

MONITORAÇÃO DE INCLINAÇÃO DINÂMICA DE RISERS RÍGIDOS EM  
CATENÁRIA UTILIZANDO SENSORES INERCIAIS

Rafael Merenda Pereira

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

Aprovada por:

---

Prof. Carlos Eduardo Parente Ribeiro, D.Sc.

---

Prof. Antonio Carlos Fernandes, Ph.D.

---

Dr. Ricardo Franciss, D.Sc.

---

Dr. José Antonio Moreira Lima, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

MARÇO DE 2008

# **Livros Grátis**

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

PEREIRA, RAFAEL MERENDA

Monitoração de Inclinação Dinâmica  
de Risers Rígidos em Catenária  
utilizando Sensores Inerciais [Rio de  
Janeiro] 2008

XI, 144p., 29,7 cm (COPPE/UFRJ,  
M.Sc., Engenharia Oceânica, 2008)

Dissertação – Universidade Federal  
do Rio de Janeiro, COPPE

1. Monitoração de Inclinação Dinâmica
2. Integridade de Risers Rígidos

I. COPPE/UFRJ II. Título (série)

Aos meus pais e irmão por estarem sempre ao meu lado dando apoio, ao longo de toda a minha vida; à minha namorada pelo incentivo e apoio para conclusão de mais um sonho; à minha avó pelos anos de dedicação à família.

## AGRADECIMENTOS

Ao professor Carlos Eduardo Parente Ribeiro, pela orientação na elaboração deste trabalho, pela flexibilidade nas mudanças de rumo deste e, juntamente com todos os professores do PEnO, pelos conhecimentos passados durante as aulas.

Ao engenheiro Dary Lottmar Kayser Junior, pela disponibilidade e clareza na explicação de todos os detalhes relacionados às *flex-joints*, pelo fornecimento de material sobre o tema e pelo apoio dado durante a revisão do capítulo referente.

A engenheira Nara Guidacci Berry, pelo material fornecido sobre os elastômeros das *flex-joints*, pelas explicações sobre as características desses materiais e sugestões.

Ao engenheiro Ricardo Franciss, pelo material fornecido e explicações dadas sobre os *risers* rígidos e aos amigos do grupo de *riser* do CENPES/PDP/TS, por terem disponibilizado materiais, imagens e fotos.

Ao engenheiro Remo Zauli Machado Filho, pela sugestão do tema da dissertação, pelo material disponibilizado e pelas sugestões durante a elaboração desse trabalho.

A engenheira Louise Pereira Ribeiro, pelo apoio para conclusão do curso de mestrado em engenharia oceânica e ao engenheiro Cezar Augusto Silva Paulo pelo incentivo à inscrição neste curso.

Aos engenheiros Cássio Kuchpil e Robert Eisemberg, pelo total apoio e incentivo dados para minha dedicação exclusiva a este trabalho, quando o prazo para conclusão da dissertação estava curto, e pelos “puxões de orelha” quando tentava resolver problemas não relacionados à dissertação.

Aos engenheiros Luis Manoel e Eric Oliveira pelo material fornecido sobre ondas.

Aos engenheiros Cláudio Pires e Valter Ricardo Schad, da empresa NAVCON, pela contribuição efetiva nesse trabalho.

A todos os amigos do CENPES/PDP/TS, por tornarem o ambiente de trabalho um lugar de aprendizado contínuo, seja pelo lado profissional, ou pessoal.

Aos meus pais, irmão e namorada pelo total apoio fornecido durante a elaboração dessa dissertação e, principalmente, pela compreensão da minha relativa “ausência” nos momentos finais em que o prazo para entrega desta estava se esgotando.

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

## MONITORAÇÃO DE INCLINAÇÃO DINÂMICA DE RISERS RÍGIDOS EM CATENÁRIA UTILIZANDO SENSORES INERCIAIS

Rafael Merenda Pereira

Março / 2008

Orientador: Carlos Eduardo Parente Ribeiro

Programa: Engenharia Oceânica

Este trabalho apresenta dois métodos de medição de inclinações, estática e dinâmica, de linhas rígidas em catenária (*Steel Catenary Riser – SCR*) utilizando sensores inerciais. Esta medição tem como objetivo principal monitorar a integridade dos *risers* rígidos instalados nas plataformas da PETROBRAS. Nele, são apresentados alguns fundamentos teóricos e ferramentas utilizadas em processamento digital de sinais, e suas aplicações no desenvolvimento tanto da eletrônica do sistema de monitoração, como dos dois métodos de medição de inclinações. São apresentadas ainda simulações desses métodos para casos particulares e os resultados obtidos nos testes práticos realizados.

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

DYNAMIC INCLINATION MONITORING OF STEEL CATENARY RISERS USING  
INERTIAL SENSORS

Rafael Merenda Pereira

March / 2008

Advisor: Carlos Eduardo Parente Ribeiro

Department: Ocean Engineering

This work presents two methods of static and dynamic inclination measurements of steel catenary risers (SCR) using inertial sensors. The most important objective of these measurements is the integrity monitoring of the SCR's which are installed in PETROBRAS platforms. In this work the basic concepts and tools of signal processing are presented and their application in the electronic monitoring system development and in the two methods of inclinations measurements are studied. The simulation of these methods for particular cases and the results of a set of experimental essays are presented.

## ÍNDICE

I. INTRODUÇÃO	1
I.1 DESENVOLVIMENTO DO TRABALHO	5
I.2 CONSIDERAÇÕES GERAIS	6
II. SCR's NO SISTEMA DE PRODUÇÃO DE PETRÓLEO <i>OFFSHORE</i>	7
II.1 RISERS RÍGIDOS X FLEXÍVEIS	9
II.2 <i>FLEX-JOINT</i>	10
II.2.1 Descompressão explosiva	14
II.2.2 Rigidez do elemento flexível	15
II.3 RECEPTÁCULO	17
II.4 INSTALAÇÃO	18
II.5 DINÂMICA	18
II.5.1 Ventos, Correntes e Ondas de Gravidade	19
III. INCLINÔMETROS	22
III.1 BOLHA DE GÁS NO LÍQUIDO	23
III.2 ELETROLÍTICO	23
III.3 MERCÚRIO	26
III.4 PENDULO	27
III.5 CAPACITIVO	28
III.6 ACELERÔMETRO	28
III.6 MEMS ( <i>MicroElectroMechanical Systems</i> )	31
III.6.1 Fabricação	32
III.6.1.1 Processos de deposição	33
III.6.1.2 Fotolitografia	33
III.6.1.3 Processos de remoção de camadas ( <i>etching</i> )	34
III.6.2 Materiais	34
III.6.2.1 Silício	34
III.6.2.2 Polímeros	35
III.6.2.3 Metais	35
IV. TEORIA E FERRAMENTAS PARA O PROCESSAMENTO DE SINAIS	36
IV.1 PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS	36

IV.1.1	Processador Digital de Sinais (DSP)	38
IV.1.2	Conversor A/D	38
IV.1.3	Frequência de Amostragem	40
IV.1.3.1	Teorema de Amostragem de Nyquist	40
IV.1.3.2	<i>Aliasing</i>	41
IV.1.4	Filtro <i>Anti-aliasing</i>	44
IV.1.5	Filtros Digitais	45
IV.1.5.1	Filtro Chebyshev	46
IV.1.5.2	Transformação Bilinear	49
IV.2	FILTRO DE KALMAN	51
IV.2.1	O Processo a ser Estimado	52
IV.2.2	Origem Computacional do Filtro	53
IV.2.3	Origem Probabilística do Filtro	54
IV.2.4	O Algoritmo do Filtro Discreto de Kalman	55
IV.2.5	Parâmetros do Filtro e Sintonia	57
V.	NOVO SISTEMA DE MONITORAÇÃO DE RISERS	58
V.1	DESENVOLVIMENTO DA ELETRÔNICA DE MEDIÇÃO DE INCLINAÇÃO	62
V.1.1	Influência do máximo erro do acelerômetro	65
V.1.2	Resolução do A/D de 16bits	66
V.1.3	Filtros Anti-Aliasing	68
V.2	DESENVOLVIMENTO DOS ALGORITMOS DE MEDIÇÃO DE INCLINAÇÕES	70
V.2.1	Premissas adotadas	70
V.2.2	Algoritmo baseado em malhas de controle	71
V.2.2.2	Filtro Chebyshev	75
V.2.3	Algoritmo baseado no Filtro de Kalman	77
V.2.3.1	Modelo de erros	79
V.2.3.2	Comportamento do Erro	80
V.2.3.3	Ângulo Estático	82
V.2.3.4	Filtro Chebyshev	84
VI.	SIMULAÇÕES DOS ALGORITMOS	86
VI.1	ALGORITMO BASEADO EM MALHAS DE CONTROLE	90

VI.1 ALGORITMO BASEADO EM FILTRO DE KALMAN	101
VII. TESTES DE VALIDAÇÃO DO SISTEMA	113
VII.1 ENSAIO 1	114
VII.2 ENSAIO 2	116
VII.3 ENSAIO 3	118
VII.4 CONCLUSÕES DOS TESTES	119
VIII. CONCLUSÕES E COMENTÁRIOS	120
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	122
ANEXO A	127
ANEXO B	129
ANEXO C	134

## GLOSSÁRIO DE TERMOS TÉCNICOS UTILIZADOS

Nesta seção são listados, em ordem alfabética, os termos técnicos específicos da área de exploração e produção de petróleo no mar, que foram utilizados ao longo do texto.

- *Bend Stiffener*: Equipamento que suaviza a curvatura do *riser* flexível, próximo à terminação na plataforma. Isto é feito através do enrijecimento progressivo do início deste equipamento até a terminação.
- Densidade espectral de energia: É a função que descreve a distribuição de energia pelas componentes de frequência de um sinal temporal.
- *Flex-Joint*: Junta flexível que faz o acoplamento do topo do *riser* com a plataforma.
- FPSO: Unidade flutuante de produção, armazenamento e exportação de petróleo (*Floating Production Storage and Offloading*).
- *Offshore*: Termo utilizado para designar equipamentos, operações, ou qualquer outra coisa que seja feita no mar.
- *Pontoon*: Região inferior de uma plataforma semi-submersível, por onde passam os *risers*.
- *Pull-in*: Operação de conexão de alguns equipamentos *offshore*.
- *Riser*: Duto que liga o fundo do oceano à superfície, em instalações marítimas de perfuração, completação ou produção. O duto pode ser tanto rígido como flexível.
- SCR: *Riser* de aço em catenária (*Steel Catenary Riser*).
- S-Lay, J-Lay, Reel-Lay: Métodos de lançamento de dutos *offshore*.
- SMS: Segurança, meio-ambiente e saúde.
- *Stress-Joint*: Muito parecido com o *bend stiffener*, o mesmo aumenta progressivamente a rigidez do início deste equipamento até a terminação na plataforma. Porém, sua composição é normalmente de titânio e para uso em dutos rígidos.

- *Swivel*: Equipamento que permite movimento rotativo entre dois equipamentos, mantendo a conexão entre eles. Esta conexão pode ser elétrica, hidráulica, ou óptica.
- TDP: Ponto em que o *riser* toca o solo marinho (*Touch Down Point*).
- *Turret*: Sistema rotativo de *swivels* que permite um FPSO girar em torno deste ponto, mesmo estando conectado ao fundo do mar via *risers* e umbilicais.
- Umbilical: Equipamento cujo objetivo é interligar a plataforma aos equipamentos no fundo do mar, para que os mesmos possam ser controlados da superfície. Este pode ser constituído de pares elétricos, mangueiras hidráulicas, fibras ópticas, etc.
- UTC: Tempo universal coordenado (Coordinated Universal Time) é o fuso horário de referência a partir do qual se calculam todas as outras zonas horárias no mundo.
- VIV: Vibrações induzidas por vórtices (*Vortex Induced Vibration*).

# CAPÍTULO I

## INTRODUÇÃO

A marca dos 3000 metros de profundidade deverá ser alcançada em um futuro próximo na produção de hidrocarbonetos em áreas marítimas. Em consequência, o custo para aquisição de *risers* flexíveis está cada vez mais elevado. Isto é devido principalmente a possuírem um comprimento suspenso maior, necessitando assim que o projeto do *riser* considere uma maior carga na sua conexão com a plataforma e uma maior resistência ao colapso devido a uma maior pressão hidrostática, o que pode até levar a uma inviabilidade técnica para linhas acima de um determinado diâmetro [1].



Figura 1 - Exemplo de *riser* flexível.

Além destes problemas, pela maior demanda de uso dos *risers* flexíveis, o mercado não está sendo capaz de acompanhá-la e tem gerado além de um maior custo, um maior prazo para fabricação e entrega destes.

Uma das soluções que está sendo adotada na PETROBRAS é o uso de linhas rígidas em catenária, chamadas de SCR (*Steel Catenary Riser*). A vantagem de seu uso se dá principalmente pela simplicidade de fabricação, pois consiste de pequenos trechos

de tubos convencionais utilizados em oleodutos, os quais são soldados durante o lançamento no caso do método *J-Lay* e *S-Lay*, ou já vem soldados do estaleiro em terra e bobinado para lançamento pelo método *Reel-Lay* [18]. Além desses, ainda existe o método no qual o duto inteiro é rebocado até o local de lançamento (vide Figura 2). No caso da PETROBRAS, devido às distâncias dos seus campos *offshore* do mercado internacional, o custo associado à mobilização e desmobilização de embarcações e navios especiais de lançamento pode afetar significativamente o custo de uma campanha de lançamento. Por este motivo, o método que está sendo considerado mais viável tecnicamente e economicamente para a PETROBRAS é o *Reel-Lay*, devido ao seu reduzido tempo total de instalação frente aos outros métodos [2].

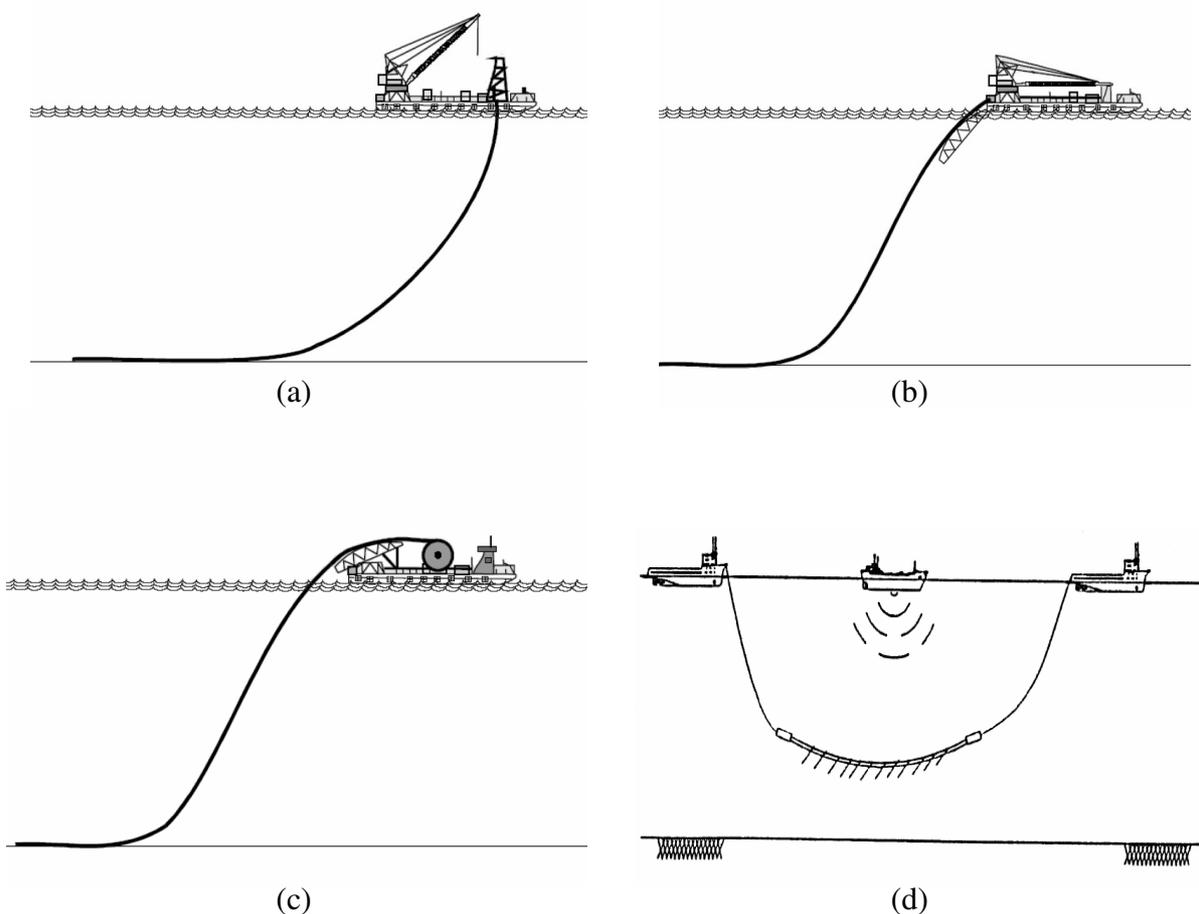


Figura 2 - Exemplos dos tipos de lançamento de dutos: (a) *J-Lay*, (b) *S-Lay*, (c) *Reel-Lay* e (d) Reboque.

No caso de linhas flexíveis, o topo do *riser* é enrijecido progressivamente por meio de *bend stiffeners*, de modo que a curvatura do *riser* próxima à conexão com a plataforma ocorra de forma gradativa e não de forma acentuada nessa região. No caso de SCR, para engastar o topo, pode-se optar por materiais mais resistentes e tenazes nesta região, fazendo uso de uma *stress joint*, em titânio por exemplo, com o objetivo de ao mesmo tempo resistir às elevadas tensões nesta região, bem como oferecer maior complacência à flexão imposta, sobretudo na condição acidental de adernamento da unidade flutuante. Outra opção para a conexão de topo do SCR é a liberação (quase que total) dos movimentos de rotação neste ponto, o que pode ser conseguido através de *flex-joints*, por exemplo (vide Figura 3).

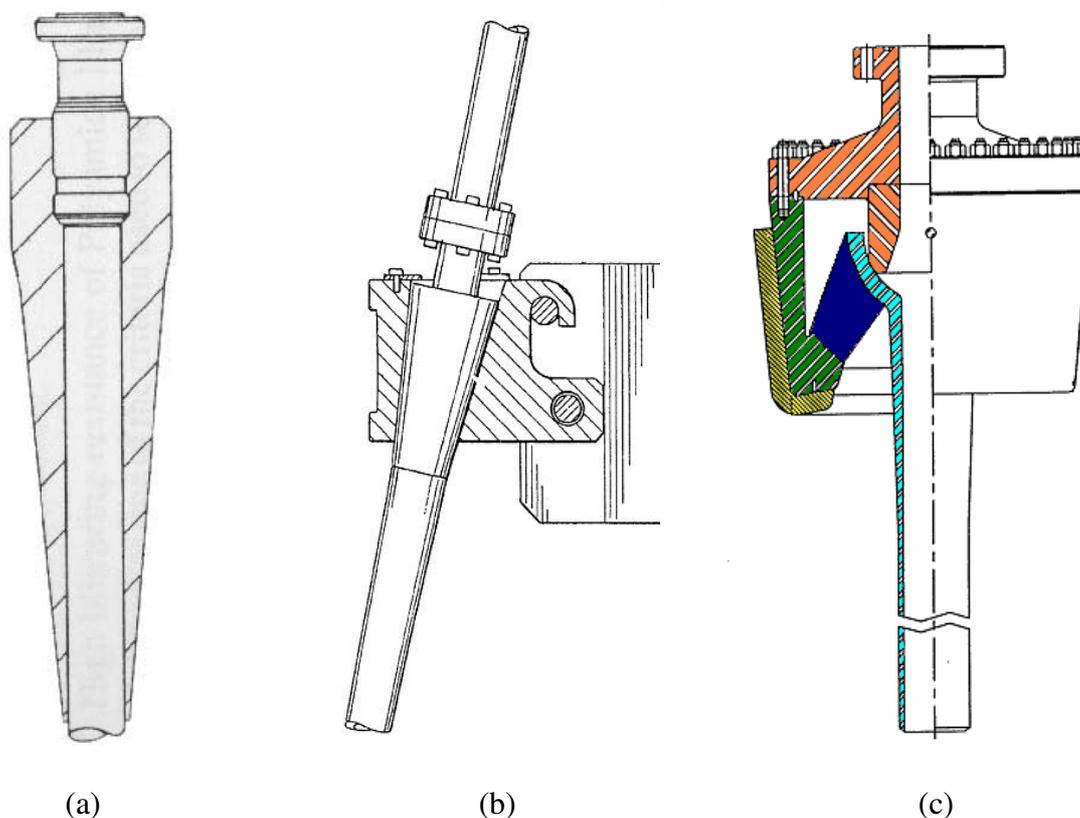


Figura 3 - Desenhos ilustrativos de um (a) *bend stiffner*, (b) *stress joint* e (c) *flex-joint*

Falando mais especificamente sobre as *flex-joints*, é fundamental conhecer seus possíveis modos de falha e, a partir deles, identificar técnicas de inspeção e/ou monitoração. A Tabela 8 no anexo A apresenta os possíveis modos de falha identificados para as *flex-joints* [3]

A maioria dos modos de falha, que foram apresentados, está relacionado ao

elastômero utilizado na fabricação da *flex-joint*. A correta seleção e formulação desse elastômero é de suma importância para que o mesmo atinja a vida útil prevista em projeto. Mecanismos de degradação como degradação térmica, oxidativa por ozônio, e pela interação com os fluidos de operação devem ser levados em consideração na fase de projeto [4].

A primeira instalação de um SCR na PETROBRAS foi realizada em uma plataforma do tipo semi-submersível. Fato este histórico, pois foi a primeira vez no mundo que um SCR foi projetado e instalado neste tipo de plataforma. Por este motivo e de acordo com as incertezas associadas ao primeiro desenvolvimento, houve a necessidade de fazer a calibração dos modelos numéricos e ferramentas utilizadas, bem como validar uma metodologia adequada a este tipo de projeto. Com essa perspectiva a PETROBRAS iniciou uma campanha de monitoração deste primeiro SCR, que compreendia a monitoração de VIV (*Vortex Induced Vibration*), inclinações, tensões no topo e no TDP (*Touch Down Point*) do SCR, tração nas amarras, movimentos da plataforma, medição de ondas, de correntes, entre outros [5] [6] [7]. Vide ilustração do sistema de monitoração do SCR da P-XVIII na figura 3.

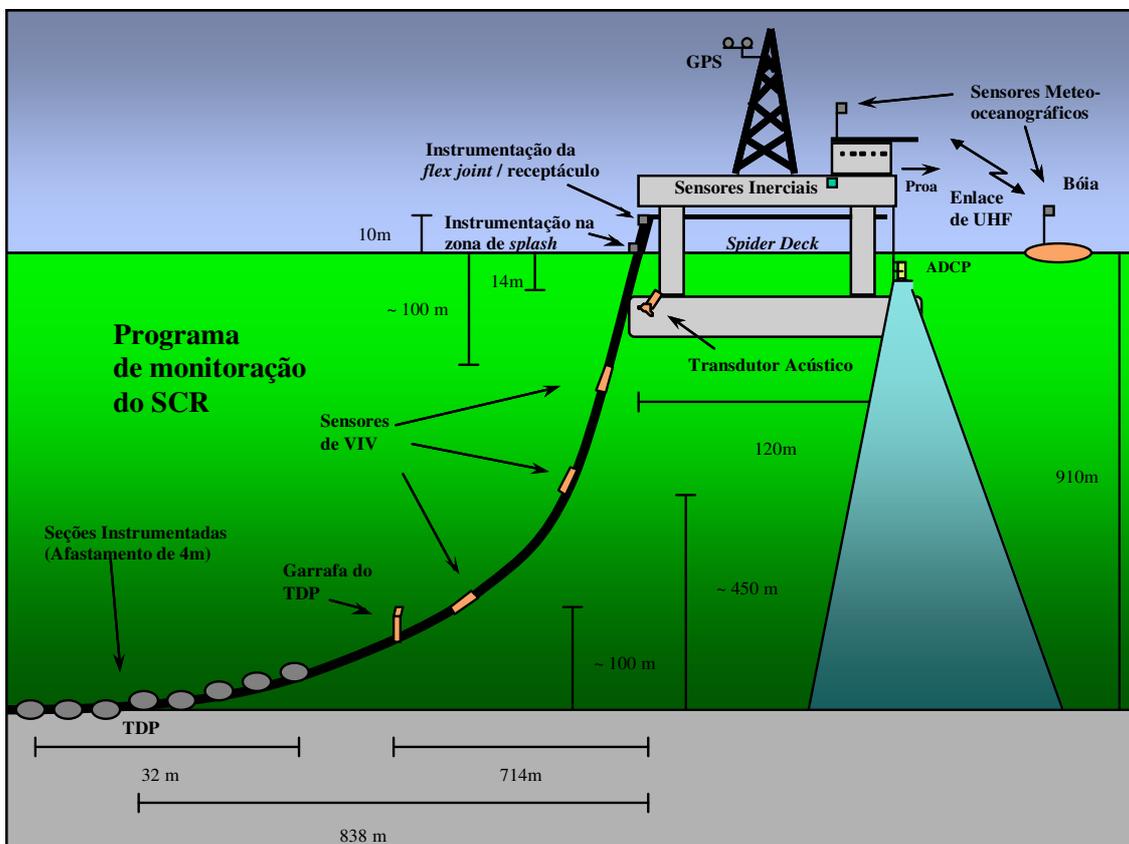


Figura 4 - Ilustração do sistema de monitoração do SCR da P-XVIII.

Na próxima campanha de monitoração dos novos SCR's, o foco passará a ser integridade. Com este enfoque, serão monitorados os ângulos dinâmicos de topo e tensões nesta região, além de pressão interna, temperatura do fluido interno e dados meteo-oceanográficos, que também foram monitorados na campanha anterior.

Com o objetivo de possibilitar a validação das premissas utilizadas durante o projeto dos SCR's e ajustes dos modelos numéricos utilizados, assim como na primeira campanha, serão armazenados todos os dados de movimentos dos *risers* ao longo dos anos.

Nesta nova etapa, percebeu-se a necessidade de medir com maior acurácia os ângulos para ser possível uma melhor constatação nas mudanças de comportamento dos movimentos na *flex-joint*.

Para atender essa necessidade a PETROBRAS iniciou o desenvolvimento de uma solução com outro tipo de tecnologia, os acelerômetros, necessários para atingir a acurácia requerida pela monitoração.

Neste trabalho será descrito o método utilizado para medir inclinações a partir de acelerômetros, neste novo sistema de monitoração de SCR.

## **I.1 DESENVOLVIMENTO DO TRABALHO**

Para definir o por que da realização desse trabalho, ou seja, a motivação que levou ao início do desenvolvimento de um equipamento para realizar a monitoração de ângulos estáticos e dinâmicos de *risers* rígidos, foi realizada inicialmente uma série de contatos com profissionais que trabalham diariamente com assuntos ligados a: *risers* rígidos, sistemas de conexão deste equipamento com a plataforma (*flex-joints*), simulações numéricas dos movimentos desses equipamentos no campo para cálculo teórico de esforços a que estes equipamentos são submetidos, e características físicas dos materiais, mais especificamente, o elastômero utilizado na *flex-joint*.

Paralelamente foram feitas algumas pesquisas sobre os assuntos através da biblioteca. Com isso, os dois primeiros capítulos deste trabalho foram montados com materiais, conseguidos com os profissionais da área, e outros através de artigos publicados solicitados nas pesquisas.

Da mesma forma que anteriormente, foram realizadas novas pesquisas através da

biblioteca sobre inclinômetros disponíveis no mercado e seus princípios básicos de funcionamento. Com o resultado dessas pesquisas e de mais algumas realizadas diretamente na internet, o capítulo III foi elaborado.

O capítulo IV foi montado com referências tradicionais sobre processamento digital de sinais e, a parte final deste, sobre o filtro de Kalman, foi elaborado com base em referências tradicionais sobre o assunto e artigos também encontrados através de pesquisas.

Os demais capítulos foram montados com base no próprio projeto em desenvolvimento, em artigos pesquisados, em simulações realizadas com os métodos desenvolvidos de cálculo de inclinações estáticas e dinâmicas, e de ensaios práticos realizados.

## **I.2 CONSIDERAÇÕES GERAIS**

Apenas com o objetivo de esclarecer e situar o leitor sobre a motivação deste trabalho, foram abordados assuntos como a operação de *risers* rígidos, seus métodos de instalação, o seu sistema de conexão com a plataforma (*flex-joints*) e a dinâmica de seus movimentos. Estes assuntos foram abordados sem no entanto entrar em muitos detalhes sobre estes equipamentos para não fugir do foco deste trabalho.

O trabalho descreve o desenvolvimento da eletrônica do sistema de monitoração, e os respectivos métodos de cálculo das inclinações estáticas e dinâmicas baseado em certas premissas e convenções estabelecidas no capítulo V.

As simulações dos métodos desenvolvidos foram realizadas respeitando essas premissas e utilizando dados experimentais dos sinais dos acelerômetros utilizados.

Foi assumido que o leitor possui fundamentos teóricos sobre: conhecimentos básicos de eletrônica, Laplace, série de Fourier, transformada de Fourier, transformada inversa de Fourier, controle, transformada z, modelagem em espaço de estados, probabilidade e estatística.

## CAPÍTULO II

### SCR'S NO SISTEMA DE PRODUÇÃO DE PETRÓLEO *OFFSHORE*

Este capítulo apresenta informações básicas sobre as linhas rígidas de produção de petróleo no mar, com a finalidade de possibilitar um melhor entendimento da aplicação e do desenvolvimento do sistema de monitoração, o qual será descrito nos capítulos subsequentes. O sistema de conexão dessas linhas com a plataforma e os movimentos relativos entre eles também serão abordados, pois serão os principais focos de estudo da monitoração de inclinação.

As linhas de produção de petróleo no mar que estão localizadas no leito marinho são chamadas de *flowlines* e as linhas que interligam a parte submarina a partir do leito marinho até a plataforma na superfície são chamadas de *risers*.

Os *risers* de produção têm a função de conduzir toda a produção submarina, óleo e/ou gás, de um determinado poço ou determinado conjunto de poços num campo até a superfície. Quando o *riser* conduz a produção de mais de um poço é necessário o uso de uma estrutura que concentra a produção de todos eles, chamada *manifold* submarino, permitindo assim a interligação de um maior número de poços com a plataforma. O *riser* pode ainda ser utilizado para conduzir água ou gás, da plataforma para o poço, funcionando assim como um meio de injeção de fluidos em poços, um dos métodos mais utilizados em recuperação convencional de petróleo [8], e pode ser utilizado como exportador, carregando a produção de uma unidade flutuante para outra ou diretamente para tanques em terra.

Para diferenciar os *risers* com relação a sua aplicação são utilizadas as seguintes nomenclaturas: *risers* de produção, *risers* de injeção (de água), *riser* de gás-lift e *riser* de exportação (que podem ser de óleo ou gás).

Além dessa caracterização, separamos ainda os *risers* em flexíveis (mencionados no capítulo 1), que são os mais utilizados na PETROBRAS, oferecendo facilidade no seu manuseio e instalação, e em rígidos, os quais começaram a ser estudados no final da década de 80 e tiveram a primeira instalação realizada no mundo no ano de 1992, no Golfo do México.

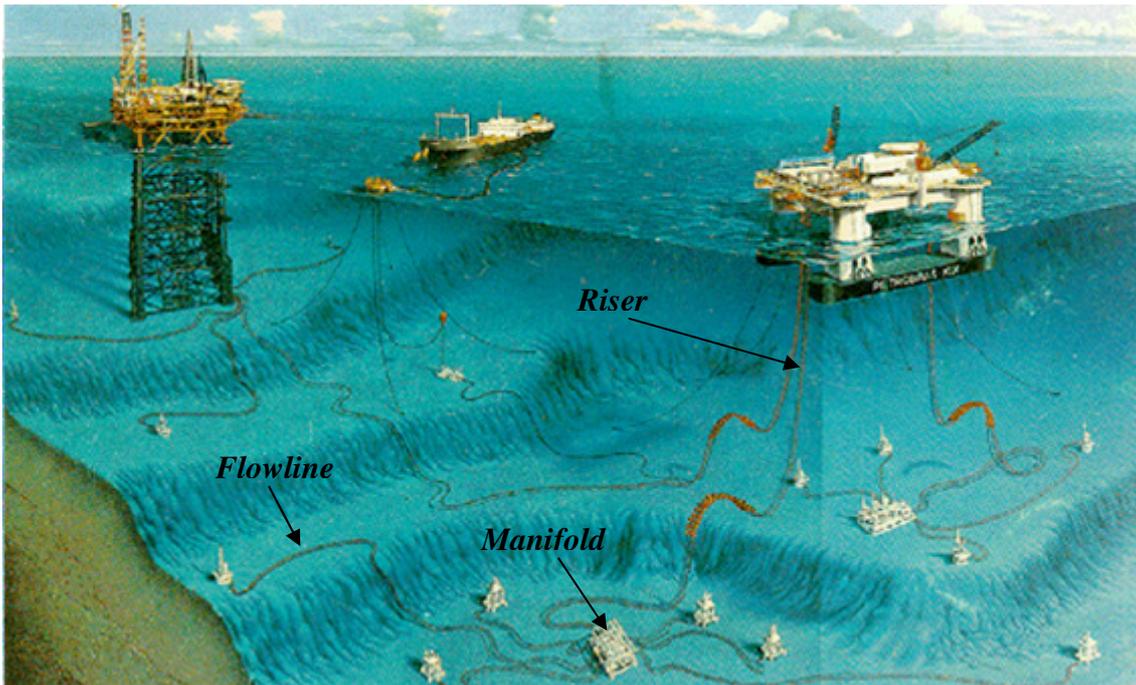


Figura 5 - Exemplo de uma arquitetura típica de poços sendo interligados a *manifolds* através de *flowlines* e estes sendo interligados a plataforma através de *risers*.

Na PETROBRAS a primeira instalação de um *riser* rígido foi realizada na plataforma P-XVIII, localizada no campo de Marlim da Bacia de Campos, no ano de 1998. Esta instalação foi um fato histórico marcante, pois além de ter sido a primeira instalação de um SCR na PETROBRAS, foi a primeira instalação no mundo de um SCR em uma unidade flutuante semi-submersível [1].

Estas linhas são conectadas a plataforma através de uma *flex-joint* para permitir pequenas rotações relativas entre as partes, reduzindo as tensões e, conseqüentemente, a fadiga dessas estruturas.

Para estas linhas são desenvolvidas algumas análises para verificação de sua viabilidade técnica. Uma dessas análises é realizada com relação a vida útil a fadiga das juntas tanto no TDP quanto na primeira solda após a *flex-joint*, que são as partes mais críticas do ponto de vista de fadiga [9]. De acordo com esta análise pode ser necessário optar por uma configuração diferente da catenária livre. Um exemplo de outra configuração é a colocação de flutuadores em certo trecho do *riser* de modo que o mesmo apresente uma corcova intermediária, que desacopla parcialmente os movimentos transferidos da plataforma para o TDP. Esta configuração é conhecida como *lazy wave* (Figura 6) [14].

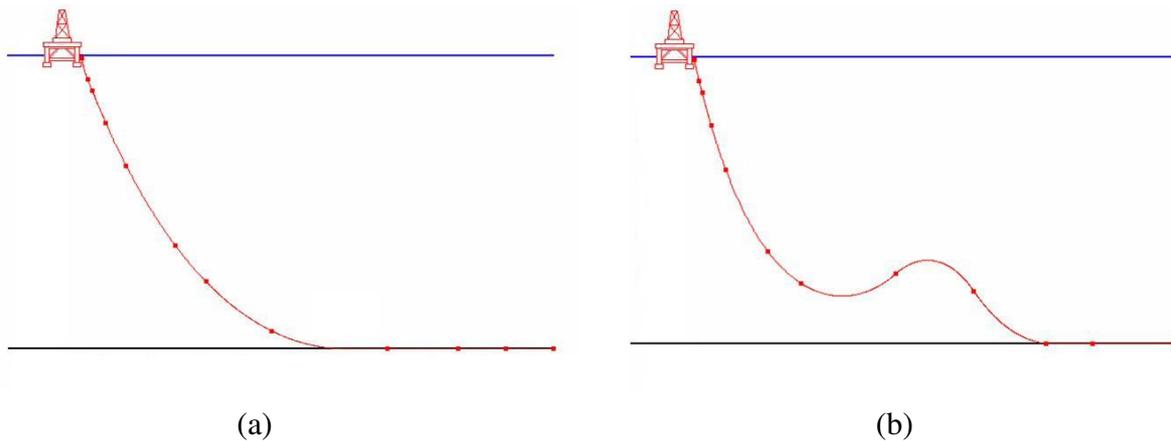


Figura 6 - *Riser* em (a) catenária livre e na (b) configuração *lazy wave*.

## II.1 RISERS RÍGIDOS X FLEXÍVEIS

Os *risers* flexíveis, até o início da década de 90, eram os únicos a serem utilizados em produção de petróleo *offshore* pela PETROBRAS. Com a descoberta de campos de petróleo a águas cada vez mais profundas, o seu uso começou a ficar extremamente caro devido à necessidade do projeto ter que considerar: uma maior carga suspensa na sua conexão com a plataforma, de possuir uma maior resistência ao colapso devido à maior pressão hidrostática e de possuir uma proteção contra fluidos corrosivos encontrados em alguns poços, como o  $H_2S$  e/ou  $CO_2$ . Além disso, quando se fala em *risers* de exportação, são normalmente utilizados *risers* de diâmetros maiores, o que pode não só levar a um custo muito elevado como a uma inviabilidade técnica [1].

Neste sentido, o *riser* rígido em catenária vem surgindo como uma solução mais barata e mais simples de ser fabricada por se tratar de dutos rígidos sem complexidade mecânica comparando com os *risers* flexíveis [10].

A linha flexível possui limitação de temperatura para a barreira de pressão. Por exemplo, para o PA-11 (Nylon11) a temperatura contínua de operação é  $65^{\circ}C$  e para o PVDF é de  $130^{\circ}C$  [13]. Além disso, caso ocorra alagamento do espaço anular na presença de altas concentrações de fluidos agressivos, como o  $H_2S$  e/ou  $CO_2$ , poderá ocorrer corrosão dos arames dessa estrutura. Para os *risers* rígidos, como não há essa camada polimérica, há possibilidade de operação em temperaturas maiores. Na operação com fluidos agressivos pode-se optar pelo uso de revestimentos, que protegem internamente o *riser* em aço carbono desses fluidos, ou por um *riser* rígido em liga resistente à corrosão (CRA – *Corrosion Resistant Alloy*). Um exemplo de revestimento

é o cladeamento de Inconel®.

Os *risers* flexíveis de maiores diâmetros possuem limitações técnicas para resistir ao colapso, de acordo com a lâmina d'água local, ou seja, em função da pressão hidrostática exercida sobre a linha. No caso dos *risers* rígidos é possível realizar projetos de linhas com maiores diâmetros para lâminas d'água maiores ainda [10].

## **II.2 FLEX-JOINT**

Como citado anteriormente, a *flex-joint* é o elo de conexão e acoplamento da linha rígida com a plataforma. A junta possui a função de permitir rotações relativas entre a unidade de produção e o *riser* rígido, reduzindo as tensões no topo e conseqüentemente aumentando a vida à fadiga, e ao mesmo tempo deve garantir uma estanqueidade desta interligação para não haver vazamento de fluidos do interior do *riser* para o ar ou para o mar.

A *flex-joint* é composta pelos seguintes componentes principais:

1) Flange para conexão: faz parte do corpo da *flex-joint*, é utilizado para fazer a conexão ao duto da plataforma e é utilizado para fazer a conexão com uma ferramenta necessária para a operação de instalação da linha e *pull-in* no receptáculo (estrutura na plataforma na qual a *flex-joint* é acomodada).

2) Corpo: parte da *flex-joint* que fica fixa a plataforma acompanhando todos os movimentos que esta é submetida.

3) Elemento flexível: compósito laminado constituído por camadas alternadas de borracha vulcanizada e aço. Responsável por suportar a carga transferida do *riser* para a plataforma, bem como acomodação das rotações relativas entre um e outro, minimizando as tensões no topo do *riser*.

4) Concha esférica: parte que fica apoiada sobre o elastômero sustentando toda carga imposta pelo *riser*.

5) Niple composto de duas partes:

a) Trecho reto: uma extensão até o ponto de solda.

b) Mísula: parte na qual há um aumento gradativo de espessura com a finalidade de aumento gradativo de rigidez até a concha esférica.

Segue abaixo, na figura 4, um desenho de uma *flex-joint* ilustrando estes componentes, com algumas medidas, apenas para se ter uma idéia da ordem de grandeza desses componentes para um SCR de 25,4 cm (10 polegadas):

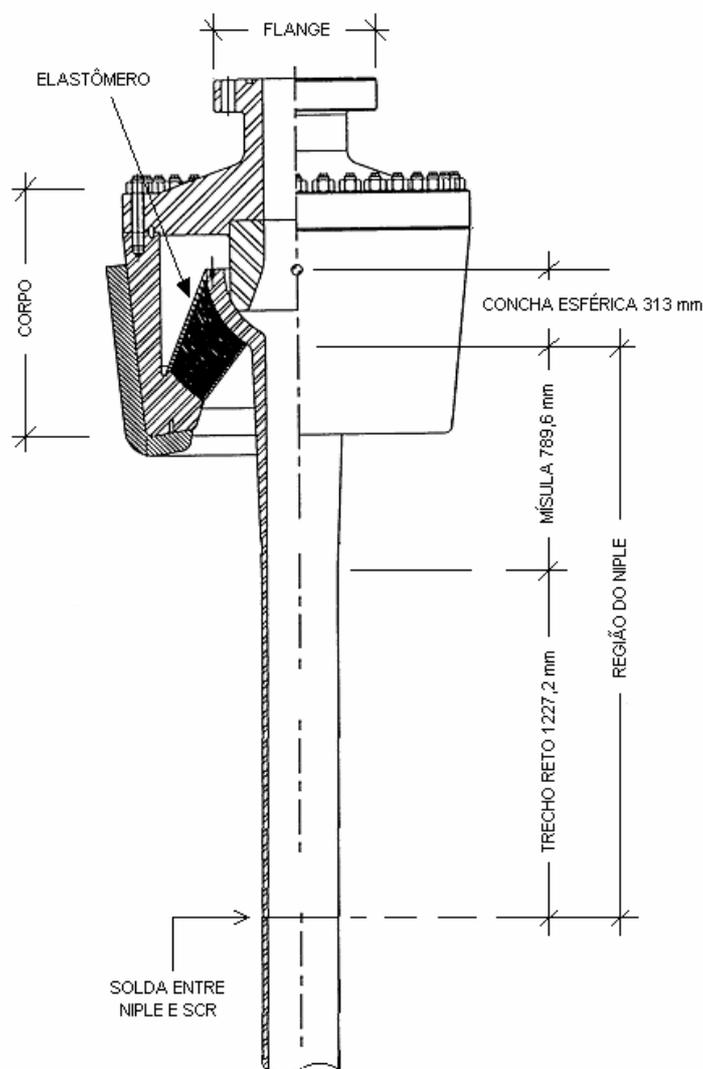


Figura 7 - Desenho detalhado de uma *flex-joint* típica.

Atualmente no mercado existem dois possíveis fornecedores de *flex-joints*: Oil States Industries, que é uma empresa americana, e a Techlam, que é uma empresa francesa. As informações abaixo listadas sobre as características das *flex-joints* disponíveis no mercado foram consultadas nas páginas da internet dos fornecedores acima mencionados.

Os projetos atuais de *flex-joints* permitem movimentos angulares em torno de  $\pm 20^\circ$  para uma *flex-joint* com único corpo e em torno de  $\pm 35^\circ$  para uma *flex-joint* de duplo corpo, ou seja, com dois elementos flexíveis.

A *flex-joint* de corpo duplo é utilizada normalmente quando a aplicação exige rotações com maiores ângulos. A arquitetura interna com corpo duplo é como se fosse a montagem em série de duas *flex-joints* com único corpo, mas invertidas entre si.

As juntas podem ter pressões de operação até em torno de 10000psi, suportar trações axiais de até 48,93MN (11000kips) e possuir diâmetros que variam entre 11,43 e 50,8 cm (4,5 e 20 polegadas).

As informações mencionadas sobre os valores existentes no mercado de trações axiais, diâmetros internos, rotações angulares e pressões de trabalho, são apenas para se ter uma idéia da ordem de grandeza das características dessas *flex-joints*. Para um maior detalhamento sobre uma determinada *flex-joint* é necessária a consulta ao fornecedor, pois dependendo do projeto e do tamanho requerido, todas essas características mencionadas variam.

O elemento fundamental constituinte da *flex-joint* é o elemento flexível laminado. Este elemento flexível é um suporte elastomérico que possui uma série de metais esféricos laminados englobados na sua estrutura. Estes metais têm o objetivo de controlar a deformação do material elastomérico e, dessa forma, conferir maior resistência ao conjunto. Vide Figura 8.

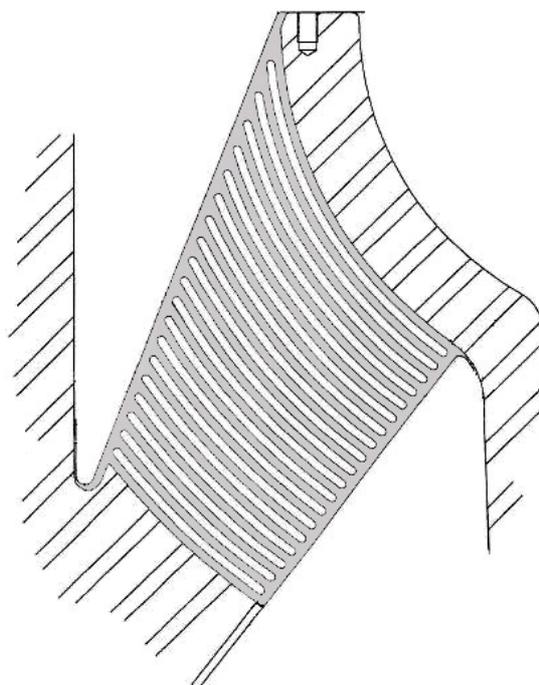


Figura 8 - Vista de uma seção do elastômero laminado de uma *flex-joint*.



Figura 9 - Vista inferior do elastômero da *flex-joint* mostrando as dobras geradas entre lâminas em função da carga do SCR.

São utilizados aços de alta resistência mecânica e, usualmente, elastômeros nitrílicos (NBR, borracha nitrílica, ou HNBR, borracha nitrílica hidrogenada), os quais são adequados a meios contendo hidrocarbonetos. A borracha nitrílica não é adequada a meios contendo altas concentrações de  $H_2S$ , para tal finalidade opta-se pela TFE/P ou FFKM [11].

Cada junta é projetada para os requisitos de uma aplicação específica. Se a aplicação lida com fluidos saturados de gás a alta pressão pode ser necessário incluir ainda um sistema tipo fole para isolar o elastômero do fluido, denominado *bellows system* (tecnologia desenvolvida pela OSI, vide Figura 10a) ou o sistema com dois elementos flexíveis (sistema desenvolvido pela Techlam, vide Figura 10b). Nessa última configuração, um dos elementos flexíveis deve ser constituído por um elastômero resistente a hidrocarbonetos e/ou gases associados a altas temperaturas, funcionando como uma barreira ao fluido enquanto o outro elemento flexível só terá função estrutural (de sustentação).

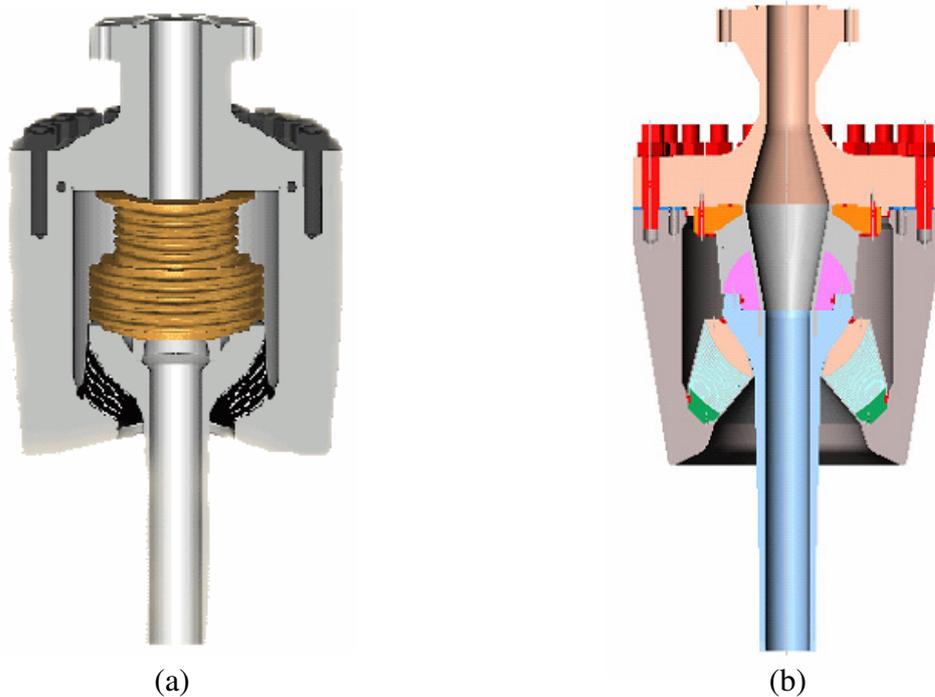


Figura 10 – Uma *flex-joint* com (a) fole e outra com (b) dois elementos flexíveis.

Este sistema de fole foi projetado para os *risers* em que são esperadas grandes variações de pressão interna realizando o transporte de gás a alta pressão ou fluidos multifásicos. O fole isola o elemento flexível elastomérico de ambientes gasosos e previne danos por decompressão explosiva na superfície de borracha do elemento flexível. O fole é um sistema de pressão compensada no qual este estende ou comprime para compensar mudanças no ângulo de chegada do *riser*. A cavidade entre o corpo e o elemento flexível é selada e preenchida com um fluido inibidor de corrosão.

Existem dois efeitos principais indesejáveis com relação à *flex-joint*: decompressão explosiva e a mudança da rigidez do elastômero.

### II.2.1 Decompressão explosiva

A decompressão explosiva ocorre após o elastômero ser exposto a um fluido gasoso com alta pressão. A pressão comprime o gás e força o mesmo a entrar nos espaços vazios da cadeia elastomérica. Enquanto está operando sob pressão, nenhum efeito danoso é notado. O problema ocorre quando o sistema é rapidamente despressurizado. Como a pressão fora do elastômero cai abaixo da pressão do gás contido no elastômero, o gás começa a se expandir e a mover-se em direção à superfície, acarretando em bolhas que podem levar à fratura do elastômero [11].

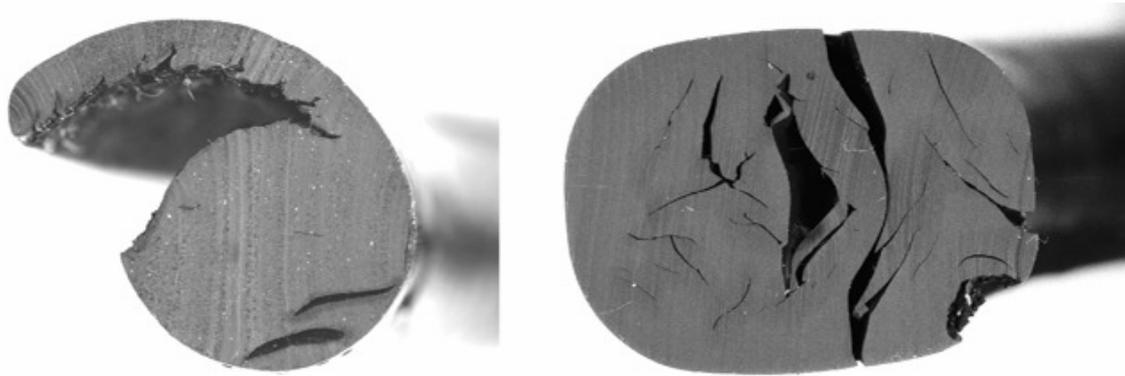


Figura 11 - Exemplo de uma descompressão explosiva em um elastômero [11].

Este efeito não desejado pode ser evitado isolando o elastômero do meio (gás), optando pela configuração com o fole, conforme exposto anteriormente. Porém, a configuração tradicional pode ser usada, desde que não haja nenhuma situação de despressurização rápida.

### II.2.2 Rigidez do elemento flexível

O elemento flexível (material compósito) utilizado na *flex-joint* possui certa rigidez, em função do elastômero e das lâminas de aço. Se essa rigidez fosse zero, a *flex-joint* seria uma rótula perfeita e permitiria o movimento relativo entre a plataforma e o SCR sem causar nenhuma restrição a este movimento dentro das inclinações permitidas e previstas no projeto da *flex-joint*. Essa rigidez é calculada no projeto, porém cabe ressaltar que ela pode variar em função de mecanismos de degradação do elastômero e/ou solicitações de fadiga acima das previstas em projeto, que acarretassem em trincas na interface lâmina de aço e elastômero, levando a perda de aderência. Os mecanismos de degradação do elastômero podem estar associados ao fluido interno, à temperatura e à pressão de operação, e/ou pela ação do ambiente externo como, por exemplo, a degradação pelo ozônio [12], se a *flex joint* for emersa.

Um aumento de rigidez acarretaria num aumento das tensões impostas ao SCR, levando conseqüentemente a uma menor vida à fadiga (ocorrência de trincas de fadiga nas soldas críticas), o que deve ser evitado [3]. A Figura 12 ilustra a análise realizada sobre a queda acentuada no tempo de vida das juntas soldadas (1ª solda do SCR e solda mais crítica no TDP) em função do aumento da rigidez do elastômero, para o caso do SCR da P-XVIII. Nesta análise foram considerados 97 estados de mar julgados representativos do período medido.

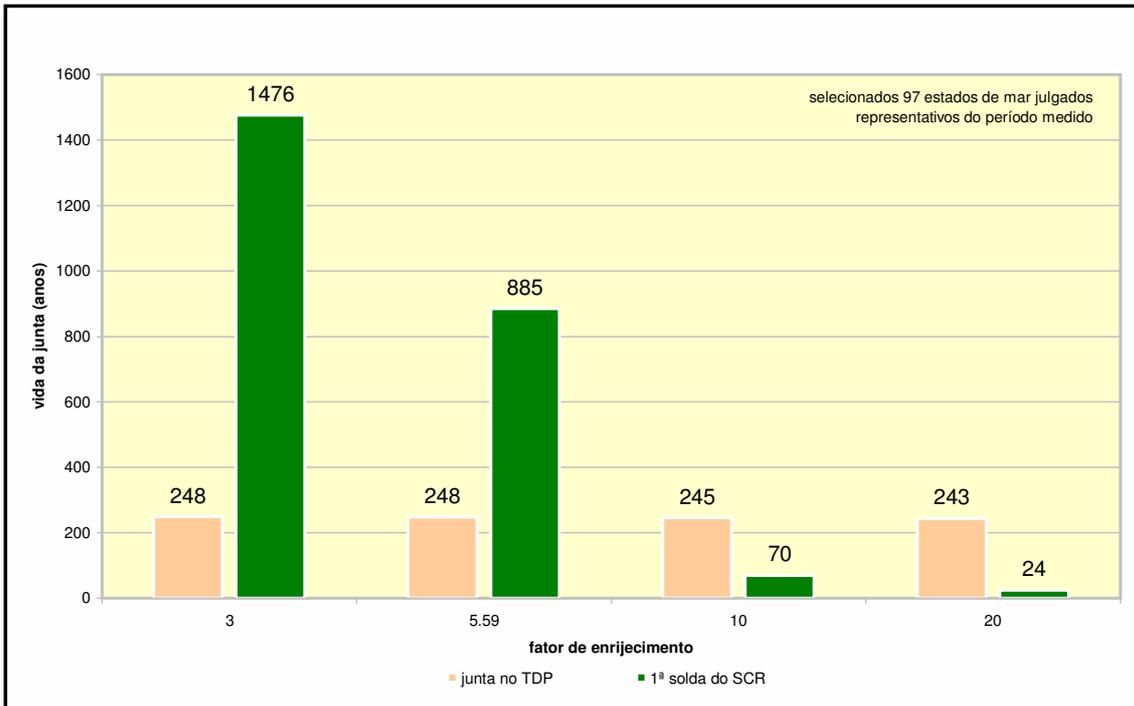


Figura 12 - Análise realizada sobre o tempo de vida útil das juntas soldadas (1ª solda do SCR e solda mais crítica no TDP) em função do aumento da rigidez do elastômero, para o caso da P-XVIII.

Uma diminuição muito acentuada da rigidez da *flex-joint* poderia acarretar em choque e amassamento da mísula, em virtude de rotação acima do giro máximo e choque com o receptáculo, e a ocorrência de trincas de fadiga.

Com a finalidade de acompanhar a evolução da rigidez do elastômero da *flex-joint* e prever uma possível intervenção da conexão desse *riser*, de modo a realizar uma manutenção preventiva para evitar a exposição do *riser* a grandes tensões, a monitoração de inclinação dinâmica, o objetivo desse trabalho, auxiliará neste sentido juntamente com os outros itens monitorados (como os esforços no topo do SCR e os dados meteo-oceanográficos) mencionados no capítulo I. Desta forma, os dados de inclinações e esforços serão analisados ao longo dos anos para acompanhar a evolução da dinâmica desses movimentos dado certas condições meteo-oceanográficas. Além disso, estes dados irão constituir uma base de dados que poderá ser utilizada para validar todas as premissas utilizadas durante a fase de projeto do SCR e da *flex-joint*.

### II.3 RECEPTÁCULO

Na plataforma, parte da estrutura do casco, chamada de viga caixão, é destinada a suportar as estruturas de conexão e suporte das linhas propriamente ditas.

São chamadas de suportes as estruturas que foram projetadas em função do ângulo de topo e do azimute (direção) da linha. Estes ficam localizados entre a viga caixão e o receptáculo.

O receptáculo é a estrutura que está fixada à viga caixão através do suporte que lhe confere adequada orientação espacial. É no receptáculo que a peça de conexão é alojada, seja ela o topo de uma *stress joint* ou uma *flex-joint*. Veja um exemplo de receptáculo na Figura 13.

Existem duas formas de conexão das linhas a uma plataforma semi-submersível: externa ou internamente ao costado. Quando externa, a conexão se faz mais próxima à face superior do *pontoon*. Quando interna, se faz mais próxima à quilha. De qualquer forma, os suportes não diferem tanto entre si. Entretanto, existem outras formas de conexão dependendo do tipo de unidade flutuante (por exemplo FPSO com *turret*).

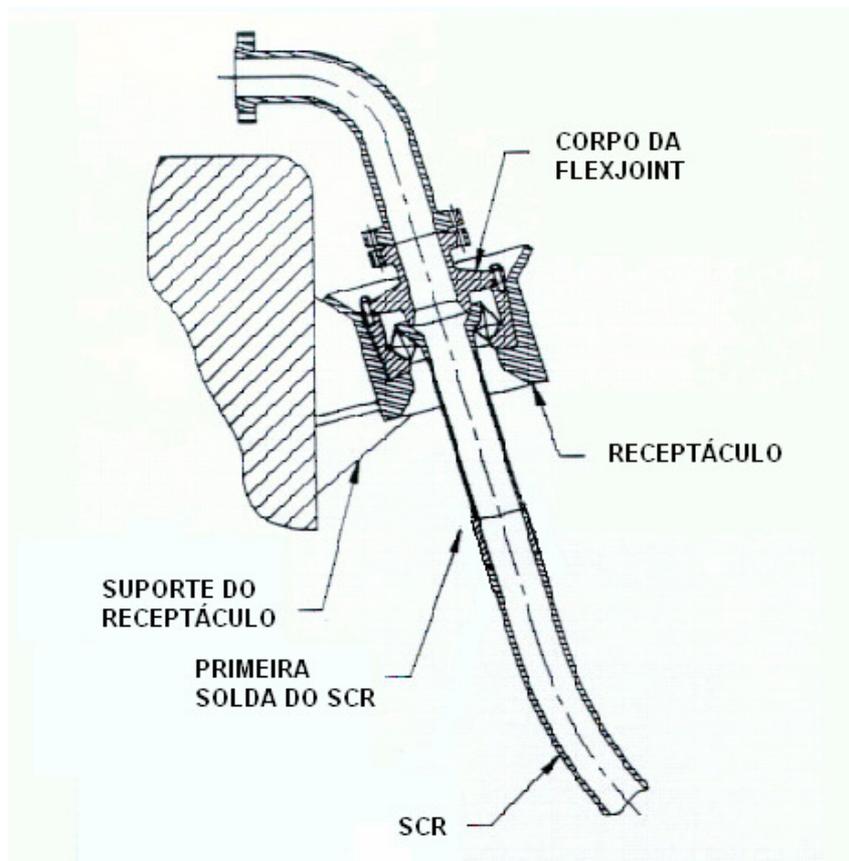


Figura 13 - Exemplo de um receptáculo solidário a viga caixão através do suporte.

## II.4 INSTALAÇÃO

Conforme já foi mencionado no capítulo I, existem alguns métodos de instalação de *risers*. Pelo seu reduzido tempo de instalação frente aos outros métodos, o Reel-Lay é o que está sendo mais considerado na PETROBRAS. Entretanto, o *J-Lay* se apresenta como um outro possível método em águas profundas.

Após o lançamento do *riser* rígido por um dos métodos mencionados, é necessário transferir o topo desse *riser* da embarcação de lançamento para a unidade flutuante na qual será conectado. Para tanto, é necessária a instalação de uma ferramenta no topo do *riser* na qual seja possível realizar essa transferência utilizando, normalmente, cabos de aço interligando o *riser* a embarcação de lançamento e o *riser* a unidade flutuante.

Após a transferência, é realizada a operação chamada de *pull-in*, que consiste em suspender o *riser* com seu conector até passar pelo receptáculo e, em seguida, descer o *riser* para assentar o conector no receptáculo, o qual sustentará toda a carga do SCR.

Esta seqüência é ilustrada através das fotos de instalação do *riser* da P-XVIII no anexo B.

## II.5 DINÂMICA

A dinâmica dos movimentos dos *risers* e plataformas está diretamente ligada aos seguintes fatores meteo-oceanográficos: vento, onda e corrente. Para tanto, é de suma importância o conhecimento a fundo dessas variáveis de modo que seja possível prever quais serão as possíveis condições meteo-oceanográficas a que os *risers* e as plataformas estarão expostos [7].

Por este motivo é que toda instrumentação desenvolvida na primeira campanha de monitoração do SCR da P-XVIII, mencionada no primeiro capítulo, envolveu dentre outros sensores: ADCP (Acoustic Doppler Current Profiler), perfilador para medição de corrente em diferentes profundidades, Anemômetros, que são sensores para medição de direção e velocidade de vento, e ondógrafos, geralmente constituídos de acelerômetros, giros e bússola magnética, que são capazes de medir altura, período e direção de onda referenciada ao norte magnético [5] [6] [7] (vide Figura 14).



(a)



(b)

Figura 14 - (a) Bóia meteo-oceanográfica e (b) ADCP da P-XVIII

Além do conhecimento do comportamento dessas variáveis, é fundamental saber o quanto e como cada uma dessas variáveis influencia nos movimentos dos *risers* e das plataformas.

### II.5.1 Ventos, Correntes e Ondas de Gravidade

As ondas superficiais do oceano são geradas pelo vento na superfície do oceano através de um processo de geração bastante complexo. Contudo, sabe-se que o vento transfere energia para o mar na forma de ondas dentro de uma gama de frequências e direções. Ou seja, o vento cria na superfície do oceano ondas de vários períodos e alturas que se propagam simultaneamente em diferentes direções [15] [19].

Uma vez geradas, as ondas tornam-se capazes de transportar através do oceano a energia que o vento lhes passou. Normalmente, as ondas geradas pelo vento podem ser classificadas em dois grupos, chamados de vagas e ondulações. Vagas são as ondas que ainda estão na zona de geração, sendo capazes de receber energia do vento. A ondulação é constituída por ondas que ou já se encontram fora da zona de geração original e/ou não são mais capazes de receber energia do vento. Os termos em inglês utilizados para vaga e ondulação são *wind-sea* ou *sea* e *swell*, respectivamente [16] [19].

Essas ondas são monitoradas através de ondógrafos, que são instalados em uma determinada região de interesse para aquisição de dados oceanográficos durante longos períodos. Estes dados adquiridos são utilizados para fazer a caracterização dessa região, indicando quais tipos de ondas são comuns nessa região e quais são suas principais características. Essas características, como altura significativa, período, densidade espectral e espectro direcional de onda [19], são os focos principais desta monitoração para caracterizar o mar neste local, pois é através delas que pode-se fazer o projeto de estruturas oceânicas na superfície voltados a sofrerem uma menor influência do movimento das ondas.

Da mesma forma que é possível fazer o projeto dessas estruturas para sofrer a mínima influência das ondas, é possível fazer o processo inverso, que é a determinação dos possíveis movimentos que a estrutura oceânica deve sofrer dado certas condições de mar, descritas pelos parâmetros acima mencionados. Esta relação entre os parâmetros de onda e os possíveis movimentos da estrutura oceânica se dá através das curvas RAO (*Response Amplitude Operator*) da estrutura. São essas curvas que irão dizer o quanto o movimento de uma estrutura será afetado por uma onda de determinada altura significativa, período e direção [17].

Além das ondas, as correntes também têm que ser consideradas quando se trata de movimentos das estruturas no oceano e indução de movimentos em *risers*.

A corrente marítima gera uma vibração, não desejada, induzida por vórtices sobre os *risers*, que é função direta da intensidade e direção desta. Esta vibração, chamada de VIV (*Vortex Induced Vibration*) [18], ao longo do tempo causa uma fadiga na estrutura do *riser*, diminuindo seu tempo de vida.

Da mesma forma que a onda, o perfil de correntes é monitorado e armazenado durante longos períodos através do uso de ADCP em uma determinada região [7]. Os dados armazenados são utilizados para caracterizar o perfil de correntes na região, que é utilizado principalmente no projeto de *risers*.

Os movimentos impostos ao *riser* pela plataforma através das ondas são chamados movimentos de 1ª ordem, e enquanto os movimentos de longo período causados pelo vento, corrente marítima e ondas, são chamados movimentos de 2ª ordem [1] [18].

De forma a caracterizar melhor os movimentos que deverão ser monitorados, a

Bacia de Campos será utilizada como caso base. Nesta região, através de dados medidos ao longo de uma missão, é possível extrapolar os mesmos e chegar a valores possíveis de ocorrência de alturas significativas de onda de até 8m, aproximadamente, considerando onda centenária, e períodos que variam entre 4 e 20s, aproximadamente. Estes valores estão relacionados com os movimentos de 1ª ordem.

Utilizando os dados de onda junto com os dados de corrente e de vento monitorados na Bacia de Campos, é possível calcular os movimentos de 2ª ordem a que a plataforma será submetida [9]. Estes movimentos possuem períodos da ordem de centena de segundos.

## CAPÍTULO III

### INCLINÔMETROS

O inclinômetro é um instrumento para medir nível e inclinação de um objeto em relação à gravidade. Ele também é conhecido como sensor de inclinação, indicador de inclinação, medidor de nível e sensor de nível [21].

Estes equipamentos geram um horizonte artificial e medem a variação angular em relação a este horizonte [20]. Eles são utilizados de forma comum em aviação, engenharia civil, área naval, militar, transporte e equipamentos eletrônicos, servindo para nivelamento de plataformas, indicador de ângulo de guindastes, controles de vôo de aeronaves, ajuste em câmeras, sistemas de segurança de automóveis, chaves especiais, etc [21].

A faixa dos ângulos de medição e o número de eixos dos inclinômetros são especificações importantes a serem consideradas quando se pensa em utilizá-los [20].

Algumas tecnologias comuns de uso em inclinômetros são: acelerômetro, capacitiva, eletrolítica, bolha de gás em líquido, mercúrio e pendular [20] [21] [22].

Saídas elétricas típicas para os inclinômetros incluem corrente analógica, digital (TTL), frequência analógica ou pulso, tensão analógica, serial, paralela, e chave ou alarme. As saídas visuais são baseadas tipicamente em medidores analógicos, displays digitais, ou vídeo display, dependendo dos requisitos da aplicação [20].

A especificação do sensor deve considerar também a acurácia da medição e sua banda de operação, ou seja, a faixa de frequências onde o sensor mantém sua acurácia. Esta última é influenciada diretamente pela frequência de variação da inclinação para cada tecnologia de sensor. Normalmente a especificação de banda do sensor é realizada até o ponto onde sua resposta em frequência é de -3dB [20].

Outros parâmetros a serem considerados para os inclinômetros incluem temperatura de operação, choque máximo e máxima vibração [20].

### III.1 BOLHA DE GÁS NO LÍQUIDO

O sensor de bolha de gás no líquido é compreendido de um tubo de vidro parcialmente preenchido com líquido. O tubo contém um líquido e uma bolha, e é normalmente curvado [22]. A posição da bolha indica o ângulo. Este inclinômetro é também conhecido como medidor de nível. Como pode ser visto na Figura 15, este tipo de inclinômetro possui apenas a saída visual, o que dificulta seu uso em associação a outros equipamentos.



Figura 15 - Medidor de nível do tipo bolha de gás no líquido.

Entretanto, foi desenvolvido um sistema opto-eletrônico capaz de medir com precisão a posição da bolha [23]. Ou seja, o princípio é o mesmo, só que agora ao invés de se fazer a leitura da inclinação através da observação da bolha, o sistema opto-eletrônico (Figura 16) o faz e fornece essa informação de forma eletrônica para algum sistema de controle, possibilitando assim sua integração.

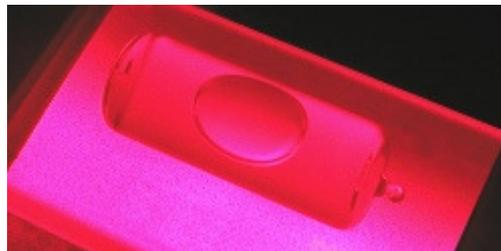


Figura 16 - Medição de inclinação através da leitura da posição da bolha no líquido com um sistema opto-eletrônico.

### III.2 ELETROLÍTICO

Um sensor eletrolítico é um invólucro de vidro (ou cerâmica), parcialmente preenchido com um fluido condutivo. O fluido, assim como no indicador de nível de um carpinteiro (Figura 17(a)) por exemplo, move-se devido a inclinação e sob a influência da gravidade terrestre ou aceleração. Três contatos elétricos (eletrodos) são dispostos dentro deste invólucro [24]. Um contato fica localizado na base do invólucro, e dois ficam no topo a uma mesma distância do contato da base, um a esquerda e outro a

direita deste, vide Figura 17(b). Quando o sensor está no zero ou sua posição nula, a impedância elétrica do fluido entre o eletrodo central para os eletrodos a esquerda e a direita é igual. Inclinando o sensor causa um distúrbio nessa condição balanceada e a impedância muda proporcionalmente ao ângulo de inclinação. Se há uma inclinação no sentido horário, a bolha tende a subir fazendo com que a impedância aumente entre o contato da base e o contato a esquerda e que a impedância diminua entre o contato da base e o contato a direita. O centro de gravidade do volume do fluido permanece fixo e o invólucro, com os eletrodos, é que se move [24]. O sensor é portanto um potenciômetro líquido, com o cursor no meio quando está na posição horizontal, vide a Figura 18 .

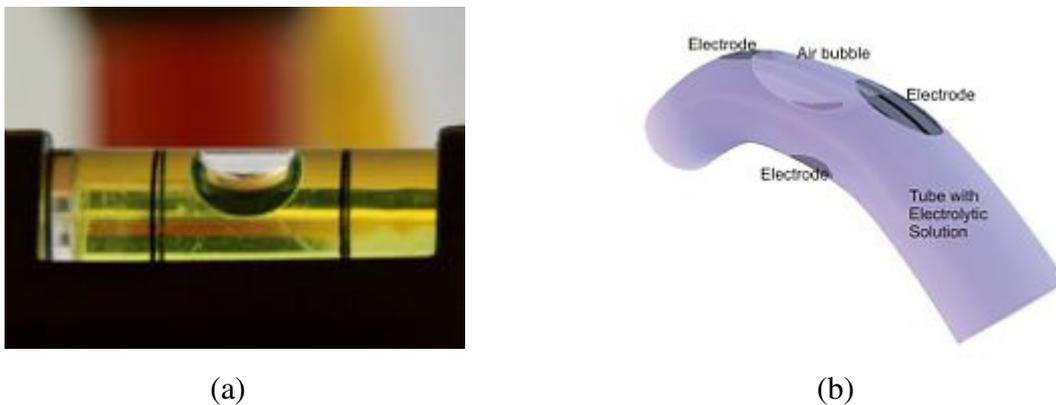


Figura 17 – (a) Indicador de nível de um carpinteiro por exemplo e a estrutura parecida de (b) um sensor eletrolítico.

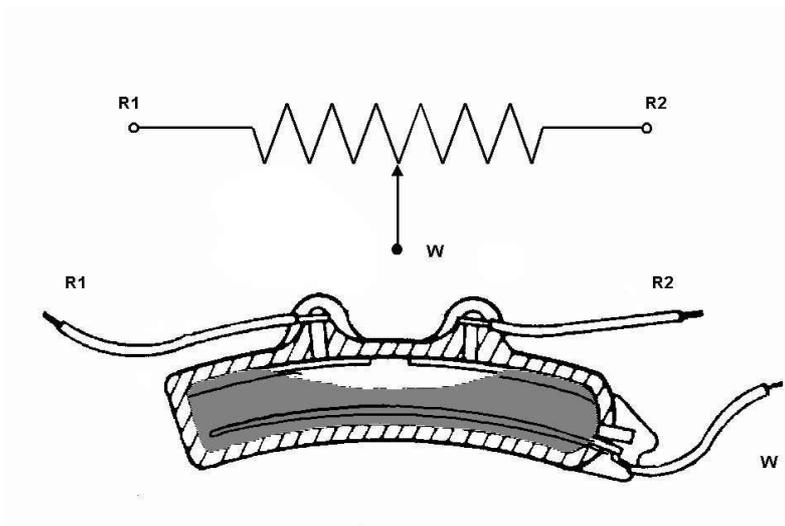


Figura 18 - Representação elétrica de um sensor de inclinação eletrolítico.

Se tensões contínuas são aplicadas entre os eletrodos uma deposição eletrolítica poderia ocorrer e danificar o sensor. Por esta razão, uma excitação de tensão alternada é utilizada neste tipo de sensor [24].

Quando alimentado na posição horizontal, o eletrodo central em relação aos outros possui uma tensão de 50% da tensão de excitação. Inclinando o sensor causará uma variação proporcional na tensão, em torno do ponto de 50%. Vide Figura 19.

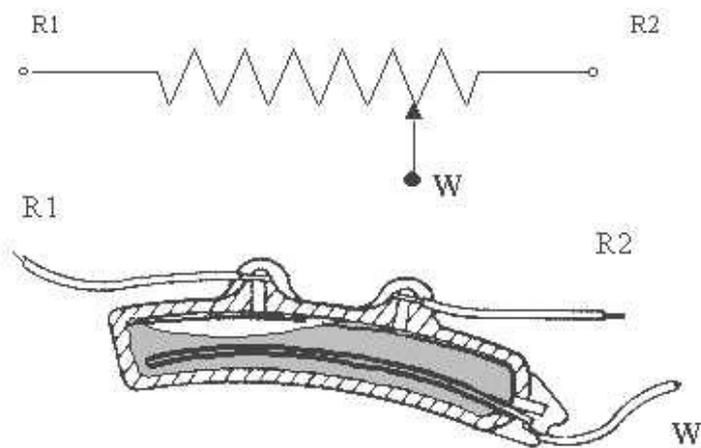


Figura 19 - O sensor eletrolítico sob efeito de uma inclinação no sentido horário.

Veja uma configuração típica desse tipo de sensor na Figura 20.

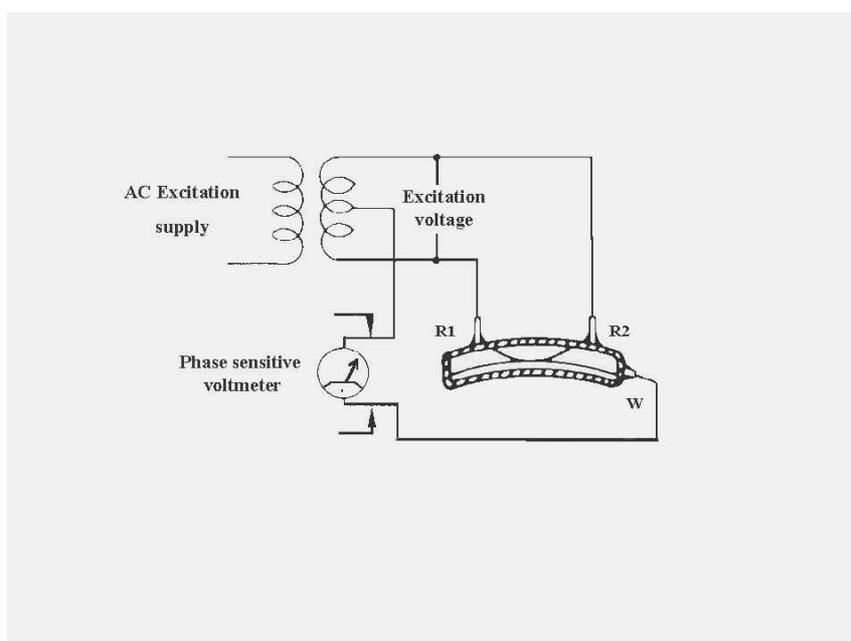


Figura 20 - Configuração típica de um sensor eletrolítico.

### III.3 MERCÚRIO

O sensor de mercúrio, nada mais é do que uma chave cuja finalidade é permitir ou interromper a passagem de corrente elétrica em um circuito elétrico. Este chaveamento é dependente da posição física da chave ou alinhamento relativo a direção da gravidade [25].

As chaves de mercúrio consistem de dois contatos em um invólucro de vidro fechado que contém um bulbo de mercúrio [26]. O invólucro pode também conter ar, um gás inerte, ou vácuo. A gravidade está constantemente empurrando a gota de mercúrio para o ponto mais baixo no invólucro. Quando a chave é inclinada na direção apropriada, o mercúrio toca os contatos, fechando então o circuito elétrico [25]. Inclinando a chave no sentido oposto faz com que o mercúrio se afaste dos contatos, abrindo o circuito elétrico (Figura 21).



Figura 21 - Exemplo de uma chave de mercúrio.

Com o mesmo princípio, existe também uma chave que ao invés de utilizar mercúrio, utiliza uma esfera condutora. Porém o desempenho da chave com mercúrio é melhor que uma chave com esfera. Isto se deve ao contato elétrico do líquido metálico não ser afetado por sujeira, poeira e oxidação, pois ele engloba todo o contato garantindo uma resistência muito baixa de conexão, livre de *bounce* e vibrações, produzindo um excelente contato [26].

Como o mercúrio possui propriedades tóxicas, componentes defeituosos contendo mercúrio devem ser tratados como lixo químico. Por causa disso, chaves de mercúrio vem sendo eliminadas de muitas aplicações [26]. Por exemplo, antigamente termostatos eram feitos de mercúrio, mas atualmente tem-se utilizado termistores ou outros dispositivos eletrônicos para medir temperatura, e um relé provê a função de chave antes feita pela chave de mercúrio.

### III.4 PENDULO

O sensor do tipo pendular nada mais é do que uma massa suspensa que é fixada a um pequeno eixo. Esta massa suspensa tende a permanecer na vertical independente do movimento do corpo do sensor. Desta forma, quando ocorre o giro de um objeto, onde o sensor está fixado, nota-se um deslocamento relativo entre o corpo do sensor e o pêndulo. Esta variação angular é medida através de um ponteiro, o qual fica solidário ao pêndulo [22]. Este conjunto pode ficar imerso em um fluido para amortecer os movimentos. Obviamente, este tipo de inclinômetro possui apenas saída visual, como pode ser visto na Figura 22.



Figura 22 - Inclinômetro do tipo pendular.

Uma evolução deste tipo de inclinômetro seria através do uso de um mecanismo que pudesse medir a variação angular entre o pêndulo e o corpo do inclinômetro. Neste sentido, por exemplo, já se utilizou um potenciômetro acoplado no eixo do pêndulo para realizar tal medida. Porém esta tecnologia encontra-se em desuso devido ao surgimento de outras tecnologias mais vantajosas, como a óptica [27].

### III.5 CAPACITIVO

O princípio de operação do sensor mostrado na Figura 23 é baseado em um arranjo diferencial de capacitor, formado pelos eletrodos 1a, 1b e 2. Os eletrodos são fabricados em lados opostos de uma cavidade cilíndrica que é preenchida parcialmente por um fluido dielétrico [28]. De um lado fica um eletrodo comum (2) e do outro ficam dois eletrodos (1a e 1b) para formarem dois capacitores com o eletrodo comum. Na posição horizontal, os eletrodos 1a e 1b estão com uma mesma área coberta pelo dielétrico, resultando em duas capacitâncias com o mesmo valor. Se ocorrer uma inclinação do dispositivo, o fluido permanece na posição horizontal. Desta forma, um dos eletrodos, 1a ou 1b, passa a ter uma área menor em contato com o fluido e o outro passa a ter uma área maior exposta ao fluido [28]. Isto resulta em um aumento do valor da capacitância para um e justamente o inverso para o outro capacitor. Como essa alteração do valor das capacitâncias é proporcional a inclinação, o valor diferencial das capacitâncias é convertido eletronicamente em um sinal de saída que é linear em relação ao ângulo de entrada.

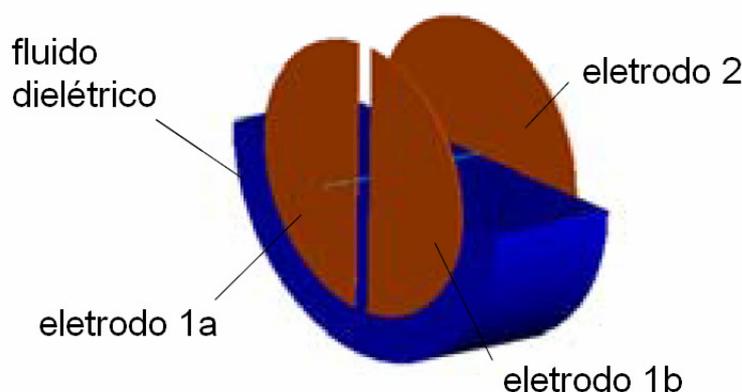


Figura 23 - Estrutura de um sensor de inclinação capacitivo [28].

### III.6 ACELERÔMETRO

Este tipo de sensor de inclinação faz uso de pelo menos um dispositivo chamado acelerômetro. Este dispositivo é um equipamento capaz de medir acelerações. Desta forma, sendo este equipamento capaz de medir com uma boa exatidão a aceleração da gravidade, de forma estática, é possível utilizá-lo para fazer o cálculo do ângulo com a vertical (aceleração da gravidade) [29].

Considere a Figura 24, onde está ilustrado um acelerômetro sensível em um eixo e as disposições angulares mostradas em seqüência. Se for possível a calibração deste

dispositivo de forma a colocar seu eixo exatamente alinhado com a vertical, pode-se medir com uma boa exatidão o valor da aceleração da gravidade e, a partir desse valor absoluto, calcular todas as demais inclinações baseando-se em propriedades trigonométricas de projeção de um vetor de aceleração [29].

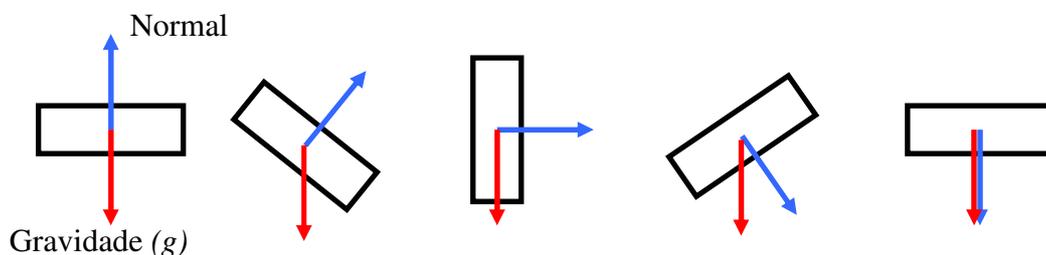


Figura 24 - Um acelerômetro em diversas inclinações em relação a aceleração da gravidade.

Nota-se que como está sendo feita medida de aceleração, este equipamento funciona muito bem em condições estáticas, mas em condições em que há movimento, ou seja, outras acelerações além da aceleração da gravidade, o cálculo de inclinações fica deteriorado se calculado de forma simplória, como mencionado acima.

Quando se fala em acelerômetros, algumas características intrínsecas a este sensor devem ser consideradas para se fazer um uso adequado deste. Como algumas dessas características serão mencionadas mais a frente neste trabalho, seguem abaixo as definições dessas para um melhor entendimento no desenvolvimento do sensor de inclinação.

**g** ( $m/s^2$ ): Unidade de aceleração, igual ao valor padrão de aceleração da gravidade (no caso do acelerômetro a ser utilizado neste trabalho, o valor considerado para os acelerômetros foi de  $9,80655m/s^2$ ).

**Bias** (mg): Saída do acelerômetro à 0g.

**Estabilidade de bias** (mg): Máxima deriva do bias após variação extrema das condições externas (ciclos de temperatura, choque, vibração, envelhecimento).

**Coefficiente de temperatura do bias** ( $\mu g/^\circ C$ ): Variação máxima da calibração do bias sob condições onde há variação da temperatura externa (inclinação da melhor linha que se encaixa na curva bias X temperatura). O Coeficiente de temperatura do bias é especificado entre  $-40^\circ C$  e  $+50^\circ C$ , onde o comportamento em função da temperatura é linear.

**Sensibilidade do fator de escala** (mV/g): A razão de mudança na saída (em volts) em função da variação de uma unidade na entrada (em unidades de aceleração); dado então em mV/g.

**Coefficiente de temperatura do fator de escala** (ppm/°C): Desvio máximo do fator de escala sob condições onde há variações da temperatura externa.

**Sensibilidade a temperatura:** Sensibilidade de um dado desempenho característico (tipicamente fator de escala, bias, ou desalinhamento do eixo) para a temperatura de operação, especificada como o pior caso sob toda a faixa de temperatura de operação. Expressado como a mudança da característica por cada grau de mudança de temperatura; tipicamente expressa em ppm/°C para o fator de escala e g/°C para o bias. Isto é útil para prever o máximo erro de fator de escala com a temperatura, como uma variável, quando não é efetuado um modelo.

**Alinhamento do eixo** (mrad): O grau que a sensibilidade do eixo verdadeiro do acelerômetro desvia de ser perfeitamente ortogonal a superfície de montagem do acelerômetro, quando montado em uma superfície plana.

**Resolução** (mg): Valor da menor aceleração que pode ser medida de forma significativa.

**Não linearidade** (% do FS): Máximo desvio da saída do acelerômetro em relação a melhor parte linear dentro da faixa operacional.. O desvio é expresso como uma percentagem do valor de fundo de escala da saída.

**Banda** (Hz): Faixa de frequência entre 0 e a frequência onde a resposta do acelerômetro é menor que -3dB.

**Frequência nominal de ressonância** (kHz): Valor típico do valor de ressonância do sistema montado.

**Ruído** ( $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ ): Perturbações indesejáveis na saída do acelerômetro, que são geralmente não relacionadas com as desejadas ou esperadas acelerações de entrada.

### III.6 MEMS (*MicroElectroMechanical Systems*)

Os sistemas Micro-Eleto-Mecânicos (MEMS) são a integração de elementos mecânicos, sensores, atuadores, e eletrônica em uma pastilha comum de silício com a tecnologia de micro-fabricação. Enquanto a eletrônica é fabricada usando processos de integração de circuitos (IC) (exemplo: CMOS, Bipolares ou BICMOS), os componentes micro-mecânicos são fabricados usando processos compatíveis com as dimensões envolvidas, *micromachining*, os quais removem seletivamente partes de um *wafer* de silício ou adicionam camadas estruturais novas para dar forma aos dispositivos mecânicos e eletromecânicos [30] [31].

A tecnologia MEMS promete revolucionar qualquer categoria de produto, mediante a união da tecnologia de eletrônica baseada em silício e a tecnologia de micromáquinas (*micromachining*), o que torna possível a confecção de um sistema completo em um único *chip*. Esta é uma tecnologia que permite o desenvolvimento de produtos avançados, aumentando a habilidade computacional da micro-eletrônica com as potencialidades da percepção e do controle dos micro-sensores e dos micro-atuadores, e expandindo a faixa de possíveis projetos e aplicações [30].

Os circuitos integrados microeletrônicos podem ser vistos como os "cérebros" de um sistema e os MEMS aumentam esta potencialidade na tomada de decisões como os "olhos" e os "braços", para permitir que os micro-sistemas detectem e controlem o ambiente. Os sensores adquirem informações do ambiente através da medição dos fenômenos mecânicos, térmicos, biológicos, químicos, ópticos e magnéticos. A eletrônica processa então as informações dos sensores e com alguma capacidade de decisão interage com o ambiente através de atuadores para responder movendo, posicionando, regulando, bombeando, e filtrando, controlando desse modo o ambiente para obter algum resultado ou finalidade desejada. Devido aos dispositivos MEMS serem fabricados utilizando técnicas de manufatura similares às utilizadas na produção dos circuitos integrados (CI), níveis sem precedência de funcionalidade, confiabilidade, e de sofisticação podem ser colocados em um pequeno chip e com um custo relativamente baixo [30].

As técnicas que foram vistas anteriormente para medição de inclinação, em geral

podem ser utilizadas com a tecnologia MEMS, ou seja, os princípios básicos de funcionamento das medições podem ser os mesmos desde que possam ser adaptados e construídos de forma microscópica para operar dentro de uma pastilha de silício. Além disso, estas técnicas podem ser melhoradas ou outras novas podem ser criadas. Exemplos disso são os desenvolvimentos de inclinômetros que utilizam o princípio de medição de microimpedância de uma massa metálica pendular [32] e de inclinômetros térmicos que utilizam o princípio de convecção [33].

A tecnologia de sensores fez um progresso significativo devido a tecnologia MEMS [31]. Existem numerosas aplicações para MEMS. Como uma tecnologia nova, a qual permite sinergia entre campos anteriormente não relacionados como biologia e microeletrônica, muitas aplicações novas de MEMS surgirão, expandindo além do que é atualmente identificado ou conhecido [30].

Exemplos de aplicações de dispositivos MEMS incluem cartuchos de impressora jato de tinta, acelerômetros, robôs miniatura, micromecanismos, sensores inerciais, microtransmissões, microespelhos, microatuadores, scanners ópticos, bombas de fluidos, transdutores, e sensores químicos, de pressão e de vazão. Novas aplicações estão surgindo com a aplicação da tecnologia existente na miniaturização e integração dos dispositivos convencionais [34].

Devido este trabalho ter feito uso de acelerômetros desenvolvidos com esta tecnologia, serão mostrados mais alguns detalhes.

### **III.6.1 Fabricação**

Dispositivos MEMS são extremamente pequenos. Porém, a tecnologia MEMS não é fundamentalmente sobre tamanho. A visão aprofundada de MEMS é de uma nova tecnologia de fabricação, um modo de fazer sistemas eletromecânicos complexos utilizando técnicas de fabricação em lote similares àquelas utilizadas para circuitos integrados, e unindo estes elementos eletromecânicos com eletrônica [30].

A natureza de MEMS e sua diversidade de aplicações úteis fazem dela uma tecnologia com um potencial de ser mais difundida que até mesmo chips de circuitos integrados. Suas aplicações vão desde a monitoração de pressão sanguínea até sistemas de suspensão ativa para automóveis [30].

Historicamente, sensores e atuadores são os componentes mais caros e com menor

confiabilidade de um sistema macro, com eletrônica-sensor-atuador. A tecnologia MEMS permite que estes sistemas eletromecânicos complexos sejam fabricados utilizando técnicas de fabricação em lote, diminuindo o custo e aumentando a confiabilidade dos sensores e atuadores, tornando-se iguais aos dos circuitos integrados. Ainda, mesmo sendo esperado um desempenho superior de dispositivos MEMS que a de componentes e sistemas macro, o custo deve ser muito menor [30].

A tecnologia MEMS é baseada em um número de ferramentas e metodologias, as quais são usadas para formar estruturas pequenas com dimensões da ordem de micrometro. Partes significantes da tecnologia têm sido adaptadas da tecnologia de circuitos integrados (CI). Por exemplo, quase todos os dispositivos são construídos em *wafers* de silício, como os CI's. As estruturas são feitas em finas camadas de materiais, também como os CI's. Eles são moldados utilizando métodos de fotolitografia, também como os CI's. Entretanto, existem muitos processos que não são derivados da tecnologia de CI's, e como a tecnologia continua a evoluir, a diferença em relação a tecnologia de CI's também cresce [30].

Existem três blocos básicos de construção em tecnologia MEMS, que são a habilidade de depositar finas camadas de material em um substrato, de aplicar uma máscara com uma forma no topo das camadas por fotolitografia, e de remover camadas seletivamente de acordo com a máscara. Um processo MEMS é usualmente uma seqüência estruturada destas operações para formar dispositivos reais [30].

#### **III.6.1.1 Processos de deposição**

Um dos blocos básicos de construção em processamento de MEMS é a habilidade de depositar camadas finas de material (espessuras que vão de alguns nanômetros até por volta de 100 micrometros). Processos de deposição comumente usados são: galvanoplastia (*electrodeposition*), oxidação térmica, deposição física de vapor (*Physical Vapor Deposition* - PVD) e deposição química de vapor (*Chemical Vapor Deposition* - CVD) [30] [31].

#### **III.6.1.2 Fotolitografia**

Litografia no contexto de MEMS é tipicamente a transferência de um formato para um material fotosensível por exposição seletiva a uma fonte de radiação como a luz. O material fotosensível é um material que experimenta uma mudança em suas

propriedades físicas quando exposto a uma fonte de radiação. Se um material fotosensível for exposto seletivamente a uma radiação (mascarando parte da radiação) um formato é transferido para o material exposto [30] [31].

A região exposta pode ser removida ou tratada utilizando uma máscara para o substrato encoberto. Fotolitografia é tipicamente usada com metais ou outra fina deposição de camada [30] [31].

### **III.6.1.3 Processos de remoção de camadas (*etching*)**

Existem duas categorias básicas de processos de remoção de camadas: remoção molhada e seca. No primeiro, o material é dissolvido quando imerso em uma solução química. No último, o material é arrancado ou dissolvido usando íons reativos ou um vapor que remove camadas [30] [31].

### **III.6.2 Materiais**

A tecnologia MEMS não é também sobre coisas de silício, embora este material possua excelentes propriedades, que fazem deste uma escolha atrativa para muitas aplicações mecânicas de alto desempenho. Ou seja, a razão de resistência à força para o silício é maior que muitos outros materiais, o que permite a criação de uma gama enorme de dispositivos mecânicos [30]. Alguns materiais utilizados para a fabricação de MEMS podem ser citados:

#### **III.6.2.1 Silício**

O silício é o material utilizado para criar a maioria dos circuitos integrados utilizados em produtos eletrônicos atualmente. A economia de escala, pronta entrega de materiais baratos de alta qualidade e habilidade para incorporar funcionalidades eletrônicas, fazem do silício atrativo para uma grande variedade de aplicações MEMS. O silício também tem outras vantagens significativas devido as suas propriedades físicas. Na forma de um simples cristal, quando o silício é flexionado não há histerese e, então, quase nenhuma energia dissipada [30]. Assim como feito para movimentos de alta repetição, isto faz do silício muito confiável por sofrer uma baixa fadiga e poder ter vida útil de bilhões a até trilhões de ciclos sem quebrar [30]. As técnicas básicas para produzir os dispositivos MEMS baseados em silício são deposição de materiais em camada, modelamento destas camadas por fotolitografia, e então remoção de camadas para produzir as formas requeridas [30] [31].

### **III.6.2.2 Polímeros**

Embora a indústria de eletrônicos proveja uma economia de escala para a indústria de silício, o silício cristalino é ainda um material complexo e relativamente caro de ser produzido. Os polímeros por outro lado podem ser produzidos em grandes volumes, com uma boa variedade de características do material [30]. Os dispositivos MEMS podem ser feitos de polímeros por processos como injeção com molde (*injection molding*), modelamento em relevo (*embossing*) ou litografia-estérea [30] [35], e são especialmente bem apropriados para aplicações com microfluidos como cartuchos descartáveis de teste sanguíneo[30].

### **III.6.2.3 Metais**

Os metais podem também ser usados para criar elementos MEMS. Enquanto metais não possuem algumas das vantagens mostradas pelo silício em termos de propriedades mecânicas, quando usado dentro de suas limitações, metais podem oferecer alto grau de confiabilidade [30].

Metais podem ser depositados por processos de galvanoplastia, evaporação e bombardeamento de íons (*sputtering*). Metais comumente usados incluem ouro, níquel, alumínio, cromo, titânio, tungstênio, platina e prata [30].

## CAPÍTULO IV

### TEORIA E FERRAMENTAS PARA O PROCESSAMENTO DE SINAIS

#### IV.1 PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS

Um sinal pode ser definido como uma função que contém informação, geralmente sobre o estado ou comportamento de um sistema físico. Embora os sinais possam ser representados de diversas formas, em todos os casos a informação está contida em um padrão de variações de alguma forma. Por exemplo, o sinal pode assumir um padrão de variações com o tempo ou um padrão de variações espaciais.

Os sinais são representados matematicamente como funções de uma ou mais variáveis independentes. Porém, o estudo será focado apenas em variações temporais de forma proposital.

A variável independente da representação matemática da função pode ser contínua ou discreta. Sinais contínuos no tempo são sinais que são definidos em qualquer ponto dentro de um período de tempo e são representados por funções contínuas. Sinais discretos são definidos em tempos discretos e, portanto, a variável independente assume somente valores discretos.

Todo sinal contínuo pode ser representado de forma discreta, entretanto, para que um sinal discreto contenha todas as informações necessárias para poder reconstituir o sinal contínuo, algumas condições têm que ser respeitadas, as quais serão vistas mais adiante.

Além do fato que as variáveis independentes podem ser contínuas ou discretas, a amplitude do sinal também pode ser contínua ou discreta. Sinais digitais são aqueles que tanto a amplitude quanto o tempo são discretos. Os sinais contínuos no tempo e contínuos em amplitude são chamados algumas vezes de sinais analógicos.

Em quase todas as áreas de ciência e tecnologia, sinais devem ser processados para extração de informação. Assim, o desenvolvimento de técnicas de processamento de sinais é de grande importância. Essas técnicas são geralmente uma função que transforma um sinal em outro sinal, que é por algum motivo mais desejado que a forma original. Por exemplo, pode ser necessário: separar sinais que foram combinados de alguma forma; melhorar algum componente ou parâmetro de um sinal; ou estimar um

ou mais parâmetros de um sinal.

Os sistemas de processamento de sinais podem ser classificados então em sistemas contínuos no tempo, onde tanto a entrada quanto a saída são sinais contínuos, e sistemas discretos no tempo, onde tanto a entrada quanto a saída são sinais discretos. De forma similar a classificação dos sinais, sistemas analógicos são aqueles cujas entradas e saídas são de sinais analógicos e os sistemas digitais são aqueles cujas entradas e saídas são sinais digitais. O processamento digital de sinais, desta forma, lida com transformações de sinais que são discretos tanto em amplitude quanto no tempo.

Sinais discretos podem ser obtidos a partir da amostragem de um sinal contínuo ou podem ser gerados direto por um processo discreto. De qualquer forma, estas representações digitais são extremamente desejadas principalmente quando é necessário um sistema de processamento de sinais sofisticado, onde não é possível ser realizado com um sistema analógico, mas que pode ser realizado utilizando sistemas digitais, com uso de microprocessadores, normalmente chamados de DSP (*Digital Signal Processor*).

Para fazer normalmente a amostragem, de um sinal analógico contínuo no tempo, utiliza-se um sistema que converte a amplitude deste sinal analógico em um sinal digital. Este sistema é chamado de conversor analógico para digital, ou simplesmente conversor A/D.

A discretização do tempo se dá através do número de vezes que um sinal é amostrado de forma periódica por segundo, ou seja, quantas vezes a amplitude do sinal foi discretizada e quantizada durante um segundo pelo conversor A/D. Este parâmetro é chamado normalmente de taxa de amostragem ou frequência de amostragem, e é expresso normalmente em amostras por segundo ou em hertz.

Tanto as características de um conversor A/D como a respectiva taxa de amostragem, utilizada em um sistema, possuem um papel fundamental na representatividade do sinal analógico em sua forma digital. Sem uma boa representatividade deste sinal será obtida uma forma distorcida do sinal original. Portanto, estas características serão discutidas em tópicos separados mais adiante.

#### **IV.1.1 Processador Digital de Sinais (DSP)**

A sigla DSP é normalmente utilizada para referenciar tanto o Processamento Digital de Sinais quanto para o Processador Digital de Sinais, que derivam dos termos em inglês: *Digital Signal Processing* e *Digital Signal Processor*. O processamento digital de sinais é a ciência empregada para usar aplicações computacionais para entender estes tipos de dados chamados de sinais. Isso inclui grande variedade de atividades: filtragem, reconhecimento de voz, compressão de dados, análise de dados e muitas outras.

O processamento digital de sinais distingue-se das outras áreas da ciência da computação justamente pelo tipo singular de dados sobre os quais opera, os sinais. O interesse está centrado na representação digital dos sinais e no uso dos processadores digitais para analisar, modificar, ou extrair informação dos sinais. As formas mais comuns de DSP têm como variáveis de entrada os sinais analógicos, os quais são amostrados em intervalos regulares no tempo e convertidos para sua forma digital.

Os processadores DSP podem ser definidos, de forma sucinta, como processadores cuja parte física, algoritmo e conjunto de instruções são otimizados para processamento de alto desempenho em aplicações numéricas, uma exigência para o processamento de dados digitais representando sinais analógicos em tempo real.

#### **IV.1.2 Conversor A/D**

Como mencionado anteriormente, antes de aplicar-se a técnica de processamento digital de sinais é necessário que o sinal esteja em sua forma digital. A maioria dos sinais encontrados diretamente é contínuo (analógico): intensidade luminosa que se modifica com a distância, tensão que varia no tempo, velocidade de uma reação química dependente da temperatura, etc.

A conversão analógica para digital é o processo que possibilita aos microprocessadores interagirem com estes sinais. Para fazer esta conversão, ou amostragem, de um sinal analógico contínuo no tempo, utiliza-se um sistema que a faz em duas etapas, chamado de conversor analógico para digital (ou A/D). A primeira etapa dessa conversão é a discretização, onde se substitui o sinal por um outro que o representa naquele instante de tempo, e a segunda etapa é a quantização deste sinal, onde o valor da amplitude passa a ser representado por um valor aproximado, que

corresponde ao nível mais próximo escolhido dentro de um número finito de níveis de amplitude discreta. O número total de níveis discretos está diretamente relacionado com o número de bits de um conversor A/D. O valor de amplitude entre esses níveis, chamado de resolução, é definido pelo nível máximo de referência do conversor A/D e pelo número total de bits. Por exemplo, considere um conversor A/D de 16 bits com um nível máximo de 5 V de referência, desta forma este conversor é capaz de representar  $2^{16}$  níveis discretos e sua resolução é de  $5/(2^{16})$  V.

Associado ao processo de conversão, existe um transdutor, que possui a função de converter os fenômenos analógicos (intensidade luminosa, temperatura, etc.) em sinais elétricos de tensão ou corrente, com características adequadas para que possam ser tratados com a utilização de circuitos eletrônicos. O correto entendimento de quais informações que devem ser mantidas, e quais podem ser descartadas, indicam a seleção do número de bits que será utilizado na quantização e da frequência de amostragem necessários para uma conversão analógica para digital de forma representativa do sinal original (Figura 25).

Particularmente falando da frequência de amostragem, quando se escolhe um valor não adequado para esta, um fenômeno comum não desejado pode surgir quando este valor for menor que frequências altas existentes no sinal analógico. Este fenômeno é chamado de *aliasing* e será tratado mais a frente. O importante saber agora, é que para reduzir a chance de ocorrência desse fenômeno, faz-se uso de um filtro na entrada do conversor A/D. Por sua característica, este filtro também é denominado de filtro anti-*aliasing*.

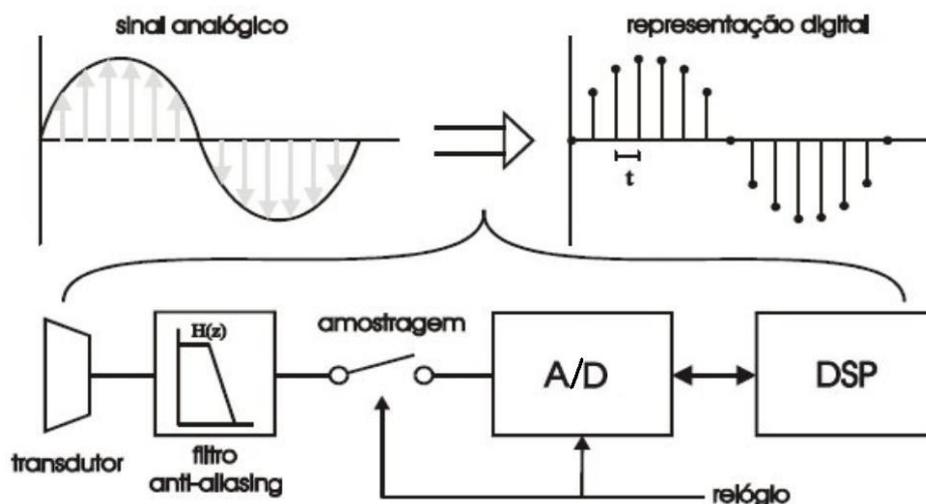


Figura 25 - Conversão Analógica para Digital.

### IV.1.3 Freqüência de Amostragem

Amostragem é a aquisição de um sinal contínuo, em intervalos discretos de tempo. A saída do amostrador varia apenas em intervalos periódicos de tempo, quando assume o valor instantâneo do sinal de entrada. Qualquer variação que ocorra na entrada, entre os intervalos de amostragem, é ignorada por completo. Amostragem é o conceito fundamental do processamento digital de sinais em tempo real. Na Figura 26, é ilustrado o princípio da amostragem de sinal.

A freqüência de amostragem é o número de vezes que um sinal é amostrado de forma periódica por segundo, ou seja, quantas vezes a amplitude do sinal foi discretizada e quantizada durante um segundo pelo conversor A/D. Este parâmetro, também chamado de taxa de amostragem, é expresso normalmente em amostras por segundo ou em hertz.

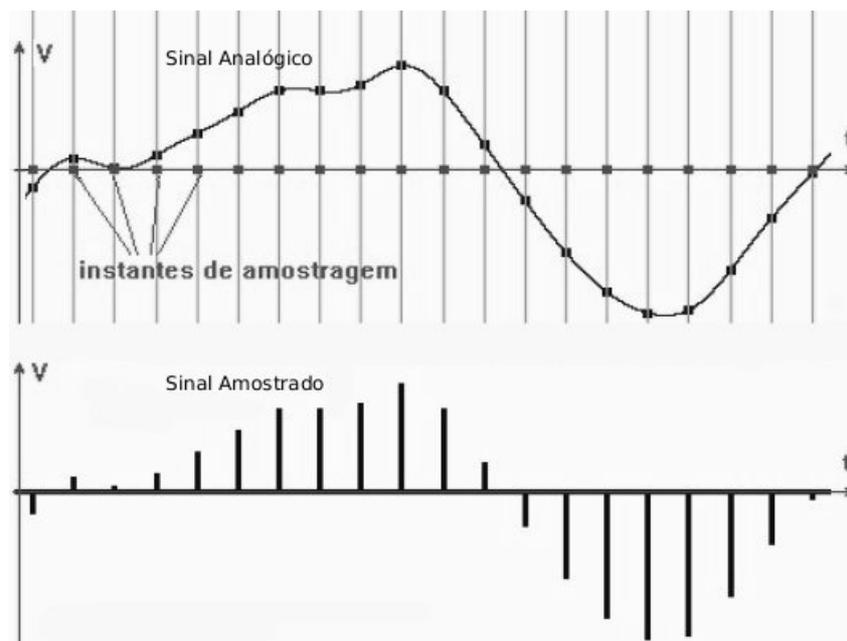


Figura 26 - Amostragem de sinal.

#### IV.1.3.1 Teorema de Amostragem de Nyquist

Este teorema, conhecido como teorema de amostragem de Nyquist, especifica a taxa mínima na qual um sinal analógico deve ser amostrado para garantir que todas as informações relevantes contidas no sinal sejam recuperadas pela amostragem. O teorema define que: “Dado um sinal cuja componente de freqüência mais elevada seja  $F_{\max}$ , para que ele seja completamente recomposto é necessário que seja amostrado a uma taxa  $F_a$ , no mínimo igual ao dobro de  $F_{\max}$ ”.

$$F_a \geq 2F_{\max} \quad (\text{Eq. 1})$$

Por exemplo, se um sinal analógico contiver frequências de até 2,5kHz, deverá ser amostrado a uma taxa mínima de 5kHz para que toda a informação deste sinal seja preservada. O fundamento matemático para este teorema será demonstrado na definição de *aliasing*.

#### IV.1.3.2 Aliasing

Algumas características dos sinais analógicos são mais facilmente entendidas no domínio da frequência, ou seja, o espectro. O espectro de um sinal analógico contínuo é a representação gráfica da frequência e energia do sinal. Portanto, pode-se considerar que um sinal contínuo (analógico)  $x_a(t)$  pode ser representado pelas transformadas de Fourier:

$$x_a(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X_a(j\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega \quad (\text{Eq. 2})$$

$$X_a(j\Omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} x_a(t) e^{-j\Omega t} dt \quad (\text{Eq. 3})$$

A seqüência  $x(n)$  com valores  $x(n) = x_a(nT)$  é derivada de  $x_a(t)$  por uma amostragem periódica, e  $T$  é chamado de período de amostragem (inverso da frequência de amostragem  $T = 1/f$ ).

Para determinar como que  $x(n)$  representa o sinal original  $x_a(t)$ , é conveniente relacionar  $X_a(j\Omega)$ , a transformada contínua no tempo de Fourier de  $x_a(t)$ , com  $X(e^{j\omega})$ , transformada discreta no tempo de Fourier da seqüência  $x(n)$ . Da Eq. 2 nota-se que

$$x(n) = x_a(nT) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X_a(j\Omega) e^{j\Omega nT} d\Omega \quad (\text{Eq. 4})$$

A partir da transformada discreta de Fourier obtém-se também a representação

$$x(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(e^{j\omega}) e^{j\omega n} d\omega \quad (\text{Eq. 5})$$

Para relacionar as equações 4 e 5 é conveniente expressar a Eq. 4 como uma soma de integrais sobre o intervalo de tamanho  $2\pi/T$ , como em

$$x(n) = \frac{1}{2\pi} \sum_{r=-\infty}^{\infty} \int_{(2r-1)\pi/T}^{(2r+1)\pi/T} X_a(j\Omega) e^{j\Omega nT} d\Omega \quad (\text{Eq. 6})$$

Cada termo na soma pode ser reduzido para uma integral sobre a faixa  $-\pi/T$  a  $+\pi/T$  por uma mudança de variáveis para obter

$$x(n) = \frac{1}{2\pi} \sum_{r=-\infty}^{\infty} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} X_a(j\Omega + j\frac{2\pi r}{T}) e^{j\Omega nT} e^{j2\pi r n} d\Omega \quad (\text{Eq. 7})$$

Se mudar a ordem da integração com o somatório e notar que  $e^{j2\pi r n} = 1$  para todos o valores inteiros de  $r$  e  $n$ , obtêm-se

$$x(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} \left[ \sum_{r=-\infty}^{\infty} X_a(j\Omega + j\frac{2\pi r}{T}) \right] e^{j\Omega nT} d\Omega \quad (\text{Eq. 8})$$

Com a substituição de  $\Omega = \omega/T$ , a Eq. 8 torna-se

$$x(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left[ \frac{1}{T} \sum_{r=-\infty}^{\infty} X_a(j\frac{\omega}{T} + j\frac{2\pi r}{T}) \right] e^{j\omega n} d\omega \quad (\text{Eq. 9})$$

que é idêntica em forma a Eq. 5. Assim, pode-se fazer a seguinte associação

$$X(e^{j\omega}) = \frac{1}{T} \sum_{r=-\infty}^{\infty} X_a(j\frac{\omega}{T} + j\frac{2\pi r}{T}) \quad (\text{Eq. 10})$$

Alternativamente, pode-se expressar a Eq. 10 em termos da variável  $\Omega$ , como

$$X(e^{j\Omega T}) = \frac{1}{T} \sum_{r=-\infty}^{\infty} X_a(j\Omega + j\frac{2\pi r}{T}) \quad (\text{Eq. 11})$$

As equações 10 e 11 deixam bastante claro a relação entre a transformada contínua de Fourier e a transformada discreta de Fourier. Por exemplo, se  $X_a(j\Omega)$  é como a ilustração (a) da Figura 27, então  $X(e^{j\omega})$  será como mostrado na Figura 27(b) se  $\Omega_0/2 > \pi/T$ .

Na Figura 27(b) nota-se que se o período de amostragem é muito grande, as versões deslocadas de  $X_a(j\omega/T)$  ficarão sobrepostas. Neste caso as freqüências superiores em  $X_a(j\Omega)$  serão refletidas nas freqüências baixas em  $X(e^{j\omega})$ . Este fenômeno, onde uma componente de alta freqüência em  $X_a(j\Omega)$  assume a identidade de uma freqüência menor, é chamado *aliasing*. Da Figura 27(c) é claro que se  $\Omega_0/2 < \pi/T$ , isto é, fizer uma amostragem a uma taxa pelo menos com o dobro da maior freqüência de  $X_a(j\Omega)$ , então  $X(e^{j\omega})$  é idêntico a  $X_a(j\omega/T)$  no intervalo  $-\pi \leq \omega \leq \pi$ . Neste caso é razoável esperar que  $x_a(t)$  possa ser reconstituído a partir de amostras  $x_a(nT)$ . Esta freqüência de amostragem é geralmente mencionada como a freqüência de Nyquist.

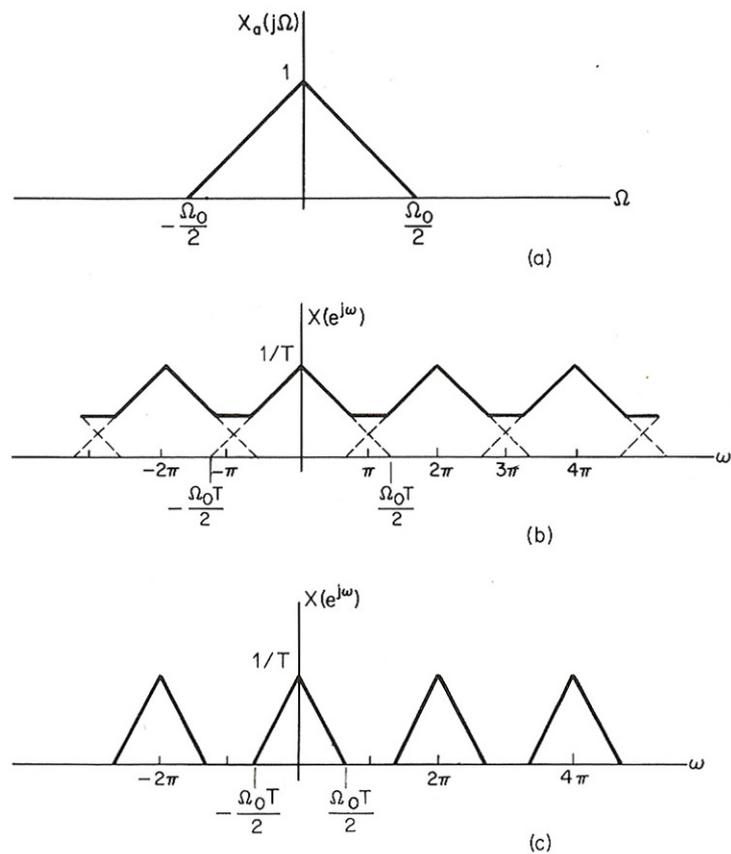


Figura 27 - (a) Transformada de Fourier de um sinal contínuo no tempo. (b) Transformada de Fourier do sinal discreto obtido a partir de amostragens periódicas. As transformadas contínuas, as quais se repetem periodicamente, se superpõe devido a uma baixa taxa de amostragem. (c) O mesmo que (b), mas com um período de amostragem menor o suficiente para não haver superposição das transformadas contínuas.

Recapitulando, pode-se entender que a superposição das raias do espectro do sinal, denominada *aliasing*, refere-se ao fenômeno de um componente da alta frequência assumir a identidade de um de baixa frequência. O *aliasing* distorce o espectro do sinal de tempo contínuo original. Isto ocorre, por exemplo, quando um sinal é amostrado a uma taxa menor que a definida pelo teorema da amostragem de Nyquist. Na Figura 28 é apresentado um exemplo de *aliasing* do sinal no domínio do tempo, onde fica mais fácil visualizar como este fenômeno ocorre. Nota-se que dois sinais possuem o mesmo valor no instante de amostragem, embora suas frequências sejam diferentes. A linha tracejada representa o sinal de *aliasing*.

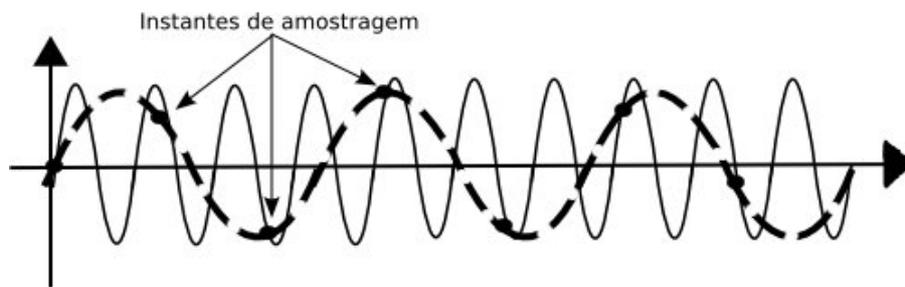


Figura 28 - *Aliasing* de um sinal no domínio do tempo.

Com este efeito o espectro do sinal deixa de ter uma correspondência com o do sinal de tempo contínuo original. Isto significa que não é possível reconstruir de forma única o sinal de tempo contínuo a partir de suas amostras.

#### IV.1.4 Filtro *Anti-aliasing*

Tipicamente, o conteúdo espectral de um sinal portador de informações ocupa uma faixa de frequência com extensão finita. Para extrair o conteúdo de informação fundamental de um sinal necessita-se de um sistema seletivo de frequência, ou seja, um filtro.

As implicações práticas do teorema da amostragem são muito importantes. Como a maioria dos sinais reais não é limitada em banda, podendo facilmente conter componentes com frequências maiores do que a de interesse, incluindo ruído, é necessário realizar uma pré-filtragem analógica antes da amostragem pelo conversor A/D. O filtro passa-baixa, conhecido como filtro *anti-aliasing*, é utilizado para remover a parte indesejada do espectro do sinal que poderia corromper o sinal convertido, conforme demonstrado no item IV.1.3.

Desta forma, este filtro limita a banda (faixa de frequência) do sinal para que seja possível realizar uma amostragem apropriada. O que acontece na realidade é que esta restrição de banda funciona em teoria, mas na prática esta não é totalmente satisfeita. Isto acontece devido aos filtros passa-baixa, realizáveis, permitirem sempre a passagem de altas frequências. No entanto, pode-se projetá-los de forma que a energia dessas frequências fique pequena o suficiente para que o efeito de *aliasing* seja desprezível.

Considerando um típico filtro passa-baixa de primeira ordem, pode-se ver através do exemplo na Figura 29 como se dá sua resposta em frequência. Nota-se que o filtro passa-baixa possui uma frequência de corte em  $\omega_0$ , onde é o ponto de -3dB (metade da

potência). A partir dessa frequência, as mais altas frequências são atenuadas de acordo com o gráfico. Portanto, essas outras frequências não são eliminadas por completo.

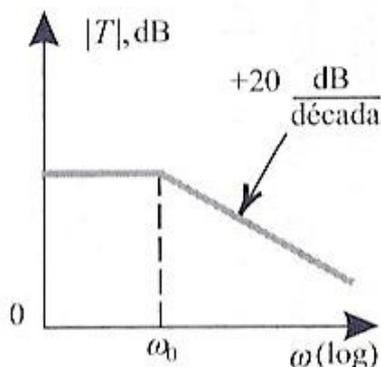


Figura 29 - Gráfico da resposta em frequência de um filtro típico de primeira ordem.

#### IV.1.5 Filtros Digitais

Conforme comentado anteriormente sobre os filtros anti-aliasing, estes não são perfeitos, deixando sempre passar algumas componentes mais altas de frequência. Um outro efeito indesejado é que o próprio processo de amostragem pode introduzir um ruído ou uma perturbação que não tem ligação direta com o processo de interesse. Suponha que na entrada do conversor A/D existe um sinal constante que está no limiar de definição entre o valor de um nível e o valor do próximo nível. Imagine se a cada amostragem for definido o valor de ora um nível, ora outro. Desta forma, considere o sinal amostrado pelo A/D, na Figura 30.

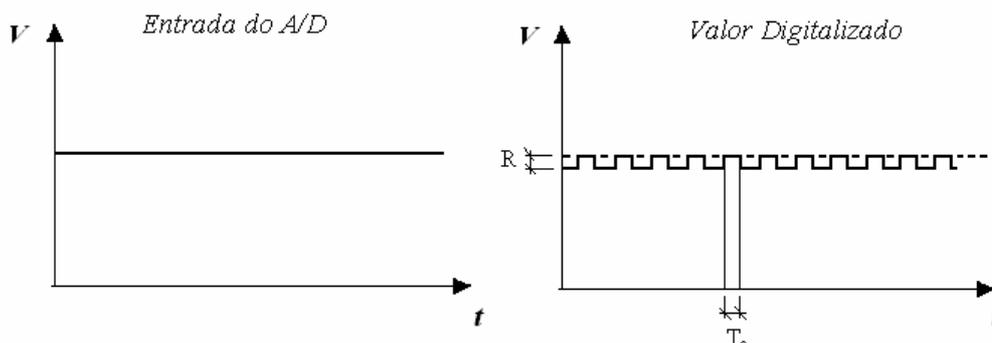


Figura 30 - Erro de quantização durante o processo de amostragem.

Pode-se notar que introduz-se uma variação errônea com amplitude no valor da resolução ( $R$ ) do conversor A/D com uma frequência da ordem da frequência de amostragem (com período  $T_a$ ).

Além disso, o conversor A/D possui outras características, decorrentes do processo de conversão, que podem introduzir erros e ruídos no sinal.

Portanto, com a mesma idéia de limitação de banda do filtro anti-aliasing, só que agora para eliminação de outros ruídos, decorrentes do conversor A/D, e até para poder limitar mais a banda do sinal filtrado inicialmente pelo filtro anti-aliasing, um segundo estágio de filtro é utilizado. A diferença está que este filtro não mais será implementado de forma analógica, como anteriormente, mas sim de forma digital, pois os valores já foram quantizados pelo conversor A/D e entregues ao microprocessador. Estes são chamados de filtros digitais.

Embora exista uma gama enorme de tipos de filtros que poderiam ser utilizados, será dado foco apenas nos filtros Chebyshev por suas características, as quais serão vistas adiante.

#### IV.1.5.1 Filtro Chebyshev

Os filtros Chebyshev são filtros que possuem um aumento muito grande na atenuação em uma faixa pequena de frequência e uma ondulação, ou *ripple*, na banda passante. Estes possuem a propriedade de minimizarem o erro entre as características do filtro idealizado e o atual com relação à faixa do filtro, porém com ripples na banda passante. Este tipo de filtro recebeu seu nome em honra a Pafnuty Chebyshev, devido a suas características matemáticas serem derivadas dos polinômios de Chebyshev.

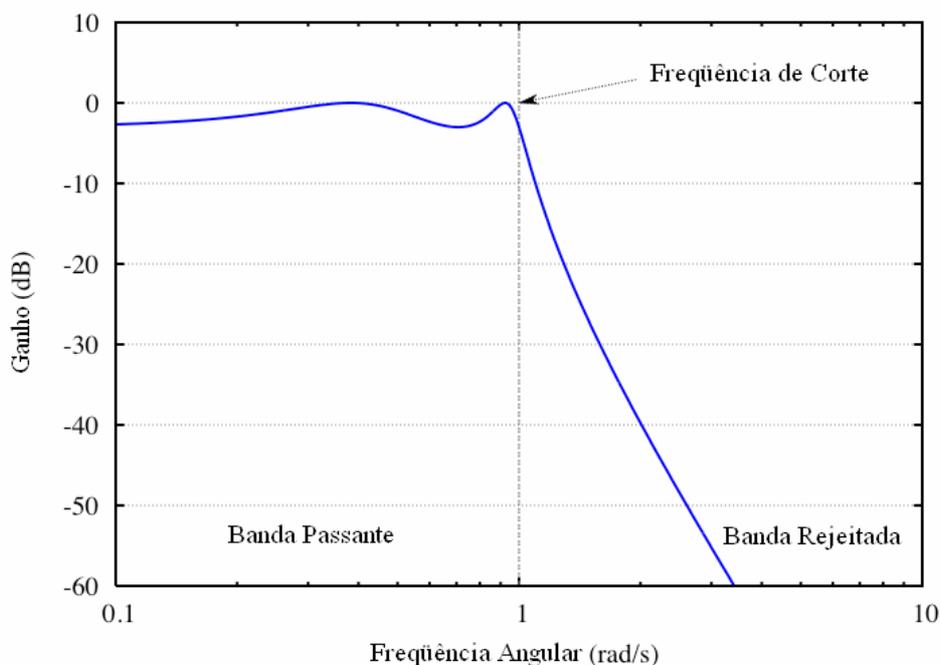


Figura 31 - Resposta em frequência de um filtro Chebyshev típico.

Os filtros Chebyshev podem ser divididos em dois tipos, o tipo I e o tipo II. A diferença básica entre estes é que no tipo I a magnitude da resposta em frequência na

banda passante possui um *ripple* e na banda rejeitada a resposta é monotônica. Já no tipo II ocorre justamente o contrário, existe um *ripple* da magnitude de resposta em frequência na banda rejeitada e na banda passante a resposta é monotônica.

A função quadrática da magnitude dos filtros Chebyshev do tipo I (Figura 32) podem ser escritas através de

$$|H_c(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 V_N^2(\Omega/\Omega_c)} \quad (\text{Eq. 12})$$

onde  $V_N(x)$  é a  $N$ ésima ordem do polinômio de Chebyshev, definido como:

$$V_N(x) = \cos(N \arccos(x)) \quad (\text{Eq. 13})$$

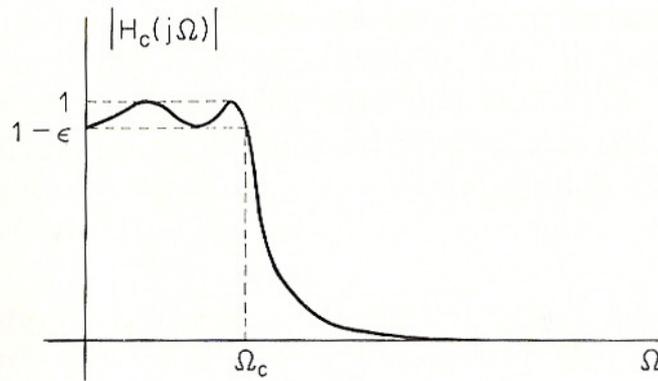


Figura 32 - Resposta em frequência do filtro Chebyshev passa-baixa do tipo I.

Por exemplo, para  $N = 0$ ,  $V_0(x) = 1$ ; para  $N = 1$ ,  $V_1(x) = \cos(\arccos(x)) = x$ ; para  $N = 2$ ,  $V_2(x) = \cos(2\arccos(x)) = 2x^2 - 1$ ; e assim por diante.

A partir da Eq. 13, que define o polinômio de Chebyshev, é direta a obtenção de uma fórmula de onde  $V_{N+1}(x)$  pode ser obtida a partir de  $V_N(x)$  e  $V_{N-1}(x)$ . Aplicando propriedades trigonométricas na Eq. 13, segue que

$$V_{N+1}(x) = 2xV_N(x) - V_{N-1}(x) \quad (\text{Eq. 14})$$

Nota-se na Eq. 13 que  $V_N^2(x)$  varia entre zero e unidade para  $0 < x < 1$ . Para  $x > 1$ ,  $\arccos(x)$  é imaginário, então  $V_N(x)$  comporta-se como um co-seno hiperbólico e conseqüentemente aumenta de forma monotônica. Fazendo menção a Eq. 12,  $|H_c(j\Omega)|^2$  possui um ripple entre 1 e  $1/(1+\epsilon^2)$  para  $0 \leq \Omega/\Omega_c \leq 1$  e decresce monotonicamente para  $\Omega/\Omega_c > 1$ .

Três parâmetros devem ser definidos para especificar o filtro:  $\epsilon$ ,  $\Omega_c$  e  $N$ . Em um projeto típico,  $\epsilon$  é especificado pelo *ripple* permitido na banda de passagem e  $\Omega_c$  é especificado pela frequência de corte da banda de passagem. A ordem  $N$  é escolhida para que as especificações da banda rejeitada sejam atendidas.

O filtro Chebyshev passa-baixa do tipo II pode ser relacionado com o tipo I através de uma transformação. Se na Eq. 12 o termo  $\epsilon^2 V_N^2(\Omega/\Omega_c)$  for substituído por seu recíproco e também substituído o argumento de  $V_N^2(\cdot)$  por seu recíproco, obtém-se

$$|H_c(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + [\epsilon^2 V_N^2(\Omega_c / \Omega)]^{-1}} \quad (\text{Eq. 15})$$

Esta é a forma analítica do filtro Chebyshev passa-baixa do tipo II. Um modo de se projetar o filtro tipo II é primeiro projetar o filtro tipo I e então aplicar a transformação acima. Segue abaixo, na Figura 33, um exemplo comparativo da resposta em frequência do filtro tipo I e do tipo II.

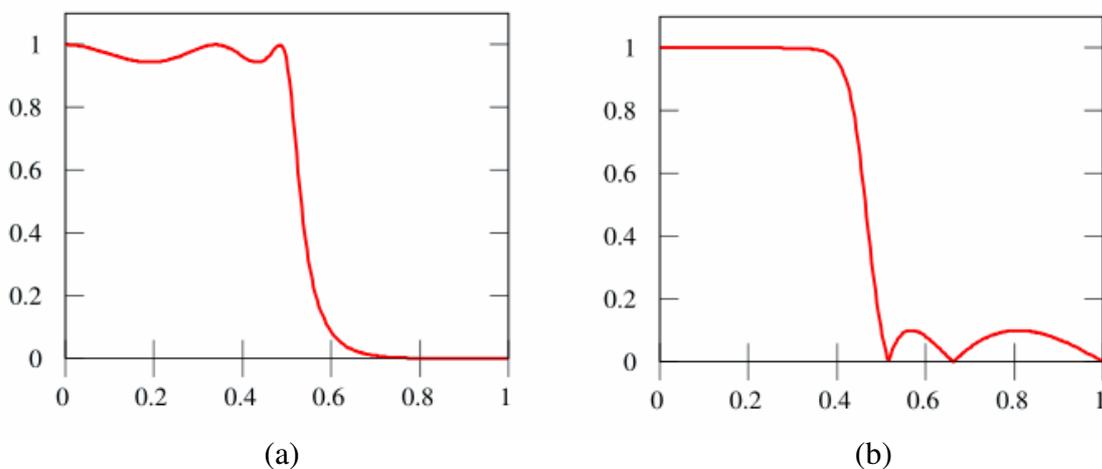


Figura 33 - Comparativo das respostas em frequência dos filtros Chebyshev passa-baixa do (a) tipo I e do (b) tipo II.

Depois do desenvolvimento do filtro Chebyshev contínuo no tempo é necessário realizar uma transformação na qual seja possível utilizar o projeto deste filtro dentro de um microprocessador, lidando com todos os sinais de forma discreta. Existem alguns métodos de transformação, mas será dado foco apenas na transformação bilinear.

#### IV.1.5.2 Transformação Bilinear

A transformação bilinear é uma das técnicas utilizadas para fazer uma transformação entre as variáveis  $s$  em  $z$ , de modo que todo o eixo  $j\Omega$  no plano  $s$  seja mapeado dentro do círculo unitário no plano- $z$ . Isto quer dizer que será feita uma transformação do plano- $s$ , tempo contínuo, para o plano- $z$ , tempo discreto. Desde que  $-\infty \leq \Omega \leq \infty$  é mapeado em  $-\pi \leq \omega \leq \pi$ , a transformação entre as variáveis de frequência do tempo contínuo e do tempo discreto devem ser não linear. Por isso, o uso dessa técnica é restrito a situações onde a correspondente alteração do eixo de frequência é aceitável.

Com  $H_c(s)$  representando a função contínua no tempo do sistema e  $H(z)$  a função discreta no tempo do sistema, a transformação bilinear corresponde a substituir  $s$  por

$$s = \frac{2}{T_d} \left( \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) \quad (\text{Eq. 16})$$

ou seja,

$$H(z) = H_c \left[ \frac{2}{T_d} \left( \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) \right] \quad (\text{Eq. 17})$$

onde  $T_d$  é o período de amostragem.

Para desenvolver as propriedades da transformação algébrica da Eq. 16, obtém-se a solução de  $z$

$$z = \frac{1 + (T_d/2)s}{1 - (T_d/2)s} \quad (\text{Eq. 18})$$

e, substituindo  $s = \sigma + j\Omega$  na Eq. 18, resulta em

$$z = \frac{1 + \sigma T_d/2 + j\Omega T_d/2}{1 - \sigma T_d/2 - j\Omega T_d/2} \quad (\text{Eq. 19})$$

Se  $\sigma < 0$ , então da Eq. 19 segue que  $|z| < 1$  para qualquer valor de  $\Omega$ . Similarmente, se  $\sigma > 0$ , então  $|z| > 1$  para qualquer  $\Omega$ . Isto significa que dado um sistema estável, onde todos os pólos estão na metade a esquerda do plano- $s$ , estes estarão dentro do círculo unitário no plano- $z$ .

Para relacionar as variáveis  $\omega$  e  $\Omega$ , substitui-se  $z = e^{j\omega}$  na Eq. 16 e  $s = \sigma + j\Omega$ .

Através do uso de propriedades trigonométricas, chega-se a

$$\sigma + j\Omega = \frac{2j}{T_d} \tan(\omega/2) \quad (\text{Eq. 20})$$

Igualando os dois lados, temos que  $\sigma = 0$  e

$$\Omega = \frac{2}{T_d} \tan(\omega/2) \quad (\text{Eq. 21})$$

$$\text{ou } \omega = 2 \arctan(\Omega T_d / 2) \quad (\text{Eq. 22})$$

Estas propriedades da transformação bilinear de mapear o plano  $s$  estão resumidas na Figura 34 e na Figura 35. Nota-se na Figura 35 que a faixa de frequências  $-\infty \leq \Omega \leq \infty$  é mapeada em  $-\pi \leq \omega \leq \pi$ . A transformação bilinear evita o problema de distorção por aliasing, encontrado em outra técnica de transformação, devido a mapear todo o eixo imaginário do plano- $s$  dentro do círculo unitário no plano- $z$ . No entanto, para esta técnica há uma compressão não linear do eixo de frequência, como mostrado na Figura 35.

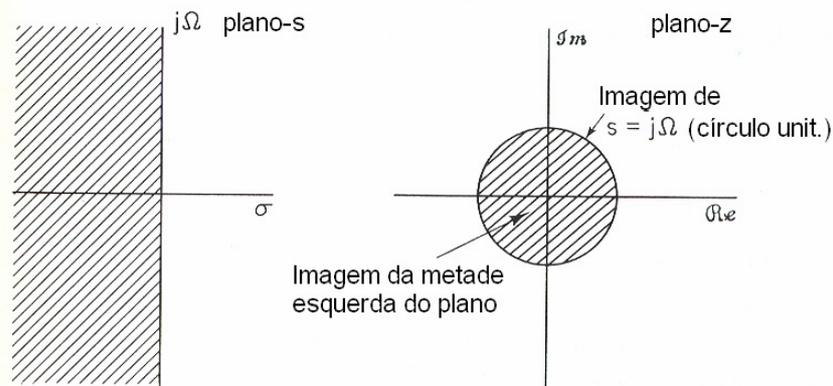


Figura 34 - Mapeamento do plano- $s$  no plano- $z$  utilizando a transformação bilinear.

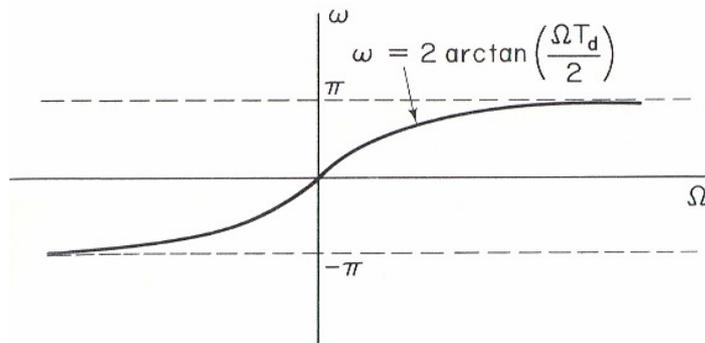


Figura 35 - Mapeamento do eixo de frequência no tempo contínuo dentro do círculo unitário pela transformação bilinear.

## IV.2 FILTRO DE KALMAN

Uma importante classe de problemas teóricos e práticos, em comunicação e controle, é de natureza estatística. Estes problemas estão relacionados a predição de sinais aleatórios, separação de sinais aleatórios de ruídos e detecção de sinais de forma conhecida (pulsos, senoides, etc.) na presença de ruído [41].

O filtro de Kalman é simplesmente um algoritmo recursivo ótimo de processamento de dados cuja finalidade está ligada a solução dos problemas supracitados [41] [42] [43] [44]. Existem diversas maneiras de definição de ótimo, as quais dependem do critério escolhido para avaliar o desempenho [42]. Um aspecto do fato de ser ótimo é que o filtro de Kalman incorpora toda informação que pode ser provida para ele. Ele processa todas as medidas disponíveis, independentemente de suas precisões, para estimar o valor atual das variáveis de interesse, com uso do conhecimento do sistema e a dinâmica do sistema medido, a descrição estatística dos ruídos do sistema, erros de medida e incertezas nos modelos dinâmicos, e qualquer informação disponível sobre as condições iniciais das variáveis de interesse [42].

A palavra recursiva na descrição prévia significa que, diferentemente de certos conceitos de processamento de dados, o filtro de Kalman não precisa que todos os dados anteriores sejam armazenados e re-processados a cada instante em que uma nova medida é realizada [42]. Isto é de suma importância para implementação prática do filtro.

O filtro é realmente um algoritmo de processamento de dados. Ao contrário da conotação típica de filtro como sendo uma rede de componentes eletrônicos, o fato é que em muitas aplicações práticas, o filtro é apenas um programa sendo executado em um processador. Assim, este incorpora amostras de medições discretas no tempo ao invés de entradas contínuas no tempo [42].

Na maioria das vezes, as variáveis de interesse, um número finito de valores para descrever o estado do sistema, não pode ser medido diretamente, e alguns meios de inferir estes valores a partir dos dados disponíveis devem ser gerados. Além disso, qualquer medida será corrompida com um certo grau de ruído, bias e imprecisões do dispositivo, e então um meio de extrair informação importante do sinal de ruído deve ser provido. Deverá existir também um número de dispositivos de medição diferentes, cada

um com sua dinâmica particular e característica de erro, que provê alguma informação sobre uma variável em particular, e seria desejável combinar suas saídas de maneira sistemática e ótima. O filtro de Kalman combina todos os dados medidos disponíveis, mais o conhecimento *a priori* sobre o sistema e dispositivos de medida, para produzir uma estimada das variáveis desejadas de tal maneira que o erro é estatisticamente minimizado [42]. Em outras palavras, se fossem colocados para funcionar um número de filtros candidatos muitas vezes para a mesma aplicação, então a média resultante do filtro de Kalman seria melhor que a média do resultado de qualquer outro [42].

Conceitualmente, o que qualquer tipo de filtro tenta fazer é obter uma estimada “ótima” das quantidades desejadas a partir dos dados providos por um ambiente ruidoso, onde “ótimo” significa que ele minimiza o erro sob algum aspecto [42].

Devido em grande parte aos avanços computacionais, o filtro de Kalman tem sido objeto de pesquisa e aplicação, particularmente na área de navegação autônoma ou assistida [43].

#### IV.2.1 O Processo a ser Estimado

O filtro de Kalman trata o problema geral de tentar estimar o estado  $x \in \mathfrak{R}^n$  de um processo controlado discreto no tempo que é representado pela equação estocástica linear de diferenças [43]

$$x_k = Ax_{k-1} + Bu_{k-1} + w_{k-1} \quad (\text{Eq. 23})$$

com uma medida  $z \in \mathfrak{R}^m$  que é

$$z_k = Hx_k + v_k \quad (\text{Eq. 24})$$

As variáveis aleatórias  $w_k$  e  $v_k$  representam os ruídos de processo e de medição, respectivamente. Estes são assumidos de serem independentes entre si, e com uma distribuição de probabilidade normal [41] [43]

$$p(w) \Rightarrow N(0, Q) \quad (\text{Eq. 25})$$

$$p(v) \Rightarrow N(0, R) \quad (\text{Eq. 26})$$

Na prática, as matrizes da covariância do ruído do processo  $Q$  e da covariância do ruído da medida  $R$  podem mudar com cada passo no tempo ou medida, de modo que o filtro possa acompanhar as variações do processo [43].

A matriz  $A$   $n \times n$  na equação de diferença (Eq. 23) relaciona o estado no passo anterior  $k-1$  ao estado do passo atual  $k$ , na ausência de uma resposta forçada (controle) ou de um ruído do processo. Na prática  $A$  também pode mudar a cada passo no tempo. A matriz  $B$   $n \times r$  relaciona a entrada, opcional, de controle  $u \in \mathfrak{R}^r$  ao estado  $x$ . A matriz  $H$   $m \times n$  na equação de medição (Eq. 24) relaciona o estado a medida  $z_k$ . Na prática,  $H$  também pode mudar a cada passo no tempo. Apenas por simplicidade nas explicações seguintes, as matrizes  $A$ ,  $B$  e  $H$  serão assumidas constantes, logo não receberão o índice  $k$ .

#### IV.2.2 Origem Computacional do Filtro

Definindo  $\hat{x}_k^- \in \mathfrak{R}^n$  como sendo o estado estimado a *priori* no passo  $k$  dado o conhecimento do processo antes do passo  $k$ , e  $\hat{x}_k \in \mathfrak{R}^n$  sendo o estado estimado a *posteriori* no passo  $k$  dado a medida  $z_k$ . Pode-se então definir os erros estimados a *priori* e a *posteriori* como [43]

$$e_k^- = x_k - \hat{x}_k^- \quad (\text{Eq. 27})$$

$$e_k = x_k - \hat{x}_k \quad (\text{Eq. 28})$$

A covariância a *priori* do erro estimado é, então,

$$P_k^- = E[e_k^- e_k^{-T}] \quad (\text{Eq. 29})$$

e a covariância a *posteriori* do erro estimado é

$$P_k = E[e_k e_k^T] \quad (\text{Eq. 30})$$

Para obter as equações do filtro de Kalman, começa-se com a busca de uma equação que computa um estado estimado a *posteriori*  $\hat{x}_k$  como uma combinação linear de uma estimada a *priori*  $\hat{x}_k^-$  e a diferença ponderada entre uma medição atual  $z_k$  e uma predição desta medição  $H\hat{x}_k^-$ , como mostrado abaixo (Eq. 31).

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K(z_k - H\hat{x}_k^-) \quad (\text{Eq. 31})$$

A diferença  $(z_k - H\hat{x}_k^-)$  na Eq. 31 é chamada de inovação da medição, ou resíduo. Este resíduo reflete a discrepância entre a medida predita  $H\hat{x}_k^-$  e a medida real  $z_k$ . Um resíduo com valor zero significa que os dois valores estão em concordância total [43].

A matriz  $K$   $n \times m$  na Eq. 31 é escolhida para ser o ganho, ou fator de mistura, que minimiza a covariância a *posteriori* do erro (Eq. 30). Esta minimização pode ser realizada fazendo a substituição da Eq. 31 na definição de  $e_k$  (Eq. 28), substituindo esta na Eq. 30, calculando as esperanças indicadas (valores esperados), efetuando a derivada da função em relação a  $K$ , igualando este resultado a zero e então resolvendo a equação para o valor de  $K$  [44]. Todas as equações do filtro de Kalman podem ser manipuladas algebricamente, podendo ser representadas de diversas formas, entretanto a Eq. 32 abaixo ilustra apenas uma das formas do valor de  $K$  que minimiza a Eq. 30.

$$K_k = P_k^- H^T (H P_k^- H^T + R)^{-1} \quad (\text{Eq. 32})$$

Pode-se notar que a medida que a covariância do erro de medição  $R$  se aproxima de zero, o ganho  $K$  pondera com um valor maior o resíduo. No limite,

$$\lim_{R_k \rightarrow 0} K_k = H^{-1}$$

Por outro lado, conforme a covariância a *priori* do erro estimado  $P_k^-$  se aproxima de zero, o ganho  $K$  pondera com um valor menor o resíduo. No limite,

$$\lim_{P_k^- \rightarrow 0} K_k = 0$$

Outra maneira de pensar a ponderação feita por  $K$  é que a medida que a covariância do erro de medição  $R$  se aproxima de zero, a medida atual  $z_k$  é cada vez mais confiável, enquanto que a medida predita  $H\hat{x}_k^-$  é cada vez menos confiável. Por outro lado, conforme a covariância a *priori* do erro estimado  $P_k^-$  se aproxima de zero, a medida real  $z_k$  é cada vez menos confiável, enquanto que a medida predita  $H\hat{x}_k^-$  é cada vez mais confiável [43].

### IV.2.3 Origem Probabilística do Filtro

A justificativa da Eq. 31 é baseada na probabilidade da estimada a *priori*  $\hat{x}_k^-$  condicionada a todas as medidas anteriores  $z_k$  (Teorema de Bayes) [43]. O filtro de Kalman mantém o primeiro e o segundo momentos da distribuição do estado, ou seja, o valor esperado (esperança) e a variância.

$$E[x_k] = \hat{x}_k$$

$$E[(x_k - \hat{x}_k)(x_k - \hat{x}_k)^T] = P_k$$

A estimada a *posteriori* do estado reflete a média (primeiro momento) da distribuição do estado. Este possui distribuição normal se as condições da Eq. 25 e Eq. 26 são respeitadas. A covariância a *posteriori* da estimada do erro (Eq. 30) reflete a variância da distribuição do estado (segundo momento - não central). Ou seja,

$$\begin{aligned} p(x_k | z_k) &\sim N(E[x_k], E[(x_k - \hat{x}_k)(x_k - \hat{x}_k)^T]) \\ &= N(\hat{x}_k, P_k) \end{aligned}$$

#### IV.2.4 O Algoritmo do Filtro Discreto de Kalman

O filtro de Kalman estima um processo utilizando uma forma de controle com realimentação: o filtro estima o estado do processo em algum instante e então obtém realimentação na forma de medidas ruidosas. Dessa forma, as equações para o filtro de Kalman se dividem em dois grupos: equações de atualização do tempo e equações de atualização de medição [43]. As equações de atualização do tempo são responsáveis por projetar para frente (no tempo) o estado atual e a covariância da estimada do erro para obter a estimada a *priori* para o próximo passo no tempo. As equações de atualização da medida são responsáveis pela realimentação, ou seja, por incorporar uma nova medida na estimada a *priori* para obter uma estimada a *posteriori* melhorada [41] [42] [43] [44].

As equações de atualização do tempo podem ser pensadas também como equações de predição, enquanto que as equações de atualização da medição podem ser pensadas como equações de correção. Com isso o algoritmo de predição final parece com um algoritmo preditor-corretor para resolver problemas numéricos [43], como mostrado na Figura 36.

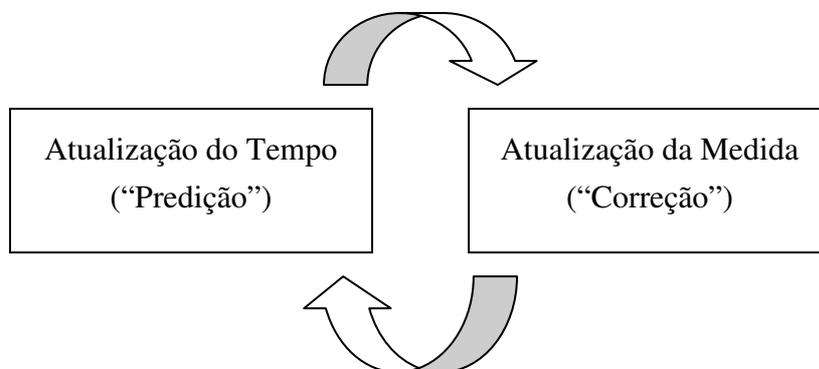


Figura 36 - O ciclo do filtro de Kalman discreto. A atualização do tempo projeta a estimada do estado atual para frente no tempo. A atualização da medição ajusta a estimada projetada através de medida real neste instante.

As equações para a atualização do tempo e medida são apresentadas abaixo:

$$\begin{array}{l} \text{Atualização} \\ \text{do tempo} \end{array} \left\{ \begin{array}{l} \hat{x}_k^- = A\hat{x}_{k-1} + Bu_{k-1} \quad (\text{Eq. 33}) \\ P_k^- = AP_{k-1}A^T + Q \quad (\text{Eq. 34}) \end{array} \right.$$

$$\begin{array}{l} \text{Atualização} \\ \text{da medida} \end{array} \left\{ \begin{array}{l} K_k = P_k^- H^T (HP_k^- H^T + R)^{-1} \quad (\text{Eq. 35}) \\ \hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (z_k - H\hat{x}_k^-) \quad (\text{Eq. 36}) \\ P_k = (I - K_k H)P_k^- \quad (\text{Eq. 37}) \end{array} \right.$$

Através das equações de atualização do tempo nota-se como estas projetam as estimadas do estado e da covariância para frente, do passo  $k-1$  para o passo  $k$ .  $A$  e  $B$  vem da Eq. 23, enquanto  $Q$  vem da Eq. 25.

A primeira tarefa durante uma atualização de medição é computar o ganho de Kalman,  $K_k$ . O próximo passo é fazer a medição real do processo para obter  $z_k$ , e então gerar uma estimada *a posteriori* do estado através da incorporação da medida, na Eq. 36. O passo final é obter uma estimada *a posteriori* da covariância do erro através da Eq. 37.

A cada par de atualizações, do tempo e da medida, o processo é repetido com o uso da estimada *a posteriori* (calculada no passo anterior) para projetar ou predizer a nova estimada *a priori*. Isto é a forma recursiva do filtro de Kalman. A Figura 37 ilustra a operação do filtro com todas as equações que são utilizadas.

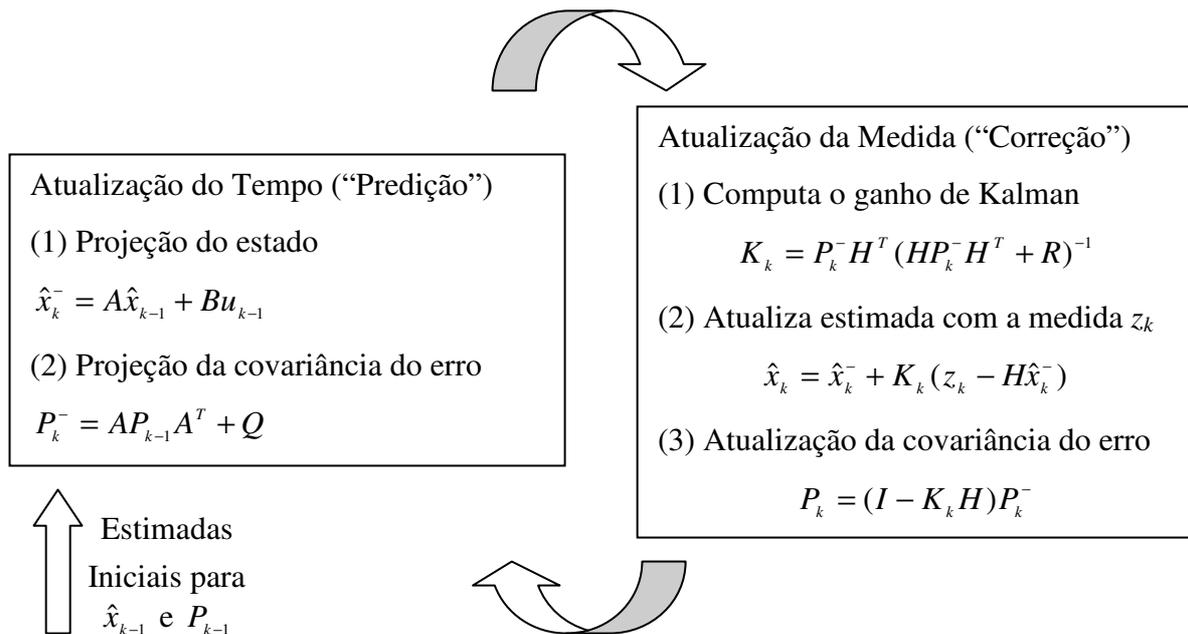


Figura 37 - Operação completa do filtro de Kalman com todas as equações utilizadas.

#### IV.2.5 Parâmetros do Filtro e Sintonia

Na implementação real do filtro, a covariância do ruído medido  $R$  é normalmente medida antes da operação do filtro [43]. Obter a covariância do erro de medição  $R$  é geralmente possível de forma prática, porque é necessário de qualquer forma ser capaz de medir o processo durante a operação do filtro. Desta forma, deve ser possível adquirir algumas amostras do processo para determinar a variância do erro de medição [43].

A determinação da covariância do ruído do processo  $Q$  é geralmente mais difícil, pois geralmente não há possibilidade de observar diretamente o processo que está sendo estimado. Algumas vezes um modelo de processo relativamente simples pode produzir resultados aceitáveis se forem adotadas incertezas suficientes para o processo através da seleção de  $Q$  [43]. Certamente neste caso deve-se esperar que as medidas do processo são confiáveis.

Em ambos os casos, existe uma base razoável para escolher estes parâmetros. Muitas vezes podem ser obtidos desempenhos (estatisticamente) superiores do filtro através da sintonia dos parâmetros  $Q$  e  $R$ . A sintonia é geralmente realizada em simulações, freqüentemente com ajuda de outro filtro de Kalman distinto, em um processo geralmente referenciado como “identificação de sistema” [43].

Em condições em que  $Q$  e  $R$  são de fato constantes, a estimação de covariância do erro  $P_k$  e o ganho de Kalman  $K_k$  serão estabilizados rapidamente e, então, permanecerão constantes. Entretanto o caso mais freqüente é que o erro da medida não permanece constante. Também, o ruído do processo  $Q$  é algumas vezes alterado dinamicamente durante a operação do filtro, necessitando assim que o  $Q$  varie com relação ao tempo para poder acompanhar a dinâmica do processo [43]. Desta maneira, estas variáveis passam a possuir o subscrito  $k$ , sob a forma  $R_k$  e  $Q_k$ , indicando que as mesmas variam com o tempo.

## CAPÍTULO V

### NOVO SISTEMA DE MONITORAÇÃO DE RISERS

O novo sistema de monitoração de *risers* deverá funcionar como um sistema de aquisição de dados em tempo real, cujo objetivo é monitorar inclinações e esforços, estáticos e dinâmicos no topo dos *risers*.

Os objetivos desta monitoração estão relacionados com: o controle do posicionamento da plataforma dentro do diagrama de deslocamentos (*Offsets*) de projeto, como indicado pela correta inclinação dos *risers*; a verificação da integridade dos *risers*, pela sua geometria (forma da catenária) e cargas; e as inclinações dinâmicas e cargas que podem ser utilizadas para fins de verificação da metodologia utilizada nos projetos e confirmação da vida à fadiga calculada também na fase de projeto dos *risers*.

Este sistema de monitoração compreende basicamente uma Unidade Sensora de Movimentos (USM), a qual fará a efetiva medição das inclinações do *riser*, e um Módulo de Sensores de Esforços (MSE). Este último se interliga a unidade sensora de movimentos, a qual além de realizar as medidas de inclinação, faz o acondicionamento dos sinais dos sensores de esforços e suas respectivas medições.

A USM por sua vez será interligada a um Sistema de Controle e Processamento (SCP), o qual ficará responsável por armazenar, processar e controlar todos os dados provenientes da USM. Este sistema poderá interligar mais do que uma USM. Cada USM deverá ser interligada através de uma Caixa de Junção Submarina (CJSub) na plataforma para encaminhar os cabos da parte inferior da plataforma até a Caixa de Junção de Superfície (CJS), seguindo para um Módulo de Interface de Cabo (MIC), onde estarão localizados o sistema de alimentação das USM's e a interface de comunicação. Vide Figura 38 e Figura 39.

Para fazer a fixação da USM no *riser* será utilizado um aparato para permitir sua instalação e desinstalação *offshore*, chamado de Receptáculo de Fixação no *Riser* (RFR). Este receptáculo possuirá ainda um mecanismo que permitirá a repetibilidade da montagem com um correto posicionamento e alinhamento compatível com a precisão dos sensores de medição de inclinação. Vide Figura 40.

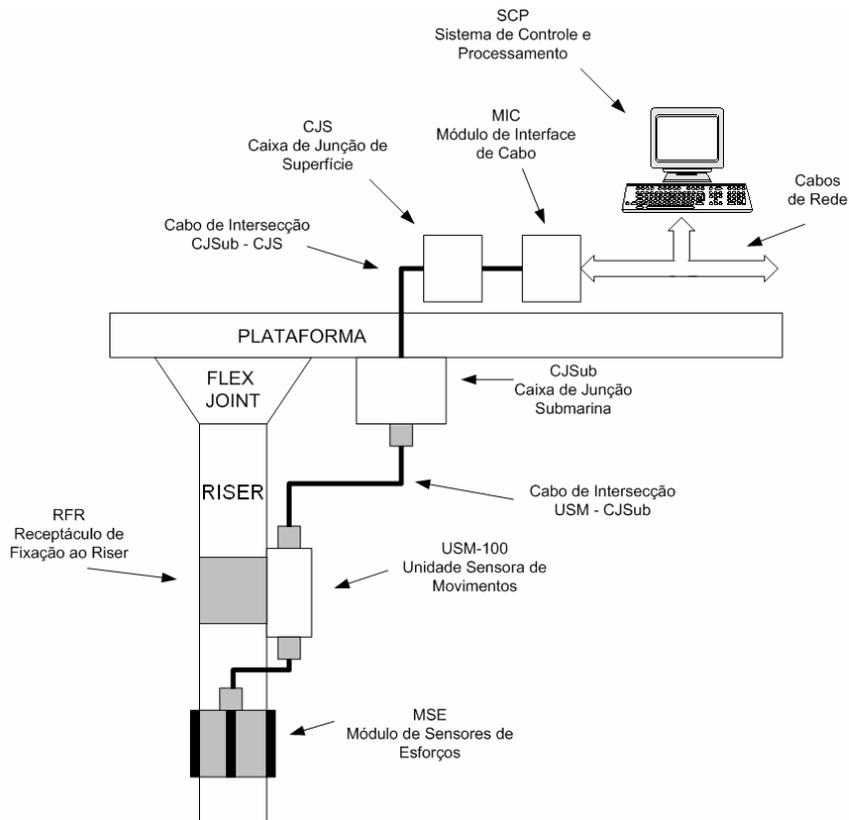


Figura 38 - Arquitetura de interligação do sistema de monitoração com uma USM.

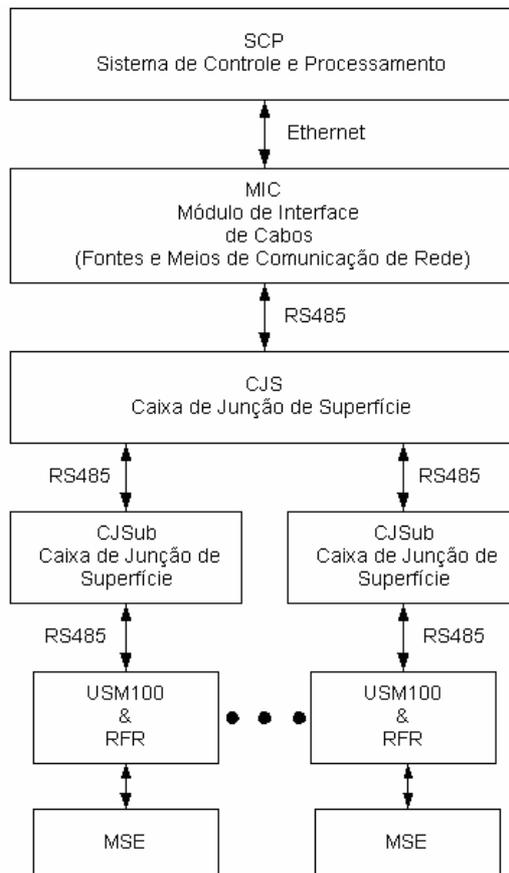


Figura 39 - Diagrama em blocos da interligação de mais de uma USM.



Figura 40 - Receptáculo de Fixação no *Riser* (a) antes de instalar e (b) depois de instalado com a USM.

Um outro fator importante para garantir o alinhamento e fixação do conjunto é a correta montagem dos sensores dentro da USM. Para assegurar este alinhamento e a rigidez mecânica da eletrônica, foi confeccionado um suporte para alojar a placa com os sensores inerciais. Este suporte é preso à tampa principal através de uma junta aparafusada, de forma a assegurar o correto posicionamento e alinhamento dos elementos sensores em relação ao corpo. Vide Figura 41 e Figura 42.

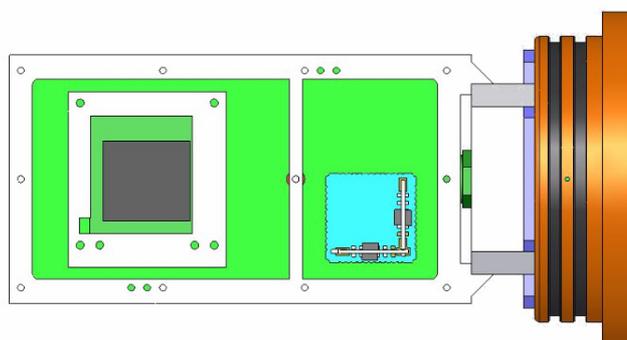


Figura 41 - Vista de Topo do conjunto tampa e suporte da eletrônica.

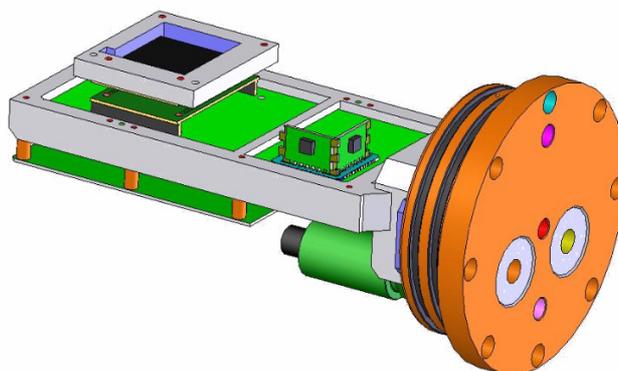


Figura 42 - Vista em perspectiva do conjunto tampa e suporte da eletrônica.

A USM realizará a medição das seguintes grandezas:

- Ângulos de inclinação dinâmica (2 eixos);
- Ângulos de inclinação estática (2 eixos);
- Temperatura interna da USM e dos sensores;
- Esforços aplicados ao *riser* (tração e momentos fletores);
- Profundidade.

Além dessas medições, a USM possui um relógio de tempo real para poder sincronizar as medidas entre as outras unidades e também em relação ao tempo UTC (*Universal Time, Coordinated*) lido do GPS.

Desta forma, a USM consistirá de (vide Figura 43):

- uma tríade acelerométrica para efetuar as medições de inclinação;
- um sensor de pressão, através do qual será possível a medida de profundidade, nos casos em que a USM está submersa;
- um conversor analógico-digital de 12 bits e outro de 16 bits associados a um multiplexador, com a finalidade de fazer a medida dos sinais dos sensores;
- uma interface RS-485, para fazer a comunicação;
- um módulo de alimentação, no qual é possível chavear entre alimentação por bateria interna ou por fonte externa;
- um módulo de *reset* e teste, que serve para testar a USM, carregar um novo programa se necessário e efetuar um *reset*;
- um relógio de tempo real para sincronismo das medidas;
- um microcontrolador para fazer toda interface com os módulos periféricos, processamento dos dados dos sensores e controle de todas as outras funcionalidades da USM;
- e uma memória flash para armazenamento de dados.

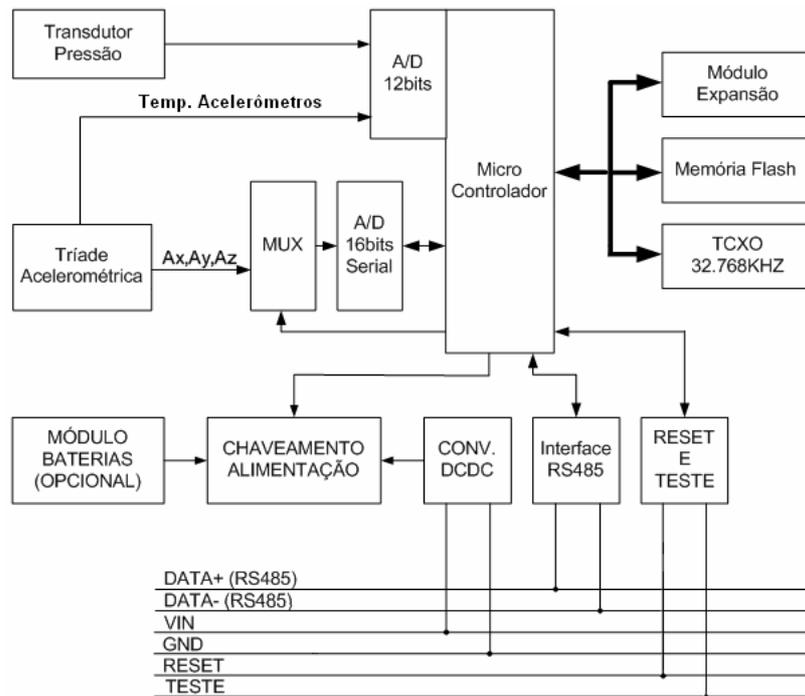


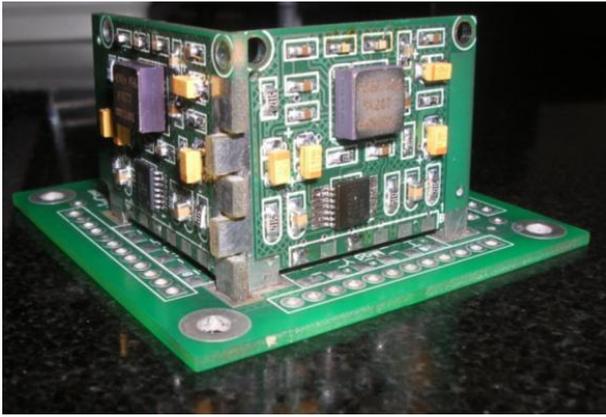
Figura 43 - Arquitetura em blocos da USM.

Dada uma visão geral sobre a arquitetura do novo sistema de monitoração de *risers*, será dado foco agora ao desenvolvimento da eletrônica e o respectivo processamento de sinais dos sensores inerciais do sistema de monitoração de inclinação.

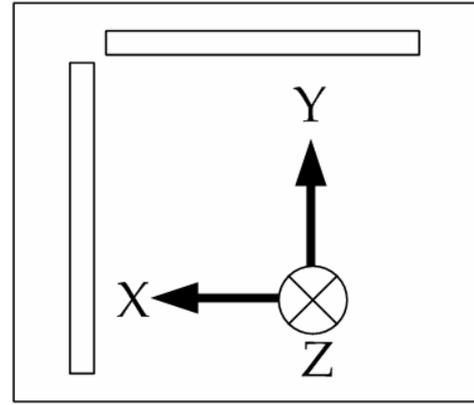
## V.1 DESENVOLVIMENTO DA ELETRÔNICA DE MEDIÇÃO DE INCLINAÇÃO

Para realizar a medição de inclinações, estáticas e dinâmicas, requeridas pelo sistema, foram escolhidos acelerômetros do tipo MEMS (*Micro-Electro-Mechanical-Systems*), com sensores de temperatura para cada unidade. Cada acelerômetro foi montado em uma placa dedicada, totalizando três placas. Estas foram fixadas entre si de maneira a formar três lados de um cubo, ou seja, com 90 graus entre cada uma das placas (Figura 44).

Estes acelerômetros possuem uma característica, não desejável, de o valor de saída ser em função da tensão de alimentação, ou seja, uma variação na tensão de alimentação de um acelerômetro causaria uma variação na saída destes, mesmo que não haja variação da aceleração ou da rotação, respectivamente. Desta forma, é necessário de alguma forma estabilizar a tensão de alimentação do sensor para que o mesmo possa fornecer uma medida mais estabilizada, como ilustrado na Figura 45.



(a)



(b)

Figura 44 – (a) Foto da montagem da tríade e (b) desenho ilustrativo dos eixos de medida (vista de cima).

Com uma margem de folga, a máxima frequência no *riser* será de 2,5Hz. Para poder representar esta, foi utilizada uma frequência de amostragem 10 vezes superior a frequência máxima, ou seja, 25Hz (Vide Eq. 38), respeitando o teorema de amostragem de sinais de Nyquist, de pelo menos 2 vezes a maior frequência que se deseja representar.

$$\begin{cases} f_{\max} = 2,5Hz \\ f_{Nyq} \geq 5,0Hz \end{cases} \Rightarrow f_a = 25Hz \quad (\text{Eq. 38})$$

Além do condicionamento da alimentação, é necessário o condicionamento dos sinais dos sensores através do uso de filtros. O objetivo de uso desses filtros é para além de eliminar ruídos, funcionarem como filtros anti-aliasing (ver capítulo IV). Estes filtros foram projetados utilizando como base a frequência de amostragem estabelecida acima.

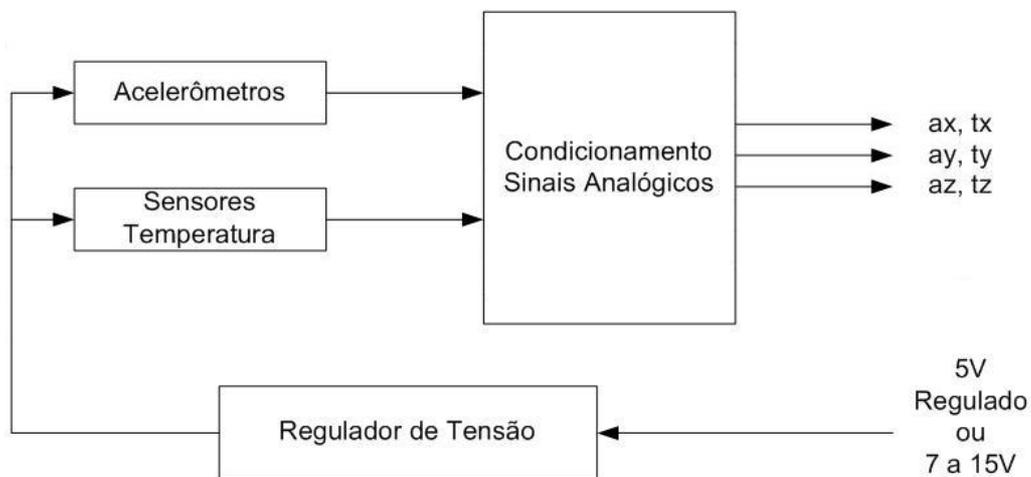


Figura 45 - Regulagem da alimentação dos sensores e condicionamento dos sinais.

As características dos acelerômetros utilizados e dos seus respectivos sensores de temperatura podem ser vistos na Tabela 1 e na Tabela 2.

Tabela 1 - Características dos acelerômetros.

Parâmetro	Valor
Faixa de Medida:	$\pm 2g$
Fator de Escala	$1000 \pm 8 \text{ mV/g}$
Resolução	$< 0,25mg$
Faixa de Passagem	0 a 200Hz
Não Linearidade	0,8% do Fundo de Escala (Max) 20mg (Max)
Temperatura de Operação	$-40^{\circ}\text{C}$ a $+85^{\circ}\text{C}$
Consumo	$400\mu\text{A}$ @ 5V
Excursão de saída	0,5V a 4,5V @ 5V
Impedância de Saída	10K $\Omega$

Tabela 2 - Características do sensor de temperatura de cada acelerômetro.

Parâmetro	Valor
Tensão de Saída a $20^{\circ}\text{C}$	1,632V
Fator de Escala	$-11,77\text{mV}/^{\circ}\text{C}$
Estabilidade de Longo Termo	$-0,03^{\circ}\text{C}$ a $+0,09^{\circ}\text{C}$
Acurácia	$\pm 5^{\circ}\text{C}$

O microcontrolador utilizado na USM possui um conversor A/D de 12 bits incorporado, porém de forma a se obter uma resolução compatível com a dos acelerômetros utilizados, será necessário o uso de um conversor de maior resolução (16bits) acoplado a um multiplexador. Considerando-se o uso de um multiplexador as seguintes grandezas serão digitalizadas por este conversor:

- Três Acelerações;

Os canais de reserva serão alocados para uso no condicionamento dos sensores de esforços do MSE.

As demais grandezas serão convertidas pelo conversor A/D de 12bits do microcontrolador da seguinte forma (Figura 46):

- Temperaturas dos Acelerômetros através de um multiplexador;
- Sensor de Pressão;

- Tensão de Alimentação;
- Corrente da Bateria;
- e canais de reserva para o MSE.

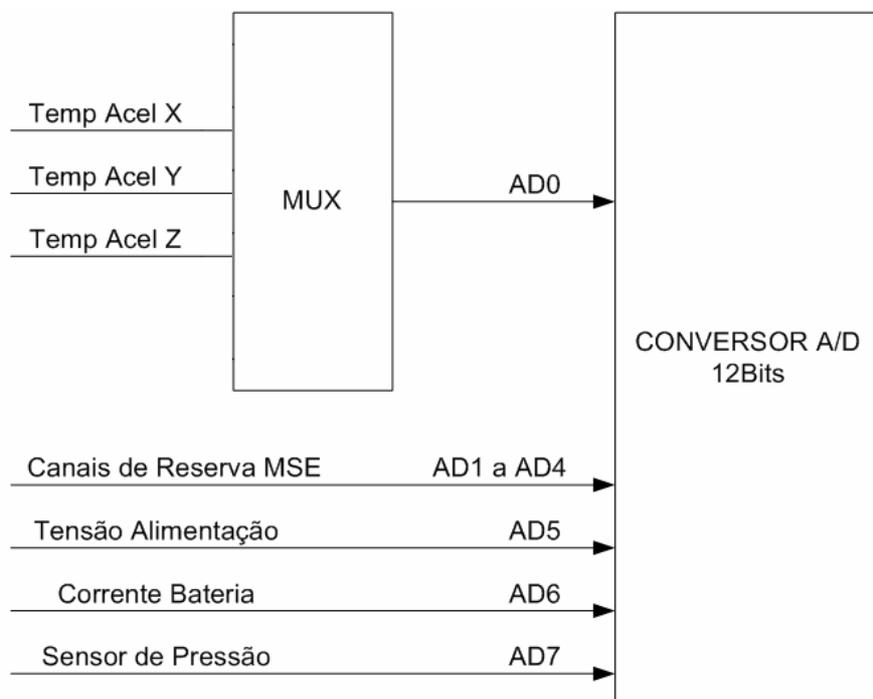


Figura 46 - Utilização do conversor A/D de 12bits do microprocessador.

### V.1.1 Influência do máximo erro do acelerômetro

Através do conhecimento do fator de escala do acelerômetro e sua resolução, é possível calcular o máximo erro esperado no cálculo da inclinação, como segue:

Considerando que os eixos dos acelerômetros estão perfeitamente alinhados com uma base ortogonal de três dimensões e que a gravidade está exatamente alinhada ao eixo de um dos acelerômetros, pode-se montar o seguinte sistema mostrado na Figura 47, onde está sendo ilustrado apenas um dos planos deste sistema de medida. Nesta representação, pode-se considerar que o eixo do acelerômetro que está alinhado com a gravidade deverá apresentar uma medida de  $1g \pm R$  e no eixo ortogonal deverá apresentar uma medida de  $0g \pm R$ , onde  $R$  é a resolução dos acelerômetros. Desta forma, no pior caso teremos as medidas de  $1g - R$  e  $0g + R$ .

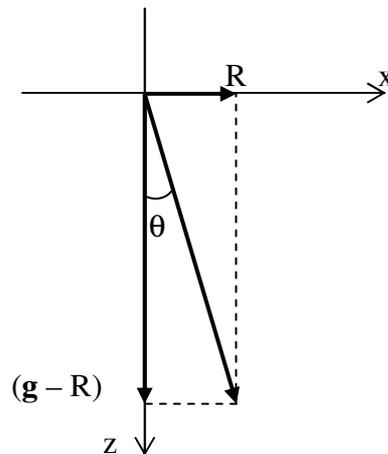


Figura 47 - Representação do erro máximo considerando a resolução dos acelerômetros.

Com esta definição, pode-se montar através da Figura 47 a seguinte equação trigonométrica:

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{R}{g - R} \quad (\text{Eq. 39})$$

Assumindo o valor de  $R = 0,25\text{mg}$ , tem-se

$$\theta \approx 0,0143^\circ \quad (\text{Eq. 40})$$

Entretanto, para manter esta resolução de ângulo é necessário que o A/D tenha uma resolução compatível com a resolução dos sinais dos acelerômetros.

### V.1.2 Resolução do A/D de 16bits

Considerando as características dos acelerômetros descritas na Tabela 1, é possível retirar as seguintes informações:

Faixa de medida: de 0,5V a 4,5V

Fator de escala: 1V/g

Para este fator de escala a resolução de 0,25mg é representada por 0,25mV. Considerando a faixa de medida do conversor A/D de 0 a 5V, pode-se dizer que será necessária uma representação de  $N$  valores de acordo com a resolução requerida em volts, da seguinte forma,

$$N = \frac{Faixa}{R_{volts}} \quad (\text{Eq. 41})$$

que resulta em:

$$N \approx 20000 \quad (\text{Eq. 42})$$

Para fazer essa representação, serão necessários  $n$  bits, como abaixo,

$$2^n \geq N \quad (\text{Eq. 43})$$

resultando em:

$$n \geq 15 \quad (\text{Eq. 44})$$

Conseqüentemente o conversor A/D deveria ter pelo menos 15 bits. Tendo sido adotado um conversor de 16 bits, através da Eq. 41 e Eq. 43 pode-se dizer que sua resolução será:

$$R_{16bits} \approx 76,3\mu V \quad (\text{Eq. 45})$$

Convertendo esta medida para a variável de interesse (aceleração), através do fator de escala descrito na Tabela 1, tem-se

$$R_{16bits} \approx 76,3\mu g \quad (\text{Eq. 46})$$

No pior caso, se for considerado a resolução total como sendo a soma da resolução do A/D com a resolução do acelerômetro, a partir da Eq. 39 chega-se a

$$tg\theta = \frac{(R_{acel.} + R_{16bits})}{g - (R_{acel.} + R_{16bits})} \quad (\text{Eq. 47})$$

onde, ao substituir os valores das respectivas resoluções

$$\theta \approx 0,0187^\circ \quad (\text{Eq.48})$$

Isto significa, que apenas considerando as resoluções dos equipamentos eletrônicos utilizados, já pode se esperar erros de medida da ordem de  $\pm 0,0187^\circ$  sem considerar ruídos e efeitos práticos de implementação.

### V.1.3 Filtros Anti-Aliasing

De modo a eliminar os ruídos e o aliasing, foram utilizados filtros passa-baixa com frequência de corte em 12,5Hz, visto que a frequência de aquisição do microcontrolador é de 25Hz.

A escolha da filtragem foi de um sistema ativo que tivesse um ganho unitário em zero hertz e que este se mantivesse neste patamar até próximo da frequência de corte, possibilitando uma resposta em frequência com ganho próximo de um, dentro da faixa de passagem do acelerômetro. Para tanto, foi escolhido um sistema ativo de primeira ordem utilizando amplificador operacional. Um exemplo desta configuração está ilustrado na Figura 48 [37].

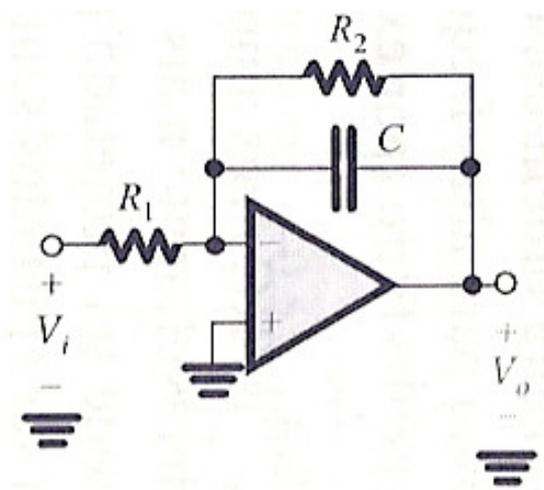


Figura 48 - Filtro ativo passa-baixa.

Através da regra das correntes de Kirchhoff [38] e de Laplace [38], a função de transferência desse filtro no domínio da frequência pode ser representada por,

$$-\frac{V_i}{R_1} = \frac{V_o}{R_2 \parallel \left(\frac{1}{sC}\right)} \quad (\text{Eq. 49})$$

que através de algumas manipulações matemáticas simples, chega-se a

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{a_0}{s + \omega_0} \quad (\text{Eq. 50})$$

onde,

$$\begin{cases} a_0 = -\frac{1}{R_1 C} \\ \omega_0 = \frac{1}{R_2 C} \end{cases} \quad (\text{Eq. 51})$$

cuja representação gráfica em função da frequência é dada pela Figura 49,

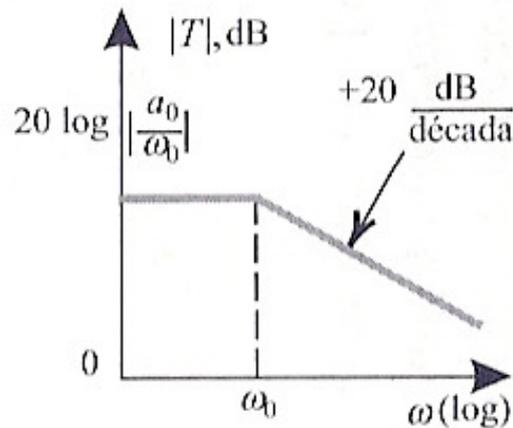


Figura 49 - Resposta em frequência do filtro.

onde pode-se notar que o ganho do filtro em 0 Hz é dado por

$$G_{0Hz} = \frac{a_0}{\omega_0} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (\text{Eq. 52})$$

Assim, para se obter um ganho unitário basta fazer com que  $R_2$  seja igual a  $R_1$ . Para fazer com que a frequência de corte seja em 12,5Hz, ponto de -3dB, basta calcular o valor do capacitor no sistema de Eq. 51.

Foi através do uso desta metodologia que foram calculados os valores utilizados no projeto, obtendo valores da ordem de nano-farads para os capacitores e da ordem de quilo-ohms para os resistores.

## V.2 DESENVOLVIMENTO DOS ALGORITMOS DE MEDIÇÃO DE INCLINAÇÕES

### V.2.1 Premissas adotadas

Para o perfeito desenvolvimento do algoritmo de medição de inclinações estáticas e dinâmicas é necessário o estabelecimento de algumas convenções, como segue:

1- As USM's serão instaladas junto ao corpo do *riser* com o eixo  $x$  perpendicular ao *riser*,  $z$  paralelo ao *riser* e  $y$  normal ao plano  $xz$  respeitando a regra da mão direita, conforme a Figura 50. Caso haja impossibilidade de manter tal convenção exige-se ao menos que o eixo  $z$  esteja paralelo ao *riser* e o eixo  $x$  acima da linha da catenária que contém o *riser*.

2- Considera-se  $x^*$  como estando contido na horizontal local e  $z^*$  vertical local apontando para o fundo do mar (Figura 50).

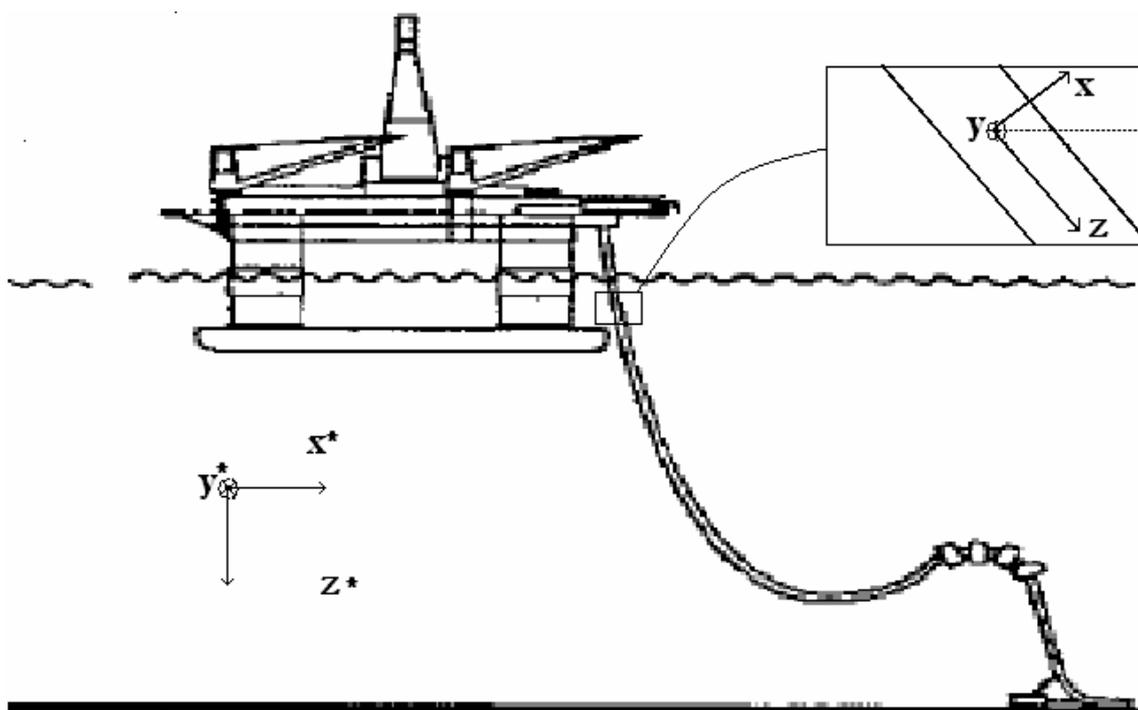


Figura 50 - Convenção dos eixos utilizada.

As seguintes hipóteses e definições também serão consideradas:

1- Os movimentos dos *risers*, causados principalmente pelas ondas, não contribuem com nenhuma componente constante, ou seja, os movimentos são dados em torno de um valor, cuja média corresponde ao valor estático. Este último é relativo a

posição do *riser* no caso em que não há movimentos;

2- As componentes medidas de gravidade em  $x$ ,  $y$  e  $z$  são muito maiores que os respectivos “*bias*” do sensor e as acelerações dos movimentos a que os *risers* estão expostos;

3- Todas as compensações relativas à interferência da temperatura nas medidas foram feitas em etapas anteriores ao presente processamento.

4- O movimento de torção do *riser* é desprezado (giro em torno do eixo  $z$ );

5- No plano  $yz$ , considera-se que o *riser* oscila em torno do ângulo nulo;

6-  $a_x$ ,  $a_y$  e  $a_z$  são as medidas brutas dos acelerômetros;

### V.2.2 Algoritmo baseado em malhas de controle

Segue agora a descrição do primeiro método de cálculo de inclinações, baseado em malhas de controle.

Inicialmente, para utilizar malhas de controle para determinação dos ângulos estáticos e dinâmicos, é interessante a utilização de um filtro passa-baixas na entrada dos sinais dos acelerômetros. Estes têm a finalidade de deixar passar as frequências de interesse do processo dinâmico e eliminar as altas frequências, consideradas parte do ruído.

Neste sentido, utilizando-se um filtro Chebyshev de 8ª ordem com frequência de corte de 8 Hz, obtém-se as medidas dos acelerômetros filtradas  $a_{x-f}$ ,  $a_{y-f}$  e  $a_{z-f}$ .

Com base no cenário descrito no item V.2.1, uma solução factível para o problema pode ser levar em consideração a determinação da inclinação com relação a vertical através do uso das medidas  $a_{x-f}$ ,  $a_{y-f}$  e  $a_{z-f}$ . Nesse caso, baseado nas hipóteses 1 e 2, é possível calcular o ângulo dinâmico em relação a vertical, de acordo com:

$$a_{din} = a \tan \left( \frac{\sqrt{(a_{x-f})^2 + (a_{y-f})^2}}{a_{z-f}} \right) \quad (\text{Eq. 53})$$

A obtenção da inclinação dinâmica na Eq. 53 pode ser realizada utilizando o sistema ilustrado na Figura 51.

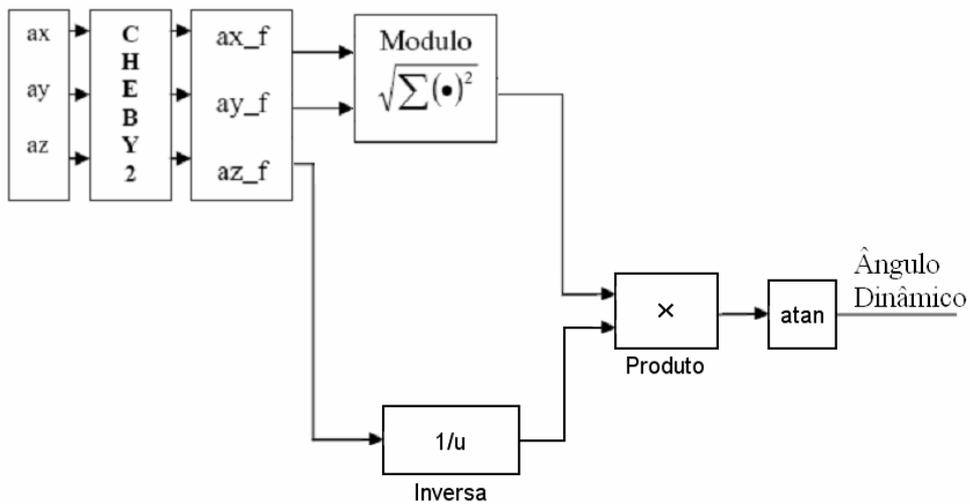


Figura 51 - Diagrama de blocos exemplificando o processamento para determinação da inclinação dinâmica.

Como o ângulo estático é o valor médio das oscilações do ângulo dinâmico, é possível extrair o ângulo estático a partir do valor do ângulo dinâmico, do ponto de vista de malhas de controle, através do uso de um integrador montado em uma configuração de realimentação negativa. Vide Figura 52.

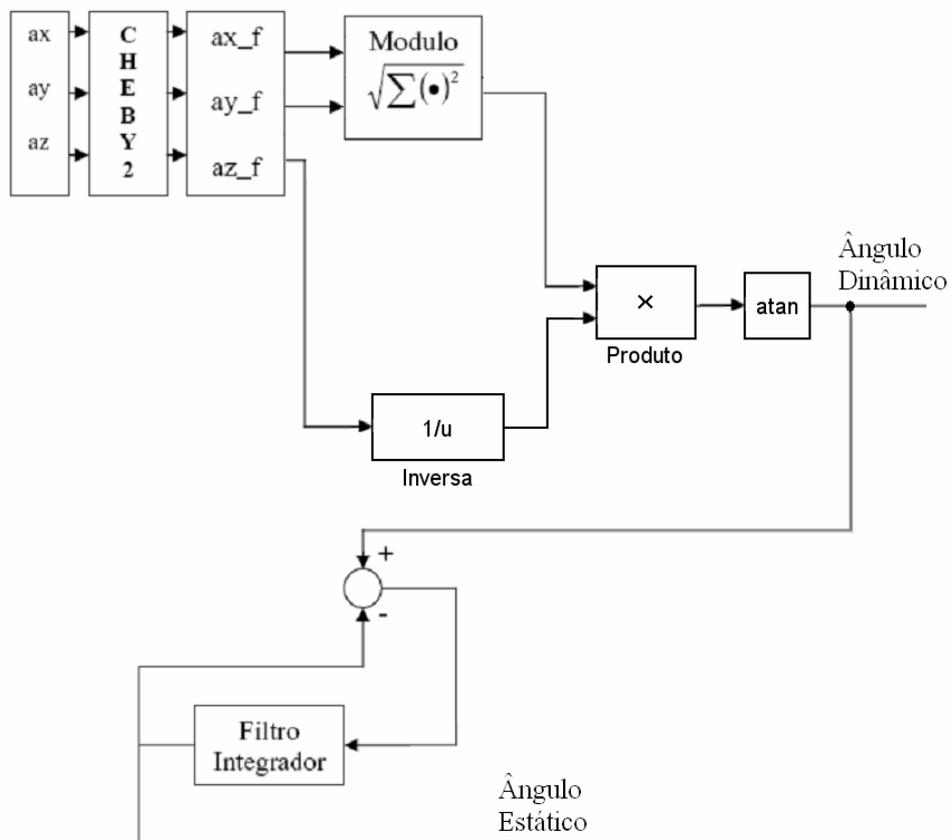


Figura 52 - Diagrama de blocos que mostra como extrair o ângulo estático a partir do ângulo dinâmico.

Enquanto houver um erro entre a saída do integrador e o valor do ângulo dinâmico calculado continua-se realizando o cálculo da integral.

Para exemplificar de forma simples, considere um sistema no tempo contínuo com um integrador na configuração ilustrada na figura abaixo:

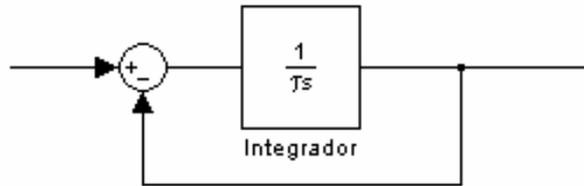


Figura 53 - Integrador em realimentação negativa

Utilizando Laplace e algumas manipulações algébricas simples, obtém-se a função de transferência  $G(s)$  desta malha:

$$G(s) = \frac{1}{s + \frac{1}{\tau}} \quad (\text{Eq. 54})$$

onde,  $\tau$  é a constante de tempo.

Pode-se notar então que esta é uma configuração típica de um filtro passa-baixa com ganho unitário no limite em que  $s \rightarrow 0$ .

Desta maneira, basta apenas sintonizar a constante de tempo para que esta função de transferência amortecia a dinâmica de variação angular do sistema de tal modo que seja possível extrair seu valor médio, o ângulo estático.

Deve-se notar que no cálculo do ângulo dinâmico são utilizadas as variáveis de aceleração ( $a_{x-f}$ ,  $a_{y-f}$  e  $a_{z-f}$ ), que embora tenham sido resultados do filtro de entrada Chebyshev, estas variáveis ainda possuem certa quantidade de ruído. Como a dinâmica do sistema que será monitorado é muito lenta, pode ser interessante utilizar um outro filtro na saída do sinal do ângulo dinâmico, com o objetivo de ser mais restritivo, com uma menor quantidade de componentes de alta frequência, suavizando assim a saída da inclinação dinâmica.

Para realizar esta função, utilizou-se outro filtro Chebyshev, só que agora de 9ª ordem e com frequência de corte de 2 Hz. Com a inserção desse filtro novo, o sistema modificado possui agora um filtro na entrada e outro filtro na saída (vide Figura 54).

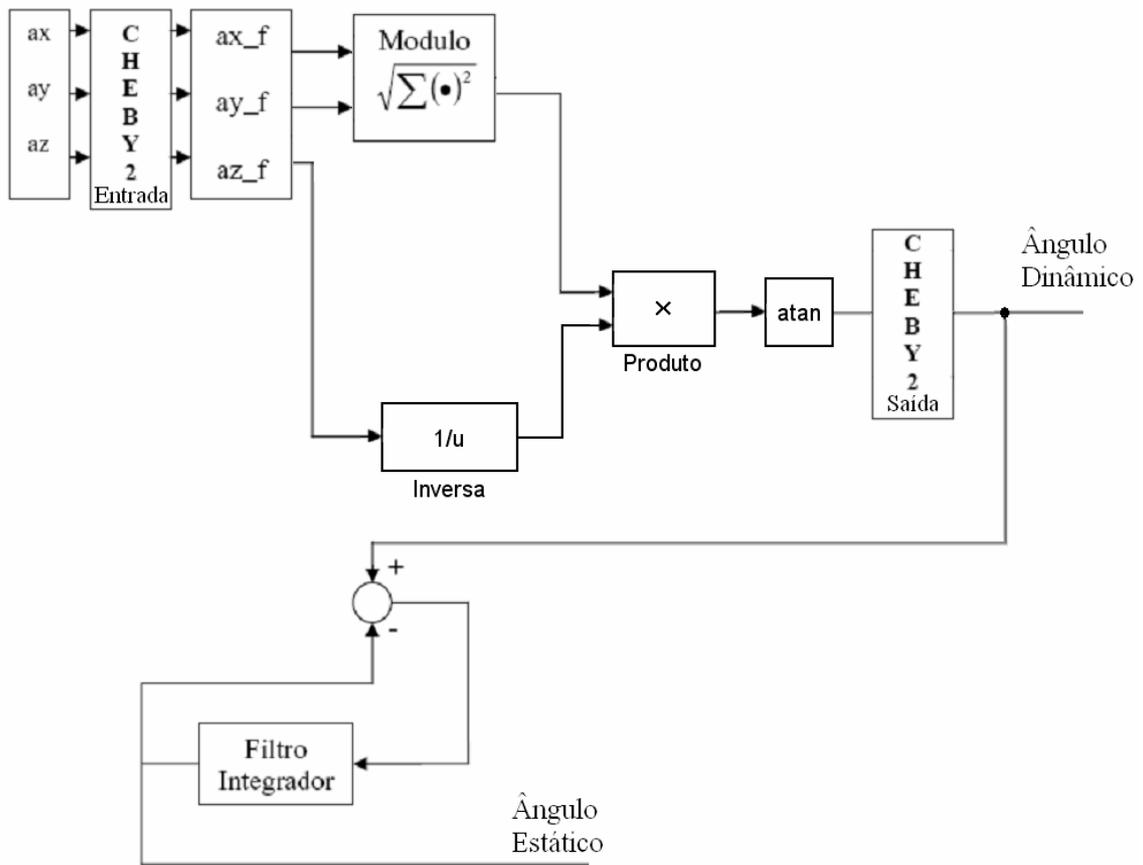


Figura 54 – Diagrama de blocos com filtro na saída para o cálculo dos ângulos estático e dinâmico.

### V.2.2.2 Filtro Chebyshev

Para atenuação dos ruídos de medida, foram realizados projetos de filtros Chebyshev do tipo II. Esse filtro foi escolhido por proporcionar uma boa atenuação do ruído, preservando o sinal da faixa de interesse.

O filtro foi projetado utilizando a função cheby2 do MATLAB™.

$[A,B,C,D] = \text{cheby2}(N,R,wn)$ , em que:

$A, B, C$  e  $D$  são as matrizes da equação de saída e estado do filtro:

$$\begin{cases} a_b - f(k) = Cx(k) + Da_b(k) \\ x(k+1) = Ax(k) + Ba_b(k) \end{cases} \quad (\text{Eq. 55})$$

onde,

$$\left\{ \begin{array}{l} a_b - \text{são os dados das medidas acelerométricas brutas} \\ a_b - f - \text{são os dados das medidas acelerométricas filtradas} \\ N - \text{é a ordem do filtro} \\ R - \text{define o ripple da resposta em frequência – valor recomendado} = 30 \\ wn - \text{é a razão entre a frequência de corte desejada e a metade da frequência} \\ \text{de amostragem.} \end{array} \right.$$

Para a frequência de amostragem de 25 Hz do sistema, frequência de corte de 8 Hz, usando um filtro de “entrada” de 8ª ordem, obteve-se então:

$$[A,B,C,D] = \text{cheby2}(8,30,0.64);$$

$$A = \begin{bmatrix} -0.852 & -0.404 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.404 & -0.106 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1.041 & 2.795 & -0.733 & -0.543 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 2.114 & 5.676 & 0.543 & -0.102 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 2.100 & 5.638 & 0.093 & 0.672 & -0.554 & -0.708 & 0 & 0 \\ 3.334 & 8.952 & 0.148 & 1.067 & 0.708 & -0.124 & 0 & 0 \\ 2.973 & 7.983 & 0.132 & 0.952 & 0.015 & 0.392 & -0.383 & -0.867 \\ 4.181 & 11.226 & 0.186 & 1.338 & 0.021 & 0.552 & 0.867 & -0.220 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0.329 \\ 0.901 \\ 2.916 \\ 5.920 \\ 5.881 \\ 9.338 \\ 8.327 \\ 11.710 \end{bmatrix}$$

$$C = [0.075 \quad 0.203 \quad 0.003 \quad 0.024 \quad 0.001 \quad 0.010 \quad 0.002 \quad 0.004]$$

$$D = [0.212]$$

Para uma frequência de amostragem de 25 Hz do sistema, frequência de corte de 2 Hz, usando um filtro de “saída” de 9ª ordem, obteve-se então:

$$[A,B,C,D] = \text{cheby2}(9,30,0.16);$$

$$A = \begin{bmatrix} 0.300 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.180 & 0.076 & -0.470 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.079 & 0.470 & 0.794 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.201 & -0.228 & 1.320 & 0.433 & -0.460 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.065 & -0.073 & 0.423 & 0.460 & 0.853 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.196 & -0.222 & 1.283 & -0.284 & 0.387 & 0.677 & -0.435 & 0 & 0 \\ 0.051 & -0.058 & 0.333 & -0.074 & 0.101 & 0.435 & 0.887 & 0 & 0 \\ 0.195 & -0.221 & 1.280 & -0.283 & 0.386 & -0.161 & 0.186 & 0.834 & -0.430 \\ 0.046 & -0.052 & 0.300 & -0.066 & 0.091 & -0.038 & 0.044 & 0.430 & 0.899 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0.472 \\ 0.065 \\ 0.029 \\ 0.073 \\ 0.023 \\ 0.071 \\ 0.018 \\ 0.071 \\ 0.017 \end{bmatrix}$$

$$C = [0.082 \quad -0.093 \quad 0.536 \quad -0.119 \quad 0.162 \quad -0.068 \quad 0.078 \quad -0.016 \quad 0.047]$$

$$D = [0.030]$$

### V.2.3 Algoritmo baseado no Filtro de Kalman

Para entendimento perfeito da presente abordagem, sugere-se leitura prévia do capítulo IV, onde é demonstrada toda a base teórica sobre o filtro de Kalman e suas equações que serão utilizadas.

Para estimar a inclinação através dos sinais de três acelerômetros ortogonais entre si, é necessária uma descrição da saída desses sinais. Para o sistema dinâmico, pode se dizer inicialmente que os sinais de saída dos três acelerômetros são compostos de uma parcela de aceleração, de gravidade, de *bias* e de um ruído de medida, como mostrado na Eq. 56.

$$y_t = a_t - g_t + b_t + v_t \quad (\text{Eq. 56})$$

onde,

$$\left\{ \begin{array}{l} y_t - \text{valor medido.} \\ a_t - \text{aceleração de movimentos.} \\ b_t - \text{bias.} \\ v_t - \text{ruído de medição.} \end{array} \right.$$

De acordo com as hipóteses 1 e 2, o valor do *bias* não será modelado e o valor dos sinais dos acelerômetros já foram compensados em função da temperatura. Com relação às acelerações da dinâmica de movimentos, considera-se que estas acelerações possuem média zero e que, como o sistema possui uma inércia muito grande, as acelerações envolvidas nesses movimentos são muito baixas em relação a aceleração da gravidade. Além de possuírem valores pequenos, estas acelerações estão ligadas principalmente ao movimento de *heave* da plataforma, o que significa que além dos valores serem baixos, estes estão na direção da aceleração da gravidade. Desta forma, as componentes dessas acelerações de movimento que são transversais a aceleração da gravidade, ou seja, as componentes que realmente poderiam alterar a direção da composição, acelerações mais gravidade, são menores ainda.

Para simplificar o modelo dos sinais dos acelerômetros, considerando o exposto acima, será feita uma aproximação. A partir de agora, será adotado que a medida dos sinais dos acelerômetros serão em função apenas da aceleração da gravidade e do próprio ruído de medição. Vide o modelo simplificado na Eq. 57. Note, que com essa

aproximação o sinal de ruído pode englobar outros erros não modelados (não conhecimento total do sistema).

$$y_t = -g_t + v_t \quad (\text{Eq. 57})$$

O procedimento de estimação é realizado da seguinte maneira: uma predição *a priori* da aceleração da gravidade e sua covariância é feita baseada nos valores estimados anteriormente e dos sinais medidos. Esta predição é comparada com as saídas reais dos acelerômetros. O filtro de Kalman utiliza um modelo de erro no formato de espaço de estados que relaciona o erro de predição com erros na estimativa *a priori* da gravidade. Com base nesse modelo de erro e a covariância da estimativa da gravidade, a diferença entre as saídas reais dos acelerômetros e as preditas é atribuída a erros de predição *a priori*.

Considerando um sistema de coordenadas não rotativo, o vetor de gravidade permanece o mesmo. Portanto, a direção da nova estimativa de aceleração da gravidade é igual a anterior e sua magnitude é re-normalizada para  $1\mathbf{g}$ . Considerando  $c_g$  a constante gravitacional, tem-se

$${}^{S,t}\hat{\mathbf{g}}_t^- = c_g \cdot \frac{{}^{S,t}\hat{\mathbf{g}}_{t-1}^+}{\left| {}^{S,t}\hat{\mathbf{g}}_{t-1}^+ \right|} \quad (\text{Eq. 58})$$

onde,

o chapéu no topo da variável indica uma estimação, o sinal de menos sobrescrito significa uma estimativa *a priori*. O sinal de mais sobrescrito significa uma estimativa *a posteriori*, e as letras  $S,t$  sobrescritas do lado esquerdo das variáveis significa que as mesmas estão representadas no sistema de coordenadas do sensor no tempo  $t$ .

Os vetores descritos no sistema de coordenadas do sensor no instante anterior devem sofrer uma rotação para serem expressos no sistema de coordenadas atual do sensor. Considerando um vetor  $r$ , esta rotação é realizada através da relação abaixo:

$${}^{S,t}r = {}^{S,t-1}r - T\omega \times {}^{S,t-1}r \quad (\text{Eq. 59})$$

onde,

$T$  é o período de amostragem dos sinais e  $\omega$  é a velocidade angular.

Como a dinâmica do sistema é muito lenta, a cada passo a rotação entre o sistema

de coordenadas do espaço anterior para o atual é muito pequena. Dessa forma, para continuar com um modelo simples, sem a inserção de novas variáveis como a velocidade angular, provinda dos girômetros, será feita uma nova aproximação. Esta aproximação faz com que o segundo termo da Eq. 59 seja nulo, conforme descrito na nova equação abaixo:

$${}^{S,t}r \approx {}^{S,t-1}r \quad (\text{Eq. 60})$$

### V.2.3.1 Modelo de erros

O filtro de Kalman utiliza uma estrutura no espaço de estados que descreve o efeito de erros preditos na gravidade causados na diferença entre o vetor de medida do acelerômetro e de sua predição, como segue

$$x_{\varepsilon,t} = Ax_{\varepsilon,t-1} + w_t \quad (\text{Eq. 61})$$

$$y_{\varepsilon,t} = Cx_{\varepsilon,t} + v_t \quad (\text{Eq. 62})$$

onde,

$y_{\varepsilon,t}$  é a diferença entre o sinal de saída medido do acelerômetro e a predição deste. Esta diferença é o resultado de erro na predição do vetor gravidade. O estado de erro  $x_{\varepsilon,t}$  é o estado que é estimado pelo filtro de Kalman. Como o objetivo é estimar a inclinação do corpo do sensor em relação ao vetor gravidade, este último foi escolhido como vetor de estado de erro, como abaixo

$$x_{\varepsilon,t} = [g_{\varepsilon,t}] \quad (\text{Eq. 63})$$

Os vetores  $w_t$  e  $v_t$  são assumidos serem sinais de ruído branco com matrizes de covariância  $Q$  e  $R$ , respectivamente.  $Q$  é uma matriz  $3 \times 3$  que descreve a covariância da matriz de erro do vetor de estado  $x_{\varepsilon,t}$ . Dessa maneira, esta é descrita da seguinte forma

$$Q_t = E[x_{\varepsilon,t}x_{\varepsilon,t}^T] = Q_{g,t} \quad (\text{Eq. 64})$$

O filtro de Kalman utiliza o modelo de erros, juntamente com as matrizes de covariância  $Q$  e  $R$  para atribuir a predição de erro,  $y_{\varepsilon,t}$ , dos sinais dos acelerômetros ao valor da gravidade. As matrizes  $Q_t$  e  $R_t$  dependem das matrizes de covariância dos estados estimados anteriormente e do modelo do sinal desconhecido  $w$ .

A matriz  $C$   $3 \times 3$  foi encontrada através da subtração das saídas preditas dos

acelerômetros, das medidas reais destas, ou seja

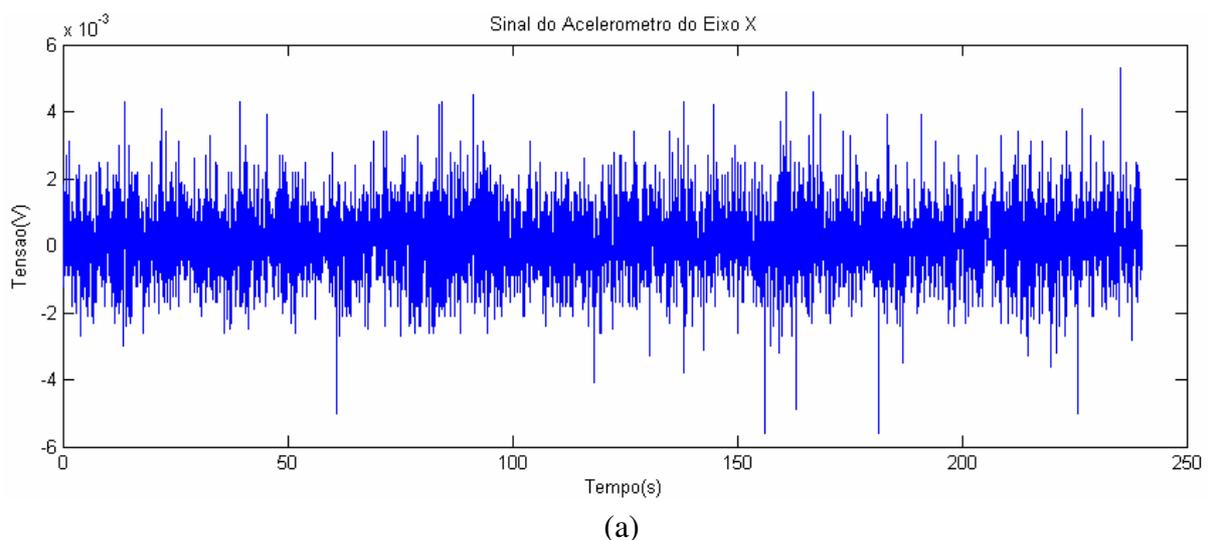
$$\begin{aligned}
 y_{\varepsilon,t} &= \hat{y}_t^- - y_t \\
 &= (-\hat{g}_t^-) - (-g_t + v_t) \\
 &= -\hat{g}_{\varepsilon,t}^- + v_t \\
 &= -I_3 \cdot x_{\varepsilon,t} + v_t
 \end{aligned}
 \tag{Eq. 65}$$

Através da equação acima, é possível visualizar que  $C$  é igual a  $I_3$ , onde esta última é a matriz identidade  $3 \times 3$ .

A matriz  $A$  deve descrever a dinâmica do estado do erro. Entretanto, o estado só contém erros de predição, o que não depende de estimativas anteriores. Com isso,  $A$  deverá ser uma matriz  $3 \times 3$  de zeros.

### V.2.3.2 Comportamento do Erro

Faltam agora os dois parâmetros mais importantes do filtro de Kalman, as covariâncias  $Q_t$  e  $R_t$ . Para a determinação destes valores, fez-se uma abordagem prática, onde foram realizadas medidas dos três acelerômetros (Figura 55) enquanto os mesmo encontravam-se estáticos, imóveis, e com a mesma taxa de amostragem utilizada pelo sistema, 25Hz. Estas medidas foram realizadas durante um período de 4 a 5min, como ilustram os gráficos abaixo.



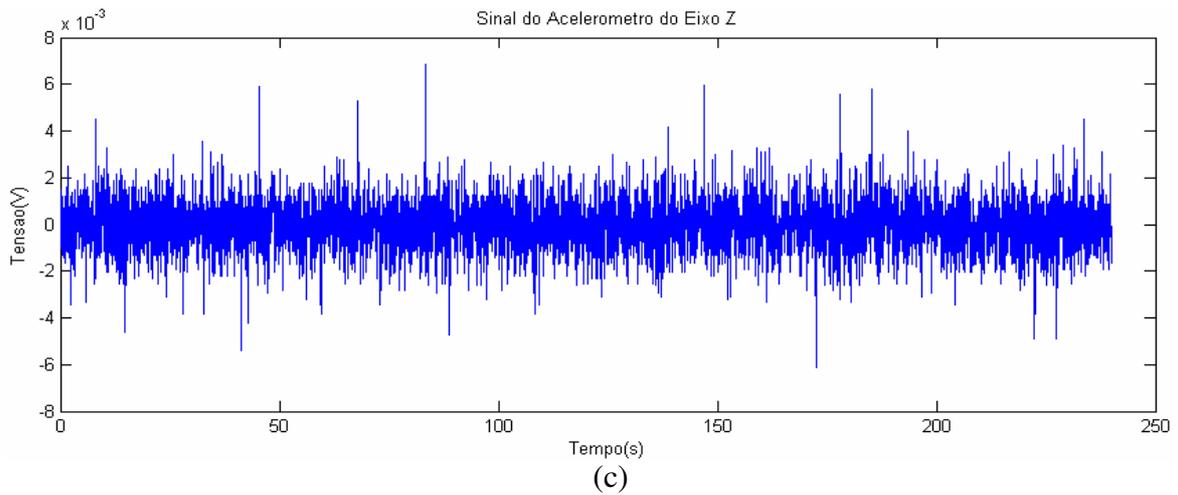
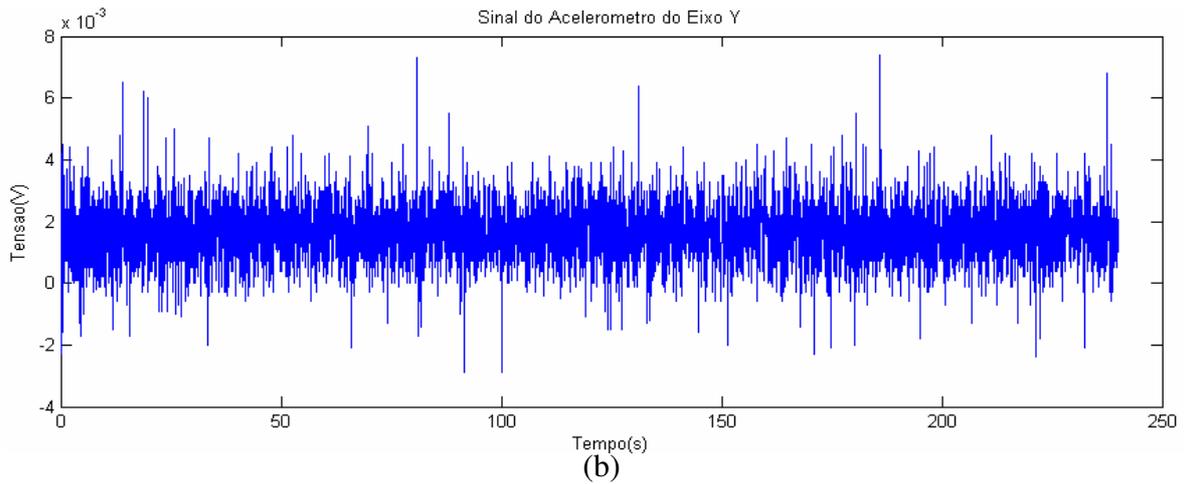
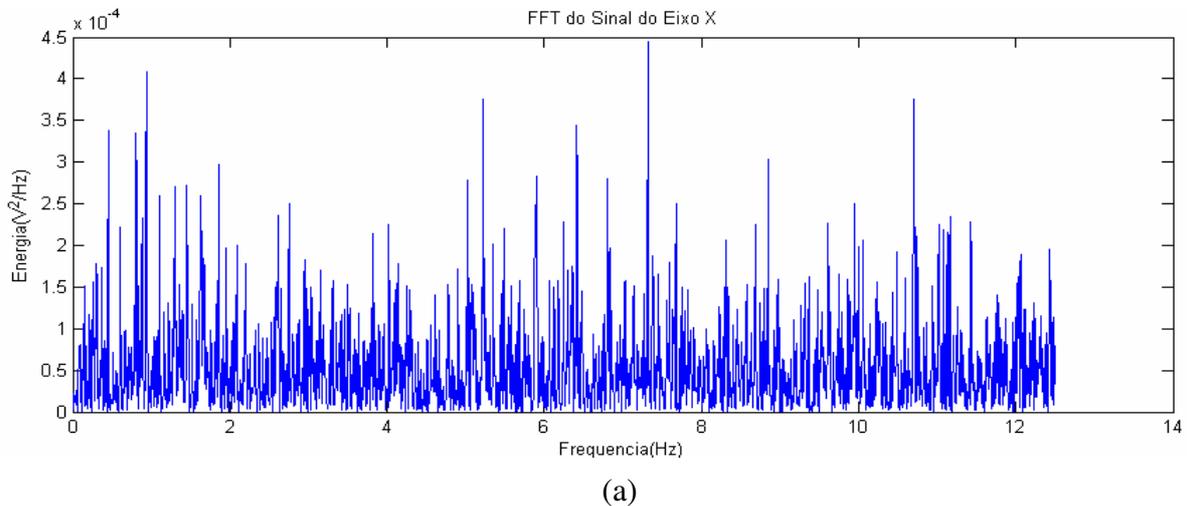


Figura 55 - Sinais temporais dos acelerômetros do (a) eixo  $x$ , (b) eixo  $y$  e (c) eixo  $z$ , durante um período de 4 a 5 minutos.

Para verificar a suposição de que o sinal  $v_k$ , correspondente ao ruído de medição trata-se de um ruído branco, foram feitos os levantamentos dos espectros de cada um desses sinais com auxílio da FFT (*Fast Fourier Transform*). Os resultados seguem nos gráficos da Figura 56 abaixo para cada eixo:



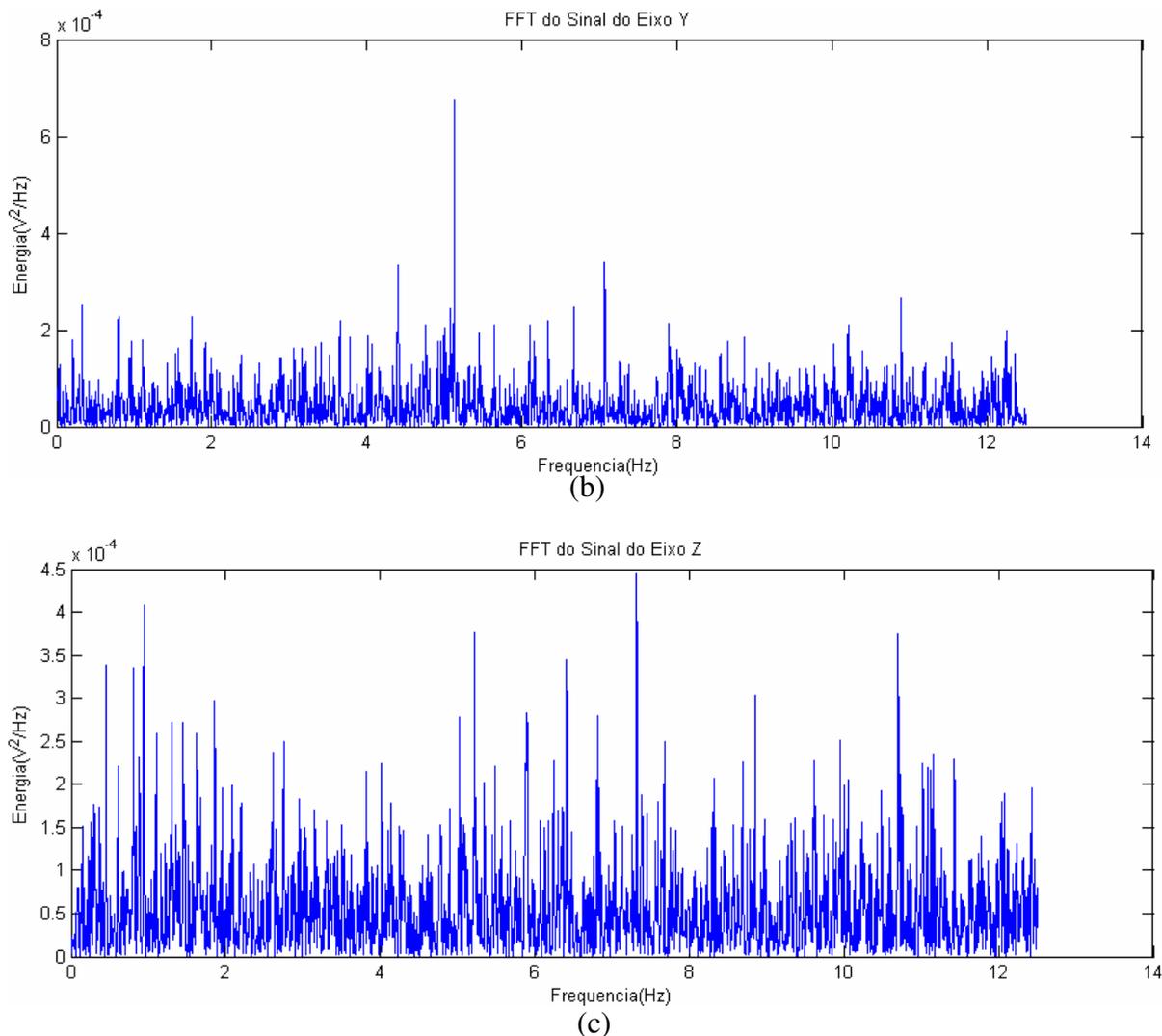


Figura 56 - Espectros dos sinais temporais do (a) eixo x, (b) eixo y e (c) eixo z.

Com os sinais temporais de cada eixo, foram calculadas as covariâncias com o uso da função “cov” do MATLAB™.

### V.2.3.3 Ângulo Estático

Até agora só foi visto como deve ser feito o cálculo da inclinação dinâmica. Falta resolver como será obtido o valor da inclinação estática, ou valor médio da inclinação dinâmica.

Certamente poderia ser utilizado um filtro integrador com realimentação negativa, da mesma forma que foi feito na técnica anterior. Porém, deseja-se fazer uso de outra técnica para fazer comparação com a já implementada. Neste sentido, foi utilizado um outro filtro de Kalman para tentar estimar o ângulo estático a partir dos valores obtidos para o ângulo dinâmico.

Então, a modelagem para este novo sistema passa a ser uma variável de entrada, que será o ângulo dinâmico obtido e a saída deverá ser o valor estático, ou o valor médio sobre o qual ocorrem as oscilações.

Pode-se dizer então que o processo que queremos estimar possui uma variância muito pequena e que as medidas realizadas, os ângulos dinâmicos, possuem uma variância muito grande, ou seja, nosso sistema de medida possui um erro com uma variância elevada. Fazendo isso, o filtro de Kalman irá ponderar mais o valor do processo estimado *a priori*, do que o valor da medida realizada, a qual é “menos confiável”.

Como o sistema possui uma única variável de estado, o valor da inclinação, as matrizes de covariância do processo ( $Q_t$ ) e da medida ( $R_t$ ) deverão possuir um único valor. Conforme mencionado anteriormente, o valor de  $Q_t$  deverá ser um valor muito pequeno e o valor de  $R_t$  deverá ser um valor muito grande em comparação a covariância do processo. Estes valores foram obtidos de forma prática através de simulações.

### V.2.3.4 Filtro Chebyshev

Da mesma forma que no desenvolvimento do primeiro algoritmo (item V.2), surgiu a necessidade de utilizar um filtro na saída do cálculo de inclinação dinâmica. Como mencionado anteriormente, a dinâmica do sistema é muito lenta devido a sua inércia (grande massa). Para tanto, coloca-se um filtro na saída do sistema para que o sinal seja menos ruidoso, ou mais amortecido para caracterizar melhor a dinâmica do sistema. Para tanto, foi projetado um filtro Chebyshev do tipo II. Esse filtro foi escolhido por proporcionar uma boa atenuação do ruído, preservando o sinal da faixa de interesse.

O filtro foi projetado utilizando a função `cheby2` do MATLAB.

$[A,B,C,D] = \text{cheby2}(N,R,wn)$ , em que:

$A$ ,  $B$ ,  $C$  e  $D$  são as matrizes  $9 \times 9$ ,  $1 \times 9$ ,  $9 \times 1$  e  $1 \times 1$ , respectivamente, da equação de saída e estado do filtro:

$$\begin{cases} a_b - f(k) = Cx(k) + Da_b(k) \\ x(k+1) = Ax(k) + Ba_b(k) \end{cases} \quad (\text{Eq. 66})$$

onde,

$$\left\{ \begin{array}{l} a_b - \text{são os dados das medidas acelerométricas brutas} \\ a_b - f - \text{são os dados das medidas acelerométricas filtradas} \\ N - \text{é a ordem do filtro} \\ R - \text{define o ripple da resposta em frequência – valor recomendado} = 30 \\ wn - \text{é a razão entre a frequência de corte desejada e a metade da frequência} \\ \text{de amostragem.} \end{array} \right.$$

Para uma frequência de amostragem de 25 Hz do sistema, frequência de corte de 2 Hz, usando um filtro de 9ª ordem, obteve-se então:

$[A,B,C,D] = \text{cheby2}(9,30,0.16);$

$$A = \begin{bmatrix} 0.300 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.180 & 0.076 & -0.470 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.079 & 0.470 & 0.794 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.201 & -0.228 & 1.320 & 0.433 & -0.460 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.065 & -0.073 & 0.423 & 0.460 & 0.853 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.196 & -0.222 & 1.283 & -0.284 & 0.387 & 0.677 & -0.435 & 0 & 0 \\ 0.051 & -0.058 & 0.333 & -0.074 & 0.101 & 0.435 & 0.887 & 0 & 0 \\ 0.195 & -0.221 & 1.280 & -0.283 & 0.386 & -0.161 & 0.186 & 0.834 & -0.430 \\ 0.046 & -0.052 & 0.300 & -0.066 & 0.091 & -0.038 & 0.044 & 0.430 & 0.899 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0.472 \\ 0.065 \\ 0.029 \\ 0.073 \\ 0.023 \\ 0.071 \\ 0.018 \\ 0.071 \\ 0.017 \end{bmatrix}$$

$$C = [0.082 \quad -0.093 \quad 0.536 \quad -0.119 \quad 0.162 \quad -0.068 \quad 0.078 \quad -0.016 \quad 0.047]$$

$$D = [0.030]$$

## CAPÍTULO VI

### SIMULAÇÕES DOS ALGORITMOS

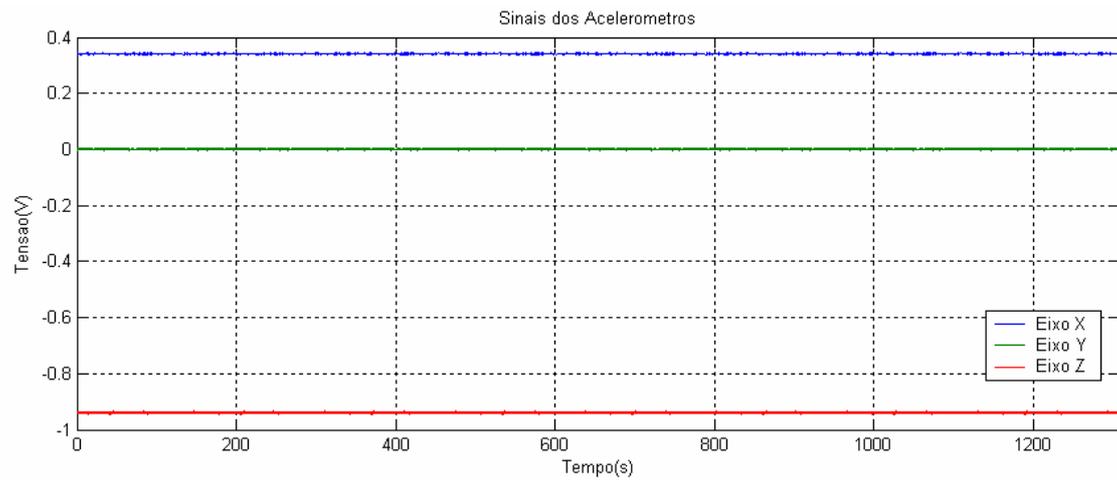
Alguns testes e simulações dos algoritmos foram realizados com a finalidade de verificar o desempenho das técnicas utilizadas, suas características particulares e para ajustar os parâmetros de sintonia.

Para poder realizar as simulações com os algoritmos é necessário também simular a entrada de sinais dos acelerômetros. Para tanto, os mesmos sinais que foram armazenados, para o cálculo da covariância dos erros de medição dos sinais dos acelerômetros, foram utilizados para a simulação dos sinais dos acelerômetros da seguinte forma: somam-se as componentes da gravidade, relativas ao sistema de coordenadas do sensor no movimento simulado, com os erros de medida armazenados.

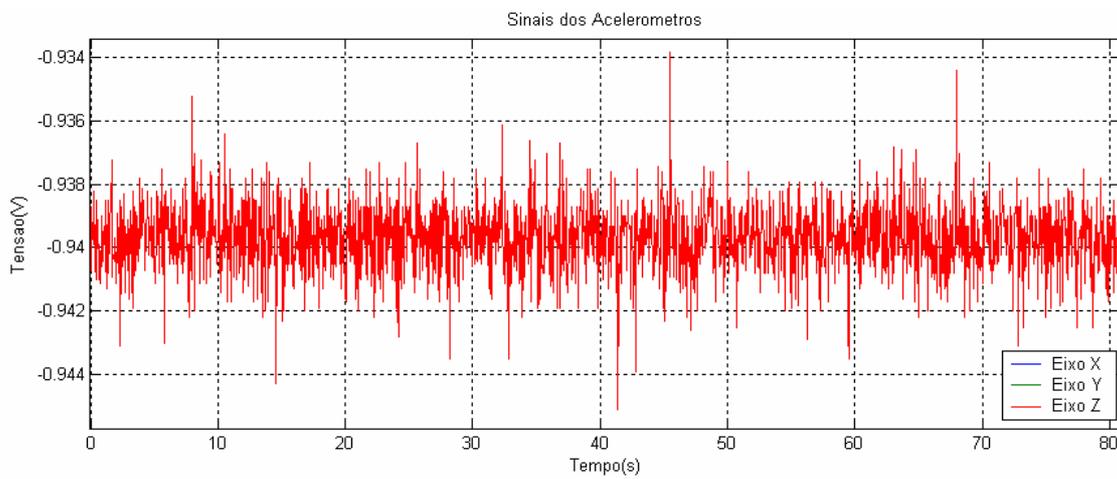
Os movimentos simulados buscam sobretudo tentar reproduzir as situações reais (tanto a amplitude dos movimentos como a faixa de frequências) a que este sensor de inclinações estará exposto junto ao *riser*. Com esse objetivo, foram gerados alguns sinais para simulação, descritos através dos casos abaixo:

- A- Ângulo constante de  $20^\circ$  entre os eixos  $x$  e  $z$ .
- B- Ângulo variando em torno do ângulo de  $20^\circ$  entre os eixos  $x$  e  $z$ . Esta variação possui a forma de uma senoide, com  $2^\circ$  de amplitude e período de 4s.
- C- Ângulo variando em torno do ângulo de  $20^\circ$  entre os eixos  $x$  e  $z$ . Esta variação possui a forma de uma senoide, com  $2^\circ$  de amplitude e período de 11s.
- D- Ângulo variando em torno do ângulo de  $20^\circ$  entre os eixos  $x$  e  $z$ . Esta variação possui a forma de uma senoide, com  $2^\circ$  de amplitude e período de 20s.
- E- Ângulo variando em torno do ângulo de  $20^\circ$  entre os eixos  $x$  e  $z$ . Esta variação possui a forma da composição de algumas senóides com períodos diferentes (na faixa de 4 a 20s), amplitudes diferentes e fases aleatórias. Buscou-se fazer uma distribuição de amplitudes entre as senóides de forma que a composição destas ficasse semelhante a distribuição espectral das ondas do mar onde esse sistema será instalado.

Seguem abaixo os gráficos temporais dos sinais gerados (vide Figuras 57 a 61):

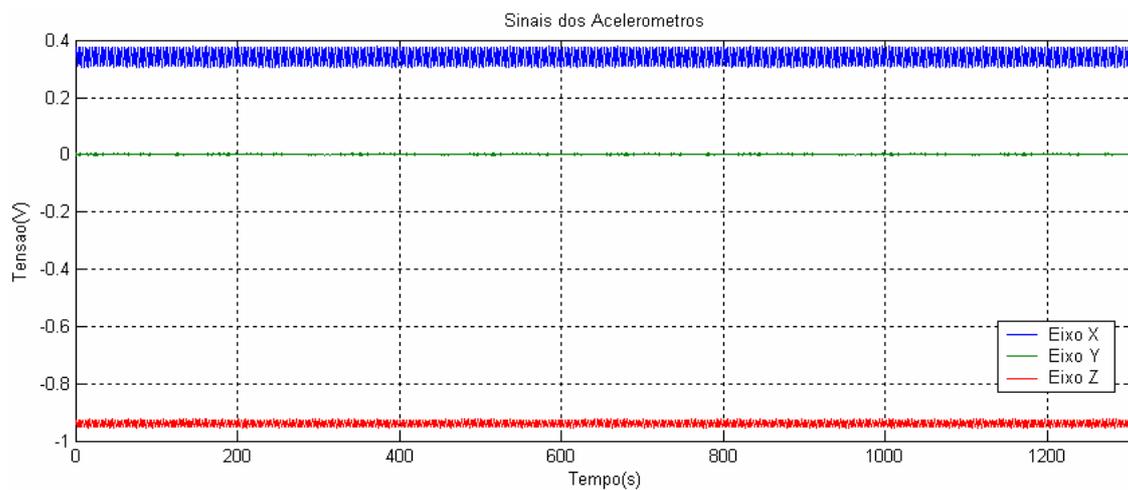


(a)



(b)

Figura 57 - (a) Sinais temporais dos acelerômetros para o caso “A” e (b) ampliação apenas do sinal do acelerômetro do eixo z.



(a)

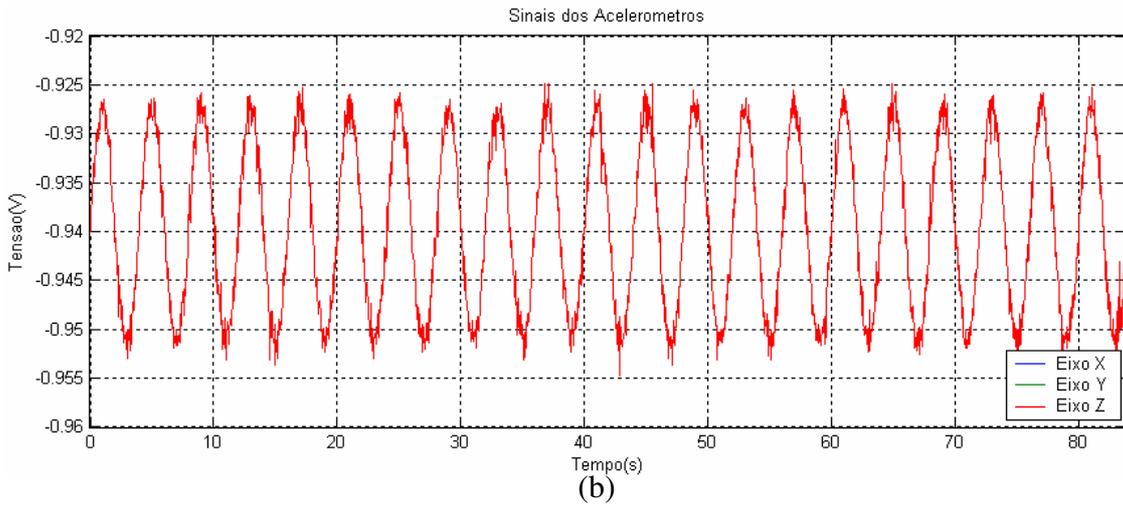


Figura 58 - (a) Sinais temporais dos acelerômetros para o caso “B” e (b) ampliação apenas do sinal do acelerômetro do eixo z.

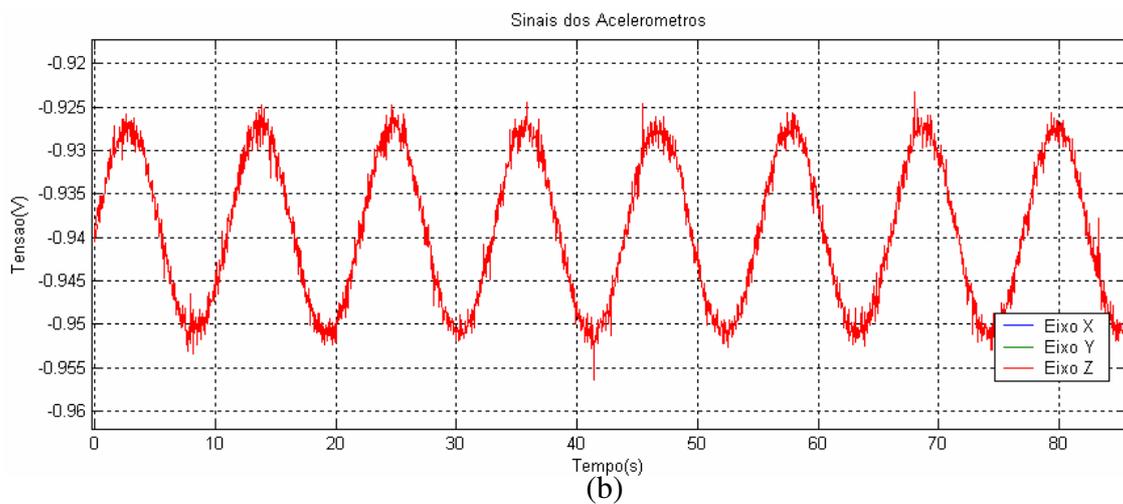
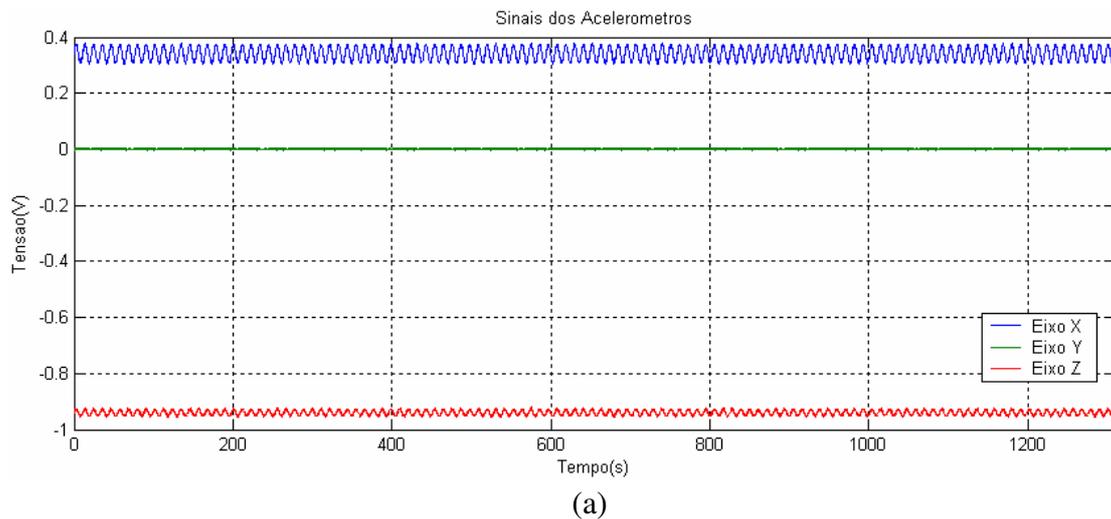
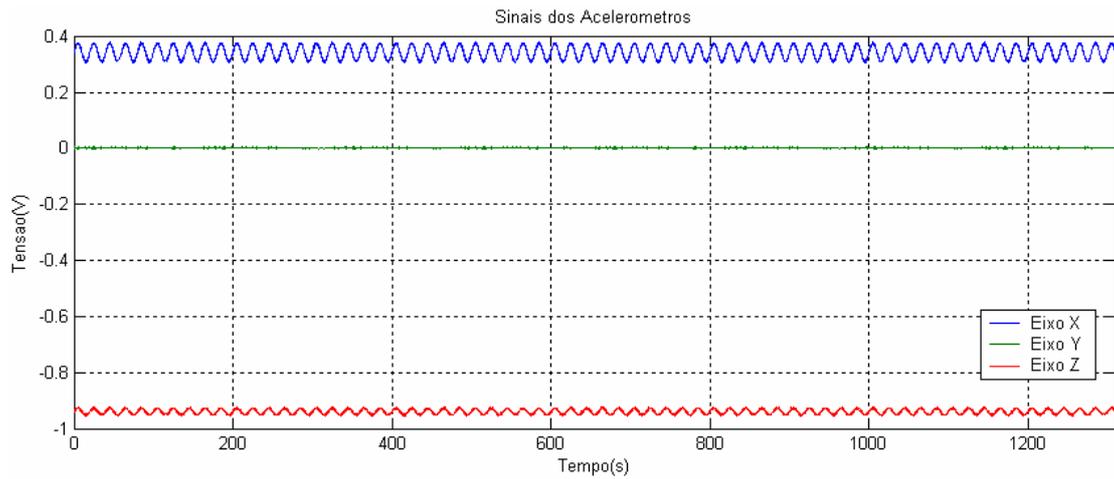
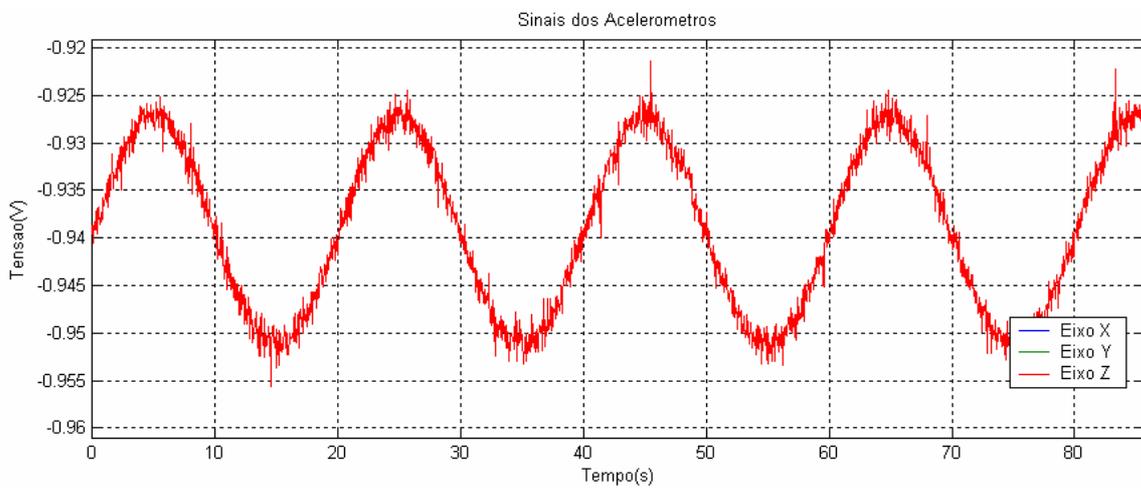


Figura 59 - (a) Sinais temporais dos acelerômetros para o caso “C” e (b) ampliação apenas do sinal do acelerômetro do eixo z.

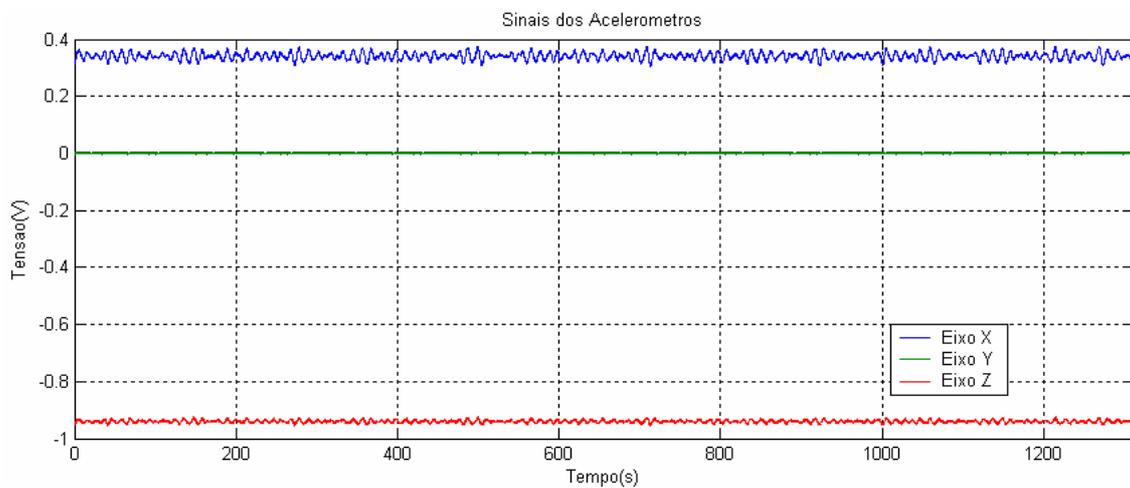


(a)

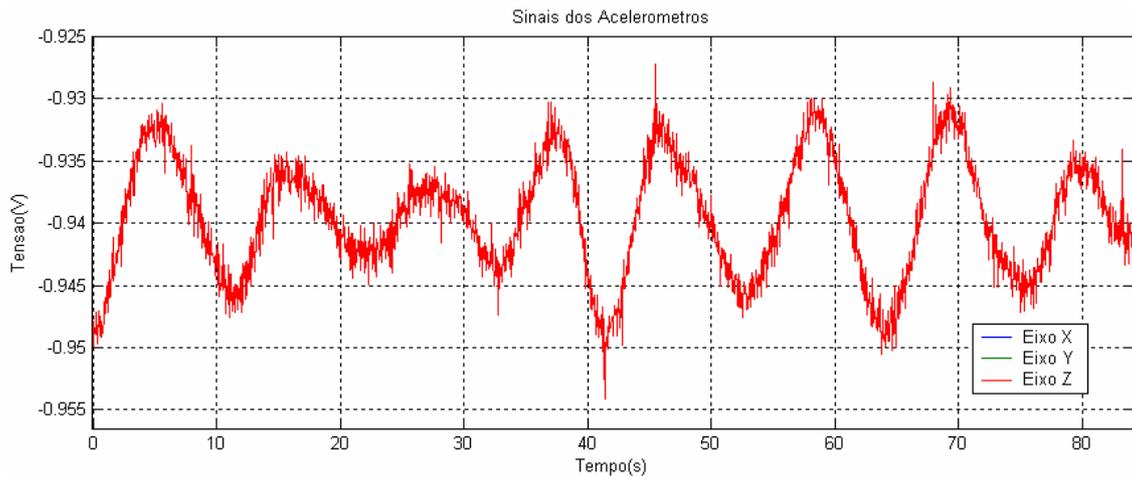


(b)

Figura 60 - (a) Sinais temporais dos acelerômetros para o caso “D” e (b) ampliação apenas do sinal do acelerômetro do eixo z.



(a)



(b)

Figura 61 - (a) Sinais temporais dos acelerômetros para o caso “E” e (b) ampliação apenas do sinal do acelerômetro do eixo z.

## VI.1 ALGORITMO BASEADO EM MALHAS DE CONTROLE

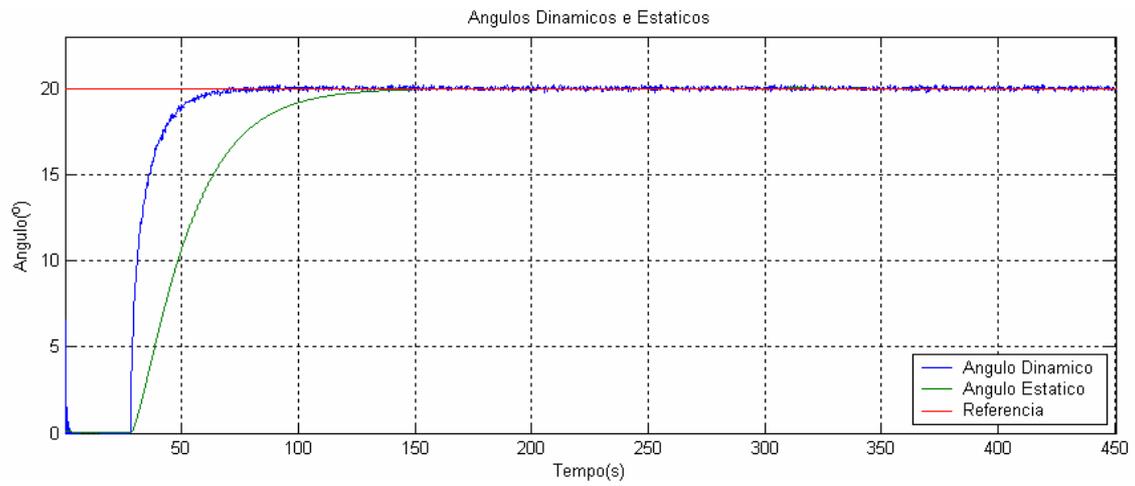
Para que fosse possível a realização de alguns testes e simulações da técnica, desenvolvida no capítulo V, para cálculo de inclinações estáticas e dinâmicas, foi montada a arquitetura descrita neste capítulo, utilizando o MATLAB<sup>TM</sup>. Com a arquitetura toda montada, os sinais dos acelerômetros descritos acima foram utilizados para realizar as simulações. Durante a execução das simulações, foram monitoradas algumas variáveis de interesse, como: o valor da inclinação dinâmica, o valor da inclinação estática, o erro da inclinação dinâmica e o erro da inclinação estática.

Este sistema utiliza um filtro de saída para eliminar as componentes ainda existentes de ruído e que não fazem parte da característica da dinâmica do processo, conforme descrito no capítulo V. Para verificar a funcionalidade e importância deste filtro, o sistema foi simulado por completo tanto com o filtro de saída, como sem ele.

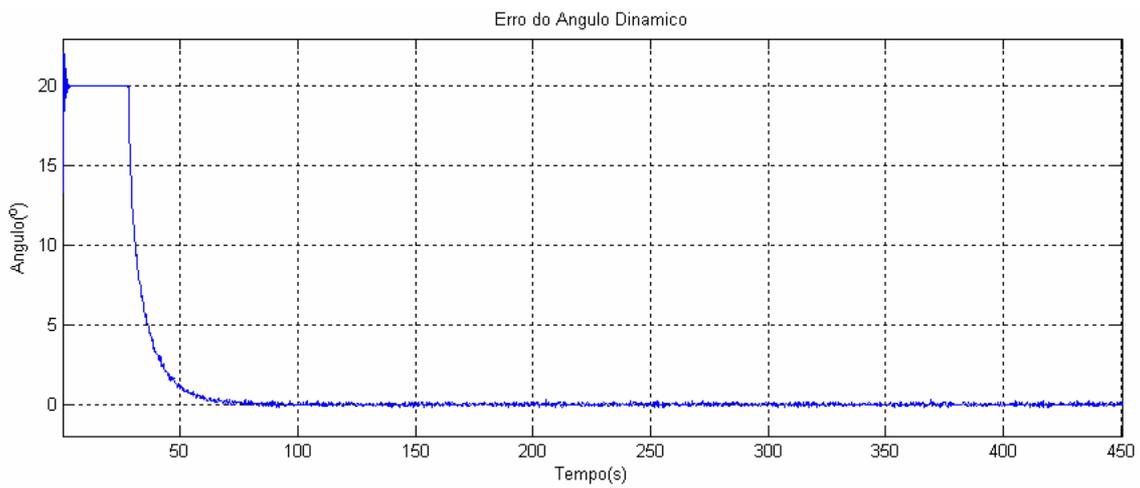
Como um dos objetivos da exposição das simulações é poder comparar a técnica utilizada no algoritmo baseado em controle e a técnica utilizada no algoritmo baseado em filtro de Kalman, e também para não sobrecarregar o texto, as simulações realizadas sem o filtro foram colocadas no ANEXO C.

Assim, seguem abaixo as simulações das variáveis mencionadas (vide Figuras 62 a 71), para cada caso:

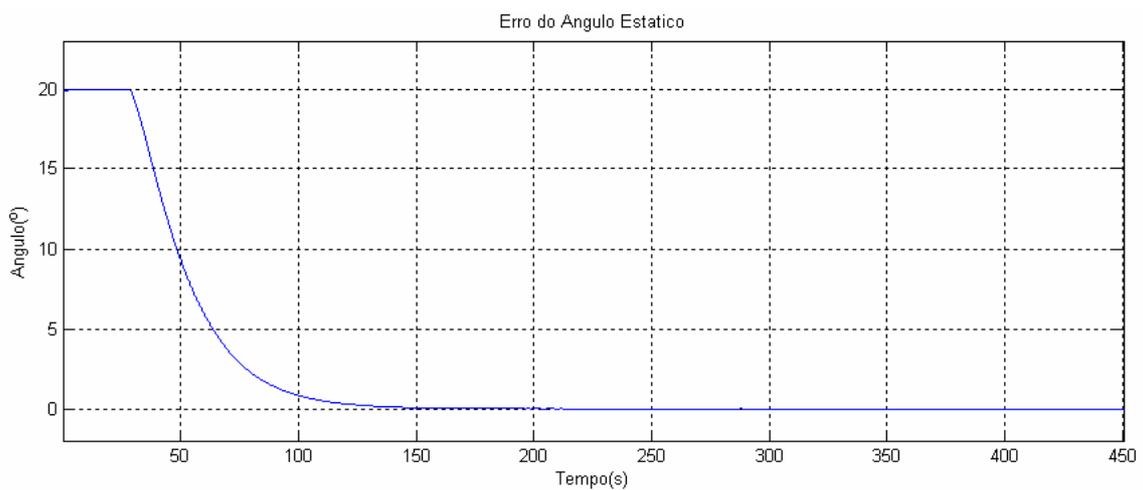
**CASO “A”:**



(a)

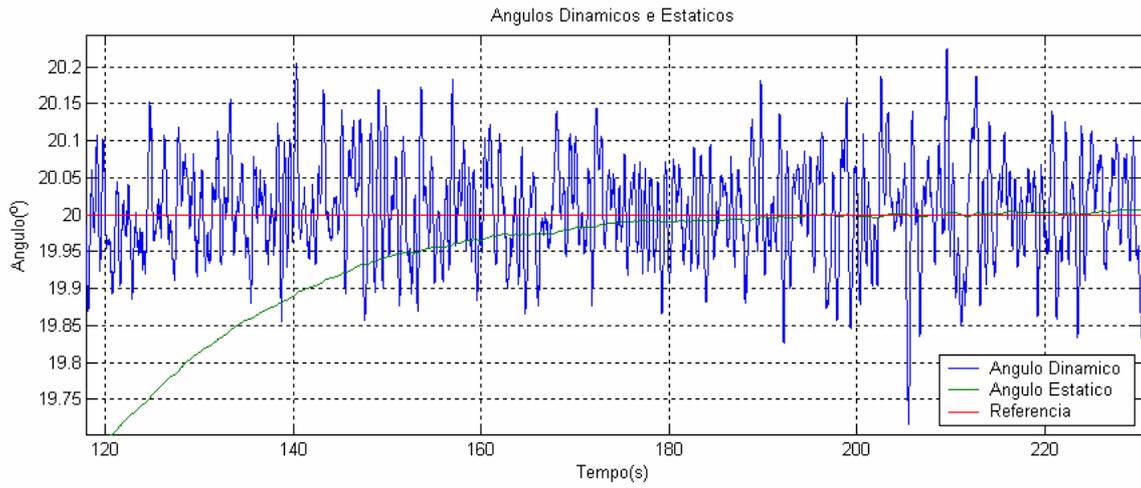


(b)

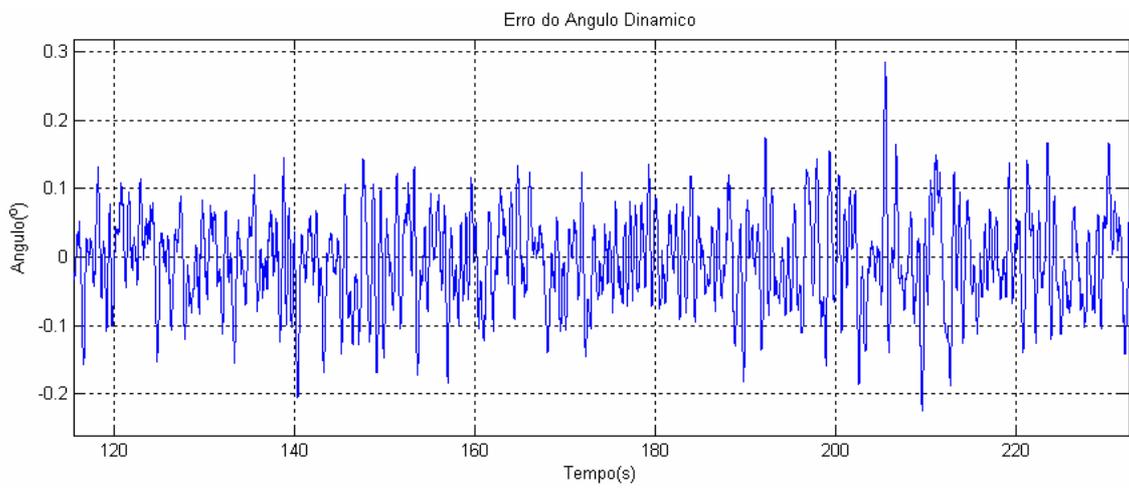


(c)

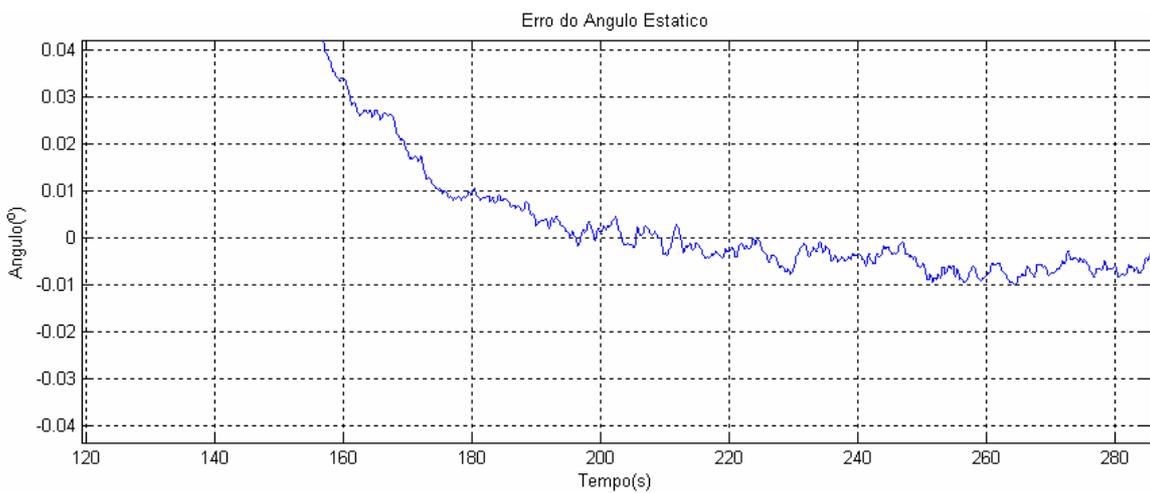
Figura 62 - Simulação dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, para o caso “A”.



(a)



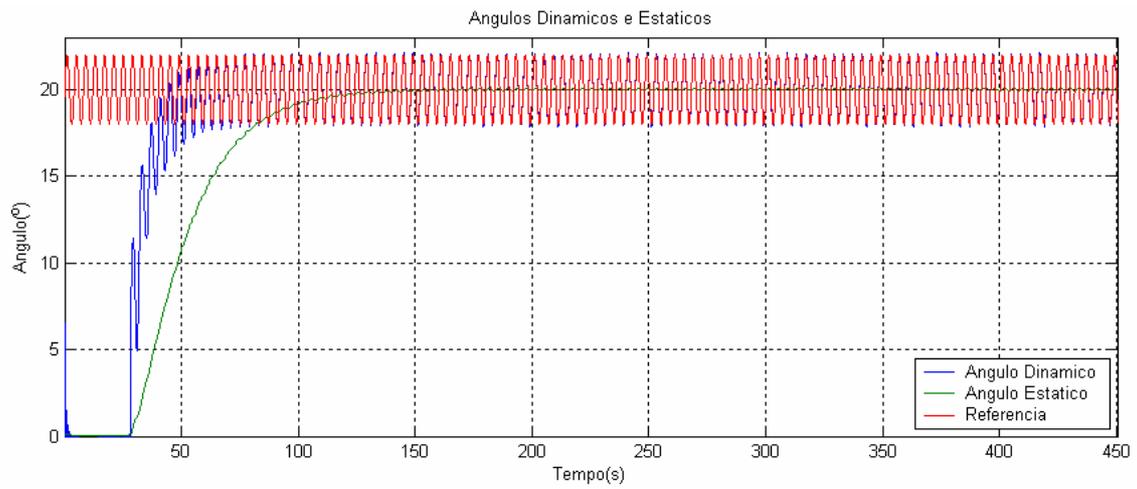
(b)



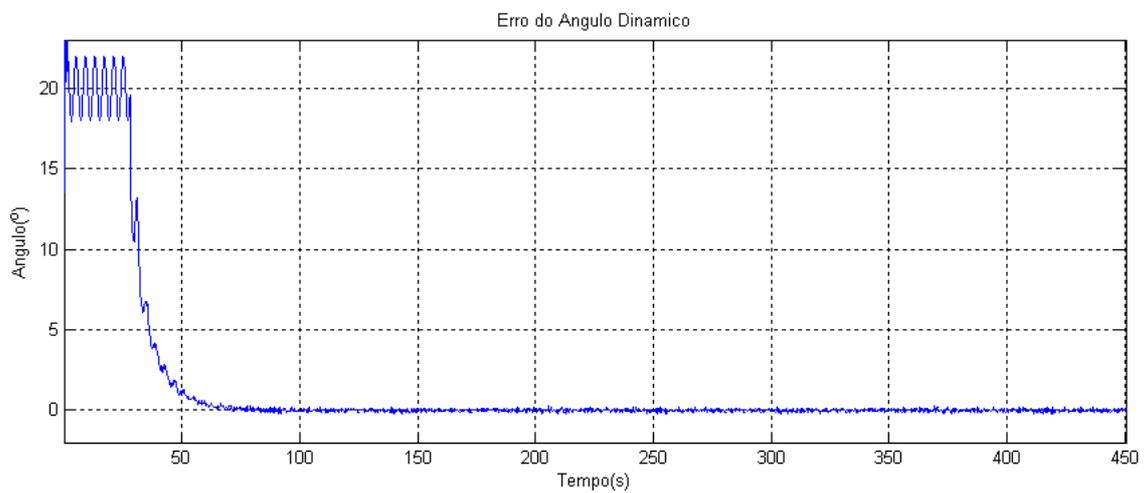
(c)

Figura 63 – Ampliação dos valores dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, na faixa de convergência do algoritmo para o caso “A”.

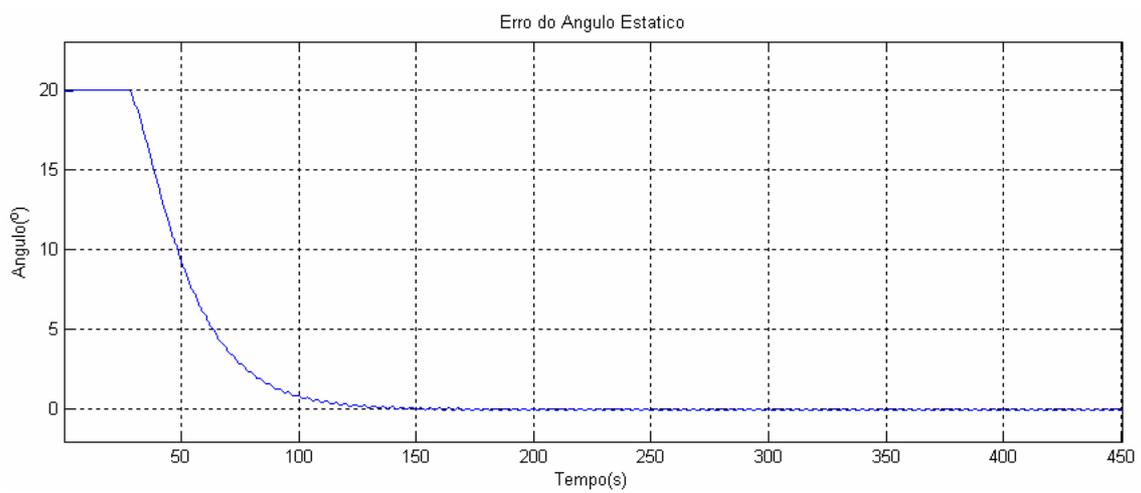
## CASO "B":



(a)

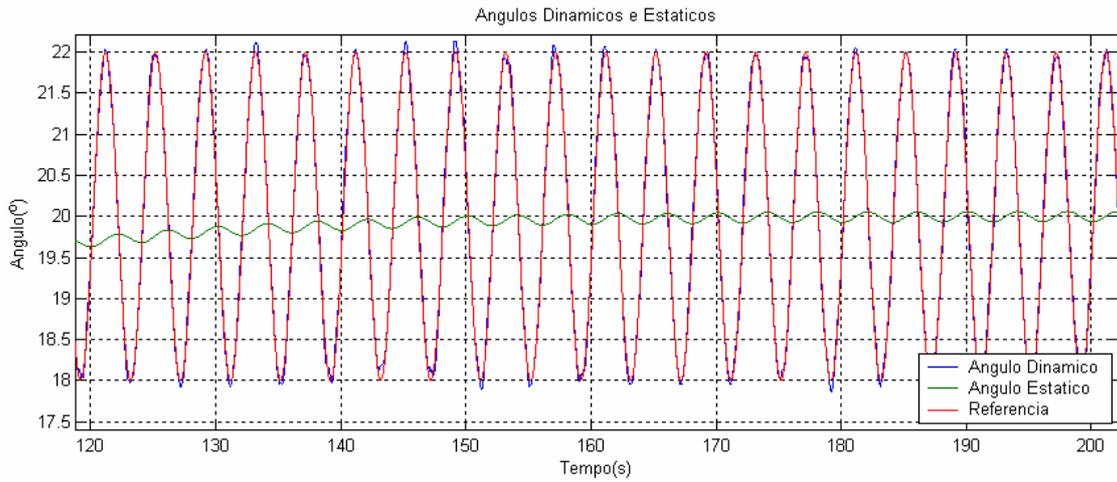


(b)

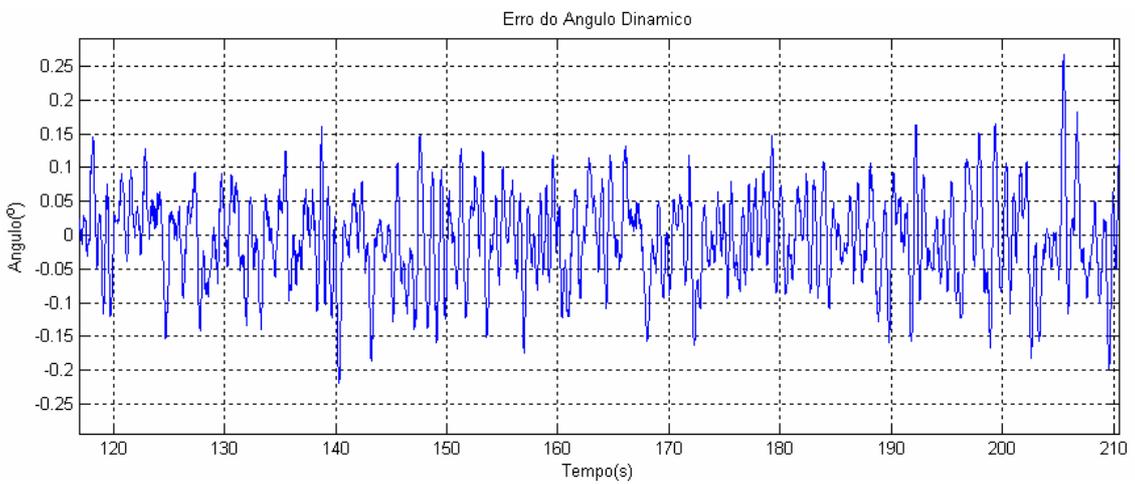


(c)

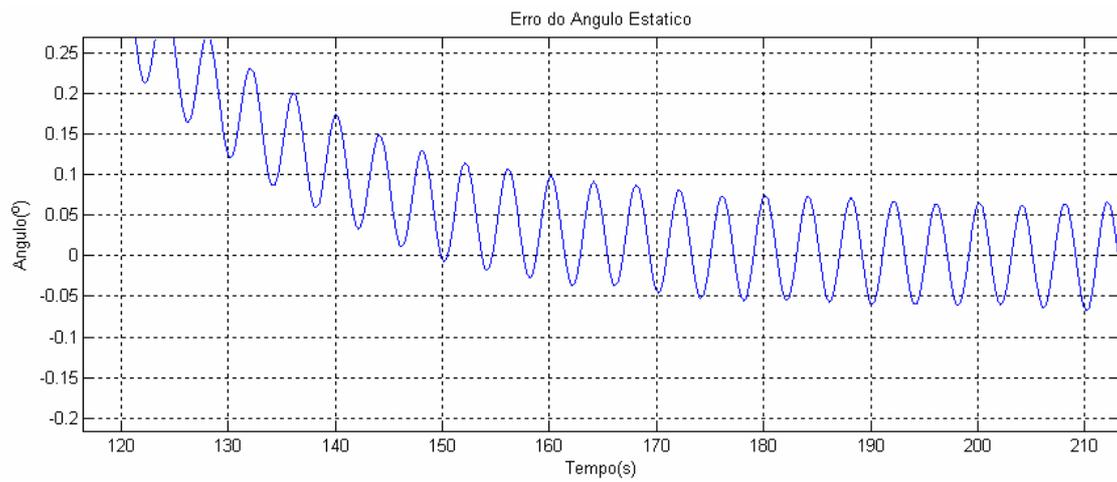
Figura 64 - Simulação dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, para o caso "B".



(a)



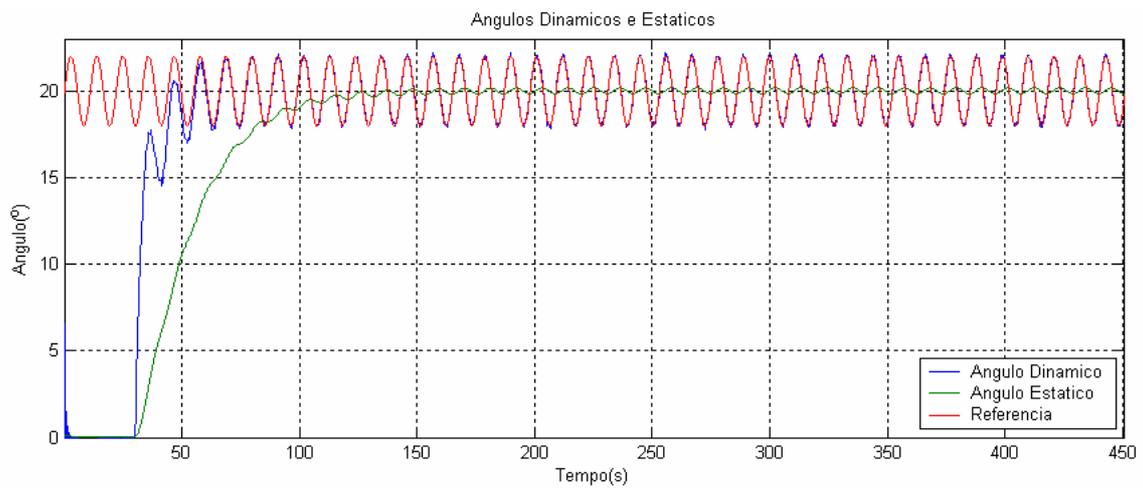
(b)



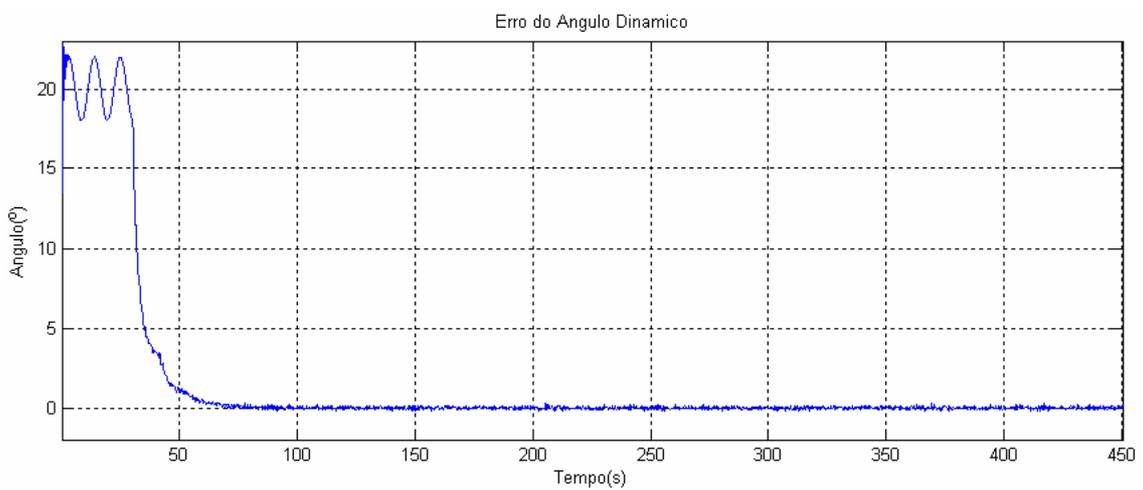
(c)

Figura 65 – Ampliação dos valores dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, na faixa de convergência do algoritmo para o caso “B”.

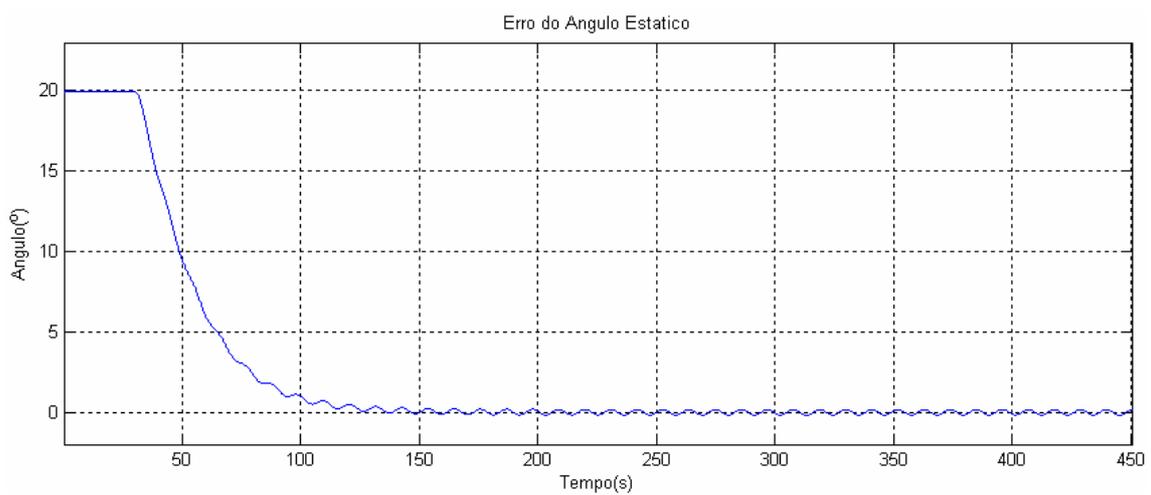
### CASO “C”:



(a)

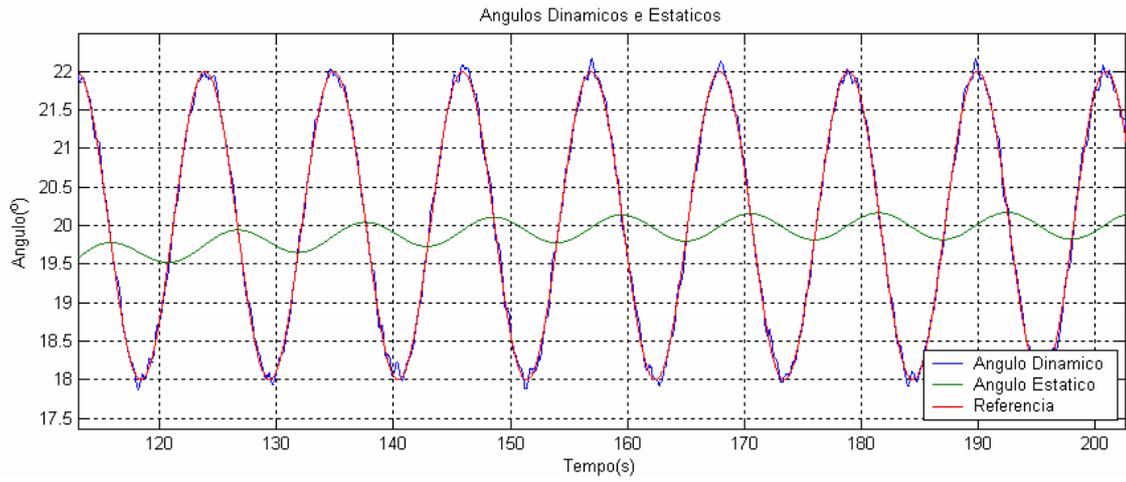


(b)

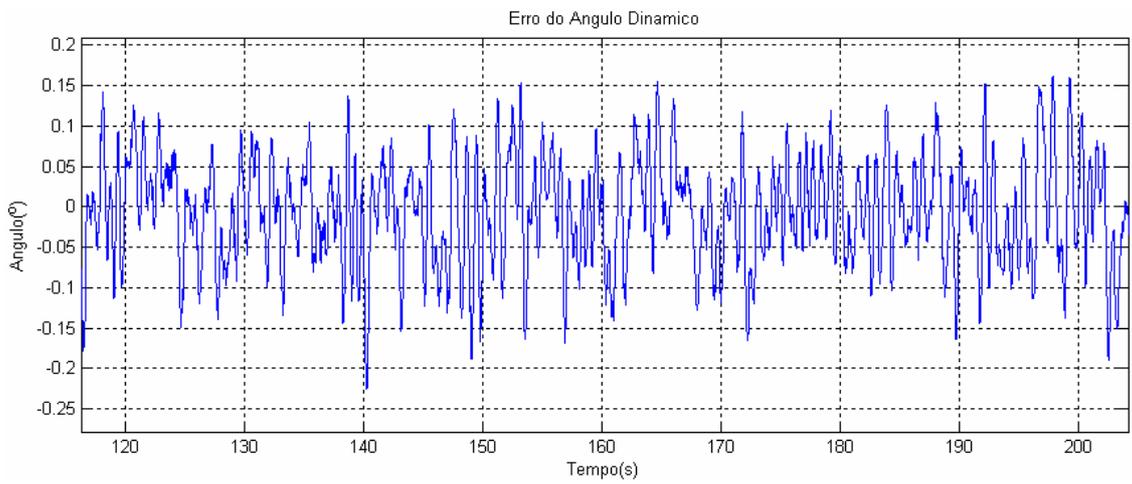


(c)

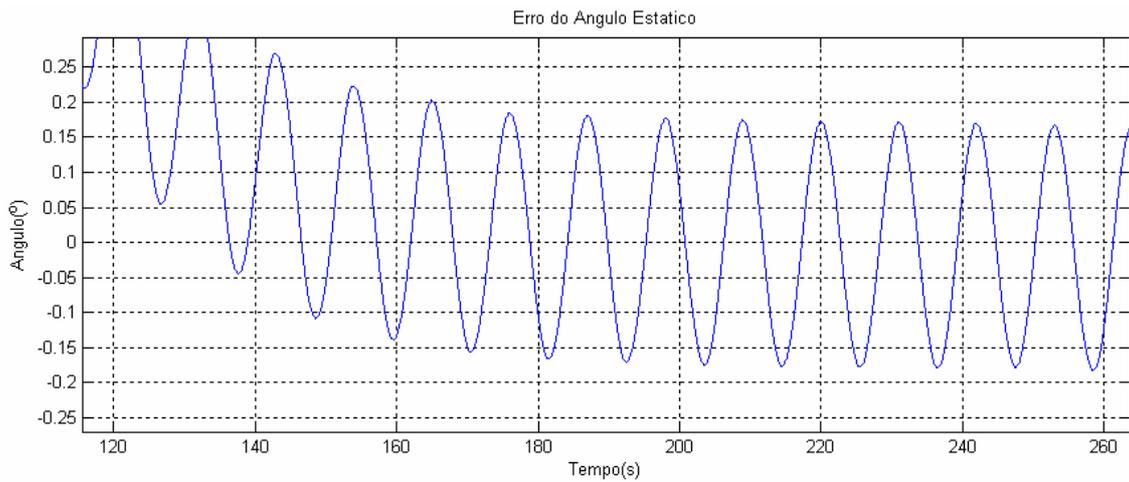
Figura 66 - Simulação dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, para o caso “C”.



(a)



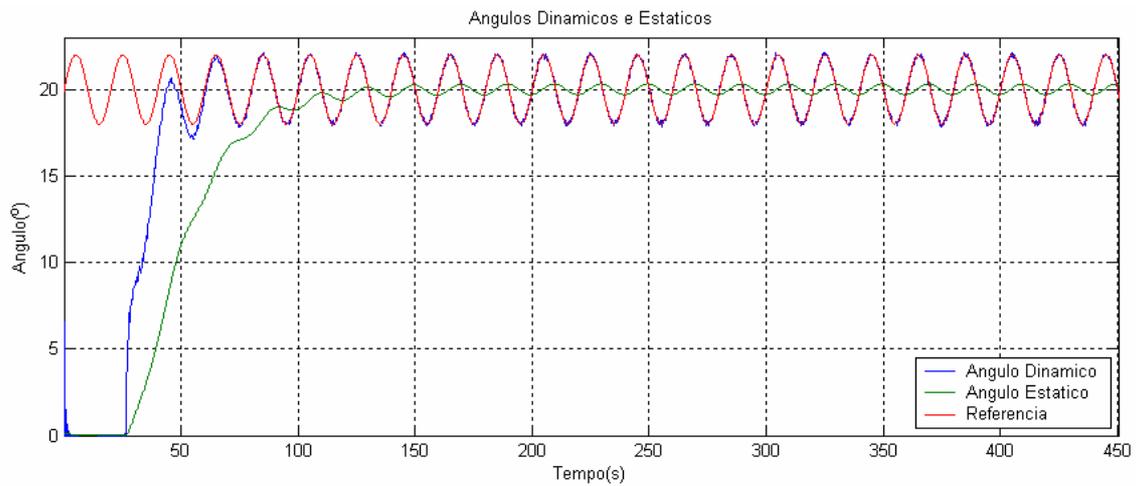
(b)



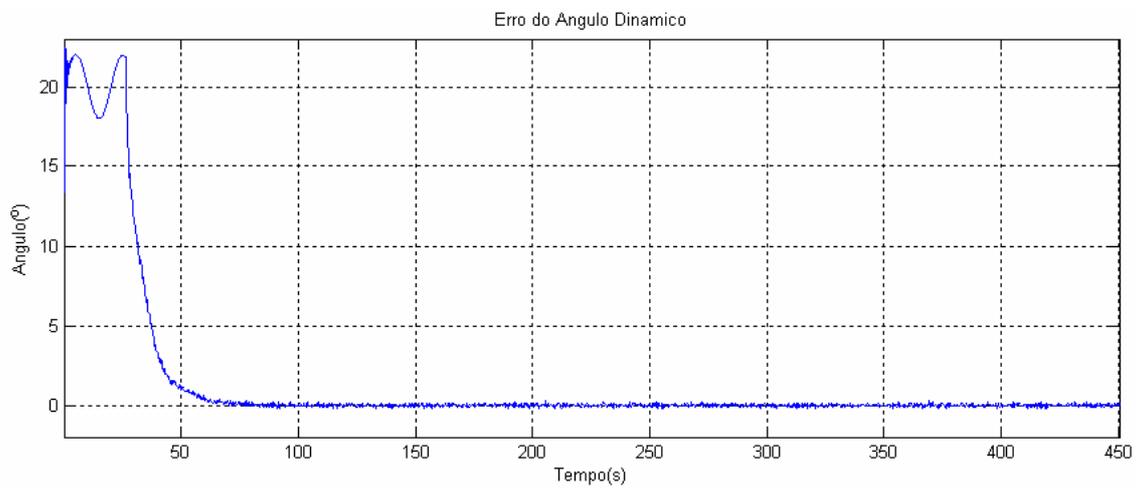
(c)

Figura 67 – Ampliação dos valores dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, na faixa de convergência do algoritmo para o caso “C”.

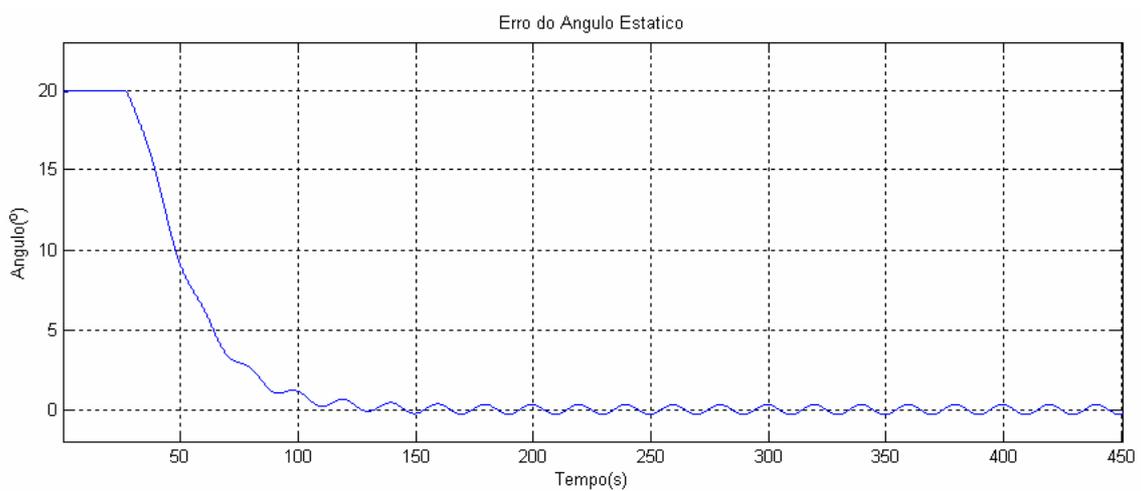
**CASO “D”:**



(a)

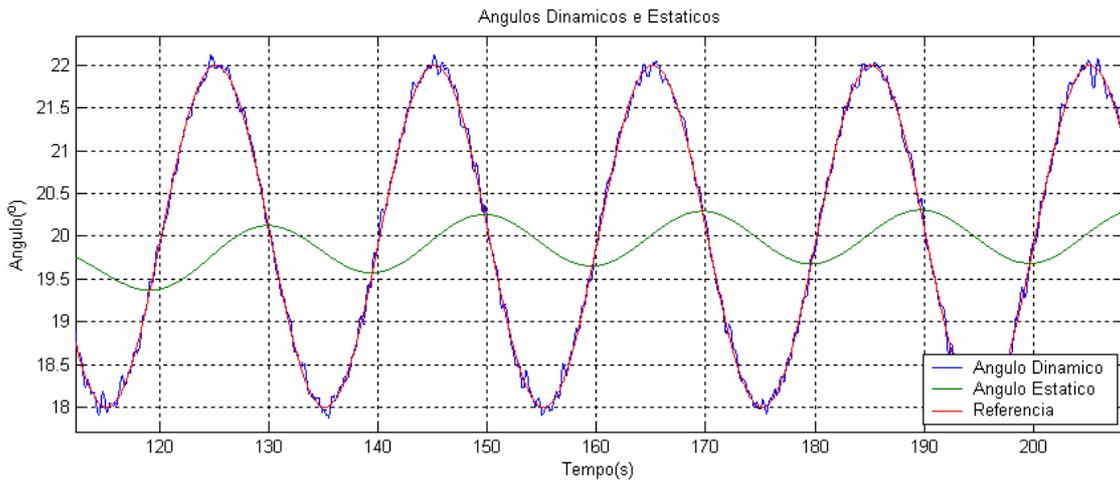


(b)

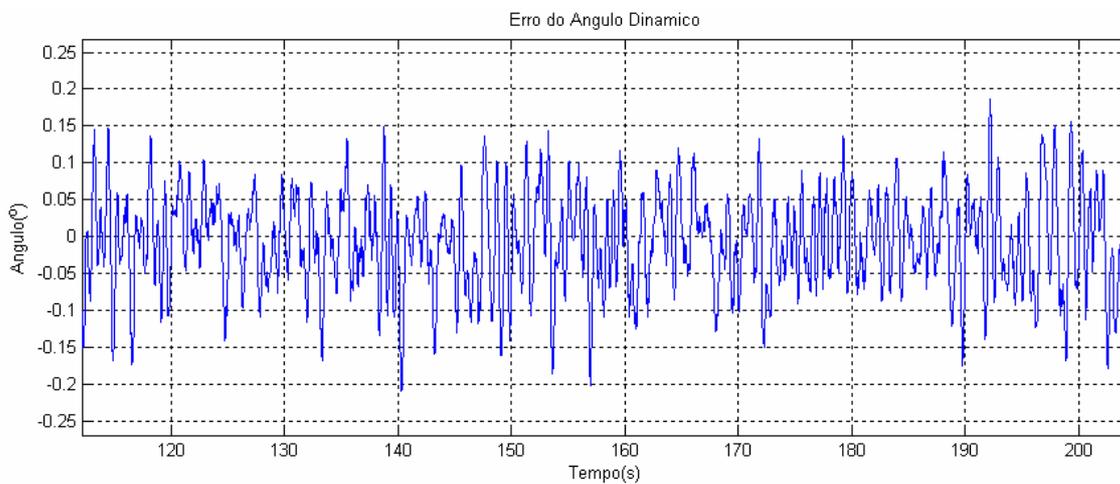


(c)

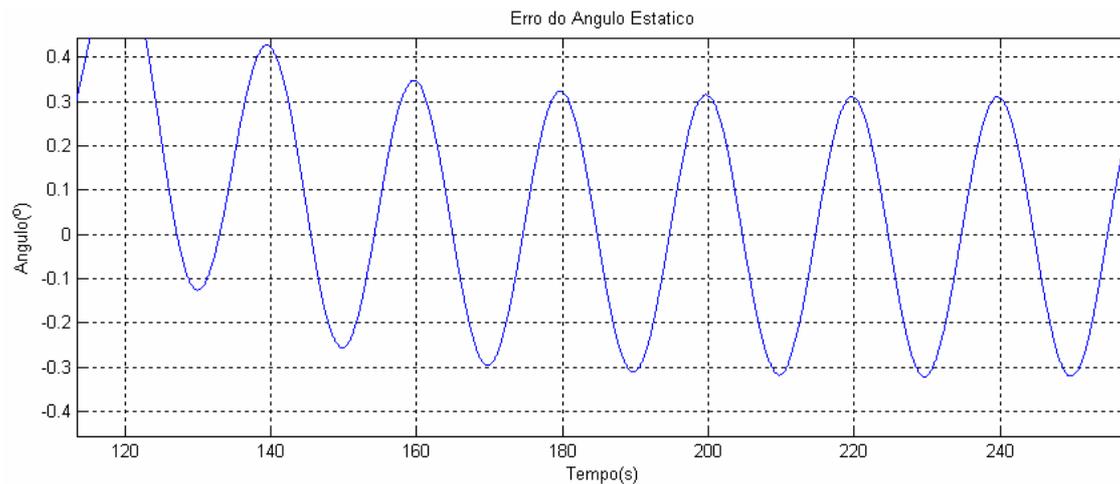
Figura 68 - Simulação dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, para o caso “D”.



(a)



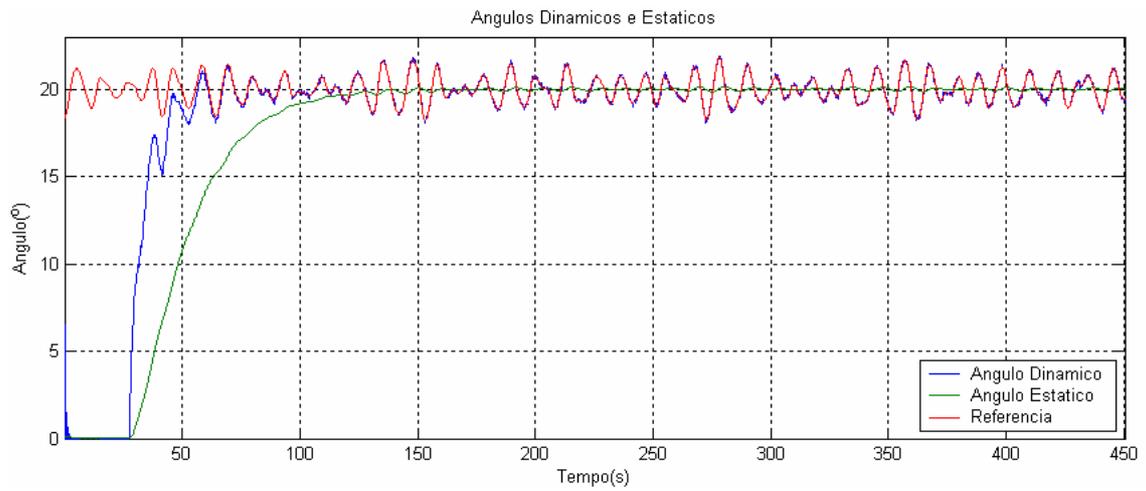
(b)



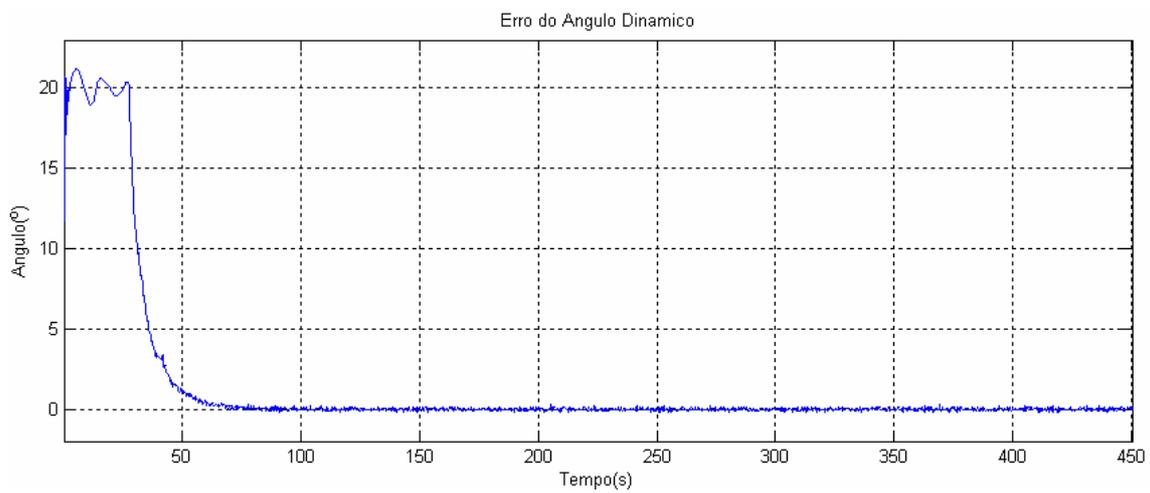
(c)

Figura 69 – Ampliação dos valores dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, na faixa de convergência do algoritmo para o caso “D”.

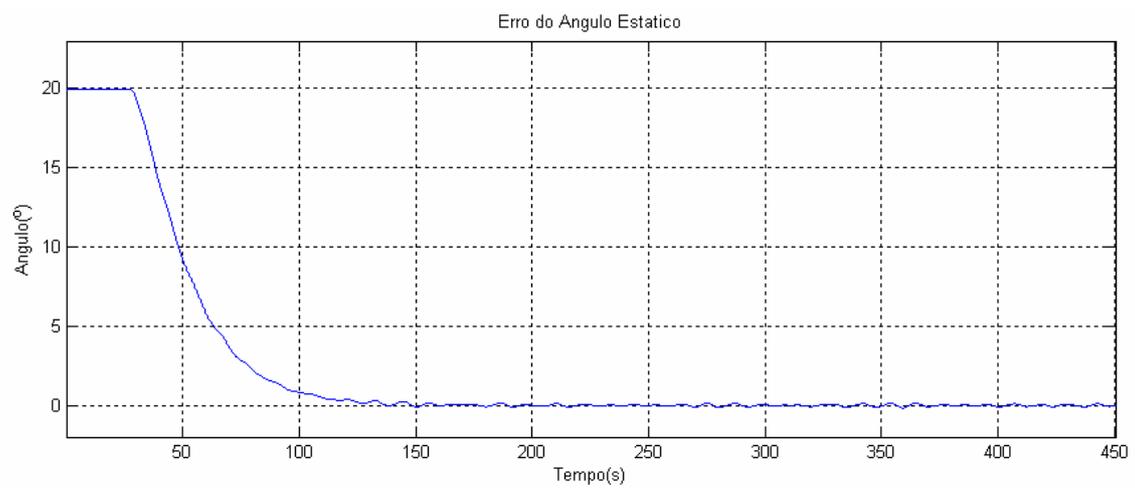
### CASO “E”:



(a)

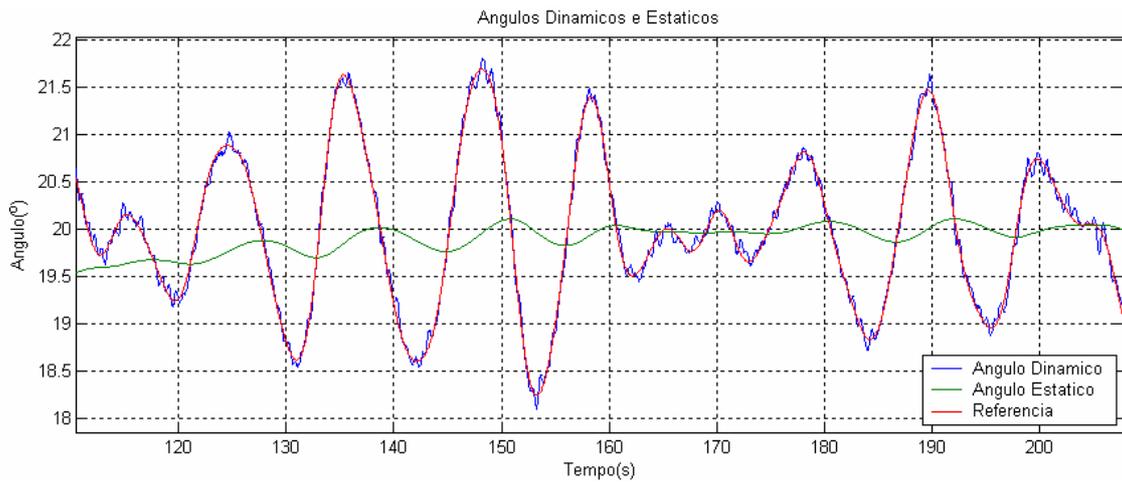


(b)

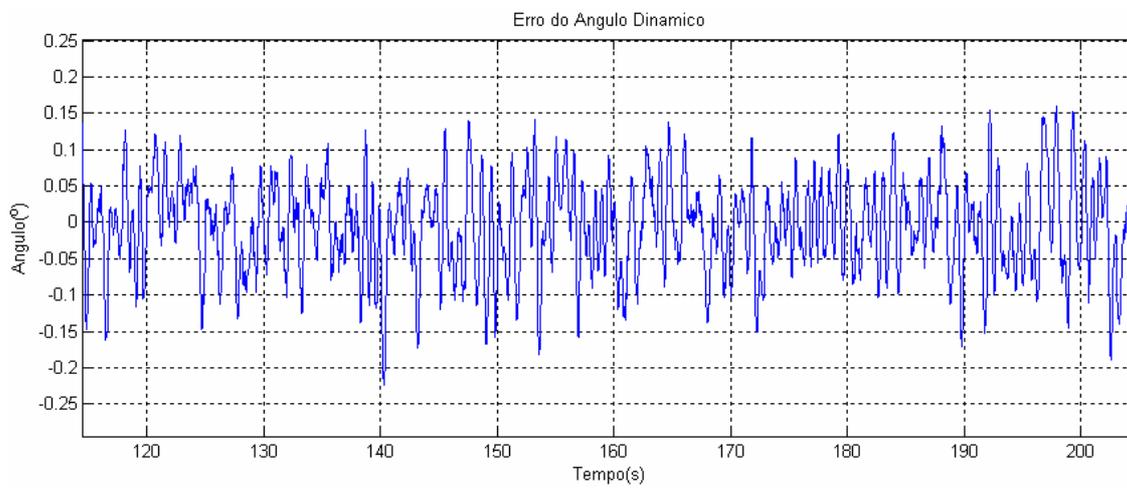


(c)

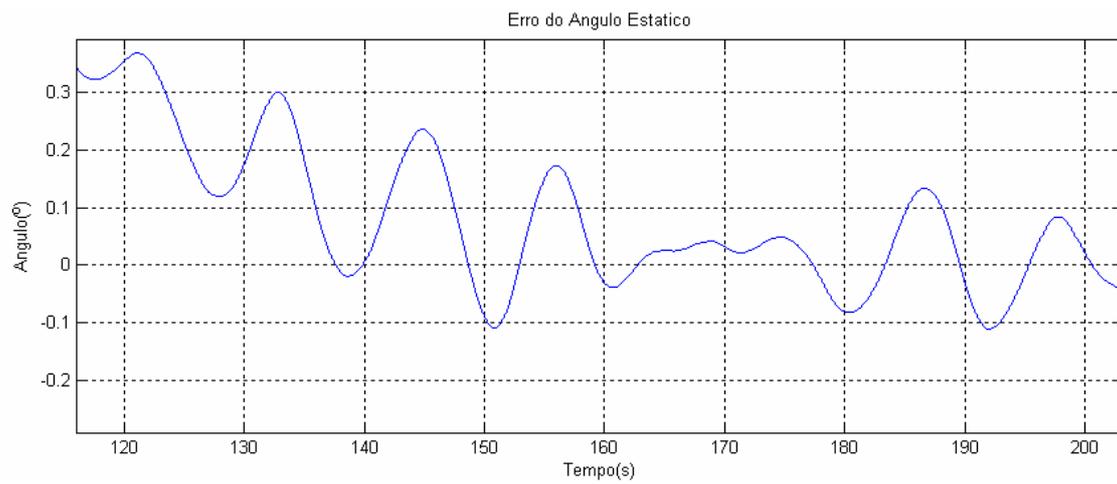
Figura 70 - Simulação dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, para o caso “E”.



(a)



(b)



(c)

Figura 71 – Ampliação dos valores dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, na faixa de convergência do algoritmo para o caso “E”.

A partir da observação das simulações acima, foi montada a Tabela 3, resumo dos erros encontrados em cada caso simulado.

Tabela 3 - Resumo dos resultados obtidos nas simulações do primeiro algoritmo.

	Valores Estáticos		Valores Dinâmicos	
	Erros máximos (de pico)	Erros típicos	Erros máximos (de pico)	Erros típicos
Caso A – Valor Constante.	$\pm 0,01^\circ$	$\pm 0,01^\circ$	$\pm 0,3^\circ$	$\pm 0,15^\circ$
Caso B – Período de 4s.	$\pm 0,06^\circ$	$\pm 0,06^\circ$	$\pm 0,3^\circ$	$\pm 0,15^\circ$
Caso C – Período de 11s	$\pm 0,2^\circ$	$\pm 0,2^\circ$	$\pm 0,25^\circ$	$\pm 0,15^\circ$
Caso D – Período de 20s	$\pm 0,3^\circ$	$\pm 0,3^\circ$	$\pm 0,25^\circ$	$\pm 0,15^\circ$
Caso E – Pseudo-aleatório	$\pm 0,2^\circ$	$\pm 0,2^\circ$	$\pm 0,25^\circ$	$\pm 0,15^\circ$

Nota-se que os erros dos valores estáticos crescem com o aumento do período das oscilações. Isto é característico do filtro passa-baixa, que conforme a frequência do sinal vai diminuindo menos atenuação este sofre. Valores mais baixos podem ser conseguidos, bastando aumentar a constante de tempo deste filtro. Mas em contrapartida fazendo isso, o sistema ficará bem mais lento para responder a mudanças.

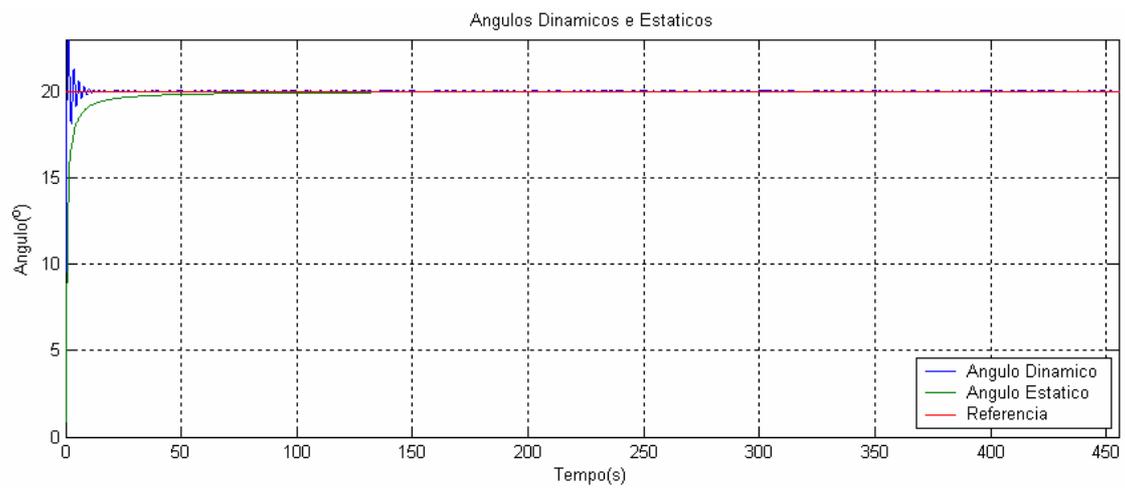
## VI.1 ALGORITMO BASEADO EM FILTRO DE KALMAN

Para que fosse possível a realização de alguns testes e simulações da técnica, desenvolvida no capítulo V, para cálculo de inclinações estáticas e dinâmicas, foi montada uma rotina para implementar as equações do filtro de Kalman e as funções necessárias de interface de entrada e saída de dados. Esta rotina foi feita para ser executada no MATLAB<sup>TM</sup>.

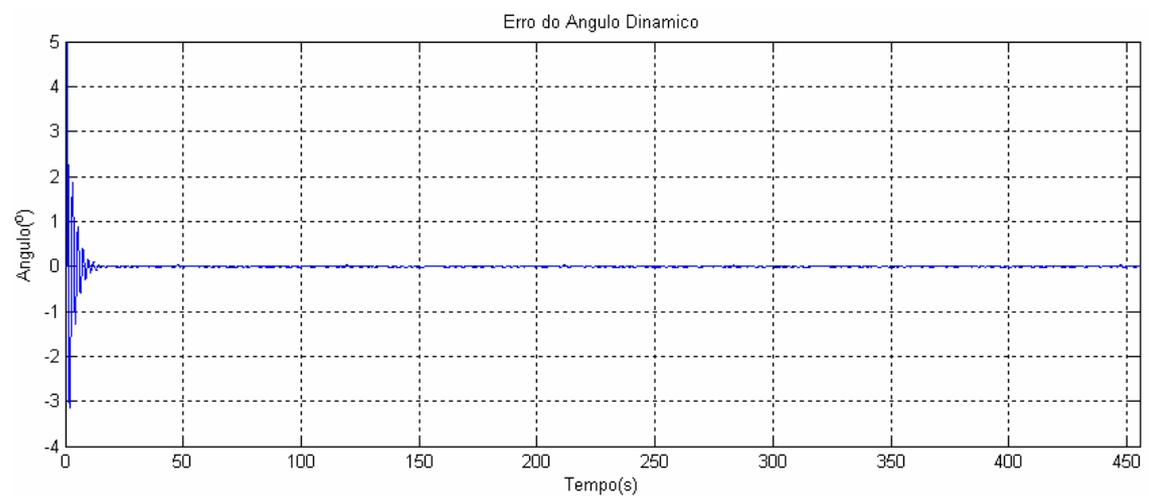
Com a arquitetura toda montada, os sinais dos acelerômetros, descritos no início desse capítulo, foram utilizados para realizar as simulações. Durante a execução das simulações, foram monitoradas algumas variáveis de interesse, como: o valor da inclinação dinâmica, o valor da inclinação estática, o erro da inclinação dinâmica e o erro da inclinação estática, assim como feito no algoritmo anterior.

Assim, seguem abaixo as simulações das variáveis mencionadas (vide Figuras 72 a 81), para cada caso:

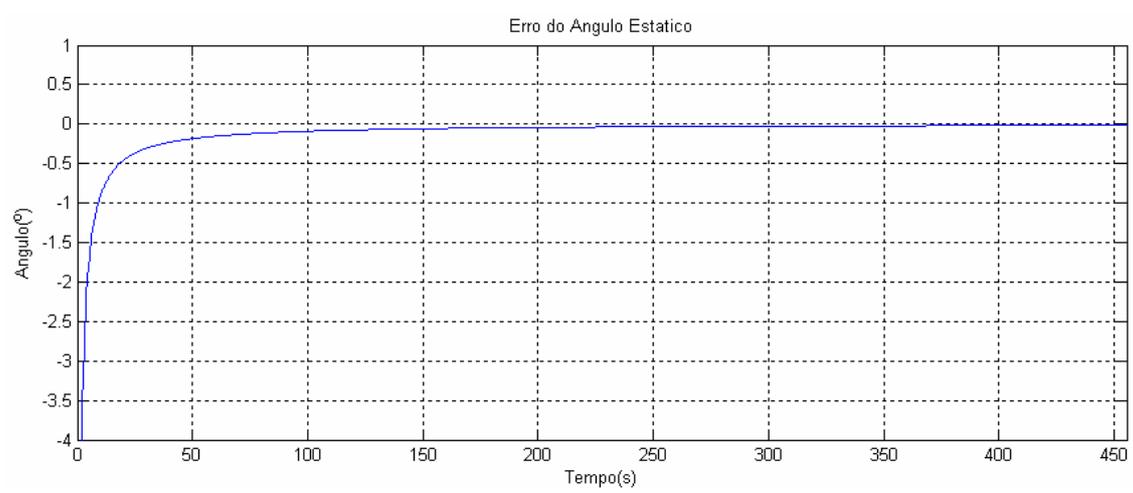
**CASO “A”:**



(a)



(b)



(c)

Figura 72 - Simulação dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, para o caso “A”.

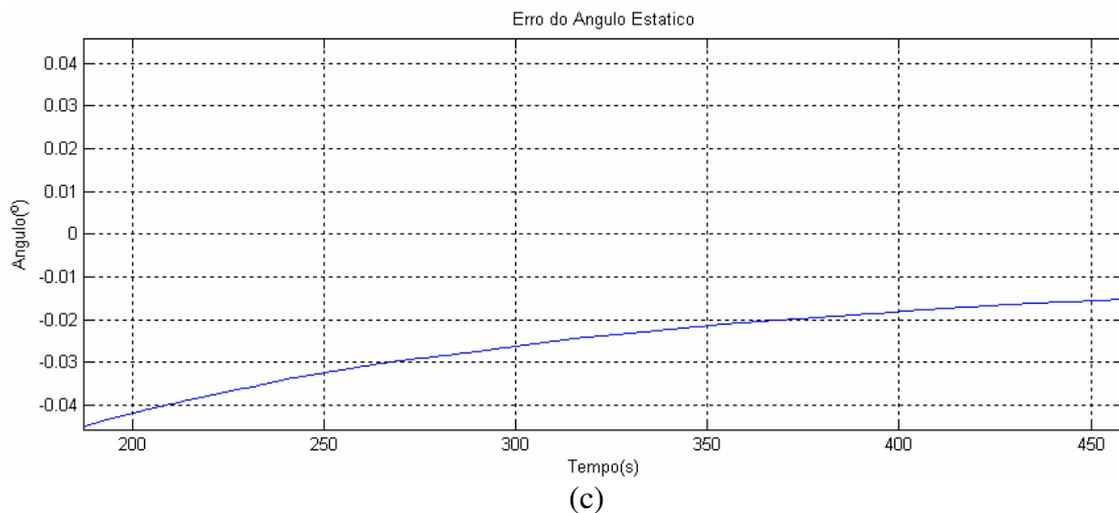
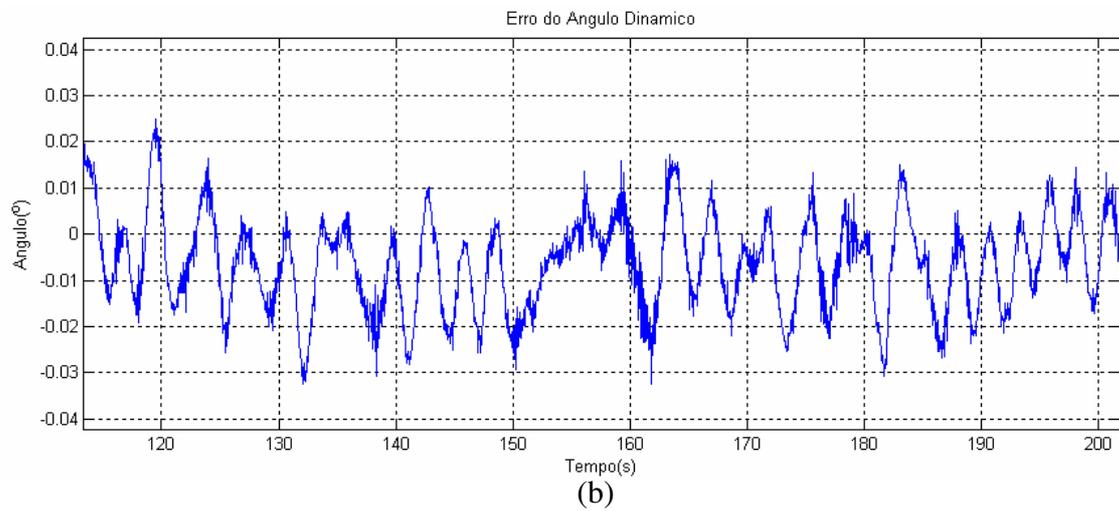
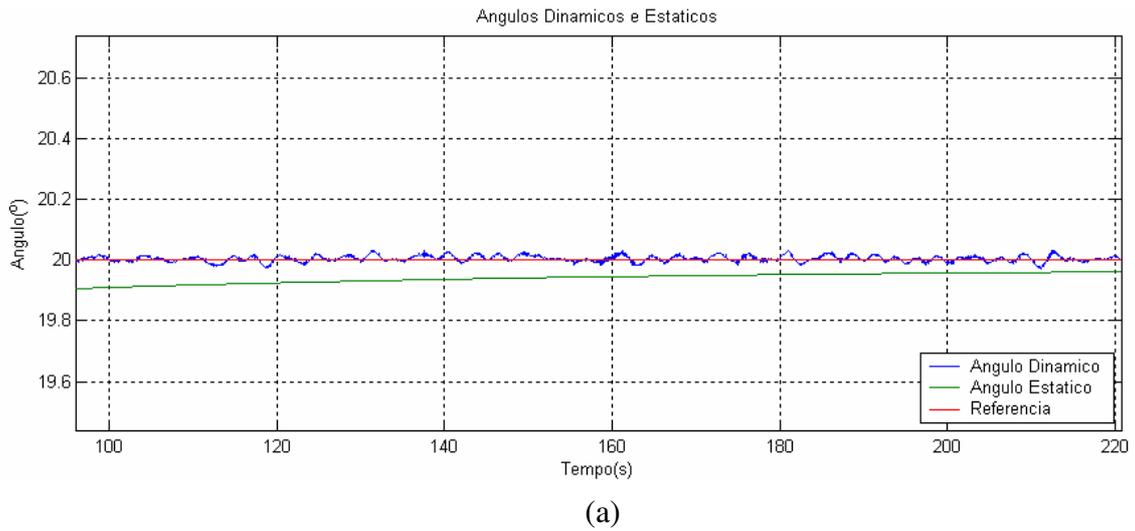


Figura 73 – Ampliação dos valores dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, na faixa de convergência do algoritmo para o caso “A”.

## CASO "B":

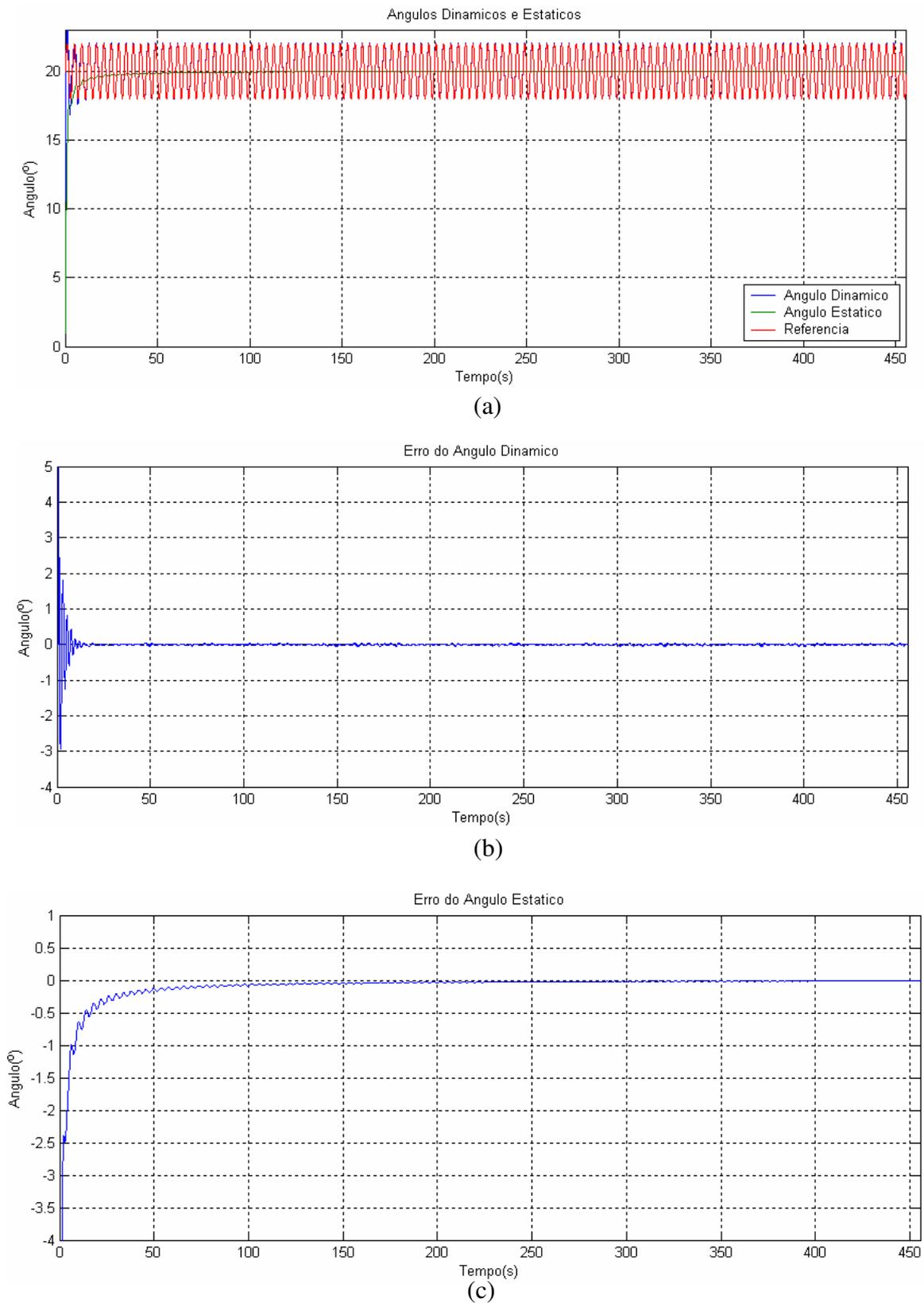
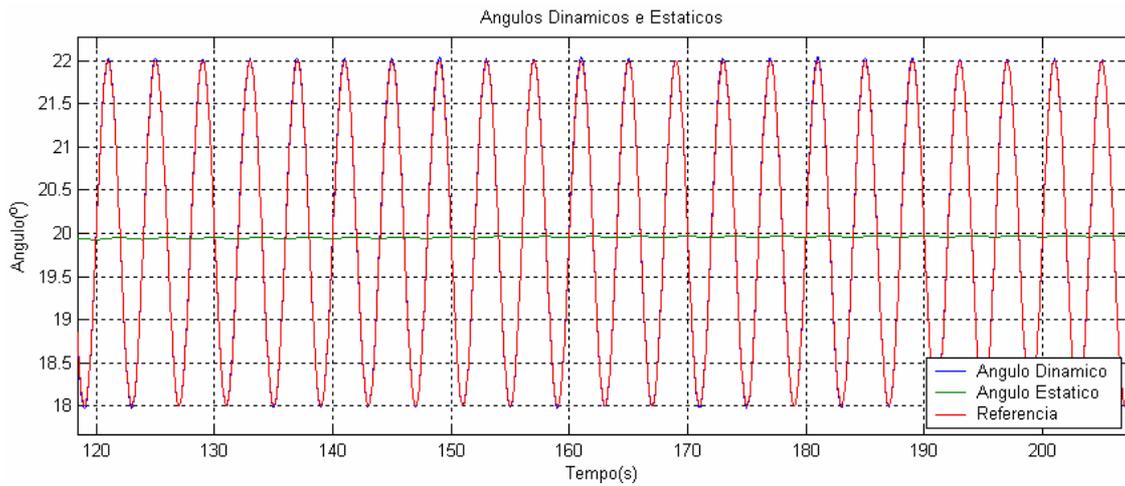
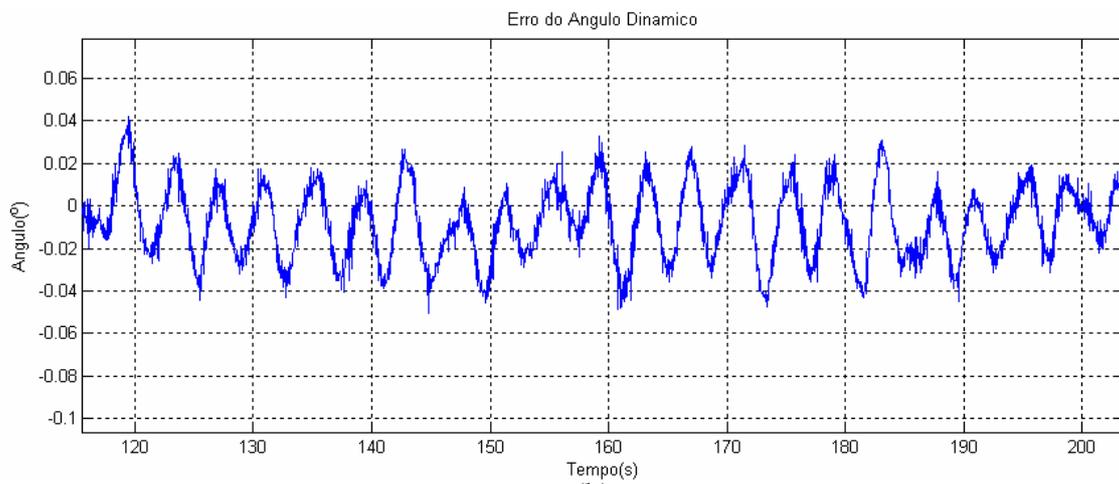


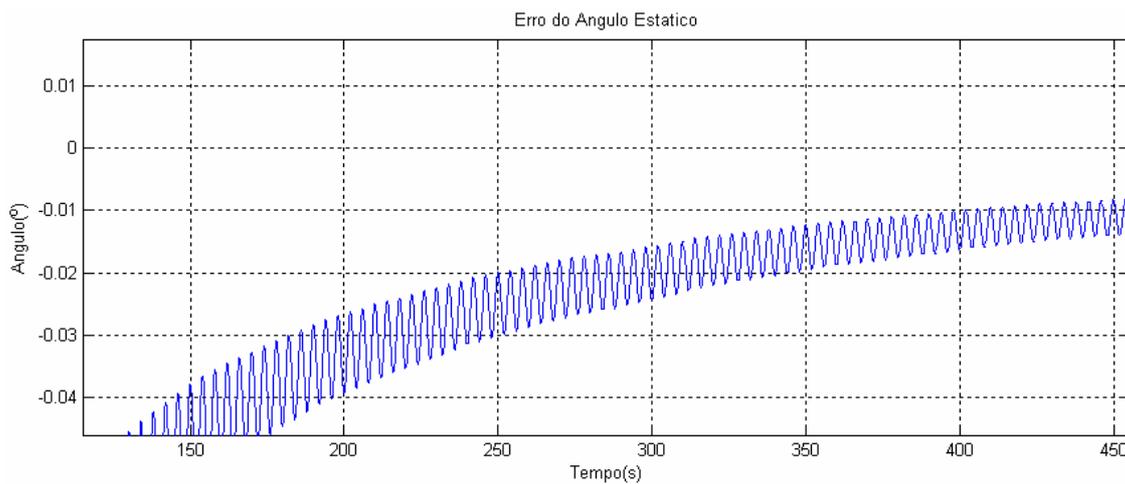
Figura 74 - Simulação dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, para o caso "B".



(a)



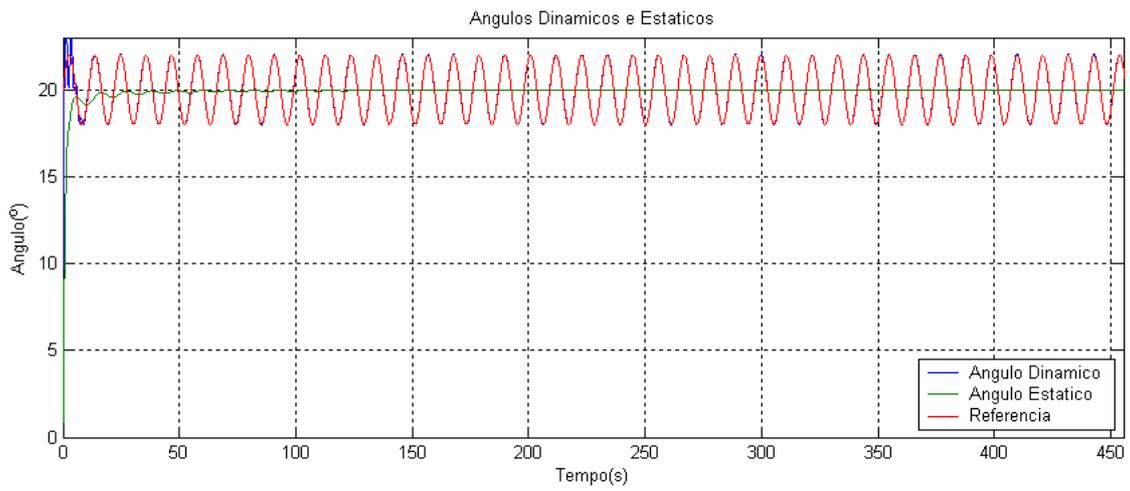
(b)



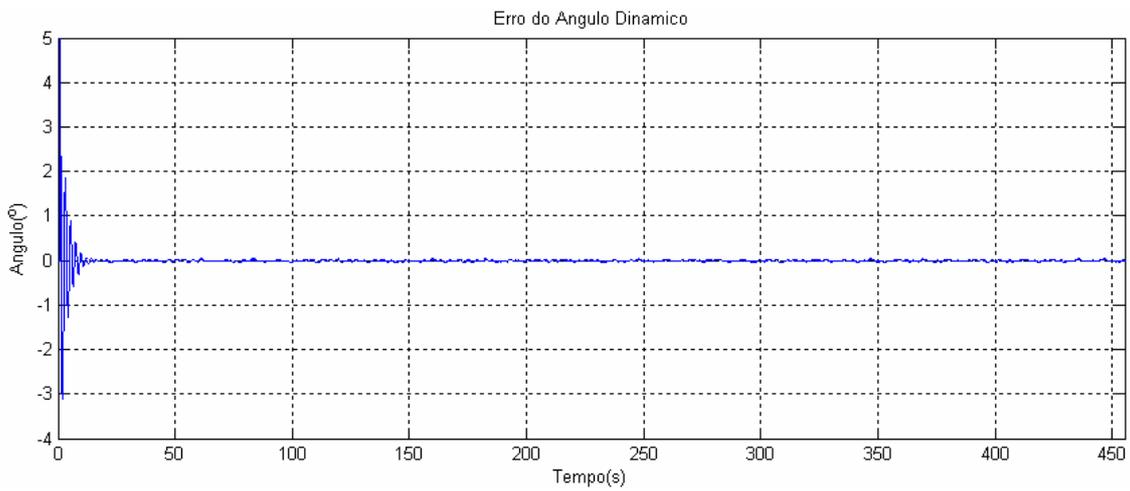
(c)

Figura 75 – Ampliação dos valores dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, na faixa de convergência do algoritmo para o caso “B”.

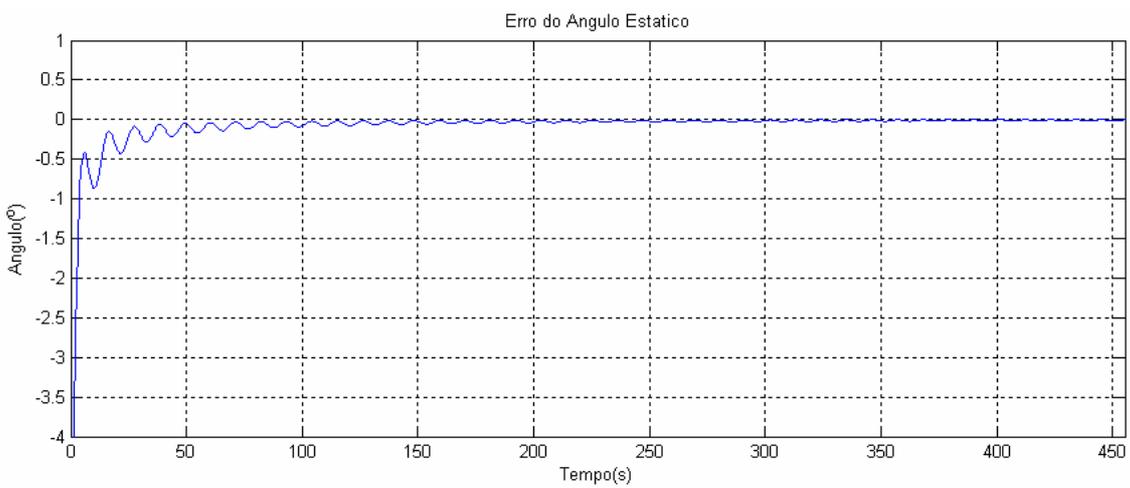
**CASO “C”:**



(a)

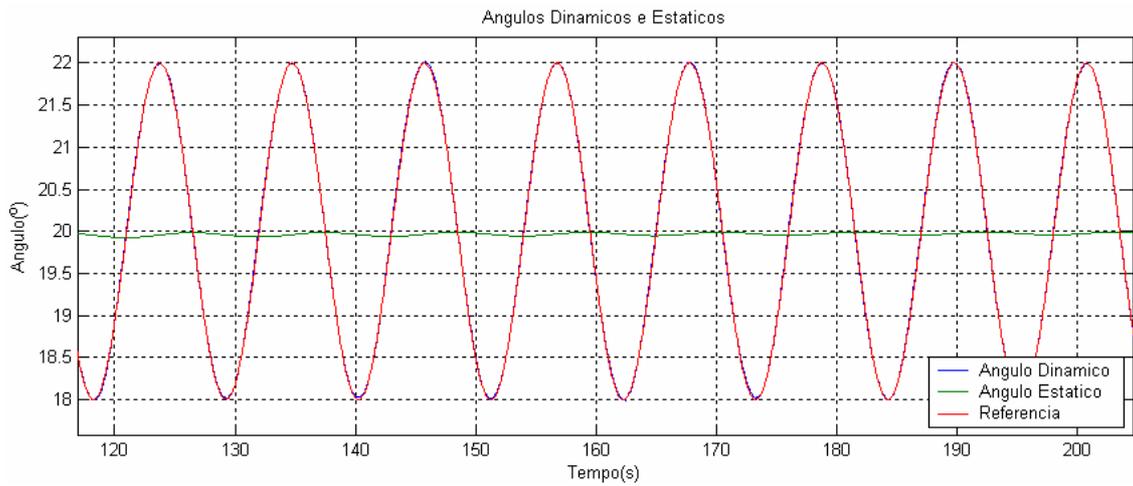


(b)

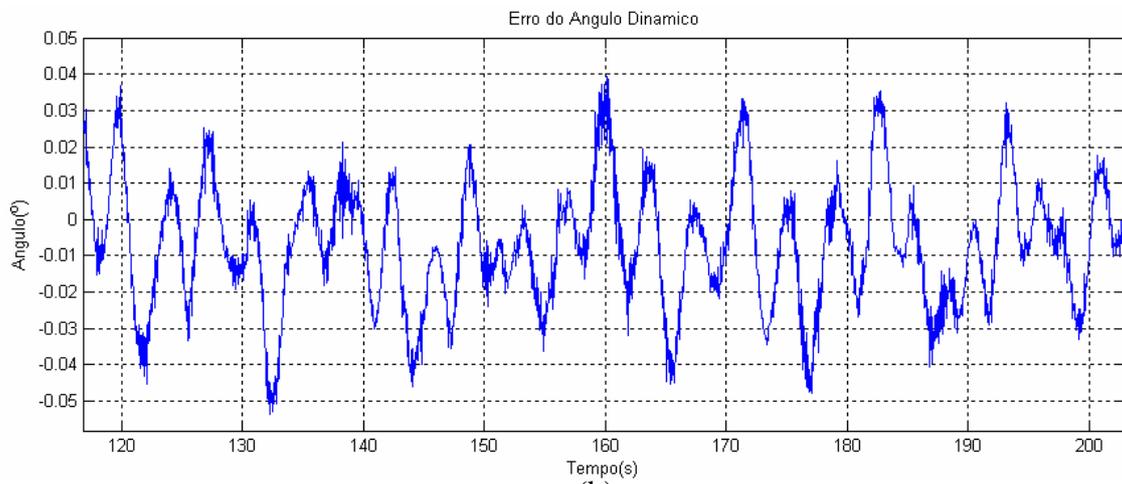


(c)

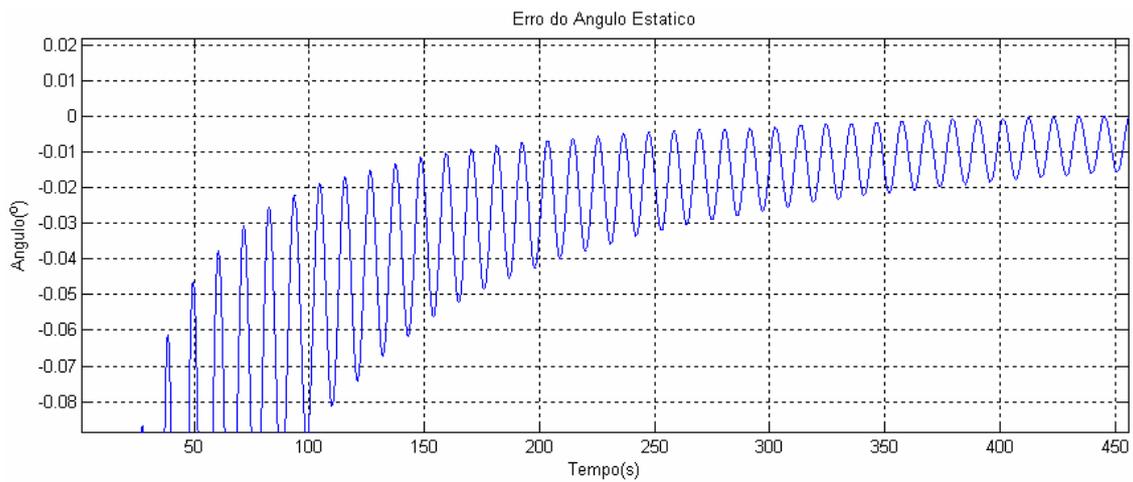
Figura 76 - Simulação dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, para o caso “C”.



(a)



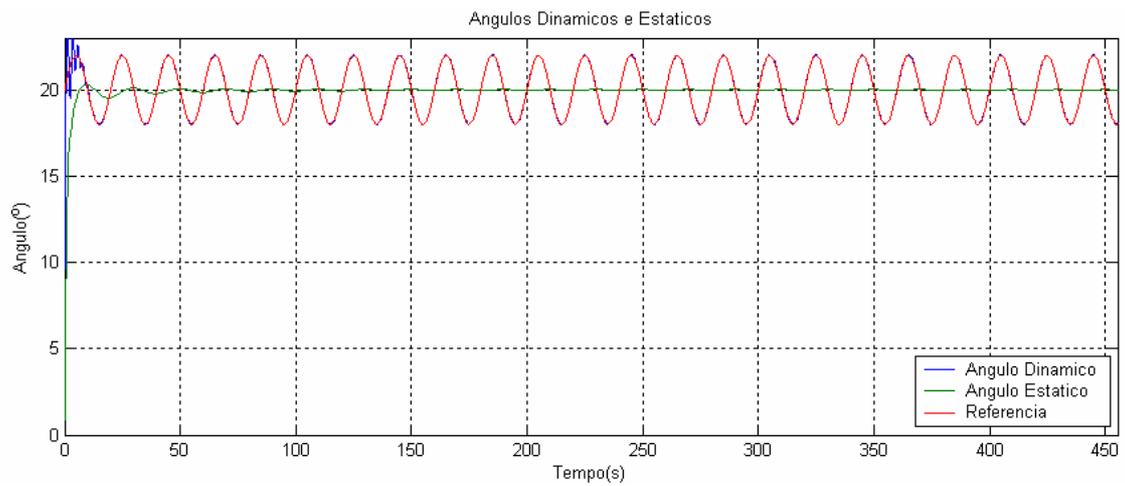
(b)



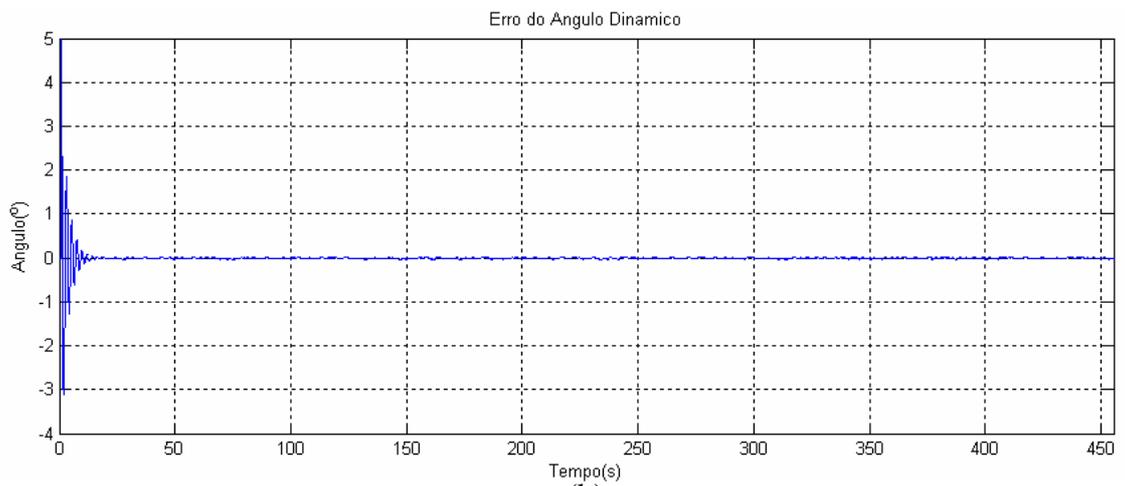
(c)

Figura 77 – Ampliação dos valores dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, na faixa de convergência do algoritmo para o caso “C”.

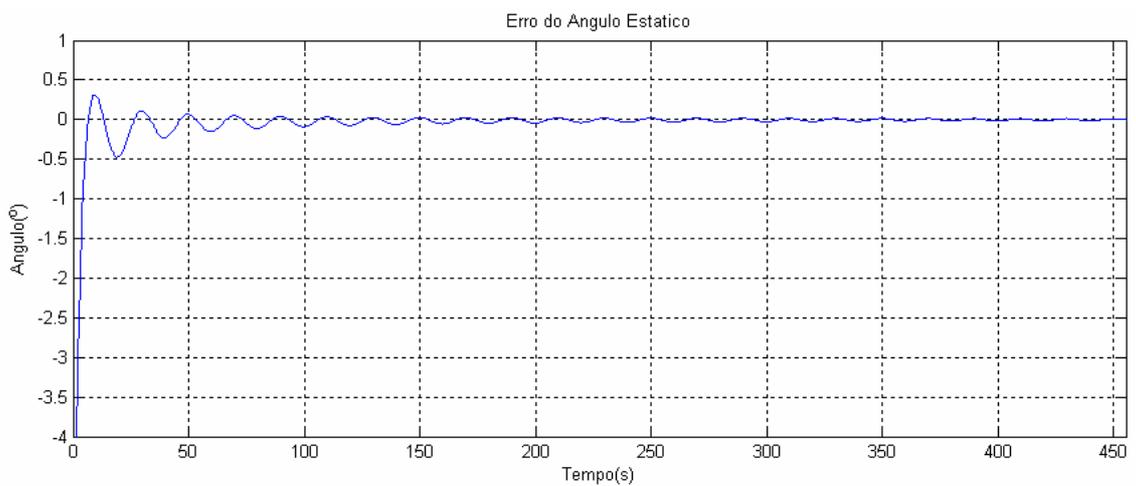
**CASO “D”:**



(a)

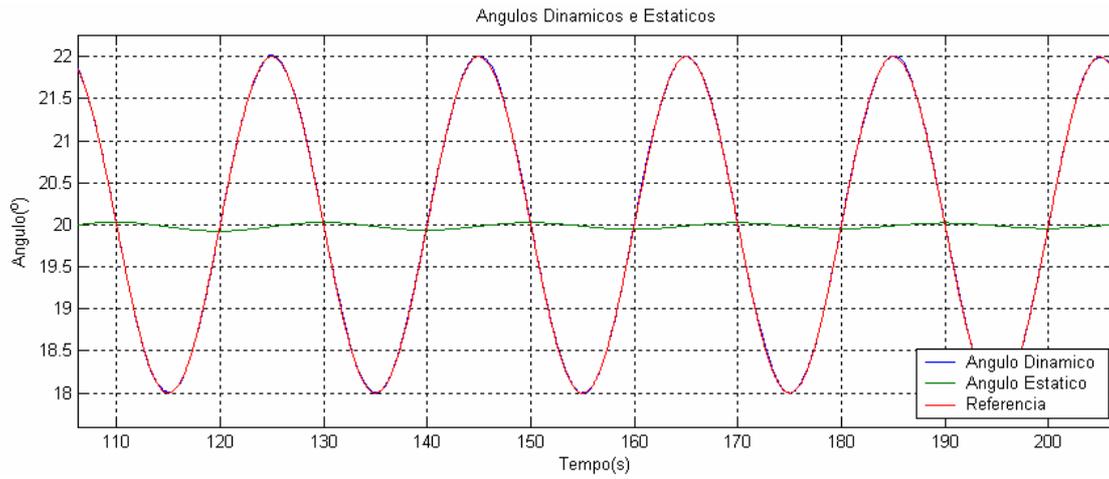


(b)

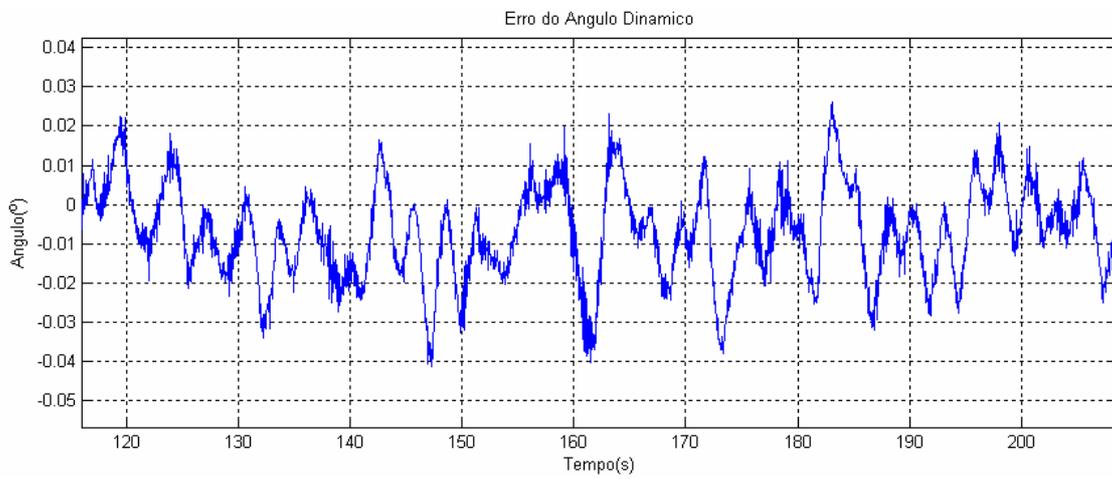


(c)

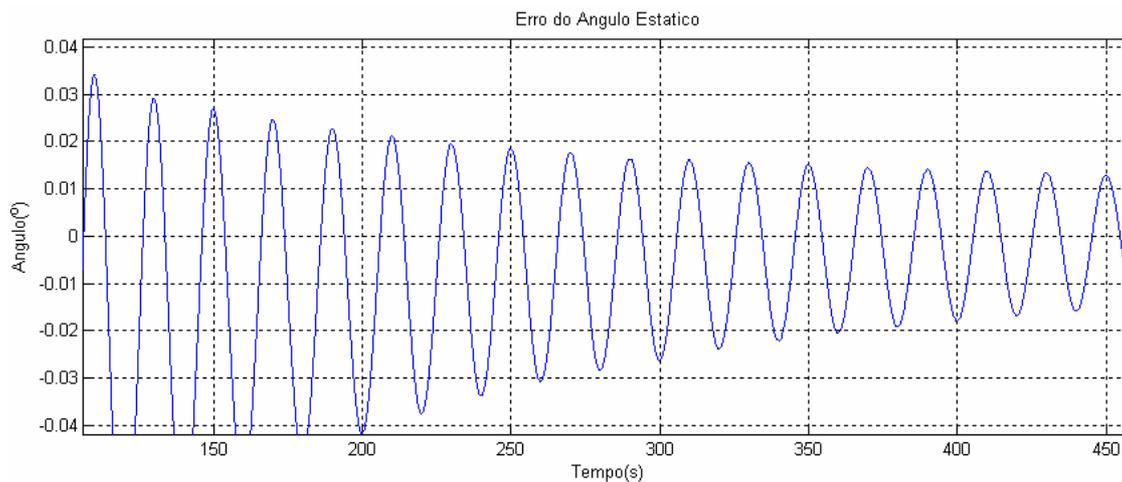
Figura 78 - Simulação dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, para o caso “D”.



(a)



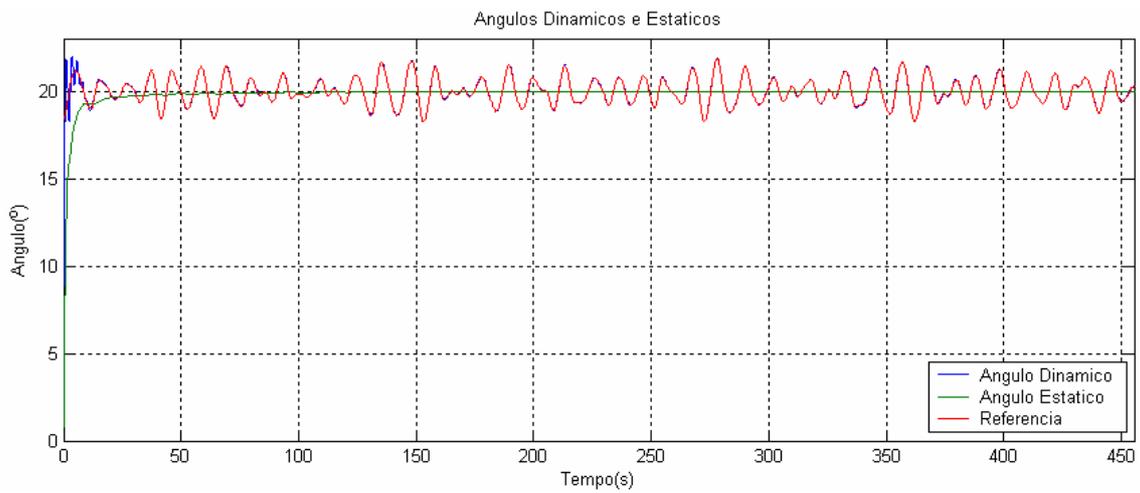
(b)



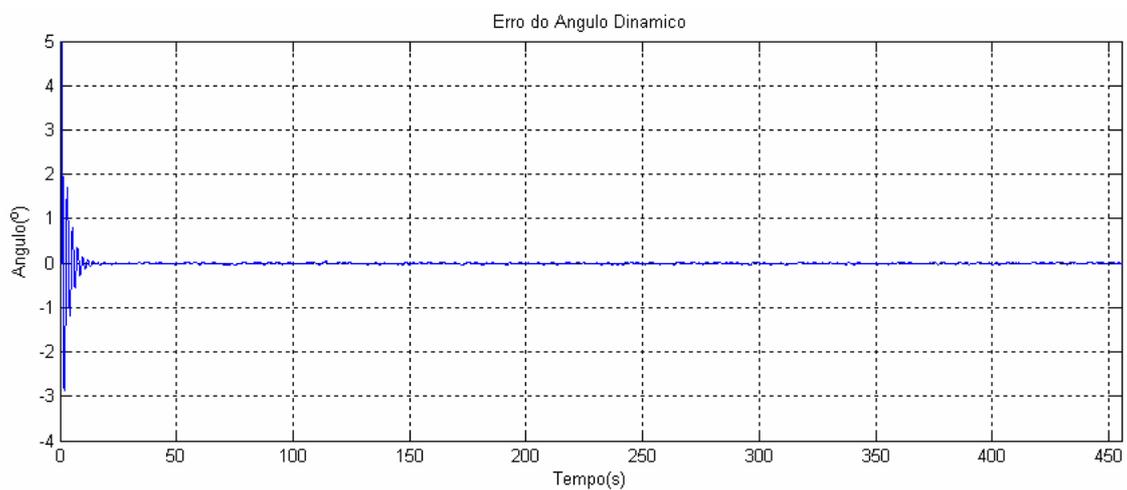
(c)

Figura 79 – Ampliação dos valores dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, na faixa de convergência do algoritmo para o caso “D”.

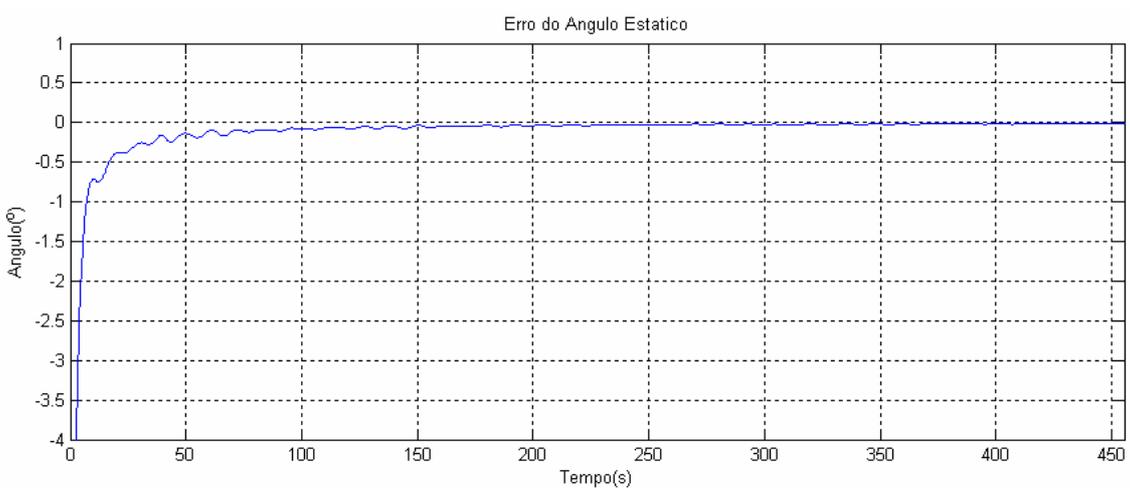
### CASO “E”:



(a)

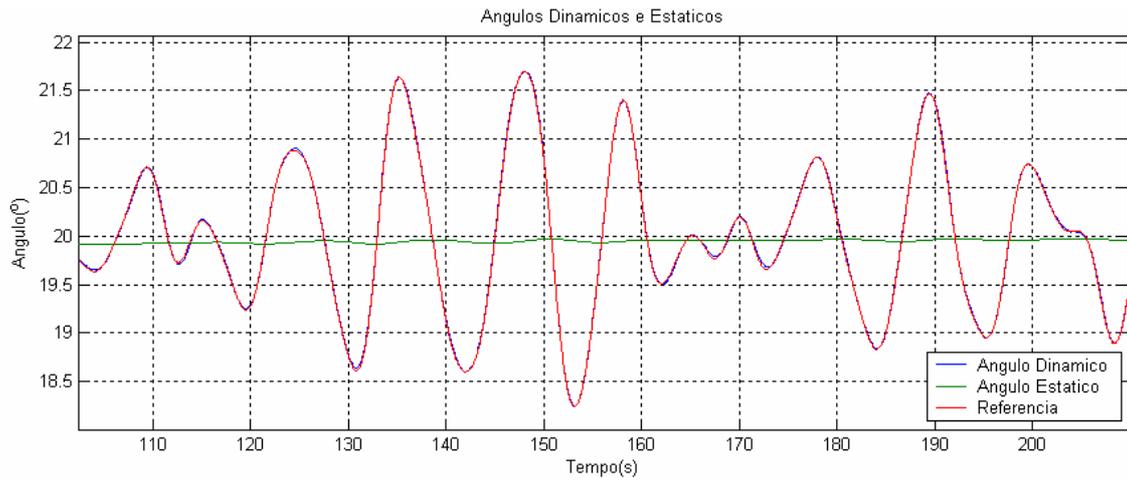


(b)

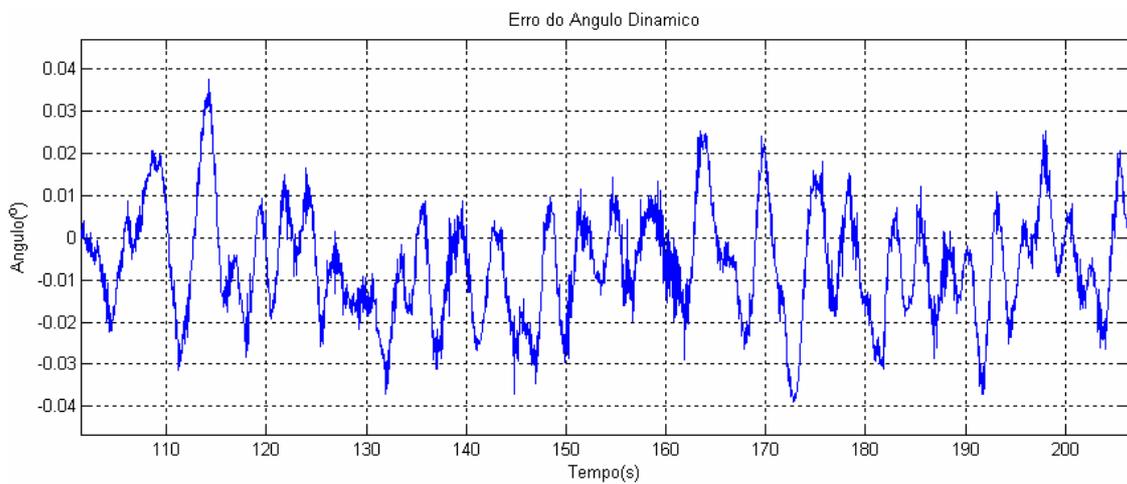


(c)

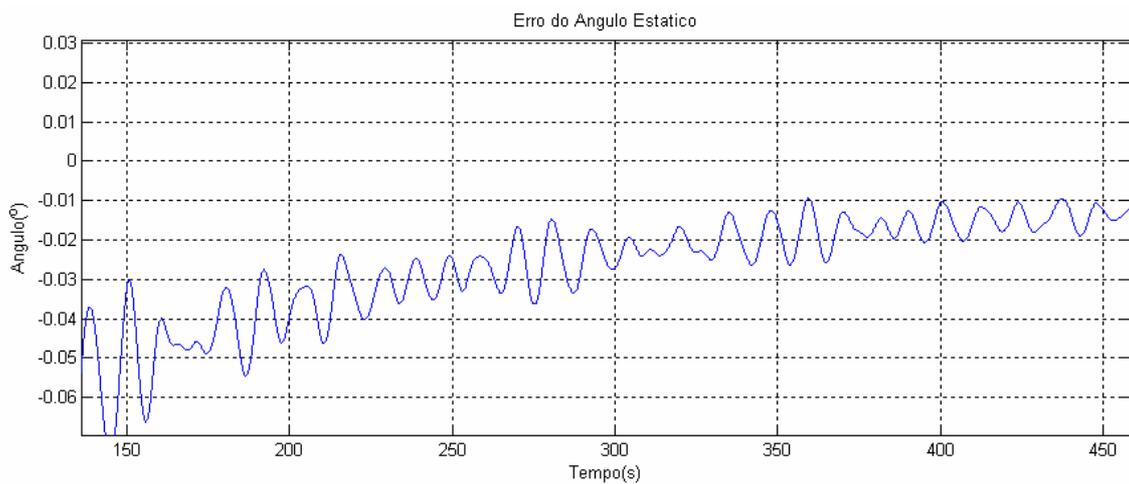
Figura 80 - Simulação dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, para o caso “E”.



(a)



(b)



(c)

Figura 81 – Ampliação dos valores dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, na faixa de convergência do algoritmo para o caso “E”.

A partir da observação das simulações acima, foi montada a Tabela 4, resumo dos erros encontrados em cada caso simulado.

Tabela 4 - Resumo dos resultados obtidos nas simulações do segundo algoritmo.

	Valores Estáticos		Valores Dinâmicos	
	Erros máximos (de pico)	Erros típicos	Erros máximos (de pico)	Erros típicos
Caso A – Valor Constante.	$\pm 0,01^\circ$	$\pm 0,01^\circ$	$\pm 0,03^\circ$	$\pm 0,025^\circ$
Caso B – Período de 4s.	$\pm 0,015^\circ$	$\pm 0,015^\circ$	$\pm 0,05^\circ$	$\pm 0,04^\circ$
Caso C – Período de 11s	$\pm 0,015^\circ$	$\pm 0,015^\circ$	$\pm 0,05^\circ$	$\pm 0,04^\circ$
Caso D – Período de 20s	$\pm 0,015^\circ$	$\pm 0,015^\circ$	$\pm 0,04^\circ$	$\pm 0,03^\circ$
Caso E – Pseudo-aleatório	$\pm 0,015^\circ$	$\pm 0,015^\circ$	$\pm 0,04^\circ$	$\pm 0,03^\circ$

Nota-se através dessa tabela que os erros dos valores estáticos e dinâmicos são bem menores que os encontrados nas simulações do algoritmo anterior.

## CAPÍTULO VII

### TESTES DE VALIDAÇÃO DO SISTEMA

Alguns testes foram realizados com a finalidade de verificar o completo funcionamento do sistema de monitoração de inclinação de *risers*, os quais estão sujeitos a distúrbios causados principalmente pelas ondas do oceano. Estes testes foram realizados utilizando-se uma mesa, capaz de realizar movimentos nos seus três eixos, para possibilitar as simulações dos movimentos dos *risers*.

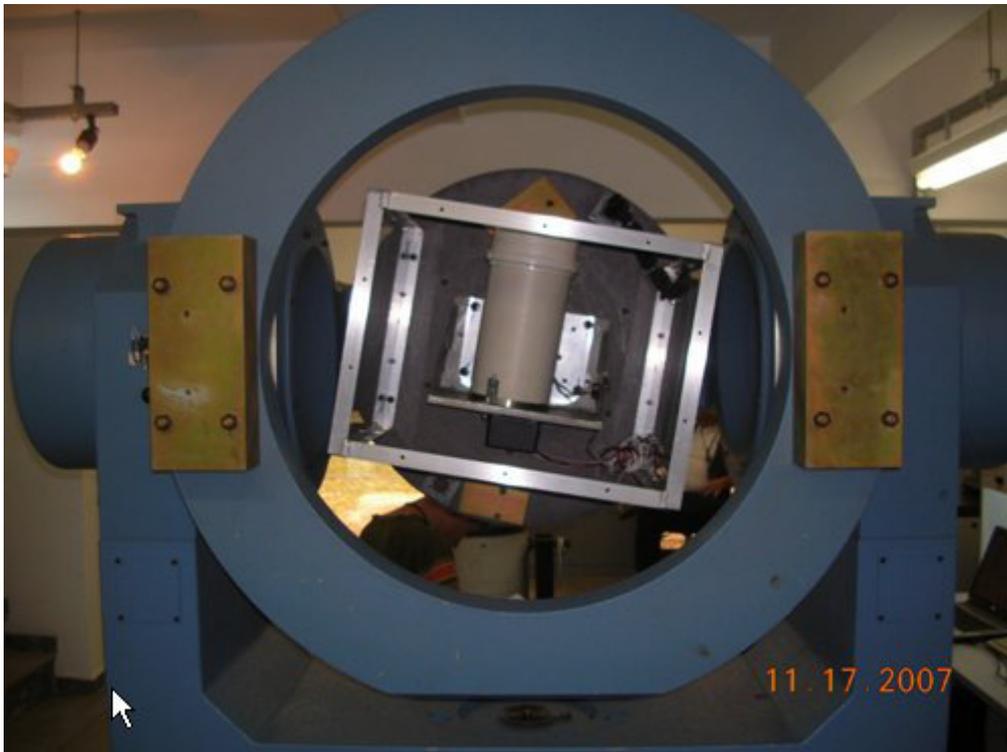


Figura 82 - Mesa de calibração de 3 eixos.

A frequência de aquisição de dados no microcomputador ligado ao equipamento foi de 6.66Hz. Essa frequência foi a maior alcançada para que o equipamento operasse sob demanda. Contudo, a frequência de amostragem dos sensores e o processamento de cálculo continuaram sendo realizados a 25Hz.

## VII.1 ENSAIO 1

O primeiro ensaio foi realizado com a finalidade de verificar a acurácia de medição do ângulo estático, no plano XZ. O procedimento para esta verificação se deu da seguinte maneira:

- Inicialmente a mesa foi posicionada em um determinado ângulo, certificando-se que os eixos de referência do sensor estavam conforme a Figura 83;
- Para esta posição, fez-se um registro dos ângulos medidos, com uma taxa de aquisição de 6,66Hz, em um total de 5 minutos de ensaio;
- A mesa foi reposicionada em um ângulo diferente e o procedimento foi repetido até ter realizado ensaio para cada um dos ângulos descritos na Tabela 5.

Tabela 5 - Ângulos utilizados no ensaio da acurácia em modo estático.

Ângulos ( $\theta$ )
-90 °
-80 °
-70 °
-60 °
-50 °
-40 °
-30 °
-20 °
-10 °
0 °
10 °
20 °
30 °
40 °
50 °
60 °
70 °
80 °
90 °

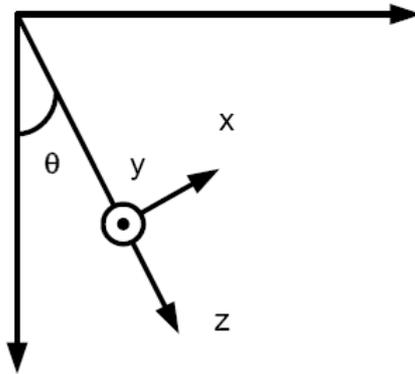


Figura 83 - Eixos de referência para o ensaio de acurácia do ângulo estático

De posse desses resultados foram escolhidas 300 medidas de ângulos estáticos após o período de estabilização do algoritmo para o cálculo do erro médio quadrático de acordo com a (Eq. 67).

$$EMQ = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{3000} (a_{ee}(k) - a_{er})^2}{3000}} \quad (\text{Eq. 67})$$

onde,

$$\left\{ \begin{array}{l} a_{ee}(k) - \text{amostra } k \text{ do ângulo estático estimado,} \\ a_{er} - \text{ângulo estático real.} \end{array} \right.$$

Neste ensaio, foi percebido que há um maior erro quando o valor do ângulo está próximo de zero grau, o que é devido principalmente a aceleração da gravidade estar sendo exercida praticamente em apenas um dos acelerômetros, ficando os outros com apenas um sinal baixo em um nível próximo ao ruído, *bias*, resolução do acelerômetro e resolução de amostragem. Entretanto, os resultados obtidos parecem ser satisfatórios para a aplicação em questão, já que os erros obtidos têm ordem de grandeza de  $10^{-3}$  graus.

## VII.2 ENSAIO 2

O segundo ensaio foi realizado com o objetivo de verificar a resposta em frequência do sistema. O procedimento deste ensaio se deu da seguinte maneira:

- A mesa foi posicionada em  $20^\circ$  conforme a Figura 84;
- Foi introduzida uma oscilação senoidal com amplitude  $2^\circ$  e com uma determinada frequência;
- Para esta posição, fez-se um registro dos ângulos medidos, com uma taxa de aquisição de 6,66Hz, em um total de 5 minutos de ensaio;
- A frequência de oscilação foi alterada e o procedimento acima foi repetido até ter realizado ensaio para cada uma das frequências da Tabela 6.

As frequências acima de 0.33Hz foram incluídas para fazer a determinação da frequência de corte do sistema.

Tabela 6 - Frequências para o ensaio de levantamento de faixa de passagem

Frequência em Hz
0.05
0.08
0.11
0.14
0.17
0.20
0.23
0.26
0.29
0.33
0.50
1.00
1.50

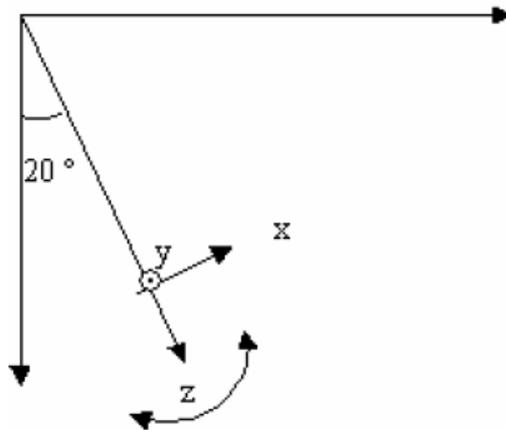


Figura 84 - Eixos de referência para o ensaio de resposta em frequência.

Nota-se que nesse caso a preocupação está com a determinação do ângulo dinâmico estimado pelo algoritmo. Dessa forma, uma vez obtidos os dados, os valores máximos e mínimos locais dos sinais de saída foram determinados para o ângulo dinâmico. Com isso, obteve-se o valor de amplitude médio pico a pico da onda de saída que comparado com o valor nominal da entrada (amplitude de  $4^\circ$  de pico a pico) permitiu o cálculo do ganho médio.

Com base nessas medidas foi obtida a resposta em frequência do sistema de medição de inclinação, indicando uma frequência de corte localizada próximo a 1Hz e um ganho médio do sistema, para frequências entre 0.05 e 0.33, próximo a 0Db, o que garante que o sistema irá operar de maneira satisfatória para a aplicação atual.

### VII.3 ENSAIO 3

O terceiro ensaio foi realizado com o objetivo de verificar a acurácia do ângulo estático em situações na qual o sistema está sob efeito de movimento. O procedimento deste ensaio se deu da seguinte forma:

- A mesa foi posicionada em um determinado ângulo, conforme a Figura 85;
- Foi introduzida uma oscilação senoidal com amplitude  $2^\circ$  e com uma frequência de 0,1Hz em torno do ângulo estático;
- Para esta posição, fez-se um registro dos ângulos medidos, com uma taxa de aquisição de 6,66Hz, em um total de 5 minutos de ensaio;
- A mesa foi posicionada em outro ângulo e o procedimento acima foi repetido até ter realizado ensaio para cada um dos ângulos apresentados na Tabela 7.

Tabela 7 - Ângulos estáticos para o ensaio dinâmico.

Ângulos ( $\theta$ )
-90 °
-80 °
-70 °
-60 °
-50 °
-40 °
-30 °
-20 °
-10 °
0 °
10 °
20 °
30 °
40 °
50 °
60 °
70 °
80 °
90 °

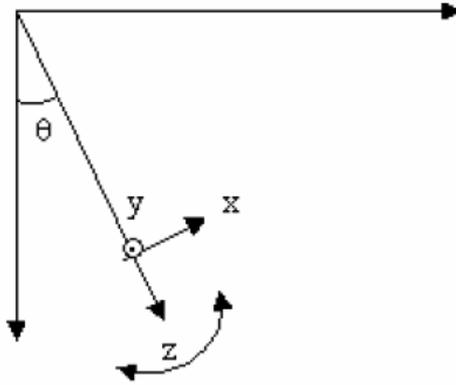


Figura 85 - Eixos de referência para o ensaio de acurácia para o ângulo estático em experimento dinâmico.

De posse desses resultados, 3000 medidas de ângulos estáticos foram escolhidas, após o período de estabilização do algoritmo, para o cálculo do erro médio quadrático de acordo com a Eq. 67, assim como no primeiro ensaio.

Os resultados obtidos são satisfatórios para a aplicação em questão, já que os erros ficaram concentrados em uma faixa da ordem de  $10^{-2}$  graus.

#### **VII.4 CONCLUSÕES DOS TESTES**

Os resultados obtidos nos experimentos se mostraram favoráveis para a aplicação.

O ensaio 1 apresentou um erro médio quadrático da ordem de  $10^{-3}$  graus. Isso se deve ao fato de que em condições estáticas (ou muito próximas disso) o processamento é mais eficiente na realização da remoção do valor médio.

O ensaio 2 apresentou bons resultados, tendo um ganho de 0 dB para as frequências de interesse o que indica que o mesmo irá operar satisfatoriamente.

O ensaio 3 apresentou erros da ordem de  $10^{-2}$  graus. A ocorrência de um erro maior na estimação do ângulo estático para o experimento dinâmico ocorre devido à dificuldade natural encontrada pelo processamento em extrair o valor médio para o caso em que existe movimento.

## CAPÍTULO VIII

### CONCLUSÕES E COMENTÁRIOS

As simulações do primeiro método demonstraram a utilidade e necessidade do uso de filtros na saída dos valores de inclinações, pois reduz o ruído de saída e conseqüentemente o erro máximo encontrado. Esta conclusão é válida também para o método utilizando filtro de Kalman (segundo algoritmo).

Com relação ao tempo de estabilização, o primeiro algoritmo necessitou de 75s aproximadamente para que o cálculo estabilizasse e convergisse para os valores de inclinações dinâmicas e em torno de 200s para as inclinações estáticas. Estes valores mencionados incluem um tempo inicial de 30s para estimação da aceleração da gravidade, que pode ser notado através dos gráficos das simulações.

Os erros obtidos nas simulações do primeiro algoritmo são em sua maior parte devido ao ruído encontrado na leitura dos valores dos sinais dos acelerômetros. Isto pode ser notado, através da simulação da leitura do valor de um ângulo constante, que mesmo sem haver rotações, foram identificados erros elevados.

Os valores máximos de erro obtidos foram em torno de  $\pm 0,3^\circ$  para os valores dinâmicos e  $\pm 0,2^\circ$  para os valores estáticos. Vale lembrar, que os valores estáticos podem ser melhorados para ordem de  $\pm 0,02^\circ$ , entretanto esta melhora no erro da medida acarretaria em um elevado tempo de resposta do sistema, da ordem de alguns minutos.

Com relação ao tempo de estabilização, o segundo algoritmo necessitou de 20s aproximadamente para que o cálculo estabilizasse e convergisse para os valores de inclinações dinâmicas e em torno de 50s para as inclinações estáticas.

Os erros obtidos nas simulações do segundo algoritmo são em sua maior parte devido ao ruído encontrado na leitura dos valores dos sinais dos acelerômetros. Isto pode ser notado, através da simulação da leitura do valor de um ângulo constante, que mesmo sem haver rotações, foram identificados erros grandes. Entretanto, os erros encontrados em comparação ao do primeiro algoritmo são muito menores, da ordem de 4 a 10 vezes. Este fato já era de se esperar, pois o filtro de Kalman foi concebido justamente para estimar os erros de medida e compensá-los.

Os valores máximos de erro obtidos foram em torno de  $\pm 0,05^\circ$  para os valores dinâmicos e  $\pm 0,015^\circ$  para os valores estáticos.

Foi percebido no segundo algoritmo que o valor do ângulo estático converge rapidamente para um valor em torno do esperado e o erro vai decaindo ao longo do tempo. Espera-se que este erro seja ainda menor para valores estáticos obtidos ao longo de alguns minutos.

Além do mencionado, percebeu-se um *bias* negativo nos gráficos de erro. Este deve ter origem nos *bias* provindos das medidas dos sinais dos acelerômetros.

De um modo geral, os resultados encontrados para o algoritmo utilizando filtro de Kalman foram muito bons, pois além de ter obtido desempenho melhor que o primeiro algoritmo, foram obtidos valores simulados de erro da ordem dos valores de erro esperados, sem considerar efeitos práticos de implementação, como o ruído. Vide a Eq. 48 do capítulo V que diz que o erro máximo esperado pelas características do A/D utilizado e dos acelerômetros utilizados é de aproximadamente  $\pm 0,0187^\circ$ .

O algoritmo utilizando filtro de Kalman parece ser bem promissor para estimada de inclinações estáticas e dinâmicas. Para tanto, sugere-se a continuidade deste trabalho para inserção de outras variáveis no modelo utilizado pelo filtro, pois podem ser necessárias para outras aplicações, onde as demais variáveis não podem ser desprezadas, como foi o caso de algumas premissas utilizadas neste trabalho.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] SERTÃ, O.B., MOURELLE, M.M., GREALISH, F.W., et al., “Steel Catenary Riser for the Marlim Field FPS P-XVIII”, OTC 8069, **28<sup>th</sup> Offshore Technology Conference**, Houston, Texas, USA, 1996.
- [2] PETRÓLEO BRASILEIRO S.A., “PROCAP 3000 a Próxima Fronteira”. Disponível em: [http://www2.petrobras.com.br/minisite/aguas\\_profundas/procap/SistRisesflex.stm](http://www2.petrobras.com.br/minisite/aguas_profundas/procap/SistRisesflex.stm) ou <http://www.coopetroleo.com.br/pagua03.htm>
- [3] DONATO, G.V.P., **MCS´ SCR Integrity Management JIP**, Relatório Técnico, TMEC, nº 012, 2005.
- [4] GRASSIE, N.; SCOTT, G., “Polymer Degradation and Stabilization”, **Cambridge University Press**, viii, 222, 1985.
- [5] SILVA, R.M.C., OLIVEIRA, D., MACHADO F., R.Z., et al., “The Comprehensive Monitoring Program for the First Steel Catenary Riser Installed in the Semisubmersible P-18”, **Deep Offshore Technology Conference**, outubro de 1999.
- [6] MACHADO F., R.Z., MORELLE, M., FRANCISS, R., et al., “Monitoring Program of the First Steel Catenary Riser in a Moored Semisubmersible Platform in Deep Water”, **Oceans`99 Conference**, setembro de 1999.
- [7] MACHADO F., R.Z, MOURELLE, M.M, FRANCISS, R., et al., “The Monitoring System for a Steel Catenary Riser Suspended from a Floating Platform in Deep Water”, **20<sup>th</sup> International Conference on Offshore Mechanics and Arctic Engineering**, junho 2001.
- [8] THOMAS, J.E., **Fundamentos de Engenharia de Petróleo**, 1ª Ed., Rio de Janeiro, Editora Interciência, 2001.
- [9] LIMA TORRES, A.L.F., MOURELLE, M.M., DA SILVA, R.M.C., “Fatigue damage verification of steel catenary risers”, **Proceedings of the International Conference on Offshore Mechanics and Arctic Engineering**, 1, pp. 749-759, 2001.

- [10] SERTÃ, O.B., LONGO, C.E.V., ROVERI, F.E., “Riser Systems for Deep and Ultra-Deepwaters”, OTC 013185, **33<sup>th</sup> Offshore Technology Conference**, Houston, Texas, USA, Maio 2001.
- [11] MERL LTD – CAMPION, DR R.P.; THOMSON, DR B.; HARRIS, DR J.A., **Elastomers for fluid containment in offshore oil and gas production: Guidelines and review**, Research Report 320, 2005.
- [12] MERL (Materials Engineering Research Laboratory), **Flexible Joint Integrity Assessment – Phase 1**, Technical Report, C1828-1, Março 2006.
- [13] API, **Recommended Practice for Flexible Pipe**, API Recommended Practice 17B, Third Edition, 2002.
- [14] TORRES, A.L.F.L., GONZALEZ, E.C., DE SIQUEIRA, M.Q., et al., “Lazy-wave steel rigid risers for turret-moored FPSO”, **Proceedings of the International Conference on Offshore Mechanics and Arctic Engineering**, 1, pp. 203-209, 2002.
- [15] MELO, F., ELOI, A., JOSÉ, H.G.M., “Nota Sobre a Chegada de Ondulações Longínquas à Costa Brasileira”, **Anais do X Simpósio Brasileiro de Recursos Hídricos**, Vol. 5, pp. 362-369, ABRH, Gramado, RS, 1993.
- [16] CANDELLA, R.N., **Estudo de Casos de Ondas no Atlântico Sul através de Modelagem Numérica**, dissertação de M.Sc., COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 1997.
- [17] MEKHA, B.B., HEIJERMANS, B., “The Prince TLP steel catenary risers: Design and fatigue challenges”, **Proceedings of the International Conference on Offshore Mechanics and Arctic Engineering**, 1, pp. 119-126, 2003.
- [18] YAO, X., SUN, L., “Fatigue mitigation design of deepwater steel catenary risers”, **Proceedings of the International Conference on Offshore Mechanics and Arctic Engineering**, 8 p, 2006.
- [19] OCHI, M.K., **Ocean Waves – The Stochastic Approach**, First Edition, United Kingdom, Cambridge University Press, 1998.
- [20] GLOBALSPEC, **About Tilt Sensors and Inclinometers**, <<http://sensors->

[transducers.globalspec.com/LearnMore/Sensors\\_Transducers\\_Detectors/Tilt\\_Sensing/Tilt\\_Inclinometers](http://transducers.globalspec.com/LearnMore/Sensors_Transducers_Detectors/Tilt_Sensing/Tilt_Inclinometers)>

- [21] WIKIPEDIA, **Inclinometer**, <<http://en.wikipedia.org/wiki/Clinometer>>
- [22] ENZINE ARTICLES, **How does an inclinometer work?**, Jonathan, Bob, <<http://ezinearticles.com/?How-Does-An-Inclinometer-Work?&id=276738>>
- [23] LEVEL DEVELOPMENTS LTD., **Bubble vial sensors for use in opto-electronic systems**, <<http://www.leveldevelopments.com/opto-electronic-sensor-vials.htm>>
- [24] ELLIOTT, V. - CLINO LTD, **Electrolytic Tilt Sensors**, <<http://www.clino.co.uk/tiltpr.htm>>, July, 1998.
- [25] GLOBALSPEC, **About Mercury Switches**, <[http://electronic-components.globalspec.com/LearnMore/Electrical\\_Electronic\\_Components/Switches/Mercury\\_Switches](http://electronic-components.globalspec.com/LearnMore/Electrical_Electronic_Components/Switches/Mercury_Switches)>
- [26] WIKIPEDIA, **Switch**, <<http://en.wikipedia.org/wiki/Switch>>
- [27] INAUDI, D., GLISIC, B., “Development of a fiber-optic interferometric inclinometer”, **SPIE, International Symposium on Smart Structures and Materials**, San Diego, USA, march, 2002.
- [28] HSG-IMAT, “Capacitive Inclination Sensors”, <[http://www.uni-stuttgart.de/hsg-imat/Flyer\\_P01V071019\\_Neigungssensor.pdf](http://www.uni-stuttgart.de/hsg-imat/Flyer_P01V071019_Neigungssensor.pdf)>
- [29] MEMSIC, DAO, R., **Inclination Sensing with Thermal Accelerometer**, Application Note Rev. A 05/02 AN-00MX-007, <<http://www.memsic.com/data/pdfs/an-00mx-007.pdf> >
- [30] MEMS AND NANOTECHNOLOGY CLEARINGHOUSE, **What is MEMS Technology?**, <<https://www.memsnets.org/mems/what-is.html>>
- [31] WIKIPEDIA, **Microelectromechanical systems**, <[http://en.wikipedia.org/wiki/Microelectromechanical\\_systems](http://en.wikipedia.org/wiki/Microelectromechanical_systems)>
- [32] LIN, C.H., KUO, S.M., “Micro-impedance inclinometer with wide-angle measuring capability and no damping effect”, **Elsevier - Sensors and Actuators A: Physical**, 2007.

- [33] BILLAT, S., GLOSCH, H., KUNZE, M., et al., “Micromachined inclinometer with high sensitivity and very good stability”, **Elsevier - Sensors and Actuators A: Physical**, 2002.
- [34] VITTORIO, S.A., **MicroElectroMechanical Systems (MEMS)**, 2001, <<http://www.csa.com/discoveryguides/mems/overview.php>>
- [35] BECKER, H., GÄRTNER, C., “Polymer microfabrication methods for microfluidic analytical applications”, **Electrophoresis**, Wiley-VCH Verlag GmbH, Weinheim, Vol. 21, 12-26, 2000.
- [36] PECENIN, M., **Desenvolvimento de um Sistema de Aquisição e Análise de Sinais Elétricos de Tensão em Tempo Real com Suporte de Ferramentas de Software Livre**, monografia, UNIOESTE - Universidade Estadual do Oeste do Paraná, Foz do Iguaçu, Brasil, 2005.
- [37] SEDRA, A.S., SMITH, K.C., **Microeletrônica**, 4ª Edição, Itaim-Bibi, São Paulo, Editora Makron Books, 2000.
- [38] CLOSE, C.M., **Circuitos Lineares**, 2ª Edição, São Paulo, Editora Livros Técnicos e Científicos, 1975.
- [39] OPPENHEIM, A.V., SCHAFER, R.W., **Digital Signal Processing**, 1ª Edição, London, Prentice-Hall International Editions, 1975.
- [40] OPPENHEIM, A.V., SCHAFER, R.W., **Discrete-Time Signal Processing**, 1ª Edição, Englewood Cliffs, New Jersey, Prentice-Hall Signal Processing Series, 1989.
- [41] KALMAN, R.E., “A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems”, **Transactions of the ASME**, Journal of Basic Engineering, Series 82D, pp. 35-45, 1960.
- [42] MAYBECK, P.S., “Stochastic Models, Estimation and Control”, Volume 1, Academic Press Inc., 1979.
- [43] WELCH, G., BISHOP, G., “An Introduction to the Kalman Filter”, **University of North Carolina**, Department of Computer Science, TR 95-041, 2006.

- [44] BROWN, R.G., HWANG, P.Y.C., **Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering**, Second Edition, John Wiley & Sons Inc., 1985.
- [45] NAVCON, **Unidade Sensora de Movimentos USM-100**, Memorial Descritivo, MD-3010.00-5529-850-NVC-001, 2006.
- [46] NAVCON, **Algoritmo de Cálculo de Inclinações da USM-100**, Memória de Cálculo, MC-3010.00-5529-850-NVC-002, 2007.
- [47] LUNGE, H.J., VELTINK, P.H., “Inclination Measurement of Human Movement Using a 3-D Accelerometer With Autocalibration”, **IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering**, Vol. 12, N. 1, 2004.
- [48] LÖTTERS, J.C., SCHIPPER, J., VELTINK, P.H., et al., “Procedure for in-use calibration of triaxial accelerometers in medical applications”, **Sensors and Actuators**, A 68, pp. 221-228, 1998.
- [49] FERRARIS, F., GRIMALDI, U., PARVIS, M., “Procedure for Effortless In-Field Calibration of Three-Axis Rate Gyros and Accelerometers”, **Sensors and Materials**, Vol. 7, N. 5, pp. 311-330, 1995.

## **ANEXO A**

Possíveis modos de falha de uma *flex-joint*.

Tabela 8 - Possíveis modos de falha de uma *flex-joint* [3].

	Modo de Falha	Causas da falha	Mecanismo de Falha	Medidas Mitigadoras
1	Falha da <i>flex-joint</i> por VIV	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Correntes excessivas</li> <li>• Ineficiência do equipamento supressor de vórtices</li> <li>• Resposta excessiva da embarcação às ondas</li> </ul>	Ciclagem excessiva da <i>flex-joint</i> / falha da <i>flex-joint</i> / ruptura do duto ou vazamento	
2	Falha da <i>flex-joint</i> devido a ciclagem de pressão	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Ciclagem de pressão</li> </ul>	Degradação do elastômero da <i>flex-joint</i> / falha da <i>flex-joint</i> / ruptura do duto ou vazamento	
3	Falha da <i>flex-joint</i> devido a formação de bolhas	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Descompressão rápida no interior do duto</li> </ul>	Expansão do gás no elastômero da <i>flex-joint</i> / formação de bolhas / falha da <i>flex-joint</i> / ruptura do duto ou vazamento	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Uso do sistema de fole (<i>bellows</i>)</li> </ul>
4	Falha do elastômero da <i>flex-joint</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Produto mantido a temperatura maior que 71°C</li> </ul>	Desempenho sem eficiência do elastômero da <i>flex-joint</i> em altas temperaturas / degradação do elastômero / vazamento da <i>flex-joint</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Uso de barreira térmica</li> <li>• Uso do sistema de fole (<i>bellows</i>)</li> </ul>
5	Rigidez excessiva da <i>flex-joint</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• A <i>flex-joint</i> enrijeceu mais que as suposições de projeto</li> <li>• Degradação do elastômero da <i>flex-joint</i> por baixa temperatura</li> </ul>	Ciclagem de tensões maiores que as previstas no topo do SCR / ruptura no duto por fadiga ou falha	

## **ANEXO B**

Seqüência típica de instalação de um SCR.

As fotos abaixo ilustram uma seqüência típica de instalação final de um SCR na plataforma, ou seja, a partir do momento que a linha já foi lançada e estão sendo realizadas manobras para conexão do SCR (neste caso com *flex-joint*) no receptáculo da plataforma. O exemplo utilizado foi da instalação do SCR da P-XVIII.



Figura 86 Posicionamento das unidades flutuantes.



Figura 87 Alinhamento entre a unidade, que está com o topo do SCR e *flex-joint*, e o receptáculo da plataforma.



Figura 88 Vista de cima do receptáculo do SCR.



Figura 89 Vista da ferramenta acoplada ao flange da *flex-joint* utilizada para transferência do topo do SCR entre as unidades, através de cabos de aço, e para operação de *pull-in*.

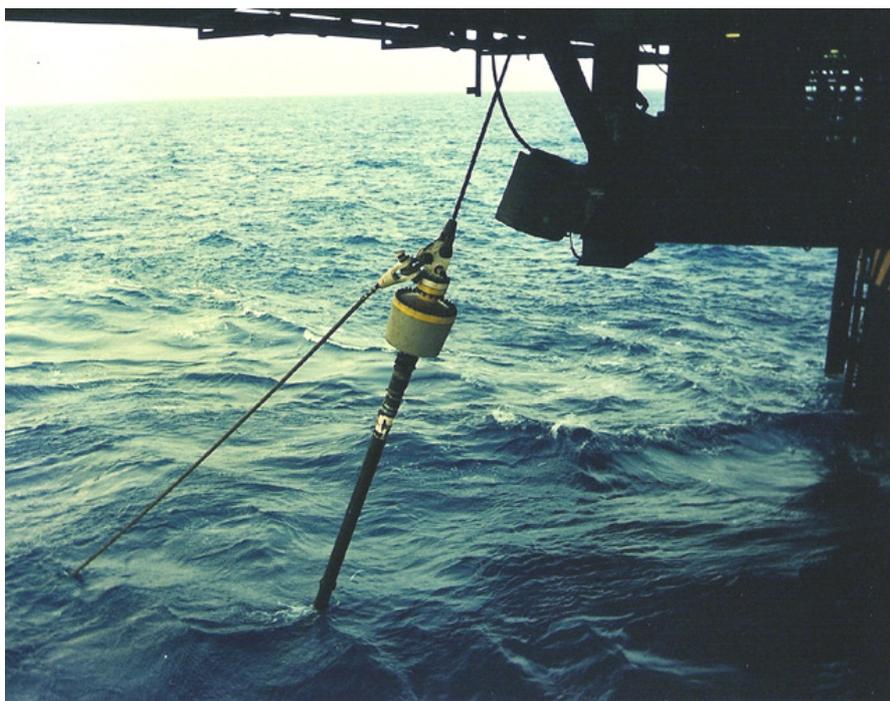


Figura 90 Início da operação de *pull-in*, logo após a realização da transferência.



Figura 91 *Flex-joint* passando do nível do receptáculo na operação de *pull-in*.

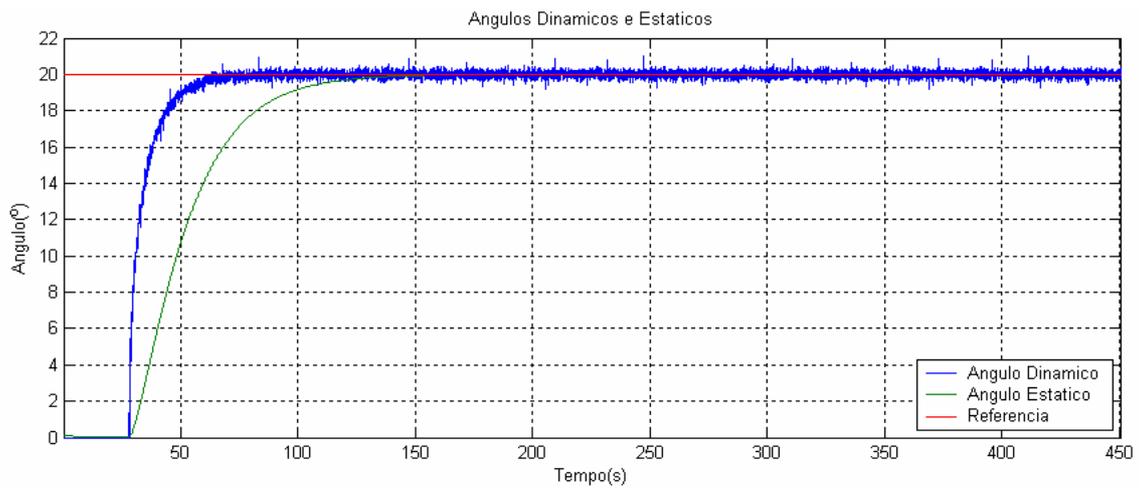


Figura 92 *Flex-joint* sendo alojada no receptáculo, finalizando operação de pull-in.

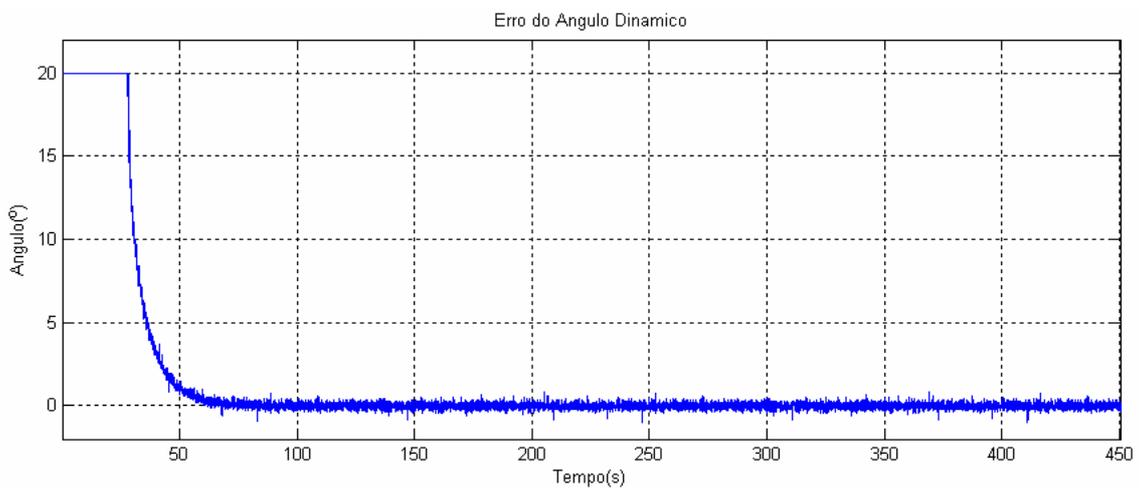
## **ANEXO C**

Simulações do algoritmo baseado em técnicas de controle, sem o filtro de saída.

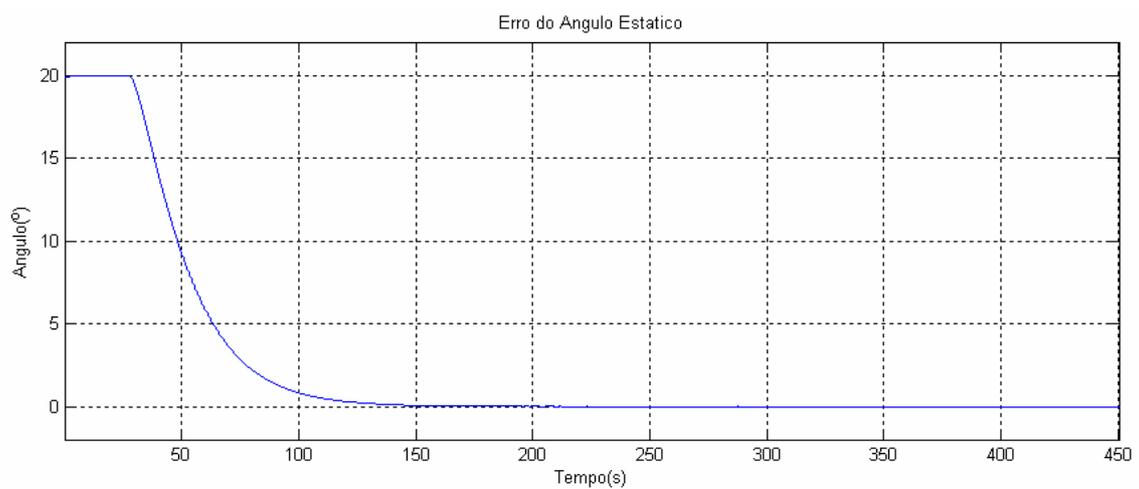
**CASO “A”:**



(a)

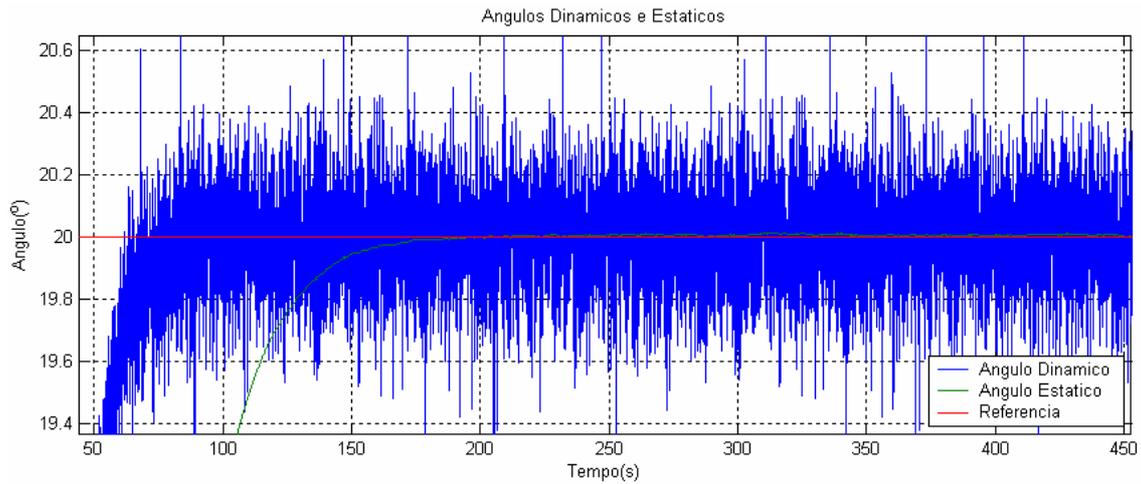


(b)

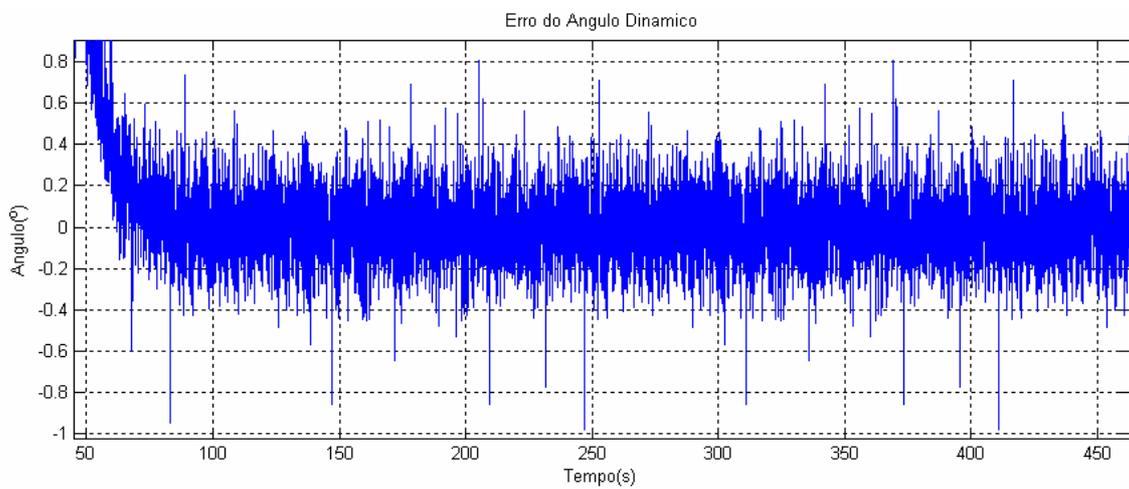


(c)

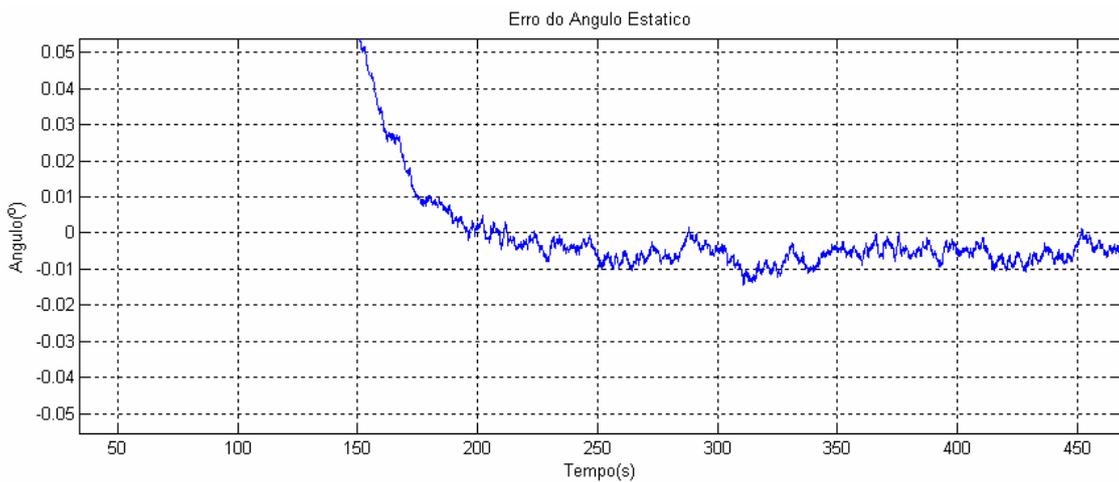
Figura 93 - Simulação dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, para o caso “A”.



(a)



(b)



(c)

Figura 94 – Ampliação dos valores dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, na faixa de convergência do algoritmo para o caso “A”.

## CASO "B":

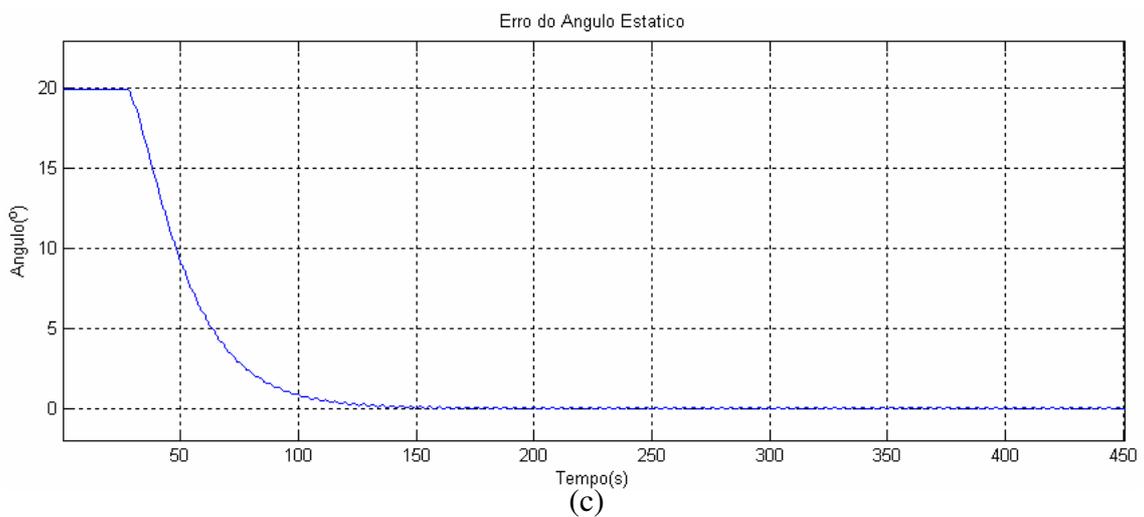
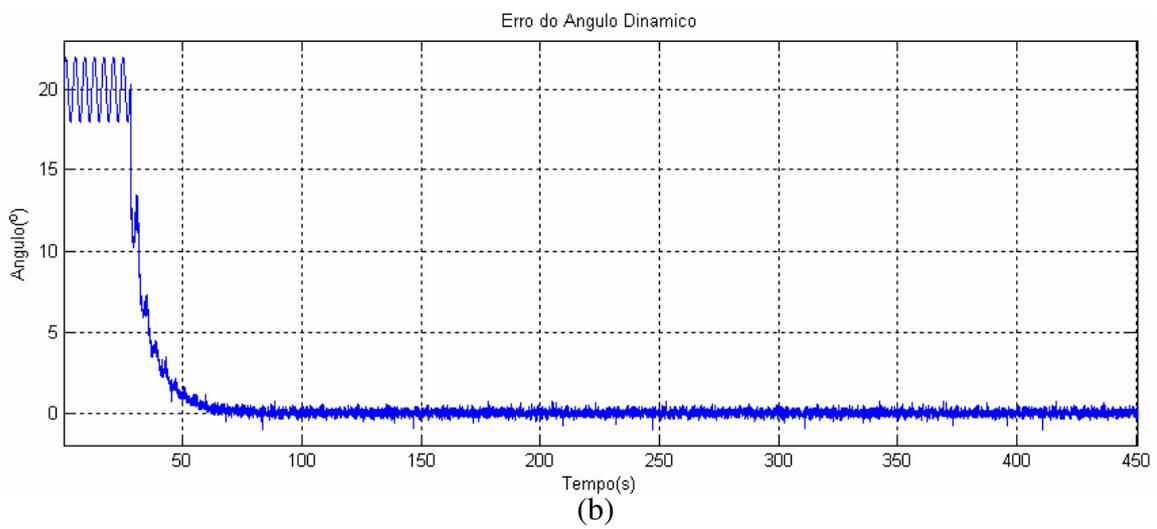
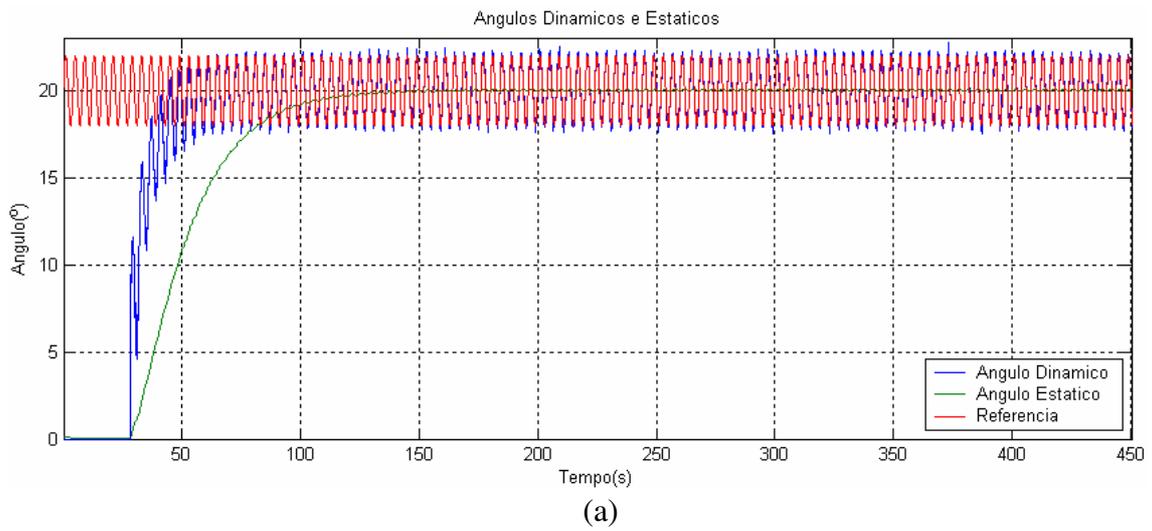
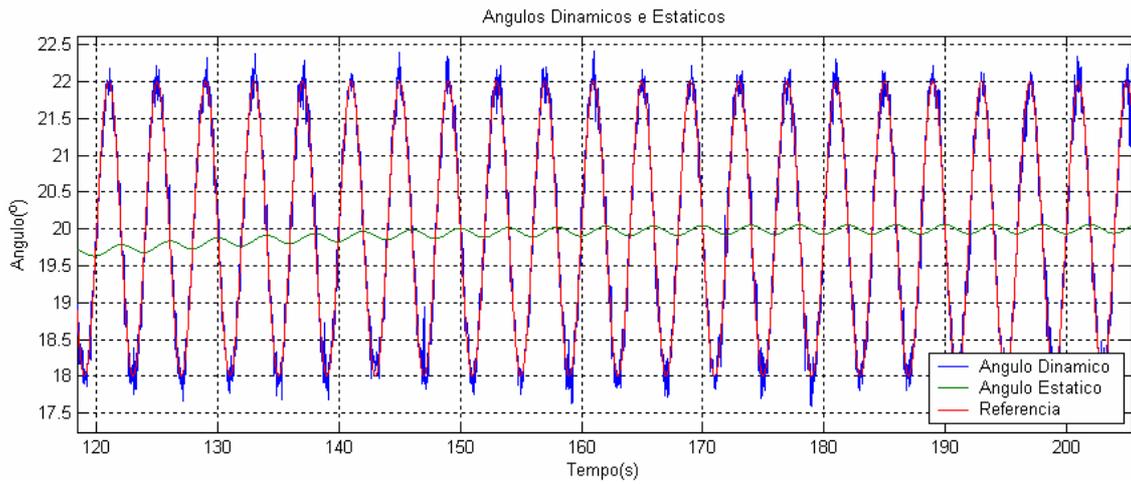
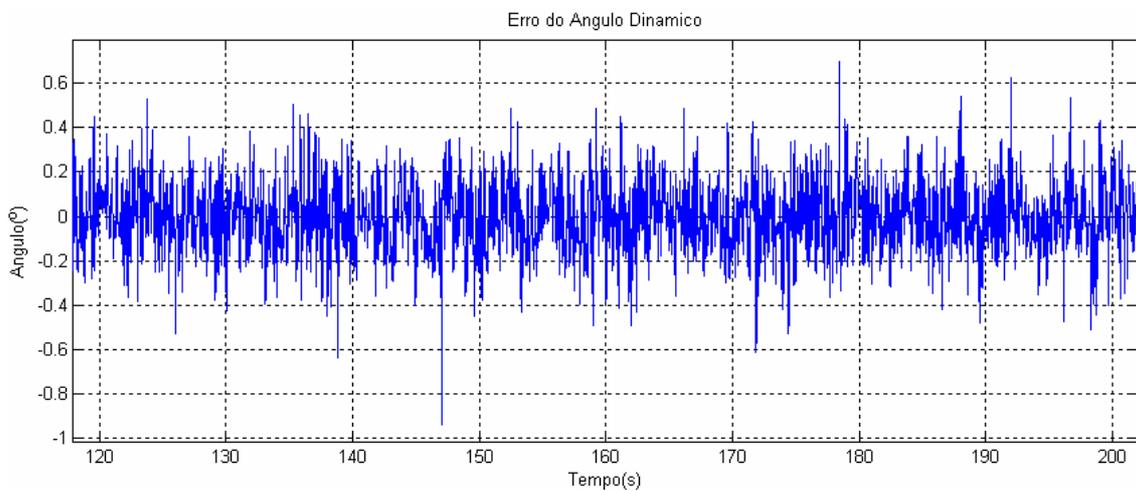


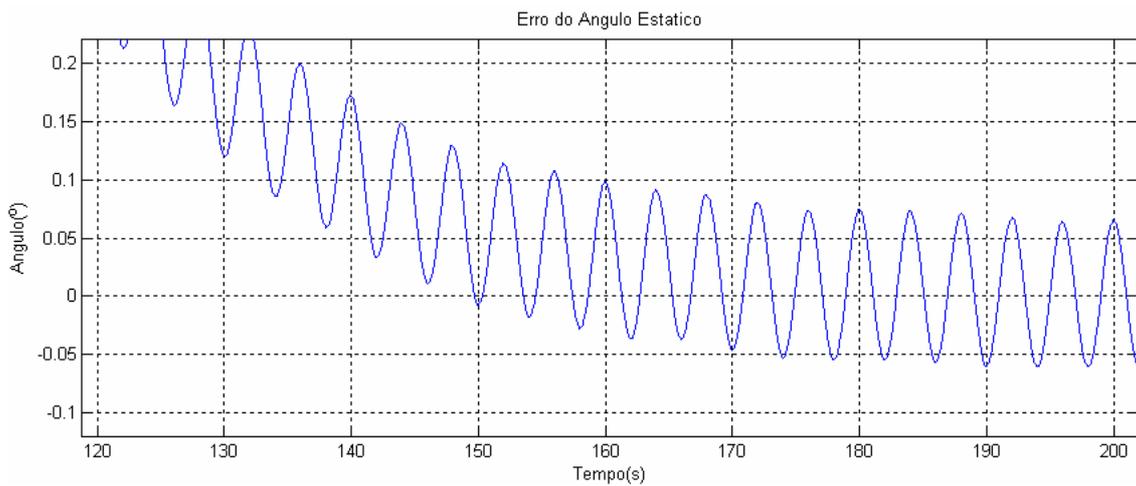
Figura 95 - Simulação dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, para o caso "B".



(a)



(b)



(c)

Figura 96 – Ampliação dos valores dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, na faixa de convergência do algoritmo para o caso “B”.

**CASO “C”:**

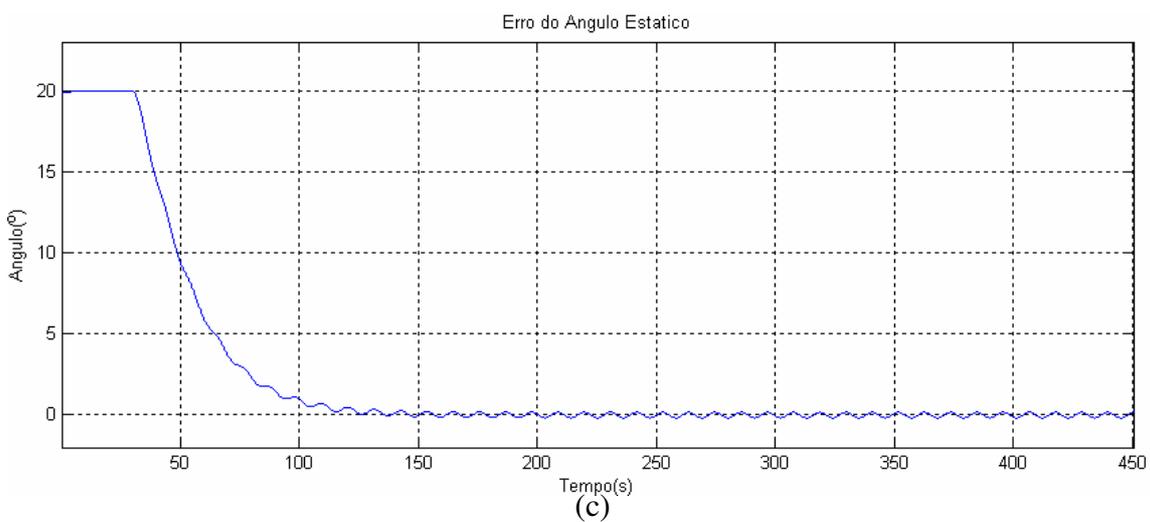
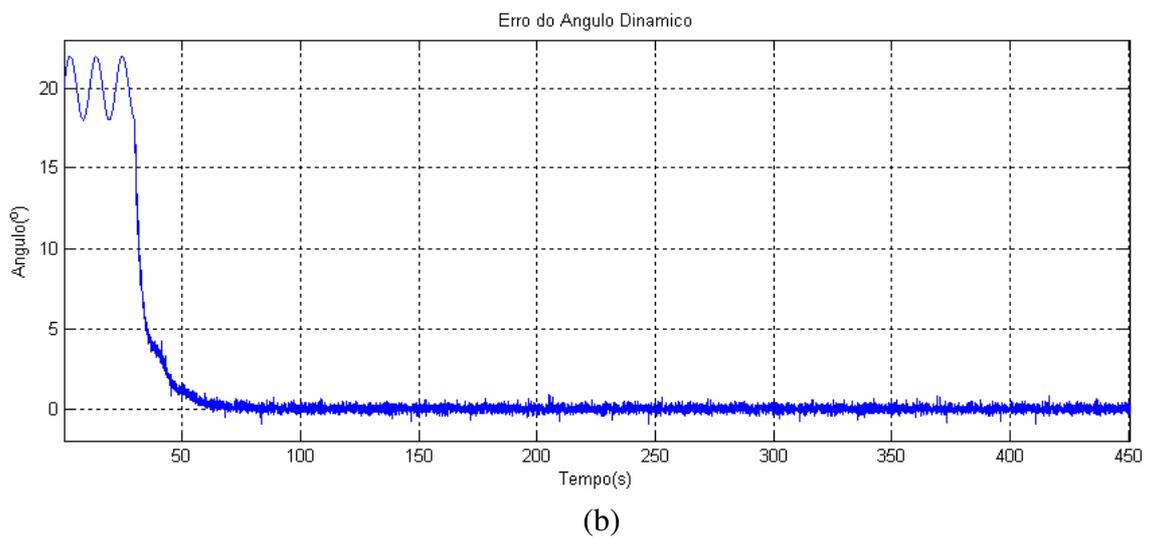
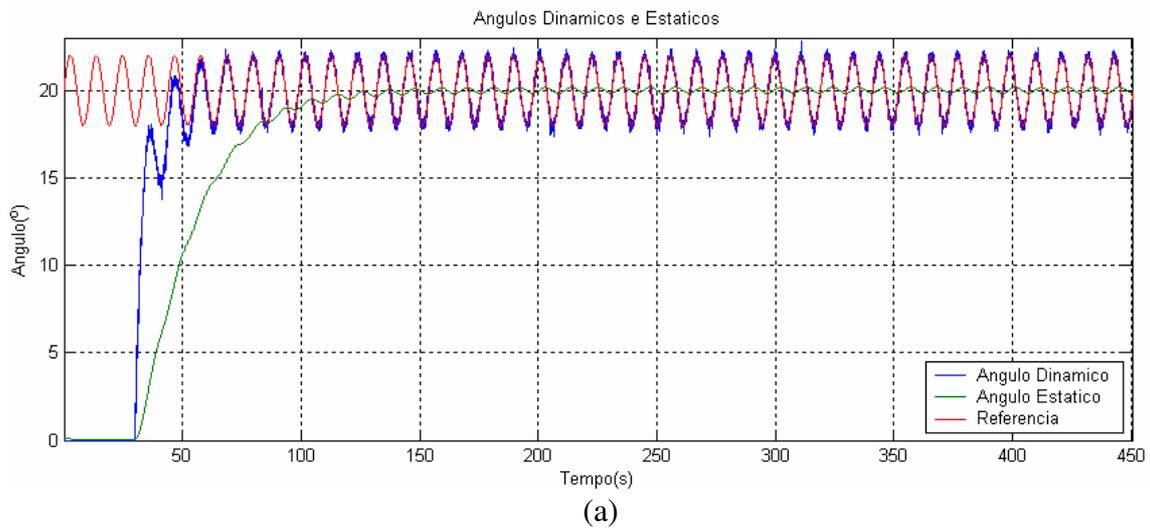
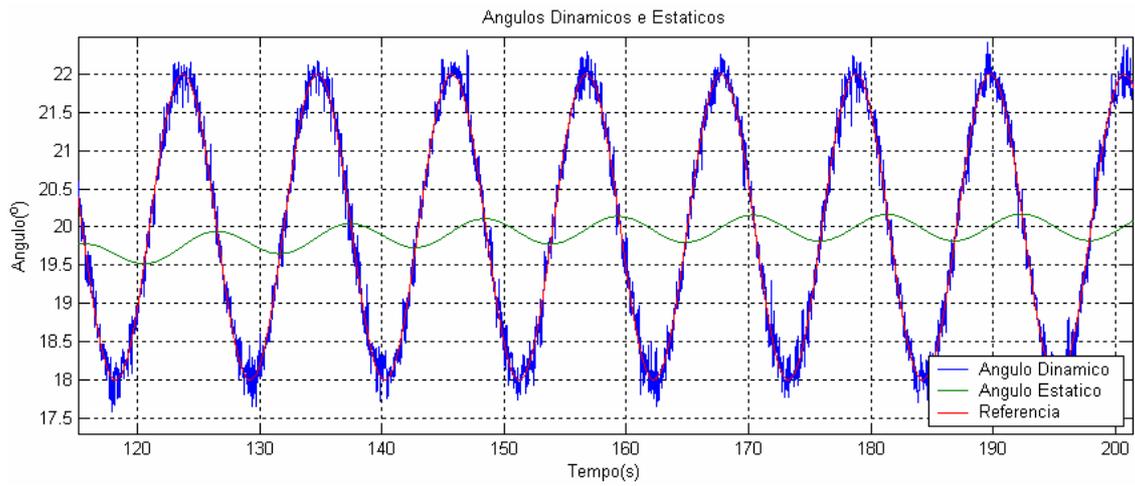
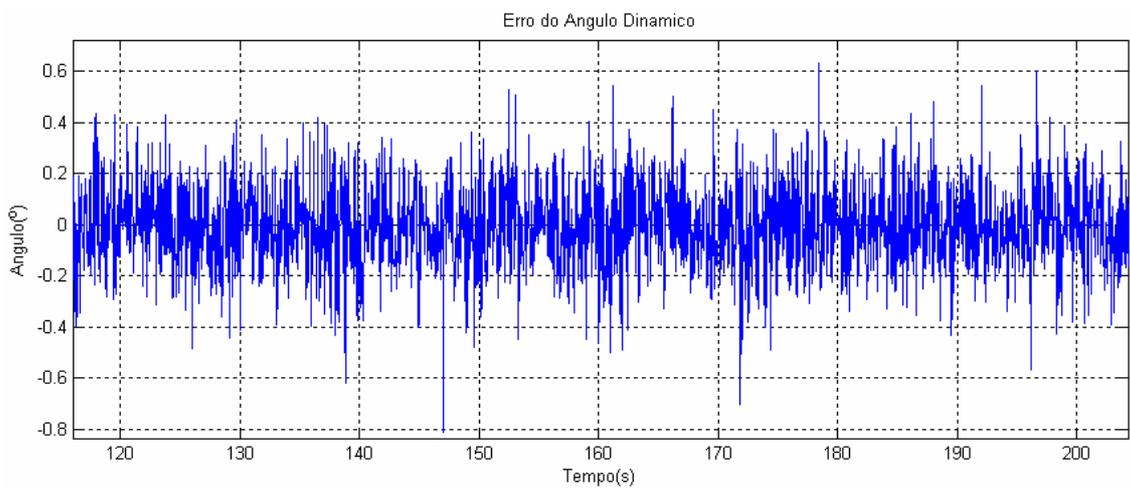


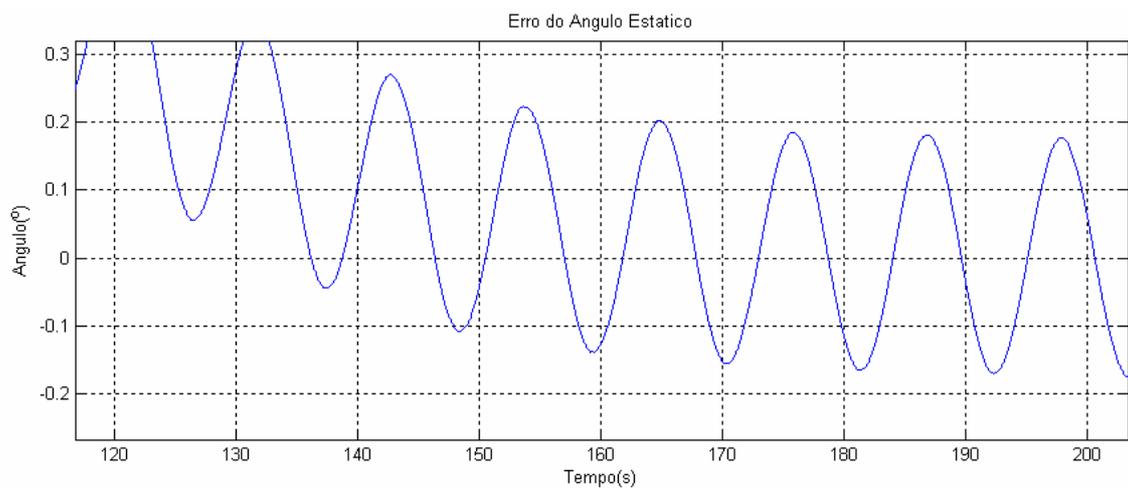
Figura 97 - Simulação dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, para o caso “C”.



(a)



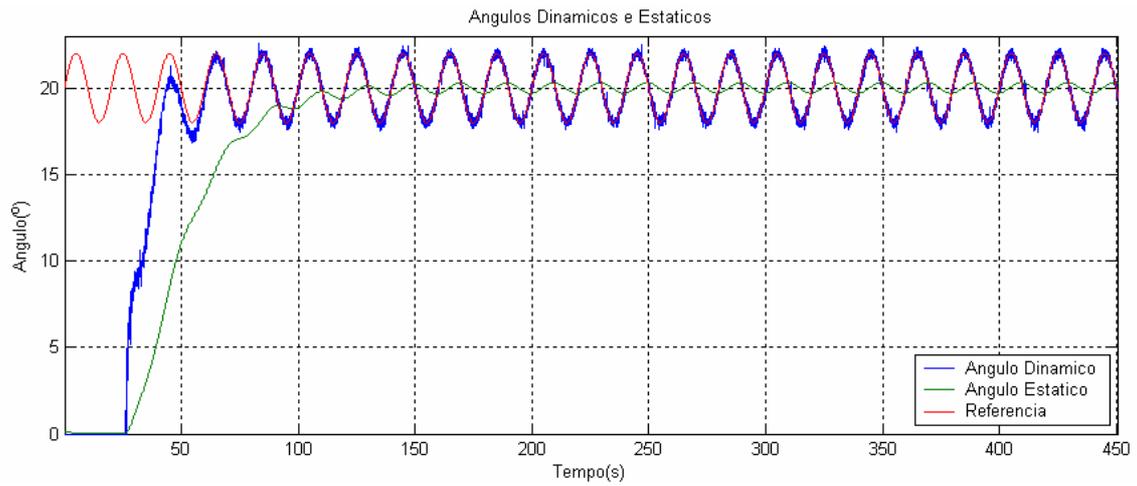
(b)



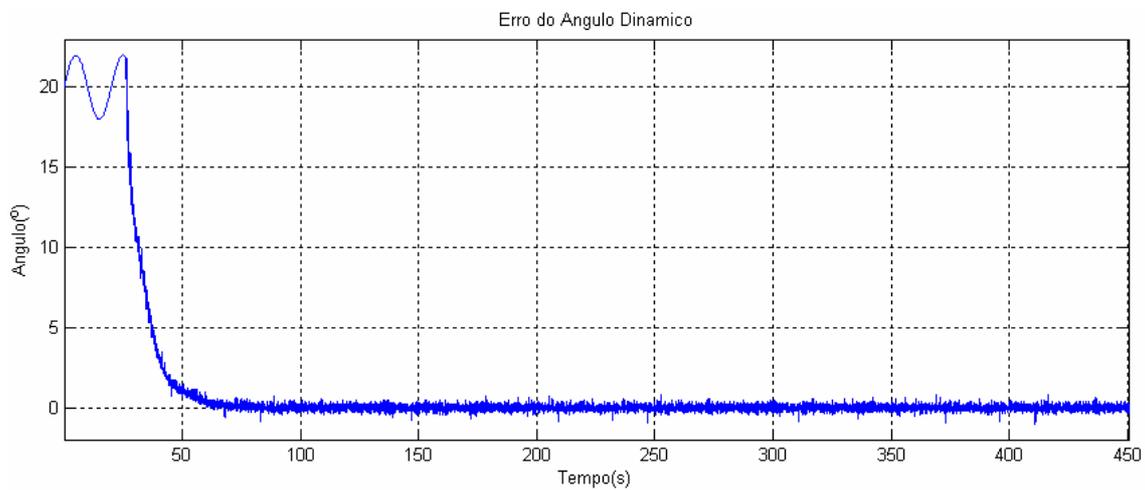
(c)

Figura 98 – Ampliação dos valores dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, na faixa de convergência do algoritmo para o caso “C”.

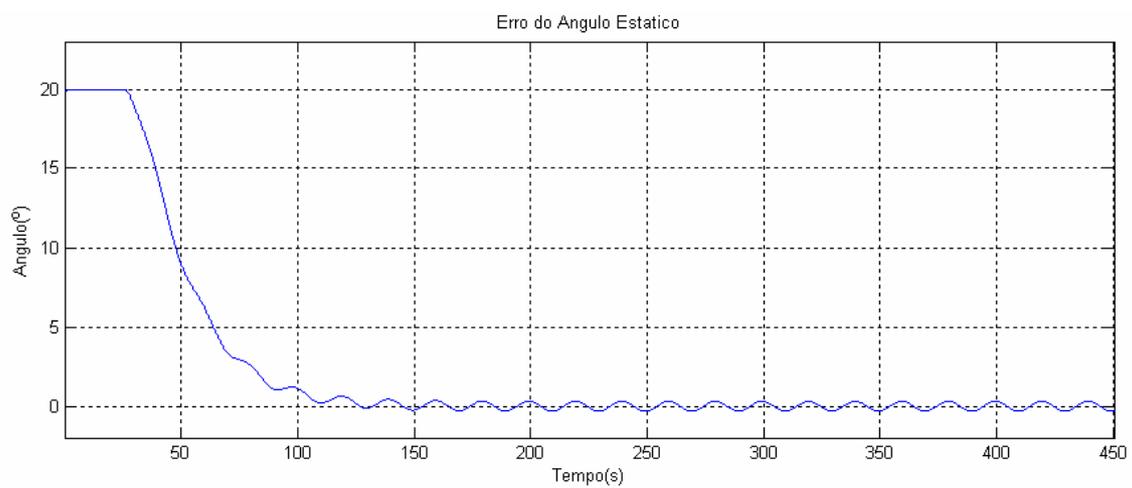
**CASO “D”:**



(a)

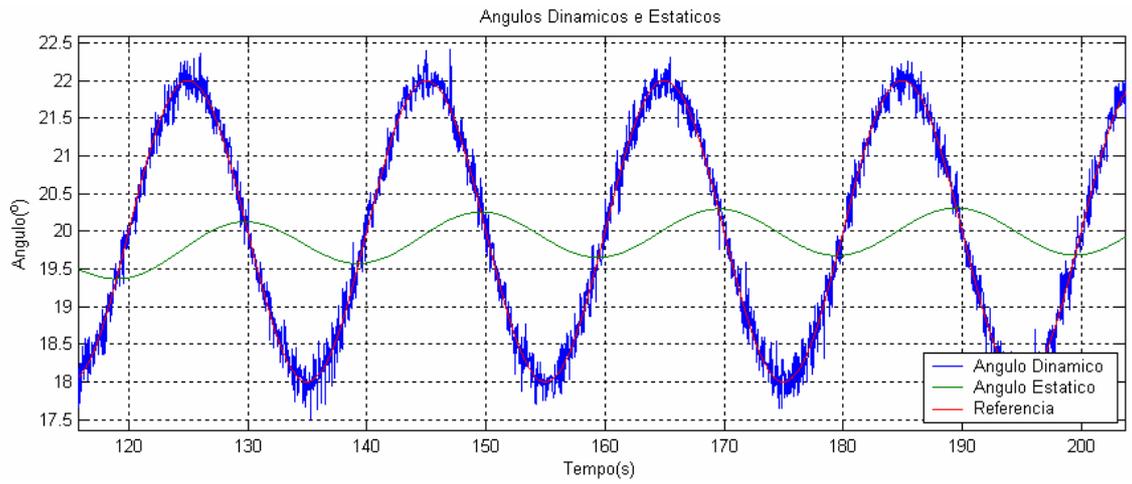


(b)

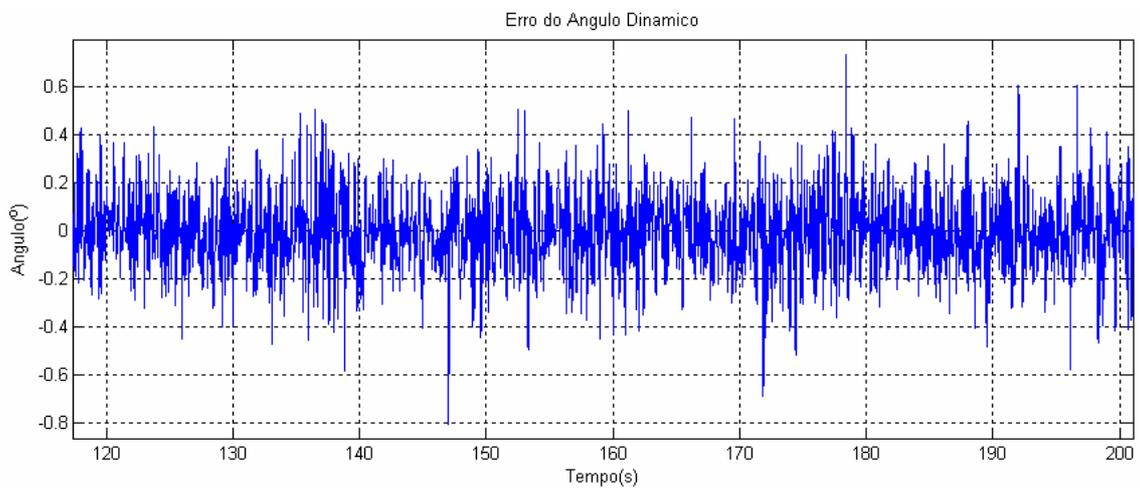


(c)

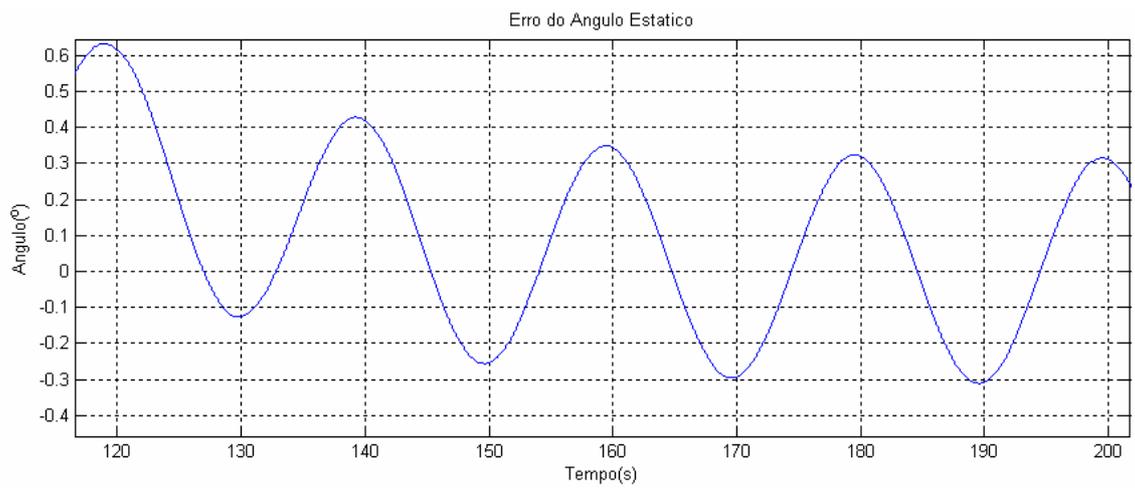
Figura 99 - Simulação dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, para o caso “D”.



(a)



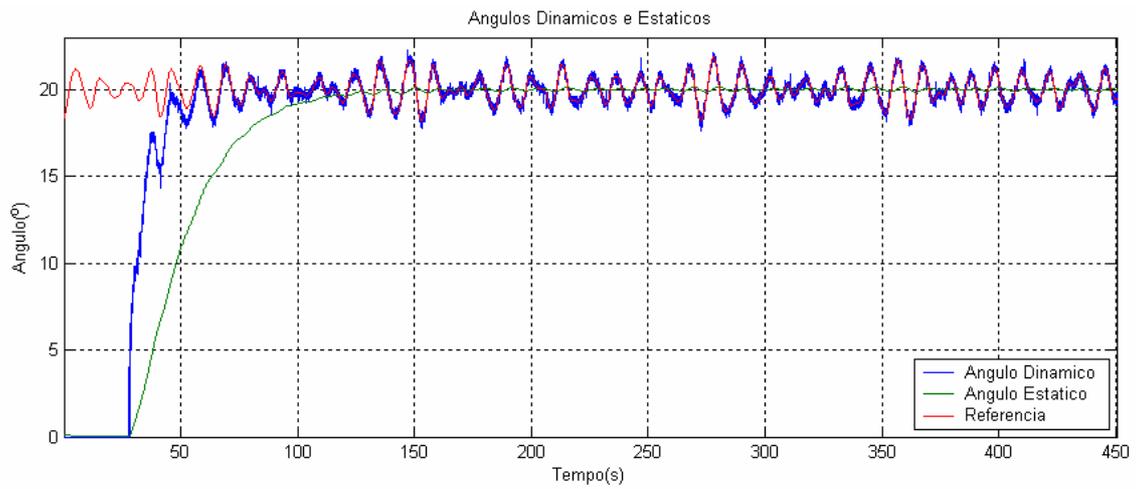
(b)



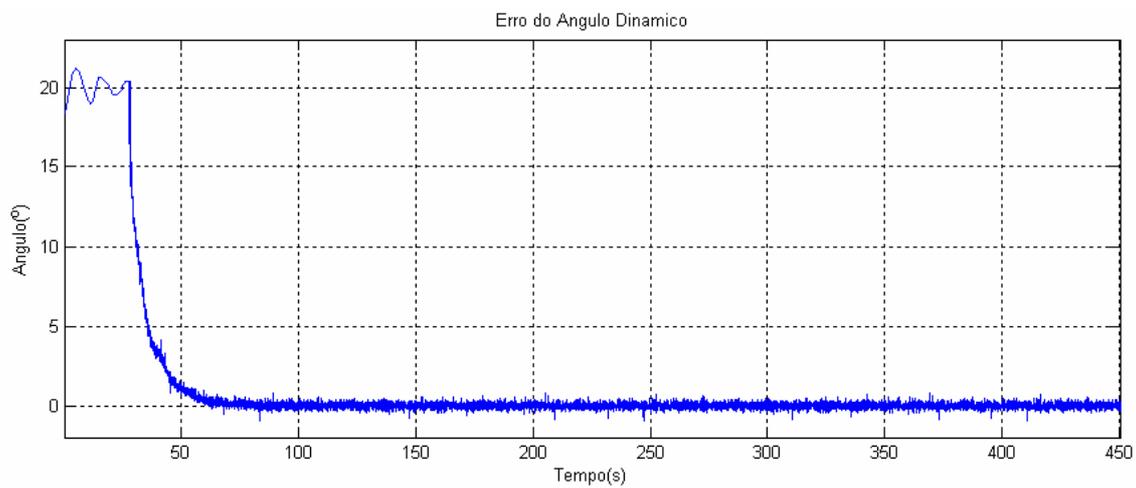
(c)

Figura 100 – Ampliação dos valores dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, na faixa de convergência do algoritmo para o caso “D”.

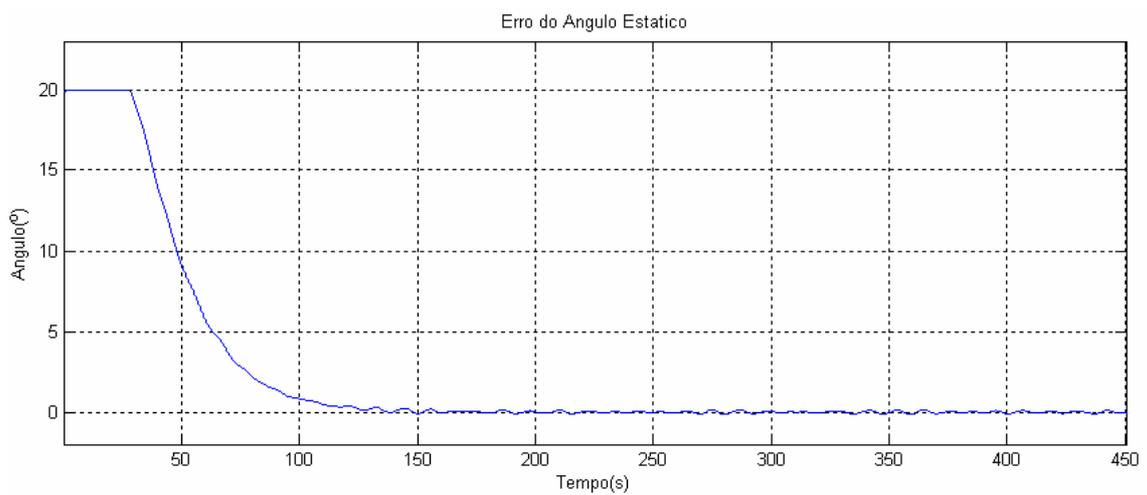
**CASO “E”:**



(a)

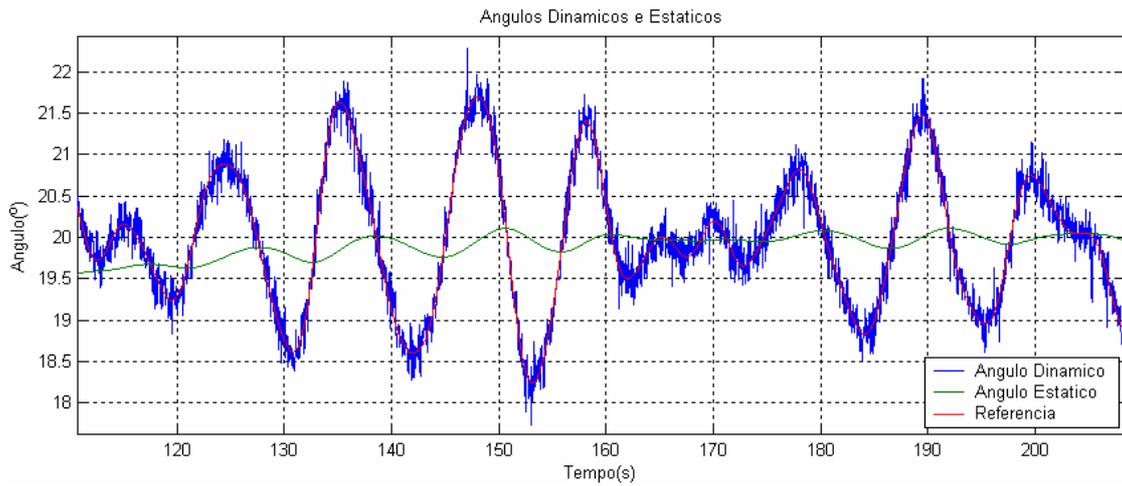


(b)

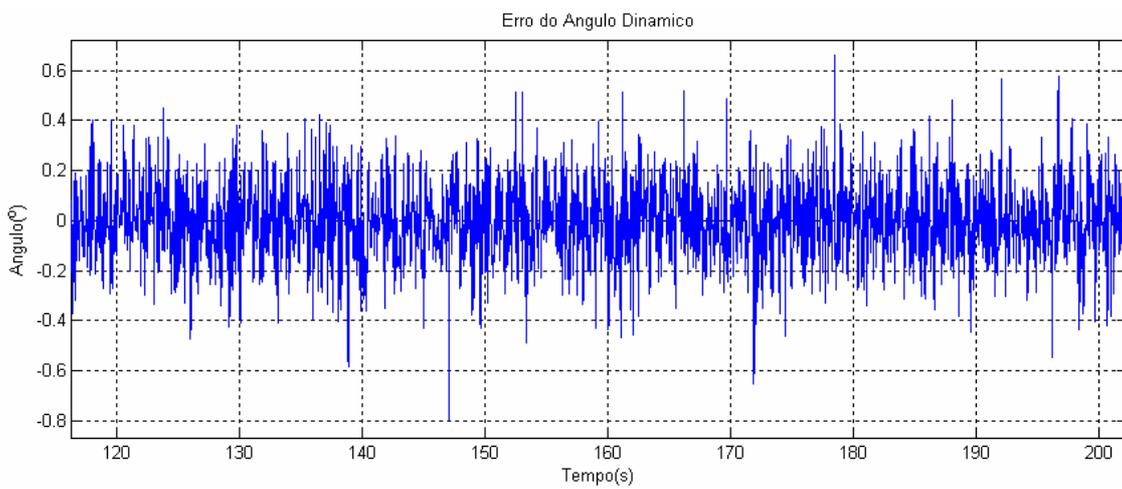


(c)

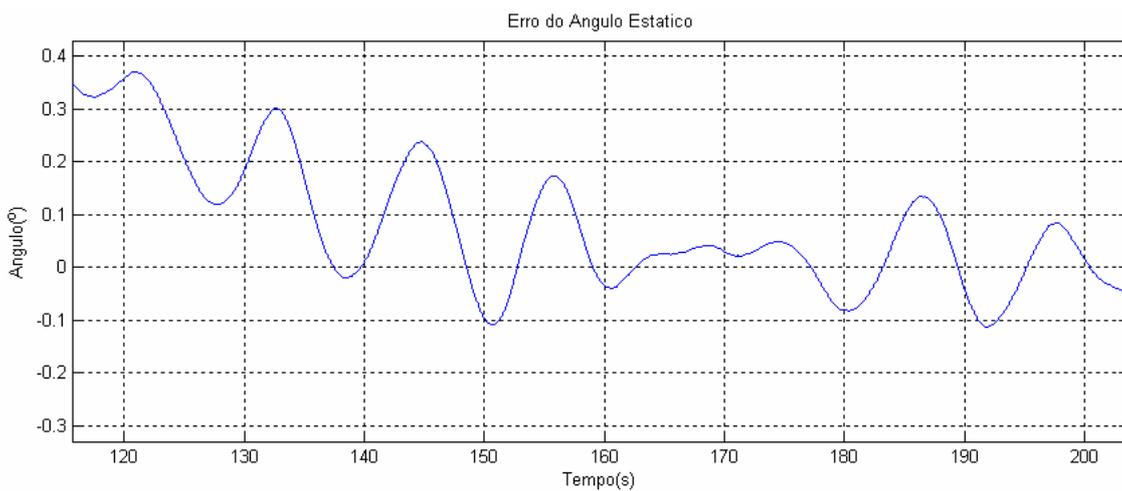
Figura 101 - Simulação dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, para o caso “E”.



(a)



(b)



(c)

Figura 102 – Ampliação dos valores dos (a) ângulos dinâmico e estático, (b) erro do ângulo dinâmico e (c) erro do ângulo estático, na faixa de convergência do algoritmo para o caso “E”.

# Livros Grátis

( <http://www.livrosgratis.com.br> )

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)  
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)  
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)  
[Baixar livros de Matemática](#)  
[Baixar livros de Medicina](#)  
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)  
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)  
[Baixar livros de Meteorologia](#)  
[Baixar Monografias e TCC](#)  
[Baixar livros Multidisciplinar](#)  
[Baixar livros de Música](#)  
[Baixar livros de Psicologia](#)  
[Baixar livros de Química](#)  
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)  
[Baixar livros de Serviço Social](#)  
[Baixar livros de Sociologia](#)  
[Baixar livros de Teologia](#)  
[Baixar livros de Trabalho](#)  
[Baixar livros de Turismo](#)