

Tito Luís Maia Santos

**UMA CONTRIBUIÇÃO AO DESENVOLVIMENTO DE
SISTEMAS DE CONTROLE VIA REDES USANDO A
MARGEM DE JITTER**

FLORIANÓPOLIS

2008

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**UMA CONTRIBUIÇÃO AO DESENVOLVIMENTO DE
SISTEMAS DE CONTROLE VIA REDES USANDO A
MARGEM DE JITTER**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Tito Luís Maia Santos

Florianópolis, fevereiro de 2008.

UMA CONTRIBUIÇÃO AO DESENVOLVIMENTO DE SISTEMAS DE CONTROLE VIA REDES USANDO A MARGEM DE JITTER

Tito Luís Maia Santos

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Controle, Automação e Informática Industrial*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

Orientador Ubirajara Franco Moreno

Profa. Kátia Campos de Almeida
Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Ubirajara Franco Moreno
Presidente

Prof. Dr. Bismark Claire Torrico

Prof. Dr. Carlos Barros Montez

Prof. Dr. Antonio Augusto Rodrigues Coelho

Prof. Dr. Eugênio de Bona Castelan Neto

Para Tico, Duca e Malu...

AGRADECIMENTOS

A Deus pela saúde e pela oportunidade de pertencer a uma família maravilhosa.

A meus pais para os quais devo sempre expressar minha gratidão diante de tanta dedicação e amor.

A minha irmã, que merece destaque, pelo carinho e atenção que me dedica.

Aos meus avós, tios e primos que sempre me apoiaram durante toda minha vida.

Ao pessoal do "sindicato do LCMI", uma turma realmente especial que tive a sorte e o prazer de conviver.

A meu amigo Maradona pelas dicas valiosas.

Aos meus amigos André e Tiago que compartilharam comigo grande parte do tempo livre que tive em Florianópolis.

A Gabi que sempre me ajudou ao longo desta caminhada.

Aos professores do DAS e especialmente a Bira pela orientação.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo auxílio financeiro.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

UMA CONTRIBUIÇÃO AO DESENVOLVIMENTO DE SISTEMAS DE CONTROLE VIA REDES USANDO A MARGEM DE JITTER

Tito Luís Maia Santos

Fevereiro/2008

Orientador: Ubirajara Franco Moreno

Co-Orientador: Carlos Barros Montez

Área de Concentração: Controle, Automação e Informática Industrial

Palavras-chave: Sistemas de Controle via Redes, Sistemas Sujeitos a Atraso Variável, Robustez

Número de Páginas: 1 + 103

Neste trabalho, são avaliadas algumas propriedades dos sistemas de controle via redes de comunicação industrial. Este problema se torna particularmente interessante uma vez que o ambiente de rede impõe restrições à determinação dos períodos de amostragem. Além desta restrição, em sistemas como estes, podem existir atrasos que variam ao longo do tempo. Os desafios que surgem nestes tipos de sistemas são analisados através de uma ferramenta de análise conhecida como “margem de jitter” a qual será explorada de maneira a consolidar a sua importância e ampliar a sua gama de aplicações. A margem de jitter será discutida segundo três perspectivas. Na primeira delas discute-se o efeito da discretização dos controladores em sistemas via redes que apresentam limitação da largura de banda. Num segundo momento, a margem de jitter é usada como instrumento para realização de redistribuição dos períodos de amostragem em malhas que compartilham uma rede do tipo *Controller Area Network*. Por fim, discute-se o efeito provocado por incertezas do modelo nas análises realizadas a partir da margem de jitter. As discussões são ilustradas com o auxílio de simulações.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

A CONTRIBUTION TO THE DESIGN OF NETWORKED CONTROL SYSTEMS BY USING THE JITTER MARGIN

Tito Luís Maia Santos

February/2008

Advisor: Ubirajara Franco Moreno

Co-Advisor: Carlos Barros Montez

Area of Concentration: Control, Automation and Industrial Computing

Key words: Networked Control Systems, Time-Varying Delay Systems, Robustness

Number of Pages: 1 + 103

In this work, some properties of the networked control systems will be assessed. This problem is particularly interesting because this kind of environment imposes constraints to the sampling period determination and induces a time-varying delay. The challenges that arises from such systems will be analysed through a tool called jitter margin. This tool will be discussed in order to emphasize its importance and to enlarge its scope. The jitter margin will be discussed by three perspectives. First, it is analysed the discretization effect in networked control systems that presents bandwidth limitation. Second, the jitter margin is used as a tool in order to perform a sampling period redistribution among the control loops that share a Controller Area Network network bus. Finally, it will be analysed the effect of model uncertainty in jitter margin analysis procedure. The analysis are illustrated with simulation aid.

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Motivação	3
1.2	Trabalhos Relacionados	4
1.3	Proposta do Trabalho	7
1.3.1	Organização do Trabalho	7
1.3.2	Trabalhos Desenvolvidos	9
2	Sistemas de Controle Via Redes	11
2.1	Apresentação	11
2.2	Redes Industriais	13
2.3	Protocolos de Acesso ao Meio	15
2.3.1	Ethernet Compartilhada	16
2.3.2	Ethernet Comutada	17
2.3.3	CAN	17
2.3.4	Token Passing	18
2.4	Redes CAN	18
2.4.1	Protocolo e Terminologia	19
2.4.2	Arbitragem de Barramento Baseada em Prioridade	21

2.4.3	Análise do Pior Tempo de Resposta	21
2.5	Utilização da Rede CAN	26
2.6	Topologias Para Malhas de Controle	27
2.7	Conclusão	28
3	Atraso Variável e Margem de Jitter	29
3.1	Histórico do Conceito	29
3.2	Definições da Teoria de Controle Clássico	29
3.3	Estabilidade de Malhas Sujeitas a Atrasos Variáveis	30
3.4	Definição da Margem de Jitter	32
3.5	Definição da Margem de Fase Aparente	34
3.6	Discussões sobre a Margem de Jitter	35
3.6.1	Estruturas de dois Graus de Liberdade (2DOF)	36
3.6.2	Discussão sobre Região de Estabilidade	37
3.7	Conclusão	40
4	Um Procedimento de <i>Co-design</i> Baseado em Alocação de Pólos	41
4.1	<i>Co-design</i> com Margem de Fase Aparente	42
4.2	<i>Co-design</i> Baseado na Discretização	43
4.2.1	Alocação Polinomial de Pólos	43
4.3	Procedimento de <i>Co-design</i> Proposto	45
4.4	Resultados de Simulação	47
4.4.1	Cenário	48
4.4.2	Primeira Etapa	50
4.4.3	Segunda Etapa	51
4.5	Conclusão	55

5	Máximo Período de Amostragem	57
5.1	Análise do Máximo Período de Amostragem	57
5.2	Procedimento de Busca	58
5.3	Exemplo Ilustrativo	60
5.4	Aplicações	61
5.5	Resultados de Simulação	62
5.5.1	Realocação dos Recursos	63
5.6	Conclusão	68
6	Margem de Jitter na Presença de Erro de Modelagem	71
6.1	Erro de Modelagem	72
6.1.1	Incertezas Multiplicativas	72
6.2	Aspectos Práticos	74
6.3	Comparação com Sistemas sem Atraso	76
6.3.1	Discussão	77
6.4	Exemplo Ilustrativo	78
6.4.1	Modelo da Planta	79
6.5	Síntese do Controlador	81
6.5.1	Parâmetros de Sintonia	82
6.6	Avaliação do Erro de Modelagem	83
6.6.1	Simulação	84
6.7	Conclusão	85
7	Conclusão	87
7.1	Perspectiva de Trabalhos Futuros	88

A	Truetime	89
B	Prova do teorema 3.3.3	93
C	Fórmula para cálculo do valor de N a partir de \tilde{N}.	95
D	Extensão para estruturas 2DOF do teorema 3.3.3.	97

Lista de Figuras

1.1	Efeito da Escolha do Período de Amostragem em um NCS	4
2.1	Possibilidades Variadas de Topologias	12
2.2	Estrutura Hierárquica das Redes Industriais	15
2.3	Formato de um <i>Frame</i> Típico do Protocolo CAN.	20
2.4	Escalonamento de Mensagens Hipotéticas numa Rede CAN	25
3.1	Atraso Variável	31
3.2	Malha de Controle Estudada	32
3.3	Malha de Controle Modificada	33
3.4	Malhas de Controle Típicas	37
3.5	Região de Estabilidade	38
3.6	Margem de Jitter em Função do Atraso Fixo e do Período de Amostragem	39
3.7	Região de Estabilidade Obtida a partir da Margem de Jitter	40
4.1	Malha de Controle 1DOF com Realimentação Unitária.	44
4.2	Respostas em Malha Fechada: Primeira Etapa	52
4.3	Respostas em Malha Fechada: Segunda Etapa	54
5.1	Curvas Típicas da Variação da Margem de Jitter em Função do Período de Amostragem.	60

5.2	Comparação entre os Escalonamentos do Barramento CAN	64
5.3	Comparação entre as Respostas obtidas Mediante Acomodação das Mensagens Es- porádicas.	67
5.4	Escalonamento Alternativo para Realizar a Acomodação das Mensagens Esporádicas	68
5.5	Resposta da Técnica Alternativa de Acomodação das Mensagens Esporádicas.	69
6.1	Resposta ao Degrau dos Modelos e da Planta Real	80
6.2	Representação das Incertezas de Modelagem	81
6.3	Representação Simplificada da Estrutura IMC.	82
6.4	Respostas na Presença do Erro de Modelagem	85
A.1	Biblioteca de Blocos do Truetime.	89
A.2	Bloco de Rede.	90
A.3	Exemplo de um NCS Simulado no Truetime	91
B.1	Estrutura 1DOF na Presença do Atraso Incerto Δ	93
B.2	Divisão da Estrutura 1DOF em dois Subsistemas Mediante Transformação de Malha.	93
D.1	Estrutura 2DOF na Presença de Incerteza no Atraso Δ	97
D.2	Divisão da Estrutura 2DOF em Dois Subsistemas Mediante Transformação de Malha.	98

Lista de Tabelas

2.1	Exemplo de Escalonamento	25
4.1	Margem de Fase φ_m e Largura de Banda ω_b nos Casos Ideais.	49
4.2	Grau de Liberdade do Procedimento de Alocação de Pólos	49
4.3	Método de Aproximação de Tustin: (a) Valores da Primeira Iteração, (b) Valores da Última Iteração (Quinta).	50
4.4	Método da Alocação de Pólos: (a) Valores da Primeira Iteração, (b) Valores da Última Iteração (Oitava).	51
4.5	Método de Aproximação de Tustin: (a) Valores da Primeira Iteração, (b) Valores da Última Iteração (Décima Primeira).	53
4.6	Método da Alocação de Pólos: (a) Valores da Primeira Iteração, (b) Valores da Última Iteração (Décima Primeira).	53
5.1	Intervalos de Ativação das Mensagens	65
5.2	Margem de Jitter para Diferentes Intervalos Amostrais	66
6.1	Comparação Margem de Jitter	84

Capítulo 1

Introdução

A importância das redes de comunicação é crescente em escritórios, indústrias e até em ambientes domésticos. A sua utilização em ambientes industriais permite o desenvolvimento do processo produtivo uma vez que é possível aumentar a flexibilidade de reconfiguração do ambiente fabril, simplificar a disposição das máquinas neste ambiente, facilitar a troca de informação e o processo de gerenciamento de dados e reduzir o custo com cabeamento e manutenção em vários níveis de produção [Yang, 2006]. Os sistemas de controle em malha fechada são compostos tipicamente pela planta controlada e por sensores, controladores e atuadores os quais devem trocar informações através de algum meio de comunicação. Muitas vezes é economicamente interessante utilizar um barramento de rede como o meio para a integração dos dispositivos que compõem a malha de controle. No entanto, o uso das redes de comunicação em ambientes industriais implica no surgimento de novos desafios que devem ser enfrentados a fim de justificar a viabilidade econômica destas estruturas de compartilhamento de dados [Lian *et al.*, 2001a].

Nos últimos anos, a teoria de controle de sistemas dinâmicos e a teoria de sistemas de tempo real estão estreitando seus laços com destaque para os trabalhos voltados às redes de comunicação industrial. Na literatura que aborda tanto a teoria de redes de comunicação quanto a teoria de controle de sistemas dinâmicos, costuma-se classificar os trabalhos em dois grupos: controle em redes de comunicação e controle via redes de comunicação [Yodyium e Chow, 2003]. Quando se fala em controle em redes de comunicação, refere-se à aplicação da teoria de controle como ferramenta de elaboração dos mecanismos e políticas de transferência de dados numa rede como por exemplo controle de tráfego e roteamento. Já o termo sistema de controle via redes ou do inglês *Networked Control Systems* (NCS) está relacionado aos trabalhos que tratam dos sistemas de controle nos quais as trocas de informação entre os elementos da malha se dão através de uma rede de comunicação. Esta dis-

sertação se restringe aos NCSs que também são conhecidos como sistemas de controle baseado em redes ou do inglês *Networked-Based Control Systems* (NBCCS). Portanto, os NCSs são os sistemas de controle nos quais as informações dos sensores, controladores e atuadores são transmitidas através de um barramento de comunicação compartilhado.

É notável o fato de que a evolução da microeletrônica reduziu significativamente o custo de implantação das redes de comunicação no âmbito industrial o que, conseqüentemente, trouxe uma série de benefícios ao processo produtivo. Por outro lado, a teoria de controle ainda não está apta a lidar com todos os desafios relacionados ao novo tema. Algumas das principais dificuldades relacionadas aos projetos realizados em NCSs são: atrasos que variam ao longo do tempo, informações que são perdidas durante a transmissão no ambiente de rede, o efeito da quantização que é característico dos sistemas amostrados e a restrição na escolha do período de amostragem devido à limitação capacidade de transmissão da rede (largura de banda).

O projeto de um NCS deve levar em conta os aspectos de desempenho de controle, bem como, questões de implementação. O grande desafio surge uma vez que o desempenho de controle está vinculado a parâmetros como o intervalo amostral e o atraso que dependem do dispositivo físico (*hardware*) [Törngren *et al.*, 2006]. A capacidade de processamento dos dispositivos eletrônicos permitiu que determinados aspectos de implementação como o tempo de processamento e o nível de utilização do processador fossem desprezados sem prejuízo ao desempenho do sistema de controle. No entanto, a partir do aparecimento de processos cada vez mais complexos, com o número crescente de malhas e respostas mais rápidas, percebeu-se a necessidade de levar em consideração tanto a questão do desempenho quanto o problema da implementação. Neste contexto, atribuiu-se o nome de *co-design* aos procedimentos de projeto que consideram os aspectos de tempo real e de controle de forma integrada [Nilsson, 1998]. A maior dificuldade dos procedimentos de *co-design* se deve à dificuldade de relacionar e estabelecer uma solução de compromisso que contemple os vários aspectos de projeto. A título de exemplo, pode-se considerar os índices de robustez e de desempenho como aspectos essenciais sob o ponto de vista de controle e o preço (custo), o consumo e o atraso induzido pela rede como questões ligadas à implementação. Ao longo desta dissertação, os estudos concentram-se em sistemas de controle nos quais o atraso variável e a limitação do período de amostragem são os principais problemas considerados no projeto.

Existem diversos tipos de redes industriais na atualidade e muitas vezes é difícil obter resultados universais que independam do tipo de rede avaliada. Neste trabalho, optou-se por focar por um padrão que é muito utilizado na indústria automobilística e vem sendo muito estudado pela academia como discutido em Henderson *et al.* [2001], conhecido como *Controller Area Network* ou sim-

plesmente CAN. Esta opção se justifica devido a grande aceitação comercial deste tipo de rede que apresenta um atraso de padrão variante no tempo e principalmente devido ao fato desta rede apresentar comportamento temporal determinístico. Em outras palavras, existe um valor máximo para o atraso induzido pela rede e um limite para este atraso pode ser determinado analiticamente através de estudos bem difundidos na comunidade de tempo-real. No entanto, este tipo de rede (protocolo), apresentam taxas de transmissão comerciais relativamente baixas quando comparados a protocolos não determinísticos como o *Ethernet*. A partir dos resultados a serem apresentados nesta dissertação pretende-se consolidar e estreitar alguns resultados teóricos da literatura de *co-design* com algumas necessidades que surgem do ponto de vista prático nos NCS.

1.1 Motivação

Nos sistemas de controle digital a largura de banda do sistema controlado e o período de amostragem influenciam de maneira significativa na robustez e no desempenho da resposta em malha fechada. Nos casos em que os dispositivos de controle são ligados diretamente de maneira dedicada, em estrutura ponto-a-ponto, não é necessário ser muito restritivo na escolha do período de amostragem uma vez que os processadores modernos podem operar em taxas (*clock*) cada vez mais elevadas. Infelizmente, o mesmo não pode ser dito no caso dos NCSs, pois o barramento de rede pode ser o canal de comunicação de várias malhas de controle e o atraso induzido pelo compartilhamento da rede depende do período de amostragem das malhas que a integram.

A figura 1.1 é usualmente utilizada na literatura ligada aos NCSs para ilustrar uma diferença fundamental dos sistemas ponto-a-ponto tradicionais (controle digital) para os NCSs (controle via rede). Nela, apresenta-se o desempenho de uma lei de controle pré-definida em função do período de amostragem. Como discutido em Lian [2001], este desempenho pode ser avaliado a partir de um índice formado por um conjunto de especificações desejadas. No eixo das abcissas mostra-se o período de amostragem de maneira decrescente ($p_A > p_B > p_C$). Devido à característica amostrada da implementação digital, o índice de desempenho do controlador digital tende assintoticamente ao limiar obtido a partir de um controlador contínuo, o que não acontece no caso do controlador implementado via rede. Essa característica decorre do fato de que a partir de um determinado valor de intervalo amostral crítico (entre p_B e p_B), a redução deste intervalo implica no aumento do número de vezes que o nó disputará o barramento que por sua vez afetará o atraso variável e conseqüentemente o desempenho será prejudicado. Uma vez que a competição pelo barramento cresce, percebe-se um aumento na variação do atraso o que acaba sendo mais prejudicial ao desempenho do que os benefícios trazidos pela redução do intervalo amostral. Portanto, nos casos em que o sistema não usa uma rede,

qualquer valor de intervalo amostral inferior a p_A conduzirá a um resultado satisfatório, ao passo que é necessário utilizar um valor de período de amostragem entre p_B e p_C nos casos em que se utiliza um barramento de rede.

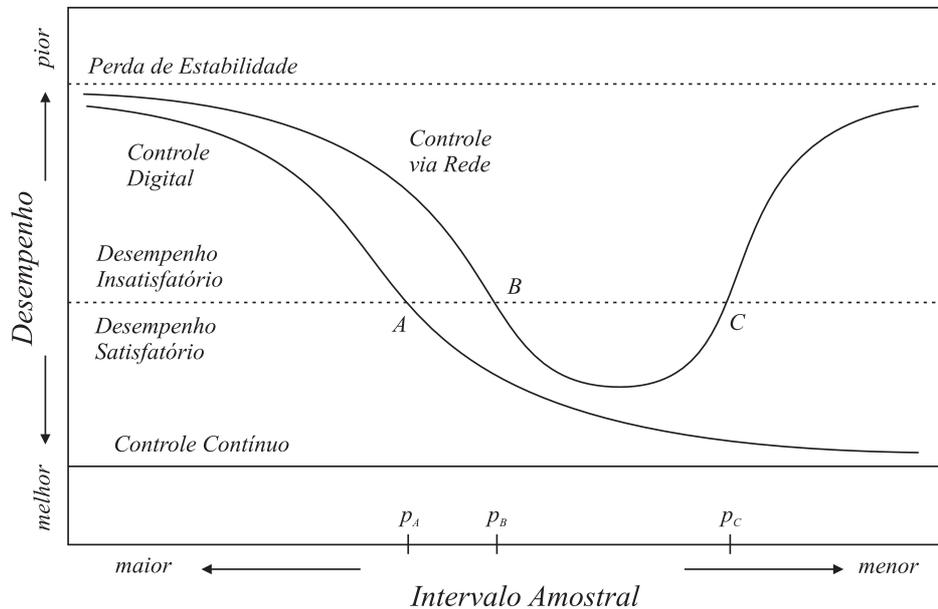


Figura 1.1: Efeito da Escolha do Período de Amostragem em um NCS.

A figura 1.1, no entanto, mostra o desempenho de apenas uma das malhas que compartilha o barramento. O que torna o problema interessante é que não basta resolver o problema de síntese de uma planta sem considerar o desempenho das outras plantas cujas malhas também compartilharão o barramento. Esta visão global do projeto é que aumenta a complexidade da formulação do procedimento de síntese dos controladores envolvidos. É justamente neste ponto em que se aplicam as ferramentas de *co-design*.

1.2 Trabalhos Relacionados

As publicações relacionadas aos NCSs vêm aumentando de maneira surpreendente nos últimos anos. No entanto, algumas das questões que emergiram a partir do uso de estruturas de controle complexa em ambientes indústrias não são novas. A título de exemplo, o problema da estabilidade de sistemas sujeitos a atraso variável é o mais estudado na área de controle via redes, contudo, já foi abordado em artigos relativamente antigos [Ikeda e Ashida, 1979]. Na realidade, os primeiros trabalhos que tratam de procedimentos sistemáticos para síntese e análise de controladores com vistas a utilização em um ambiente de rede datam do final da década de 80 [Haveli e Ray, 1988]. Na

prática, é a partir dos resultados apresentados em Nilsson *et al.* [1998] e mais especificamente da tese [Nilsson, 1998] que o tema começa a ser visto com mais atenção pela comunidade de controle de sistemas dinâmicos. Neste último, considerou-se que o atraso variável é menor do que o período de amostragem o que passou a ser uma suposição usada em inúmeros trabalhos posteriores. É a partir do ano 2000 que trabalhos relacionados ao tema começam a aparecer sistematicamente. Ainda no ano 2000, ocorreu um painel chamado “Direções Futuras em Controle, Dinâmicas e Sistemas” (*Future Directions in Control, Dynamics, and Systems*) cujas discussões foram materializadas no artigo [Murray *et al.*, 2003] onde indicou-se esta área como uma linha de pesquisa promissora.

É importante salientar que a literatura relacionada a este tema não restringiu-se a um tipo de problema específico. Alguns dos trabalhos iniciais estão relacionados em Yodyium e Chow [2003] e mais recentemente, outros trabalhos foram relatados de maneira resumida em Yang [2006]. Existem alguns artigos que realizam análises qualitativas a partir de dados de medição, a exemplo de [Lian *et al.*, 2001a], e que facilitam a compreensão do impacto causado pela rede. Apesar da importância deste tipo de abordagem, nesta dissertação utiliza-se uma formulação analítica dos problemas como feito em grande parte dos trabalhos desta área.

Dentro do universo das abordagens analíticas, grande parte dos estudos concentram-se na questão da estabilidade dos sistemas sujeitos a atrasos variáveis e/ou perda de pacotes. Nos trabalhos iniciais foram utilizados os conceitos de região de estabilidade e de intervalo máximo de transferência permitido (*Maximum Allowable Transfer Interval*), MATI. O conceito de região de estabilidade nada mais é do que um gráfico formado pelo período de amostragem *versus* atraso constante onde a região de estabilidade é formada pelos pontos cuja malha é estável para um par (período de amostragem, atraso constante). Este conceito será mais discutido no capítulo 3, mas limita-se a retratar a instabilidade provocada pelo atraso constante. O MATI, que as vezes é utilizado como sinônimo do limite máximo atraso permitido (*Maximum Allowable Delay Bound*) ou MADB, representa um intervalo de tempo máximo aceito para a chegada de mensagens sucessivas dos sensores de maneira a garantir a estabilidade de malha fechada. No caso do MATI, os estudos voltaram-se para o impacto do atraso variante no tempo. Existem inúmeros trabalhos que tentam encontrar uma técnica menos conservadora para obtenção do MATI ou MADB por exemplo [Zhang *et al.*, 2001], [Park *et al.*, 2002], [Kim *et al.*, 2003], [Yue *et al.*, 2004] e [Yue *et al.*, 2005]. É importante ressaltar que os procedimentos de análise citados criam fornecem condições suficientes, mas que não são necessárias e portanto existe um grau de conservadorismo associado. Atualmente existem três linhas de pesquisas que se destacam ao tratar dos desafios ligados ao atraso variável: métodos baseados em controle estocástico, métodos baseados em técnicas frequenciais de controle robusto e métodos baseados em funções de Lyapunov.

No campo do controle estocástico pode-se destacar o próprio [Nilsson, 1998], bem como [Montestruque e Antsaklis, 2004] e [Zhang *et al.*, 2006]. Esta abordagem tem o inconveniente de necessitar de um modelo de distribuição do atraso o que nem sempre é algo simples de ser conhecido. A vantagem é que o conhecimento da distribuição do erro tende a implicar em critérios menos conservadores.

Os métodos freqüenciais ainda são pouco explorados na literatura que trata de atraso variável, porém os resultados existentes têm se mostrado consistentes. Os trabalhos [Kao e Lincoln, 2004] e [Cervin *et al.*, 2004] não foram inicialmente aplicados em sistemas via redes, mas em Perez *et al.* [2006] utilizou-se esta abordagem num procedimento de *co-design* para redes do tipo CAN. Diferentemente de quase a totalidade dos trabalhos relacionados, em [Kao e Lincoln, 2004] utiliza-se uma abordagem entrada-saída via função de transferência. Esta característica torna difícil a comparação dos resultados obtidos a partir de [Kao e Lincoln, 2004] visto que, em geral, os outros trabalhos assumem o conhecimento de todos os estados. No entanto, é mostrado em Mirkin [2007] que a abordagem conhecida como *Input-Delay* que faz uso do funcional de Lyapunov-Krasovskii é mais conservadora do que a abordagem via limite superior da norma induzida L_2 -induzida usada em Kao e Lincoln [2004]. Na realidade, prova-se em Mirkin [2007] que o máximo período de amostragem admissível é aproximadamente 57% maior quando o teorema do pequeno ganho é utilizado a exemplo de [Kao e Lincoln, 2004] se comparado aos valores obtidos via método de Lyapunov-Krasovskii como proposto em Fridman *et al.* [2004]. Outro ponto a ser destacado nos resultados usados em Perez *et al.* [2006] é que nesta abordagem não se impõe restrições à velocidade da variação do atraso e o atraso pode ser maior do que o período de amostragem.

A maioria dos artigos que tratam do problema do atraso variável baseiam-se nos métodos diretos de Lyapunov. Este método pode ser usado via duas abordagens: funcional de Lyapunov-Krasovskii e via teorema de Razumikhin. Em geral, a abordagem via o funcional de Lyapunov-Krasovskii impõe restrições à derivada do atraso, porém esta condição já foi removida em alguns trabalhos como em Naghshtabrizi e Hespanha [2005] e Jiang e Han [2006], por exemplo. Já o teorema de Razumikhin que é capaz de lidar com a questão do atraso variável não é muito usado nos trabalhos voltados aos NCSs possivelmente por conduzirem a resultados mais conservadores. Existe também uma abordagem que utiliza a teoria de sistemas chaveados, no entanto mostrou-se em Hetel *et al.* [2008] que existe uma equivalência entre a técnica baseada em sistemas chaveados e a abordagem que utiliza os funcionais de Lyapunov-Krasovskii.

Os trabalhos relacionados ao problema do atraso variável induzidos por redes de comunicação vão muito além do exposto nesta seção. Neste dissertação, optou-se por avançar no procedimento de *co-design* apresentado em Perez *et al.* [2006] que baseia-se nos conceitos propostos em Cervin

et al. [2004]. É importante aprofundar no conceito de margem de jitter proposto em Cervin *et al.* [2004] uma vez que se emprega uma abordagem via função de transferência [Kao e Lincoln, 2004] que é muito utilizada na área de controle de processos e os resultados iniciais que utilizam a margem de jitter têm se mostrado pouco conservador frente a outras técnicas de análise como discutido em Mirkin [2007].

1.3 Proposta do Trabalho

Devido a natureza recente da área, boa parte dos trabalhos que tratam dos NCS têm cunho analítico como apontado em Yang [2006]. Apesar da importância destes resultados analíticos, alguns aspectos precisam ser amadurecidos e é importante prezar pela viabilidade de implantação dos sistemas propostos. Neste contexto, ao longo deste trabalho pretende-se apresentar resultados que consolidam alguns trabalhos anteriores de maneira que eles possam vir a ser utilizados em plantas reais num futuro próximo.

O eixo comum do presente trabalho é o uso da noção da margem de jitter que foi um conceito introduzido em Cervin *et al.* [2004] como ferramenta de auxílio ao projeto de sistemas de controle via redes. Dentro deste contexto, pretende-se:

- Contribuir com a melhoria dos procedimentos de síntese (*co-design*) de controladores para NCSs;
- Consolidar a noção de margem de jitter como ferramenta de análise de sistemas sujeitos a atraso variável;
- Incorporar o efeito do erro de modelagem no procedimento de análise dos NCSs.

1.3.1 Organização do Trabalho

Os capítulos da presente dissertação foram encadeados como apresentado abaixo:

- **Capítulo 1: Introdução**

Na introdução, o problema a ser tratado é exposto em linhas gerais além de se apresentar a organização da tese.

- **Capítulo 2: Redes Industriais**

Alguns aspectos relevantes característicos de determinados padrões de redes industriais serão apresentados neste capítulo. Uma atenção especial é dada a um tipo específico de rede conhecido como CAN (*Controller Area Network*), pois a maior parte do trabalho é desenvolvido visando o uso deste padrão.

- **Capítulo 3: Margem de Jitter**

Uma vez que os elementos básicos das redes industriais são apresentados no segundo capítulo, uma ferramenta básica de análise de estabilidade para malhas implementadas neste tipo de rede é apresentada no terceiro capítulo. A margem de jitter e seus desdobramentos serão apresentados de forma a que se entenda a analogia existente entre eles e alguns conceitos do controle clássico.

- **Capítulo 4: Um Procedimento de *co-design* baseado em Alocação de Pólos**

No quarto capítulo, será proposto um procedimento de *co-design* que usa uma abordagem via alocação polinomial de pólos como ferramenta de síntese dos controladores a serem utilizados num NCS.

- **Capítulo 5: Máximo Período de Amostragem**

No quinto capítulo, a margem de jitter será usada como uma função do período de amostragem com vistas a descobrir uma margem segura para realizar o redimensionamento deste período em tempo de operação. Esta análise possibilitará o envio de mensagens que não integram o sistema de controle através de uma mesma rede estrutura de CAN na qual está sendo enviadas as mensagens de controle.

- **Capítulo 6: Margem de Jitter na Presença do Erro de Modelagem**

Neste capítulo, será apresentada uma generalização do conceito da margem de jitter para tratar da questão do erro de modelagem e do atraso variável de forma conjunta. Este resultado está diretamente relacionado aos NCSs, mas não se limitam a eles, pois são aplicáveis a sistemas que possuam atraso variável e que utilizem a margem de jitter como ferramenta de análise.

- **Capítulo 7: Conclusão e Trabalhos Futuros**

Por fim, os resultados dos capítulos anteriores serão discutidos sob uma ótica sistêmica e serão apontadas algumas perspectivas de trabalhos futuros.

1.3.2 Trabalhos Desenvolvidos

Como consequência da atividade de pesquisa, foram publicados dois artigos durante o ano de 2007 e existe um terceiro artigo em fase de finalização a ser submetido para avaliação em 2008. Os artigos supracitados são:

- Santos, T. L. M., Moreno, U. F., Montez, C. B., e Perez, D. A. (2007). Using the pole placement approach in a codesign procedure for networked control systems. Proc. Proceedings of the 3rd IFAC Symposium on System Structure and Control, Foz do Iguaçu, Brazil.
- Santos, T. L. M., Moreno, U. F., e Montez, C. B. (2007). Determination of a sampling period upper limit that guarantees closed loop stability in controller area network. Proc. Proceedings of the 3rd Workshop on Networked Control Systems: Tolerant to Faults, Nancy, France.

Os artigos citados referem-se às discussões apresentadas nos capítulos 4 e 5 respectivamente.

Capítulo 2

Sistemas de Controle Via Redes

2.1 Apresentação

Sabe-se que em sistemas de controle típico, os sensores devem enviar os dados medidos para o controladores e estes por sua vez devem enviar os sinais de controle aos atuadores. Este processo cíclico necessita de um meio para a transmissão das informações dos dispositivos que compõem a malha, o que é feito tradicionalmente através de cabos dedicados. Alternativamente, o processo cíclico pode ser realizado através de um barramento de rede como ilustrado na figura 2.1. Nela apresentam-se algumas topologias possíveis de serem implementadas em NCSs. Tradicionalmente as topologias (c) e (d) são mais comuns, no entanto existe uma tendência de utilizar-se sensores e atuadores ditos “inteligentes”, com capacidade de processamento, o que permite que o controlador esteja fisicamente no mesmo local do sensor ou do atuador como representado em (a) e (b).

Em sistemas de larga escala, o uso de cabeamento limita a flexibilidade de reconfiguração do processo produtivo, uma vez que alterações na produção podem implicar em mudanças no *layout* do local no qual está implementada a malha. Ademais, uma estrutura dedicada: dificulta o processo de gerenciamento de informação, uma vez que os dispositivos estão isolados; pode apresentar custos significativos com uma estrutura de cabeamento mais complexa e pode ser um elemento complicador para a concepção do *layout* do chão de fábrica. Os fatores supracitados implicam em aumento do custo de produção, o que pode ser significativo em sistemas mais complexos. A fim de minimizar o efeito destes fatores, é possível utilizar um barramento comum que será compartilhado por nós que devem seguir regras para utilização do barramento. Um conjunto de regras a ser seguido numa rede de comunicação é chamado protocolo de rede.

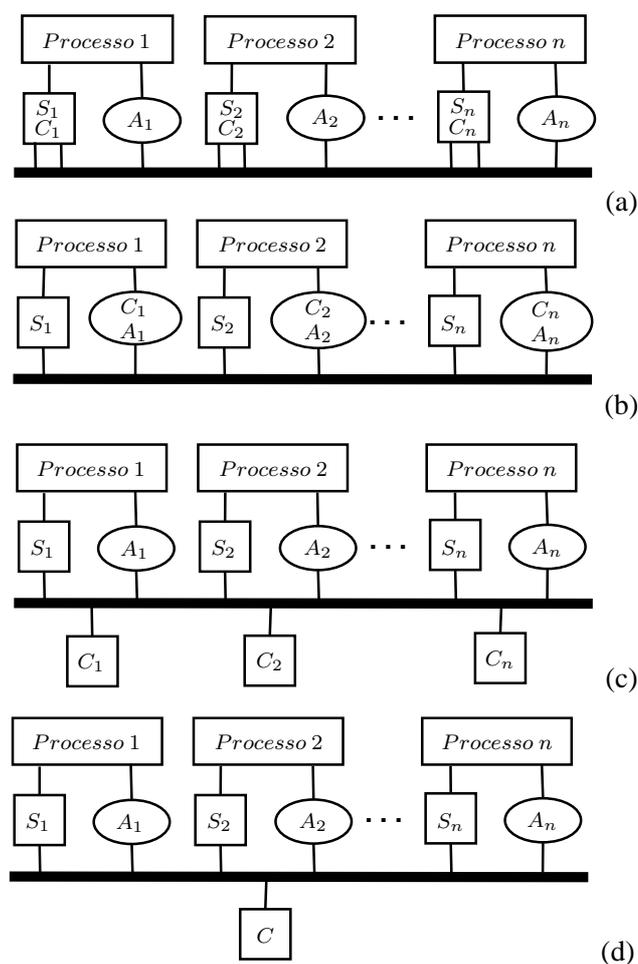


Figura 2.1: Possibilidades Variadas de Topologias: (a) Sensor e Controlador num Mesmo Nó, (b) Controlador e Atuador num Mesmo nó, (c) Topologia Tradicional com Múltiplos Controladores e (d) Topologia Tradicional com um Controlador Compartilhado

A forma com que um nó pode acessar um barramento é determinada por um protocolo específico conhecido como protocolo de acesso ao meio, também chamado MAC (*Medium Access Control*). Atualmente pode-se destacar três grandes questões que são discutidas a partir da utilização de um barramento de rede para fins de controle:

- Atraso variante no tempo.
- Determinação do período de amostragem.
- Perda de pacotes.

O atraso variante no tempo ou atraso variável é causado pela disputa do direito de acesso ao

meio. Uma vez que o barramento pode transmitir apenas uma mensagem por vez, salvo alguns casos nos quais se faz multiplexação, não é fácil determinar o período de amostragem porque quanto menor o intervalo amostral, maior será a frequência que um nó utilizará o barramento e menor será o tempo que o barramento ficará disponível para os outros nós. Por fim, a perda de pacotes pode ocorrer pelo descarte de mensagens que tenham dados corrompidos ou em protocolos que possuem características não deterministas.

É difícil afirmar quando estes desafios começam a ser efetivamente significativos uma vez que eles dependem de vários fatores como a dinâmica da planta, a taxa de transmissão da rede, o protocolo da rede e o nível ruído do ambiente em que está implantada a rede. Por exemplo: o período de amostragem de 0.1s pode ser ou não adequado a depender da dinâmica da planta, por outro lado ele pode ser capaz de sobrecarregar uma rede a depender da taxa de transmissão e do comprimento das mensagens. Por sua vez, o comprimento da mensagem depende do tamanho da informação e do tipo de rede. O tamanho da informação pode influenciar no ruído de quantização. O nível de ruído no ambiente pode corromper os dados transmitidos que possivelmente serão descartados caso a rede em questão possua mecanismo de detecção de erro. Fica claro que o tamanho do desafio depende de inúmeros fatores e é importante restringir-se àqueles que efetivamente apresentam impacto no sistema de controle analisado.

O grande problema dos NCSs é a dificuldade em estabelecer o nível de acoplamento existente entre os desafios. De fato é difícil explicitar de maneira analítica a relação entre os problemas causados pelo compartilhamento do barramento. No entanto, os pontos levantados são importantes na medida em que eles causam impacto no desempenho do sistema de controle e, no pior dos casos, chegam a causar a instabilidade da malha.

2.2 Redes Industriais

Na atualidade, as redes de comunicação apresentam uma ampla gama de soluções e objetivos no ambiente industrial. Por motivos didáticos, é possível classificar os tipos de dados que trafegam por estas redes como: dados com requisitos temporais e dados sem requisitos temporais. De maneira mais específica, os dados com requisitos temporais são chamados de dados de tempo real e podem ser subdivididos em *Hard Real-Time* e *Soft Real-Time*, como apresentado em Liu [2000]. A título ilustrativo: os dados dos sensores de uma malha de controle possuem requisitos temporais críticos diretamente ligados à estabilidade e ao desempenho são considerados dados de *Hard Real-Time*. Por outro lado, um relatório de produção pode ter requisitos temporais mais flexíveis e nestes caso ele é

classificado como um dado do tipo *Soft Real-Time*.

Uma outra classificação relevante para os dados de tempo real se dá quanto a periodicidade de surgimento das mensagens. É comum classificar as mensagens como periódicas, esporádicas e aperiódicas. Na literatura de tempo real existem algumas diferenças quanto a caracterização destas mensagens e nesta dissertação a classificação das mensagens se dará como segue:

- **Periódicas** - são aquelas que o instante em que se deseja iniciar a emissão da mensagem, *release time*, ocorre em intervalos fixo e conhecido. Exemplo: mensagem dos sensores disparados por relógio.
- **Esporádicas** - são aquelas mensagens sem período fixo, mas que têm um intervalo de tempo mínimo entre duas emissões consecutivas. Exemplo: pedido de emissão de relatório.
- **Aperiódicas** - são aquelas mensagens que podem ser enviadas a qualquer momento, sem período nem previsão. Exemplo: alarmes em caso de falha.

Em uma outra caracterização aceita na literatura, considera-se que as mensagens aperiódicas não possuem um limite de tempo conhecido como *deadline*, ao passo que as mensagens esporádicas o possuem.

O grau de complexidade produtiva atingida nos dias de hoje tornou necessário o uso de diversos protocolos dentro de um mesmo processo produtivo. A depender do tipo de mensagem e do seu nível hierárquico, alguns protocolos mostram-se mais adequado que outros.

Tipicamente, as redes comerciais mais aceitas no âmbito dos NCSs se caracterizam por transmitir de maneira eficiente pacotes com um pequeno número de *bytes* de dados e que apresentam um protocolo *MAC*, com características deterministas¹. Por outro lado, nos níveis hierárquicos mais altos, onde o número de *bytes* de dados é consideravelmente maior, o mercado se mostrou aberto a redes não deterministas, mas que possuem altas taxas de transmissão e baixo custo de implantação.

Em Lian [2001], utiliza-se a figura 2.2 para ilustrar a diferença existente entre níveis hierárquicos de processo produtivo industrial. Nos cinco níveis apresentados, as características das mensagens podem ser analisadas de maneira mais minuciosa. No primeiro nível, considera-se que são interligados os sensores, atuadores e controladores de maneira simples via um barramento. No nível dois, podem ser implementadas estruturas com maior grau de autonomia para controladores: é possível,

¹Por redes deterministas entende-se aquelas redes composta por protocolos cujo comportamento temporal não depende de fatores aleatórios.

por exemplo, que os controladores se revezem num primeiro instante numa estrutura de passagem de bastão e num segundo momento, dado que ele capturou o bastão, este pode trocar mensagens com seus sensores e atuadores numa estrutura mestre/escravo. O nível supervisorio se ocupa da avaliação dos dados obtidos em níveis mais baixos e da coordenação das malhas distintas. O quarto nível se refere a um nível gerencial dentro de uma unidade produtiva e, por fim, o quinto nível é responsável pela gerência dos dados de toda as unidades de uma dada corporação. Obviamente, esta classificação é feita por motivos didáticos e alguns padrões de redes comerciais podem englobar mais de um nível hierárquico.

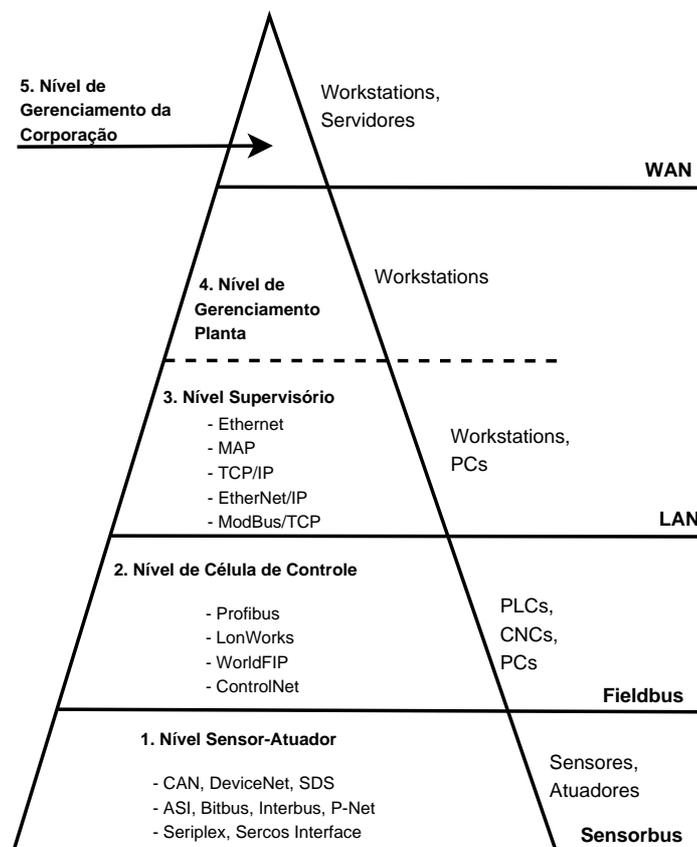


Figura 2.2: Estrutura Hierárquica das Redes Industriais

2.3 Protocolos de Acesso ao Meio

Dentro da literatura relacionada ao tema NCS um foco especial é dado a redes do tipo: *Token Passing*, *CAN* e *Switched Ethernet*. Nestas redes, são utilizadas técnicas de análise para se obter o pior tempo de resposta. Dentro dos diversos trabalhos, pode-se citar [Agrawal *et al.*, 1994], [Tovar

e Vasques, 1999] e [Lee *et al.*, 2003] nos casos das redes *Token Passing* ou de passagem de bastão; [Tindell *et al.*, 1995], [Perez *et al.*, 2006] e [Davis *et al.*, 2007] relacionados às redes CAN e [Lee e Lee, 2002], [Georges *et al.*, 2006] e [Brahimi *et al.*, 2006] no caso das redes com tecnologia *Switched Ethernet*, também conhecida como Ethernet Comutada. Em [Lian *et al.*, 2001a], uma discussão minuciosa é feita, comparando os padrões Ethernet, ControlNet e DeviceNet. Vale ressaltar que nos últimos anos vêm surgindo trabalhos que tentam superar o problema da falta de determinismo temporal de sistemas baseados em Ethernet compartilhada e redes sem fio, contudo estas abordagens fogem ao escopo desta dissertação.

Uma discussão resumida com as principais características de algum dos principais mecanismos de controle de acesso ao meio é apresentada a seguir.

2.3.1 Ethernet Compartilhada

Usualmente se utiliza o termo Ethernet Compartilhada ou simplesmente Ethernet para referir-se ao padrão IEEE 802.3 o qual faz uso do mecanismo de controle de acesso ao meio conhecido como *Carrier Sense Multiple Acces / Collision Detection* (CSMA/CD). Este nome advém do fato de que os nós monitoram a rede e transmitem a mensagem apenas quando acreditam que a rede está livre. Por razões físicas, existe a possibilidade de mais de um nó colocar mensagens em instantes próximos o que acarreta numa colisão. Contudo, o nó que envia a mensagem é capaz de perceber a ocorrência da colisão uma vez que este percebe que o sinal lido no barramento não coincide com aquele que foi enviado. Se isto ocorrer, o nó cessa a transmissão e aguarda um tempo aleatório para reiniciar a transmissão. Este tempo aleatório é determinado por um algoritmo conhecido como *Binary Exponential Backoff* (BEB) no qual o tempo de retransmissão é escolhido entre 0 e $2^i - 1$ slots de tempo, onde i representa a i -ésima retransmissão detectada e um *slot* de tempo é o menor tempo necessário para um nó qualquer detectar uma possível colisão (*round-trip*). O quadro de pacote de dados (*Data Packet Frame*) da Ethernet pode conter entre 46 e 1500 *bytes* e suas taxas de transmissão podem chegar até 10 Gbps.

É inegável que as altas taxas de transmissão alcançadas por este tipo de rede podem tornar o atraso causado pelo algoritmo BEB irrelevante com relação à dinâmica de um sistema de controle. No entanto, a aleatoriedade introduzida pelo algoritmo dificulta os procedimentos de análise das malhas de controle. Tradicionalmente este tipo de rede é usado nos níveis hierárquicos mais altos. As maiores vantagens deste tipo de rede são o seu baixo custo e as suas altas taxas de transmissão. O padrão IEEE 802.3 é otimizado para transmissão de pacotes com um grande número de *bytes* de dados.

2.3.2 Ethernet Comutada

Ao contrário do que acontece com a Ethernet Compartilhada na qual toda comunicação entre os nós deve passar por um único barramento, na Ethernet Comutada, as mensagens passam por um *switch* que isola a conexão entre os nós. Desta forma, um nó pode conversar com um segundo nó enquanto um terceiro pode conversar com um quarto sem que haja colisão entre as mensagens. Quando mais de um nó tenta enviar mensagens a um mesmo destinatário, as mensagens são colocadas num *buffer* que será descarregado dentro das possibilidades da taxa de transmissão da rede. Ademais, pode existir um *buffer* por nó ou os nós podem compartilhar um *buffer* comum. A depender do número de mensagens, da taxa de transmissão e do comprimento do *buffer*, pode ser necessário descartar mensagens. Esse mecanismo acaba com a aleatoriedade introduzida pelo algoritmo BEB e vem tornando este tipo de rede cada dia mais atraente para aplicações industriais. Uma taxa de transmissão típica é obtida com um padrão conhecido como *Fast Ethernet* 100 Mbps.

A caracterização do pior tempo de resposta neste tipo de rede é complexa e não se pode garantir um padrão determinista devido a possibilidade de descartes. A aceitação deste tipo de rede em níveis hierárquicos mais baixos vem crescendo graças à possibilidade de isolamento das conexões e das altas taxas atingidas. Se usada corretamente, ela pode ser utilizada com objetivos de tempo real como proposto em Lee e Lee [2002].

2.3.3 CAN

O mecanismo conhecido como *Carrier Sense Multiple Acces / Arbitration on Message Priority* (CSMA/AMP) é utilizado pela rede CAN para evitar os problemas advindos das colisões no barramento. Neste caso são atribuídas prioridades às mensagens e aquelas mais prioritárias são enviadas sempre que haja uma disputa entre mais de uma mensagem. Uma vez que a mais prioritária vence uma disputa, as mensagens menos prioritárias só podem iniciar uma nova disputa no momento em que o barramento é liberado pela mensagem anterior. Pode-se transmitir até 8 *bytes* no quadro de dados e a taxa de transmissão pode chegar a 1 Mbps. No caso das redes DeviceNet, que é um produto comercial baseado nas redes CAN, a taxa máxima de transmissão é 500 Kbps.

A grande desvantagem das redes que usam este protocolo se deve à limitação das taxas de transmissão. É uma rede utilizada tradicionalmente nos níveis hierárquicos 1 e 2. Por outro lado, esta rede apresenta uma característica muito útil nos sistemas de controle via rede que é a capacidade de atribuir prioridade às mensagens. É uma prática comum, por exemplo, atribuir as maiores prioridades

às mensagens que partem do controlador em direção ao atuador como discutido em Juanole *et al.* [2005].

2.3.4 Token Passing

Redes comerciais amplamente difundidas como a Profibus e a ControlNet usam o mecanismo de passagem de bastão como forma de arbitrar o uso do barramento e obter um comportamento determinista. A passagem do bastão pode se ordenar na forma de um anel lógico, *token bus* ou anel físico *token ring*. Um padrão bem aceito para redes *token bus* é o IEEE 802.4 e para o *token ring* é o IEEE 802.5. Dado que o número de nós é conhecido, pode-se especificar o tempo de rotação do bastão conhecido como *Token Rotation Time* e, conseqüentemente, pode-se estabelecer o maior tempo de resposta de uma mensagem. No momento em que um nó deseja transmitir uma mensagem, ele deve reter o bastão no seu turno e após transmiti-lo, o mesmo deve recolocar o bastão a disposição para o próximo nó. No caso das redes Profibus, os controladores podem reter o bastão e comunicar-se com seus nós seguindo um padrão mestre/escravo. Em outras palavras, o controlador é um mestre que solicita a mensagem do sensor, posteriormente calcula-se a lei de controle e finalmente o sinal de controle é enviado ao atuador. Só então o bastão é passado para um próximo nó.

A principal desvantagem deste tipo de protocolo deve-se ao fato de que na presença de muitos nós, perde-se muito tempo na passagem dos bastões. Além disso, não se pode atribuir prioridade as mensagens das diferentes malhas de controle. Por outro lado, este protocolo tem características deterministas e pode lidar com a inserção de novos nós em tempo de operação sem dificuldades adicionais.

Muitos outros mecanismos de arbitragem de barramento podem ser encontrados na literatura. Eles podem ter características conceituais diferente daquelas apresentadas a exemplo do *Time Division Multiple Acces* e do *Frequency Division Multiple Acces* ou podem ser uma espécie de variação de algum MAC já discutido como por exemplo o CSMA com *Deterministic Collision Resolution*. Neste trabalho, a discussão concentra-se essencialmente nos níveis hierárquicos mais baixos e o ponto comum dos protocolos usados nestes níveis é a capacidade de atender aos requisitos temporais.

2.4 Redes CAN

Ao longo desta dissertação, os estudos relativos aos procedimentos de utilização de redes industriais em sistemas de controle foram conduzidos tendo em vista a utilização em redes baseadas no

protocolo CAN. Optou-se por este tipo de rede devido a sua aceitação comercial, a suas propriedades deterministas e à possibilidade de atribuição de prioridade às mensagens.

É notório o sucesso que a rede CAN alcançou nos sistemas automotivos. Muito deste sucesso se deve aos resultados apresentados em trabalhos publicados na década de 90 [Tindell *et al.*, 1994], [Tindell e Burns, 1994] e [Tindell *et al.*, 1995] que forneceram uma maneira sistemática para condução do cálculo do pior tempo de resposta. Estes resultados foram desenvolvidos guardando analogia com a análise do pior tempo de resposta para sistemas preemptivos² que já estava bastante evoluída na década de 90. Apesar destes trabalhos terem sido amplamente aceitos³, recentemente mostrou-se que a abordagem apresentada nos trabalhos anteriores apresentava um equívoco e, em alguns casos, poderia induzir a um valor incorreto do pior tempo de resposta como discutido em Davis *et al.* [2007]. Oportunamente, no próprio artigo, foi apresentada uma correção exata e uma condição suficiente. Esta última altera pouco o procedimento anterior e resulta num pior tempo de resposta correto e levemente conservador.

Será apresentado na seqüência, um detalhamento dos mecanismos envolvidos no protocolo CAN, seguido do detalhamento do procedimento para análise do pior tempo de resposta apresentado em Tindell *et al.* [1994] e a correção discutida em Davis *et al.* [2007].

2.4.1 Protocolo e Terminologia

A rede CAN foi concebida como um barramento simples e robusto capaz de operar a taxas de até 1 Mbps. As mensagens transmitidas em CAN são controladas por quatro tipos de quadros: *Data frames*, *Remote Transmit Request (RTR) frames*, *Overload frames* e *Error frames*. Os *Data frames* devem conter dados do nó que transmitiu a mensagem; os *Remote Transmit Request (RTR) frames* são responsáveis por requisitar o envio de algum identificador específico; os *Overload frames* têm o papel de colocar um atraso entre dados e/ou quadros remotos e os *Error frames* são transmitidos por nós que detectem a ocorrência de erro.

O formato padrão do *layout* de um quadro completo CAN é mostrado na figura 2.3. Os bits identificadores devem possuir 11-bits (no formato padrão) ou 29-bits no formato estendido. Além do propósito de identificar, estes bits possuem outras duas funcionalidades. Primeira, serve para identificar qual das mensagens terá o direito a transmissão. Segunda, podem ser usadas pelos nós receptores

²Os sistemas preemptivos são aqueles nos quais a execução de uma tarefa de menor prioridade é suspensa para dar a vez para uma de maior prioridade sempre que a última seja ativada.

³[Tindell e Burns, 1994] possui 118 citações, [Tindell *et al.*, 1994] possui 162 citações e [Tindell *et al.*, 1995] possui 278 citações segundo o sítio *Google Scholar* no dia 26/12/2007

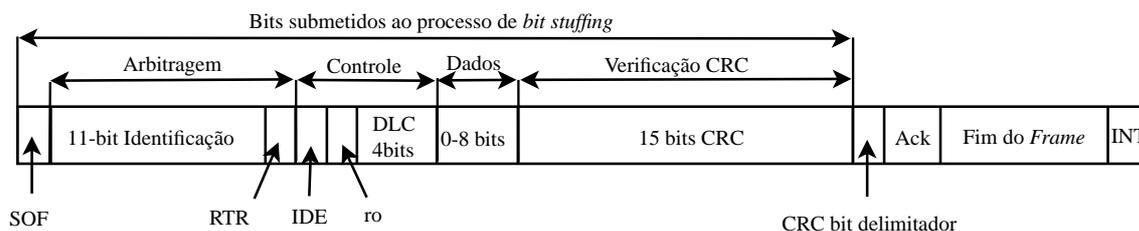


Figura 2.3: Formato de um *Frame* Típico do Protocolo CAN.

para filtrar as mensagens pelas quais não estão interessados, reduzindo a carga no microprocessador dos outros nós. Os outros bits têm as seguintes funcionalidades:

- SOF (*Start of Frame*) indica o início de quadro.
- RTR (*Remote Transmit Request*) é usado quando se deseja solicitar uma transmissão remota.
- IDE (*Identifier Extension*) é opcional e serve para estender a capacidade de nós na rede.
- r0 é um bit reservado.
- DLC (*Data Length Code*) tem a função de indicar o número de *bytes* de dados.
- Campo de Dados é auto explicativo.
- CRC (*Cyclic Redundancy Check*) é usado para verificar a existência de erros no *frame*.
- Bit delimitador do CRC é auto explicativo.
- ACK (*Acknowledge*) um nó receptor pode usá-lo para informar da recepção de um *frame*. O nó emissor envia 1 e o receptor pode alterá-lo para 0.
- O fim do frame é autoexplicativo.
- INT representa o espaço de intermissão.

Caso seja necessário enviar informações cujo número de *bytes* de dados é superior a oito, então é deve-se segmentar a informação em pacotes. Cada pacote é transmitido por uma mensagem que será denominada de instância. As instâncias podem ser separadas por janelas de tempo e o período que separa o início de transmissão de uma instância para o início de outra subsequente será chamado período de ativação. Por fim, o conjunto de todas as mensagens ou instâncias que compõem uma dada informação a ser transmitida será chamado *stream*.

2.4.2 Arbitragem de Barramento Baseada em Prioridade

A camada física CAN aceita dois estados chamados de dominante (0) e recessivo (1). Se dois ou mais nós estão transmitindo ao mesmo tempo e ao menos um deles transmite um bit 0 então o valor no barramento será 0 (operação do tipo “ou exclusivo”). Esse mecanismo é usado para controle do barramento e também para sinalizar erros.

O protocolo CAN “solicita” aos nós para que eles aguardem um momento de barramento livre para que estes iniciem a transmissão. Se mais de um nó começa a transmitir ao mesmo tempo, inicia-se um processo de disputa com os bits do identificador e aquela mensagem que possui a maior prioridade terá o direito de usar o barramento. Em outras palavras, se uma mensagem envia 1 e escuta-se 0, esta mensagem deve ser retirada da disputa. Se envia-se 1 e escuta-se 1, a mensagem pode continuar na disputa. Finalmente se envia-se 0, com certeza se escutará 0. Isto é feito bit a bit com todos os bits do campo identificador. Por motivos óbvios, o identificador deve ser único. O intervalo entre cada bit deve ser suficientemente grande para que o sinal se propague ao longo de toda rede o que limita a taxa de 1 Mbps para redes de 40m de distância e 125 Kbps para redes de 500 m. Com efeito, o mecanismo de escalonamento de mensagens da rede CAN é não preemptivo, ou seja, uma vez que uma mensagem não entrou numa disputa pelo barramento, ela deve aguardar o fim da transmissão da mensagem que venceu a disputa, mesmo que esta possua menor prioridade.

O tempo de transmissão de uma mensagem no protocolo CAN pode ser calculado a partir da eq. (2.1) cujo modelo completo foi apresentado em Davis *et al.* [2007]. Neste modelo, C_m é o tempo de resposta, s_m é o número de bits de dados, τ_{bit} é o tempo de transmissão de um bit e g é um parâmetro que modela o comprimento do campo identificador ($g = 34$ no formato padrão e $g = 54$ no formato estendido). Note que C_m e τ_{bit} são parâmetros relacionados a uma mesma unidade de tempo ao passo que s_m e g são parâmetros adimensionais. Vale ressaltar que “ $\lfloor \cdot \rfloor$ ”⁴ representa a operação matemática chão.

$$C_m = \left(g + 8s_m + 13 \left\lfloor \frac{g + 8s_m - 1}{4} \right\rfloor \right) \tau_{bit} \quad (2.1)$$

2.4.3 Análise do Pior Tempo de Resposta

A análise do tempo de resposta para as redes CAN visa prover um método de cálculo para o pior tempo de resposta (*WCRT - Worst Case Response Time*) de cada mensagem. Esses valores

⁴ $\lfloor x \rfloor$ significa o maior inteiro menor ou igual a x

podem ser comparados a seus respectivos *deadlines* de maneira a determinar se o sistema é ou não escalonável.

Partindo da análise dada em Tindell e Burns [1994]; Tindell *et al.* [1995, 1994], o cálculo do pior tempo de resposta é composto por três elementos:

- i O jitter de contenção, I_m , que corresponde ao maior tempo entre o início de um evento e o instante efetivo no qual uma mensagem m está pronta para transmissão.
- ii O atraso de contenção, w_m , que corresponde ao maior tempo que uma mensagem m pode aguardar para iniciar uma transmissão a partir do instante que a mesma está pronta no barramento.
- iii E o tempo de transmissão, C_m , que corresponde ao maior tempo que uma mensagem m pode levar para ser transmitida.

O pior tempo de resposta (R_m) desta mensagem m é dado por:

$$R_m = I_m + \omega_m + C_m \quad (2.2)$$

O atraso de contenção w_m é composto por dois elementos:

- i *Bloqueio*, B_m , devido ao fato do protocolo ser não preemptivo. Portanto uma mensagem de maior prioridade deve aguardar o término da transmissão daquelas de menor prioridade caso esta já esteja sendo transmitida.
- ii *Interferência* provocada pelas mensagens de maior prioridade. Em outras palavras, uma mensagem m deverá aguardar a transmissão de todas as mensagens que apresentem prioridade maior que a sua.

O pior caso de bloqueio para uma dada mensagem ocorre se uma mensagem fica pronta para transmissão após o início de um processo de disputa do barramento. Neste caso a mensagem não poderia mais participar da disputa e o pior caso de bloqueio se caracteriza pelo maior tempo de transmissão das mensagens com prioridades inferiores à da mensagem m , representado pelo conjunto $lp(m)$. Assim, o máximo tempo de bloqueio é dado por:

$$B_m = \max_{k \in lp(m)} (C_k) \quad (2.3)$$

Análise Básica

Até a correção publicada em Davis *et al.* [2007], a análise do pior tempo de resposta era conduzida pela eq. (2.4) na qual $hp(m)$ é um conjunto composto pelas mensagens com prioridade maior que a de m e T_m é o período de ativação das instâncias das mensagens m . Note que “ $\lceil \cdot \rceil$ ”⁵ representa a operação matemática teto .

$$w_m = B_m + \sum_{\forall k \in hp(m)} \left\lceil \frac{w_m + I_k + \tau_{bit}}{T_k} \right\rceil C_k \quad (2.4)$$

A eq. (2.4) não pode ser resolvida analiticamente, mas o valor de w_m pode ser calculado analiticamente através da relação recorrência, isto é:

$$w_m^{n+1} = B_m + \sum_{\forall k \in hp(m)} \left\lceil \frac{w_m^n + I_k + \tau_{bit}}{T_k} \right\rceil C_k \quad (2.5)$$

Na eq. (2.5) deve-se iniciar com $w_m^0 = B_m$ e pára-se ou quando $w_m^{n+1} = w_m^n$ ou quando o pior tempo de resposta for maior que o *deadline* D , $I_m + w_m^n + C_m > D$, o que implica que a mensagem não é escalonável. Caso $w_m^{n+1} = w_m^n$, então o pior tempo de resposta da primeira instância da mensagem m do período ocupado analisado é dado por $R_m = I_m + w_m^n + C_m$.

No entanto, esta análise apresenta um erro conceitual que pode levar a uma conclusão equivocada em casos particulares. Este erro foi corrigido em Davis *et al.* [2007], mas para compreendê-lo é necessário introduzir o conceito de período ocupado.

Período Ocupado

O conceito de um período ocupado, introduzido em Lehoczky [1990], é fundamental na análise do pior tempo de resposta. No entanto, deve-se modificar a definição de período ocupado como proposto em Harbour *et al.* [1991] para utilizá-lo numa rede do tipo CAN. Assim, um período ocupado de uma mensagem m é chamado de período ocupado com prioridade nível- m e é dado a seguir:

- i Ele começa em algum instante t_s quando uma mensagem de prioridade m ou superior está pronta para ser transmitida e não há nenhuma mensagem aguardando para ser transmitida que já estava pronta estritamente antes do instante t_s .

⁵ $\lceil x \rceil$ significa o menor inteiro maior ou igual a x .

- ii Ele é um intervalo de tempo contíguo durante o qual qualquer mensagem de prioridade menor que a de m é incapaz de iniciar uma transmissão e ganhar o barramento.
- iii Ele acaba no primeiro instante t_e quando o barramento ficar vazio, pronto para o próximo turno de disputas e transmissão dado as seguintes condições: não há nenhuma mensagem de prioridade maior ou igual a da mensagem m aguardando para ser transmitida.

A principal característica do período ocupado é que não existe nenhuma mensagem de prioridade maior ou igual à da mensagem m aguardando para ser transmitida ao término do período ocupado. Desta maneira, as mensagens do período ocupado não podem causar interferência nas mensagens iniciadas após este período. Usando uma notação matemática o período ocupado pode ser representado por um intervalo $[t_s, t_e)$.

O pior atraso de contenção da mensagem m ocorre para alguma instância da mensagem m que está pronta para a transmissão dentro de um período ocupado de nível- m que sofre com o efeito do pior tempo de bloqueio. Esse período ocupado máximo se inicia com o conhecido instante crítico, [Liu e Layland, 1973], para o qual todas as mensagens de prioridade superior a da mensagem m ficam prontas simultaneamente à mensagem m . A partir deste ponto, toda referência ao período ocupado reporta essencialmente ao período ocupado de maior comprimento. É importante notar que se mais de uma instância da mensagem m é transmitida dentro deste período ocupado, então é necessário determinar o tempo de resposta de cada uma destas instâncias de forma a achar o pior tempo de resposta efetivo da mensagem m .

A falha da análise apresentada em Tindell *et al.* [1994] e nos artigos subsequentes está no fato deles considerarem que nos casos escalonáveis, o período ocupado de nível- m acaba antes de T_m uma vez que $R_m \leq D_m \leq T_m$. Isto seria válido para a análise dos sistemas preemptivos visto que ao término da transmissão da mensagem m , não poderia haver nenhuma mensagem com prioridade maior que a de m aguardando para ser transmitida. Contudo, como o protocolo é não preemptivo, a mensagem m poderia bloquear uma mensagem de maior prioridade e, neste caso, o período ocupado pode se estender além de T_m . Com efeito, pode haver outra instância da mensagem m , que não a primeira, que faz parte do período ocupado e que possua um tempo de resposta maior do que a da primeira instância.

Exemplo

Neste exemplo será apresentado um exemplo no qual a análise apresentada em Tindell *et al.* [1994] pode induzir a um cálculo equivocado do pior tempo de resposta. Considere que um conjunto

hipotético de mensagens seja enviado num rede tipo CAN dadas mensagens com as características descritas na tabela 2.1.

Tabela 2.1: Exemplo de Escalonamento

Mensagem	Prioridade	T	D	I	C
A	1	2.5 ms	2.5 ms	0 ms	1 ms
B	2	3.5 ms	3.25 ms	0 ms	1 ms
C	3	3.5 ms	3.25 ms	0 ms	1 ms

Caso a análise seja conduzida pela eq. (2.5), obtém-se $R_A = 2\text{ ms}$, $R_B = 3\text{ ms}$ e $R_C = 3\text{ ms}$. Neste caso, R_C não sofre o efeito de bloqueio, uma vez que este possui a menor prioridade, logo o seu atraso de contenção é integralmente gerado por interferência. Mais especificamente nesta análise, obteve-se $R_C = 3\text{ ms}$ devido a uma interferência da mensagem *A*, outra da mensagem *B* mais o tempo de transmissão. Vale a pena analisar um diagrama que apresenta o escalonamento destas mensagens apresentado na figura 2.4 na qual o período de ativação das mensagens é dada por T_i .

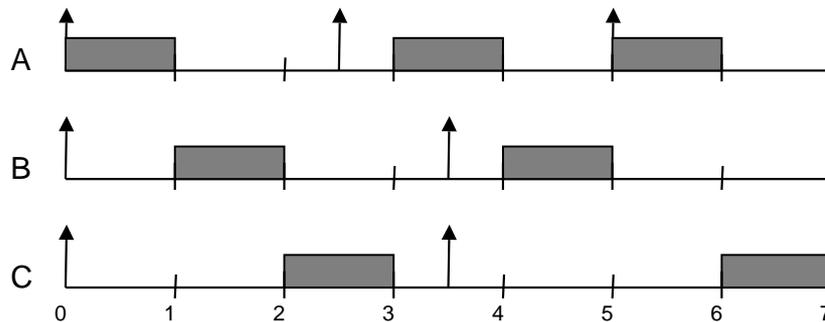


Figura 2.4: Escalonamento de Mensagens Hipotéticas numa Rede CAN: as Setas Representam o Instante em que as Mensagens Estão Prontas para Serem Transmitidas

Na figura 2.4, pode-se perceber a falha existente na análise proposta em Tindell *et al.* [1994]. Pode-se perceber que realmente a primeira instância da mensagem *C* sofre uma interferência da mensagem *A* e outra da mensagem *B*. Contudo o período ocupado não acaba em 3 ms, pois uma mensagem de prioridade maior que a mensagem 3 não foi transmitida e ela estava pronta para transmissão antes de 3 ms. Portanto as mensagens após 3 ms ainda estão sobre influência do escalonamento das mensagens que se iniciou no instante crítico 0 s. Conseqüentemente a segunda instância da mensagem *C* sofre com a propagação do efeito de bloqueio sofrido pela segunda instância da mensagem *A*. Este bloqueio se propaga porque o período ocupado não findou-se em 3 ms, na verdade o período ocupado vai até 7 ms. Observa-se portanto que o pior tempo de resposta efetivo da mensagem *C* é de 3.5 ms, ao contrário dos 3 ms calculado por meio da eq. (2.5). Os 3.5 ms se devem a uma interferência da mensagem *B* e uma interferência da mensagem *A* mais a propagação do bloqueio

sofrida pela segunda instância da mensagem A , mais o tempo de transmissão.

Correção

Uma análise restrita a sistemas nos quais o pior caso de tempo de resposta é menor que o período de ativação e que torna a análise um pouco conservadora é proposta em Davis *et al.* [2007], ou seja:

$$w_m^{n+1} = \max(B_m, Cm) + \sum_{\forall k \in hp(m)} \left\lceil \frac{w_m^n + I_k + \tau_{bit}}{T_k} \right\rceil C_k \quad (2.6)$$

A relação de recorrência na eq. (2.6) é pessimista, mas mantém a formulação das técnicas anteriores. Esta formulação é importante uma vez que boa parte das ferramentas baseadas nos resultados anteriores podem ser reaproveitadas.

2.5 Utilização da Rede CAN

Uma política de escalonamento baseada em prioridade amplamente usada é conhecida como *Rate Monotonic*, [Liu, 2000]. Esta política consiste basicamente em atribuir as prioridades segundo o ordenamento dos períodos das tarefas: quanto menor o período, maior a prioridade. A escalonabilidade de sistemas preemptivos baseados nesta política pode ser garantida de forma simples a partir de um teste que utiliza o conceito de utilização. Essencialmente a utilização indica o percentual de uso que uma ou mais tarefas exigem de um dado recurso. A utilização de uma tarefa é definida como a relação do tempo de execução pelo período da tarefa em questão. Como a utilização é uma relação que pode até ser expressa percentualmente, a utilização total é a soma da contribuição individual das mensagens. Num sistema com n tarefas, a utilização é obtida por:

$$U = \sum_{i=1}^n \frac{C_i}{T_i} \quad (2.7)$$

Mostra-se em Liu e Layland [1973 apud Liu, 2000] que caso a utilização de um dado recurso compartilhado segundo a política *Rate Monotonic* for inferior a $U_{max}(n)$ então o sistema é escalonável, onde $U_{max}(n)$ é dado por:

$$U_{max}(n) \leq n(2^{1/n} - 1) \quad (2.8)$$

A condição de escalonabilidade advinda das eqs. (2.7) e (2.8) é suficiente, mas não é necessária, em outras palavras, se $(U > U_{max})$ não se pode afirmar que o sistema não é escalonável. A eq. (2.7) é válida para sistemas preemptivos, porém já foi discutido que a rede CAN é preemptiva e portanto é necessário incorporar o efeito do bloqueio provocado pelas tarefas de menor prioridade. Como forma de contornar o efeito do bloqueio, em Perez *et al.* [2006] considerou-se no cálculo da utilização o pior caso de bloqueio o que torna o critério um pouco mais conservador. Assim, no caso de uma rede CAN com n nós e com mensagens de comprimento C_m , a utilização a ser comparada com a eq. (2.8) é dada como segue:

$$U_{CAN} = \frac{C_m}{T_1} + \frac{C_m}{T_2} + \dots + \frac{C_m}{T_n} + \frac{C_m}{\min(T_1, T_2, \dots, T_n)} \quad (2.9)$$

Esse critério será muito útil nos próximos capítulos uma vez que a fórmula não é de recorrência e portanto é simples de ser usada nos casos em que se deseja reajustar todos os períodos linearmente. É importante ressaltar que este critério é válido para sistemas que utilizam a política *Rate Monotonic*.

2.6 Topologias Para Malhas de Controle

A maior parte dos sistemas de controle via redes é implementado nas topologias representadas pelos itens (c) e (d) da figura 2.1. Porém nos últimos anos, vêm surgindo sensores e atuadores com capacidade de processamento, o que permite embutir o controlador em um destes dispositivos. A despeito do custo, este tipo de topologia permite reduzir o tráfego da rede. Uma discussão breve sobre topologias de redes é feita em Yépez *et al.* [2002].

O ponto chave destas topologias é que a análise apresentada na seção anterior é aplicável diretamente em topologia como as apresentadas nos itens (a) e (b) da figura 2.1. No entanto, as topologias (c) e (d) requerem análises que modelem a chamada relação de precedência, uma vez que a mensagem enviada pelo nó do controlador não é periódica e é ativada por uma outra mensagem que a precede. Essa análise é usada, por exemplo, em Henderson *et al.* [2001]. Mais especificamente no caso (d) é necessário utilizar técnicas de sincronização de processador uma vez que se disputa o “processador”, barramento de rede, e o “processador”, CPU do controlador, como discutido em Sun [1997]. Este tipo de modelagem induz a uma análise ainda mais conservadora numa rede de barramento tipo CAN e faz com que o valor calculado para o pior tempo de atraso seja bem superior do que o pior atraso real.

Quando se utiliza apenas mensagens periódicas, a simulação é uma alternativa que se coloca

para obtenção dos piores tempos de resposta. Contudo pode-se questionar quando a simulação deve ser interrompida, uma vez que não se sabe qual instante ocorrerá o pior tempo de resposta (maior atraso). É sabido que o chamado hiper-período ou executivo cíclico é um período a partir do qual o padrão de escalonamento das tarefas volta a se repetir. Desta maneira na simulação em que se executa o hiper período, assegura-se que será obtido o valor exato do maior tempo de resposta. No entanto, o hiper-período é o mínimo múltiplo comum de todas as tarefas que por sua vez devem ser periódicas como dito anteriormente. Assim, a simulação pode implicar em um custo computacional elevado a depender dos fatores que compõem os períodos de amostragem e conseqüentemente o hiper-período apresentar valores elevados.

Todas as simulações conduzidas neste trabalho foram realizadas num pacote de simulações implementado em Matlab/Simulink conhecido como *TrueTime* que é apresentado de maneira sucinta no apêndice A. Maiores detalhes sobre algumas ferramentas que dão apoio ao desenvolvimento de estratégias de *co-design* podem ser encontrados em Törngren *et al.* [2006].

2.7 Conclusão

Neste capítulo foram apresentado alguns aspectos dos requisitos temporais de tempo real em redes de comunicação industrial. Dedicou-se uma atenção especial aos estudos de escalonabilidade das redes tipo CAN com vistas a sua utilização como meio de transmissão de dados em malhas de controle. As ferramentas de análise apresentadas nesta seção serão utilizadas como instrumentos de auxílio nos procedimentos de síntese e análise de controladores para NCS.

Capítulo 3

Atraso Variável e Margem de Jitter

3.1 Histórico do Conceito

Neste capítulo, as noções de margem de jitter e margem de fase aparente são apresentadas como métricas de robustez para sistemas sujeitos a atrasos variantes no tempo. Estes conceitos foram propostos em Cervin *et al.* [2004] e se fundamentam, principalmente, em dois resultados preliminares apresentados em Lincoln [2002] e [Kao e Lincoln, 2004]. Inicialmente, um critério frequencial de estabilidade para sistemas SISO (*Single-Input Single-Output*) sujeitos a atraso variantes foi apresentado em Lincoln [2002]. Num segundo momento, uma extensão deste critério para os casos nos quais o atraso não é múltiplo do período de amostragem foi apresentada na forma de um corolário em Kao e Lincoln [2004]. Finalmente, a aplicação dos resultados, obtidos até então, é discutida em Cervin *et al.* [2004] tendo em vista a sua utilização em sistemas com arquitetura de tempo real. Outros trabalhos que tratam do problema do atraso variável foram apresentados no capítulo 1.

As métricas propostas em Cervin *et al.* [2004] guardam relação direta com alguns conceitos da teoria de controle clássico, em especial, com a margem de atraso e a margem de fase. É importante, nesta altura do trabalho, recorrer a alguns destes conceitos.

3.2 Definições da Teoria de Controle Clássico

A margem de atraso, margem de ganho e a margem de fase são conceitos da teoria de controle clássico que expressam o grau de incerteza que um dado sistema nominal suporta sem que este se

torne instável. Estes conceitos são expressos sob a forma de métricas em termos de variação de atraso, ganho ou fase que um dado processo linear é passível de suportar sem causar instabilidade.

As definições de alguns conceitos clássicos são lembradas abaixo:

Definição 3.2.1 (Frequência de Cruzamento de Ganho) A *frequência de cruzamento de ganho* (ω_c) é o valor de frequência angular no qual o sistema de malha aberta apresenta o ganho de 0dB.

Definição 3.2.2 (Margem de atraso) A *margem de atraso* (L_m) é definido como o máximo valor de atraso constante para o qual a estabilidade de malha fechada é garantida.

Definição 3.2.3 (Margem de Fase) A *margem de fase* (φ_m) é definida como o valor do atraso de fase na frequência de cruzamento de ganho para o qual a fase do sistema de malha aberta torna-se 180°.

É importante ressaltar que das definições obtém-se:

$$L_m = \frac{\varphi_m}{\omega_c} \quad (3.1)$$

A margem de fase e a margem de atraso foram concebidas dentro de um universo de incertezas sujeitas a atrasos constantes. Contudo, em Cervin *et al.* [2004], as noções de margem de jitter e margem de fase aparente são propostas numa tentativa de estender as noções clássicas para um conjunto de sistemas de controle sujeitos a atrasos variantes no tempo.

Visto que em boa parte dos NCS, o atraso é variante no tempo, faz-se necessário utilizar métricas de robustez que contemplem esta variação. Dentro deste contexto, surgem as noções de margem de jitter e margem de fase aparente propostas em Cervin *et al.* [2004].

3.3 Estabilidade de Malhas Sujeitas a Atrasos Variáveis

A margem de jitter baseia-se no critério de estabilidade para sistemas com atraso variável proposto em Kao e Lincoln [2004]. A idéia consiste em garantir a estabilidade para atraso incerto o qual pode ter qualquer comportamento variante no tempo e que seja limitado por um valor conhecido. Na figura 3.1, ilustra-se a variação deste atraso num ambiente de rede. Em geral, nos sistemas de controle

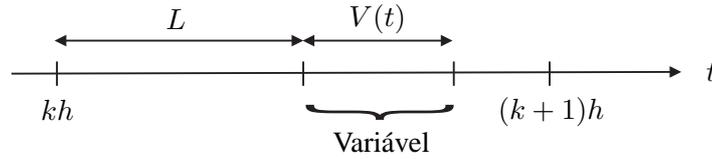


Figura 3.1: Atraso Variável (Δ) Formado por uma Parte Mínima (L) e uma Variável ($V(t)$).

via redes, o atraso (Δ) é composto pela parcela constante (L), que surge devido às características da planta e o tempo mínimo para transmissão da mensagem e por uma parcela variável ($V(t)$) que é consequência do compartilhamento do barramento ($\Delta = L + V(t)$). A partir deste modelo de atraso podem-se modelar atrasos periódicos, aleatórios ou até constantes. Para efeito de análise da estabilidade de malha, a figura 3.2 é representativa de qualquer uma das topologias apresentadas no capítulo 2, figura 2.1, uma vez que os atrasos podem ser concentrados em um ponto da malha sem prejudicar a análise da estabilidade como indicado em Kao e Lincoln [2004].

Comentário 3.3.1 *O valor de L é formado pela soma do atraso inerente ao processo, que em geral é constante, e o tempo mínimo para transmissão de uma mensagem que depende do comprimento da mensagem e da taxa de transmissão da rede.*

Comentário 3.3.2 *O atraso constante e o atraso total podem ser maiores do que o período de amostragem.*

A margem de jitter está fundamenta no critério de estabilidade proposto por [Kao e Lincoln, 2004] e cuja versão apresentada em Cervin *et al.* [2004] é reproduzida a seguir:

Teorema 3.3.3 (Estabilidade sob jitter de saída) *O sistema de malha fechada da figura 3.2 é estável para qualquer atraso variante no tempo $\Delta \in [0, N \cdot h]$, onde $N > 0$ é um número real, e h é o período de amostragem se:*

$$\left| \frac{P_{alias}(\omega)K(e^{j\omega})}{1 + P_{ZoH}(e^{j\omega})K(e^{j\omega})} \right| < \frac{1}{\tilde{N}|e^{j\omega} - 1|}, \forall \omega \in [0, \pi], \quad (3.2)$$

onde $\tilde{N} = \sqrt{[N]^2 + 2[N]g + g}$, g é a parte fracionária de N , $g = N - [N]$, $P_{ZoH}(z)$ é a discretização com o sustentador de ordem zero de $P(s)$ e $P_{alias}(\omega)$ é dado por:

$$P_{alias}(\omega) = \sqrt{\sum_{k=-\infty}^{\infty} \left| P\left(j(\omega + 2\pi k)\frac{1}{h}\right) \right|^2} \quad (3.3)$$

A prova deste teorema é apresentada no apêndice B.

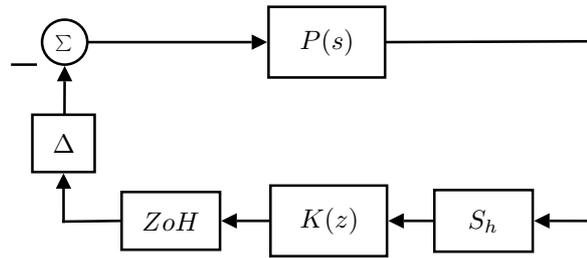


Figura 3.2: Malha de Controle Estudada, Formada por: uma Planta Contínua $P(s)$, um Amostrador S_h , um Controlador Discreto $K(z)$, um Sustentador de Ordem Zero ZoH e um Atraso Variável Δ .

É importante salientar que a partir da eq. (3.2), deve-se obter um valor máximo para \tilde{N} de forma a que esta seja respeitada. Contudo, o limite admissível para o atraso variável é função de N . O valor de N pode ser mapeado diretamente a partir de \tilde{N} por meio da seguinte equação:

$$N = \frac{\tilde{N}^2 + \lfloor \tilde{N} \rfloor^2 + \lfloor \tilde{N} \rfloor}{2\lfloor \tilde{N} \rfloor + 1} \quad (3.4)$$

A prova do mapa expresso por meio da eq. (3.4) é apresentada no apêndice C.

Comentário 3.3.4 *Um aspecto importante deste critério advém do fato de não se impor restrição à taxa de variação do atraso ($\dot{V}(t)$) como necessário em algumas outras abordagens.*

3.4 Definição da Margem de Jitter

O atraso representado por Δ na figura 3.2 pode ser formado por uma parcela mínima constante e uma parcela variável como apresentado na figura 3.1. Note que neste caso, parcela mínima, parcela fixa ou parcela constante têm o mesmo sentido.

Sob o ponto de vista da análise de estabilidade, caso exista uma parcela constante e esta seja conhecida, a malha da figura 3.2 pode ser remodelada como apresentada na figura 3.3. Desta maneira, reduz-se o tamanho da incerteza de forma a reduzir o conservadorismo do critério. Note que o critério de estabilidade representado na eq. (3.2) deve ser calculado com a versão atrasada da planta ($P'(s) = P(s)e^{-sL}$) e o novo critério deve adotar a seguinte condição:

$$\left| \frac{P'_{alias}(\omega)K(e^{j\omega})}{1 + P'_{ZoH}(e^{j\omega})K(e^{j\omega})} \right| < \frac{1}{\tilde{N}|e^{j\omega} - 1|}, \forall \omega \in [0, \pi] \quad (3.5)$$

onde P'_{alias} e P'_{ZoH} são calculados a partir de $P'(s)$.

Desta forma, o intervalo para o qual se garante a estabilidade torna-se $\Delta \in [L, L + N \cdot h]$ que é calculado a partir da eq. (3.5) e o parâmetro N torna-se dependente do atraso constante (L).

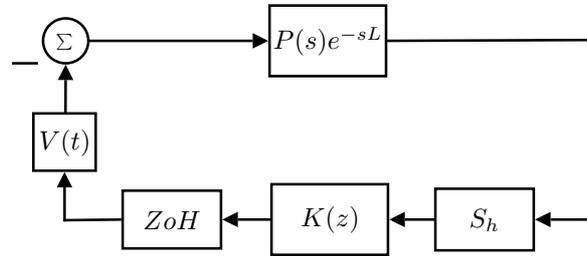


Figura 3.3: Malha de Controle Modificada, Formado por: uma Planta Contínua $P(s)$, um Amostrador S_h , um Controlador Discreto $K(z)$, um Sustentador de Ordem Zero Z_oH e um Atraso Variável Δ .

Definição 3.4.1 (Margem de Jitter) *Dado o sistema da figura 3.2, a margem de jitter ($\hat{J}_m(L)$) é definida como o maior valor para o qual a estabilidade de malha fechada é garantida para qualquer atraso $\Delta \in [L, L + \hat{J}_m(L)]$.*

Em outras palavras a margem de jitter ($\hat{J}_m(L)$) é um parâmetro obtido a partir do conjunto planta-controlador-atraso constante. O jitter (J), por sua vez, é uma medida da amplitude da variação do atraso do sistema sob análise e pode ser medido ou estimado por meio de simulações ou pela via analítica. Uma forma simples de se obter o valor do jitter (J) é a partir da diferença entre o maior ($R = \max(\Delta)$) e o menor (L) intervalo de tempo entre os instantes de medição e a atuação, onde:

$$J = R - L \quad (3.6)$$

ou

$$\max(V(t)) = J \quad (3.7)$$

A partir deste ponto do trabalho supõe-se, sem perda de generalidades, que o valor do jitter é conhecido.

Comentário 3.4.2 *Observe que a definição 3.4.1 pode ser reescrita da seguinte maneira: dado o sistema da figura 3.2, a margem de jitter é definida como o maior valor $\hat{J}_m(L)$ para o qual a estabilidade de malha fechada é garantida para qualquer atraso variável $V(t) \in [0, \hat{J}_m(L)]$ ou $J < \hat{J}_m$.*

Um sumário do critério de estabilidade tomando a margem de jitter como referência é descrito a seguir:

1. Obtém-se o valor mínimo e máximo do atraso, L e $J = \max(V(t))$ respectivamente, de um dado sistema.
2. Obtém-se o valor máximo de \tilde{N} o qual satisfaz eq. (3.2), dado o processo $P'(s) = P(s)e^{-sL}$ e um controlador discreto $K(z)$.
3. Calcula-se N por meio da eq. (3.4) e posteriormente $\hat{J}_m(L) = Nh$.
4. Se $\hat{J}_m(L) > J$ então o sistema é estável.

Comentário 3.4.3 *Devido ao fato do teorema (3.3.3) ser apenas suficiente, só é possível expressar um limite inferior para a margem de jitter.*

A margem de atraso é um critério exato para sistemas com atraso constante ao passo que a margem de jitter é um critério suficiente e conseqüentemente implica em um grau de conservadorismo. Contudo, este resultado é natural pois o conservadorismo é intrínseco a um critério que trata de um sistema sujeito a incerteza. Duas propriedades imediatas surgem em conseqüência da natureza da incerteza do atraso, a saber:

Propriedade 3.4.4

$$\hat{J}_m(L) = 0, \quad L \geq L_m$$

Propriedade 3.4.5

$$\hat{J}_m(L) \leq L_m, \quad \forall L$$

Por definição, a margem de jitter é mais abrangente do que a margem de atraso pois a primeira deve garantir a estabilidade de um sistema sujeito a infinitas possibilidades de variação de atraso, inclusive um atraso de característica constante $V(t) = V, \forall t$.

3.5 Definição da Margem de Fase Aparente

Na realidade, a simples garantia da estabilidade nominal não é suficiente na medida em que os sistemas reais estão sujeitos a perturbações e erros de modelagem. Assim, faz-se necessário projetar sistemas com alguma margem de segurança de forma que não sejam afetados significativamente por perturbações ou erros de modelagem. Para sistemas sem jitter, esta folga pode ser estabelecida em termos da margem de fase, margem de ganho ou da função de sensibilidade, por exemplo. A margem de fase aparente $\hat{\varphi}_m$ é uma proposta que tenta contemplar o fenômeno do atraso variável.

Definição 3.5.1 (Margem de Fase Aparente) Dado o sistema da figura (3.2) e assumindo que são conhecidos L e J . A margem de fase ($\hat{\varphi}$) aparente é definida como o maior valor de $\hat{\varphi}$ para o qual a estabilidade é garantida para qualquer atraso $\Delta \in [L + \hat{\varphi}/\omega_c, L + \hat{\varphi}/\omega_c + J]$.

Alternativamente, a margem de fase aparente pode ser interpretada como o menor valor de atraso de fase na frequência de cruzamento de ganho que reduz a margem de jitter ao valor do jitter ($\hat{J}_m = J$). Em outras palavras, expressa-se o quanto de atraso de fase que o sistema suporta de maneira que o critério de estabilidade seja respeitado (limite da condição suficiente) e pode ser representado por:

$$\hat{J}_m(L + \hat{\varphi}/\omega_c) = J \quad (3.8)$$

Um valor negativo de margem de fase aparente significa que a estabilidade não pode ser garantida para os valores de L e J dados. Quanto mais próximo o valor de $\hat{\varphi}_m$ for de φ_m , menor se espera que seja o efeito do atraso variável na degradação do sistema. Assim pode-se definir um fator de degradação:

$$r = \frac{\hat{\varphi}_m}{\varphi_m} \quad (3.9)$$

Comentário 3.5.2 Se r tem valor próximo a 1, o atraso variável causa pouca degradação ao sistema.

Comentário 3.5.3 Se $r > 0$ o sistema é estável.

Comentário 3.5.4 Se $r < 0$ a estabilidade não pode ser garantida.

Nos casos em que o controlador discreto é obtido a partir de um controlador contínuo desejado, a margem de fase pode ser calculada a partir do controlador contínuo e a margem de fase aparente pode ser obtida a partir do sistema discreto como apresentado na eq. (3.2). Nestes casos, o fator de degradação considera implicitamente tanto o efeito da implementação discreta quanto o efeito do atraso variável o que a torna uma métrica ainda mais completa.

3.6 Discussões sobre a Margem de Jitter

O conceito da margem de jitter é recente uma vez que foi proposto em Cervin *et al.* [2004], mas é importante devido à grande quantidade de informações que podem ser obtidas a partir dele.

Nesta seção será mostrado algumas particularidades que consolidam a importância do conceito.

3.6.1 Estruturas de dois Graus de Liberdade (2DOF)

A forma em que o teorema (3.3.3) é apresentado pode dar a falsa impressão de que sua validade é limitada a uma estrutura particular na qual o controlador encontra-se no ramo de realimentação. Este tipo de malha é representada de forma simplificada na figura (3.4) (a). No entanto, a maneira em que o teorema foi formulado pode ser reutilizada em uma estrutura mais genérica, conhecida na literatura como RST na qual $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ e $T(z^{-1})$ são polinômios e z^{-1} representa o operador de atraso discreto, que é apresentada na figura (3.4) (c). O argumento de prova é análogo ao do caso anterior e conduz ao mesmo teorema (3.3.3) para qual neste caso deve-se utilizar a relação dada por:

$$K(z^{-1}) = \frac{S(z^{-1})}{R(z^{-1})} \quad (3.10)$$

A prova desta generalização é apresentada no apêndice D. Este resultado é até certo ponto esperado uma vez que robustez é um requisito de malha, mas algumas características interessantes podem ser discutidas a partir dele. Uma vez que o critério de estabilidade apresentado depende apenas da malha e não depende do polinômio $T(z^{-1})$ é possível lançar mão das particularidades dos projetos de dois graus de liberdade nos projetos de sistemas que apresentem atraso variável. Em outras palavras, ajustam-se $R(z^{-1})$ e $S(z^{-1})$ para se obter um valor de margem de fase aparente desejado e utiliza-se $T(z^{-1})$ ajusta a resposta entre a entrada r e a saída y (comportamento servo). Esta característica é bem conhecida nos projetos de sistemas de controle e pode ser aplicada em sistemas sujeitos a atrasos variáveis. Já o problema regulatório deve ser analisado em conjunto com a questão da robustez tendo em vista uma solução de compromisso.

Um segundo aspecto interessante é que a partir da estrutura 2DOF pode-se mostrar que para a questão da estabilidade do sistema sujeito a atraso variável as malhas apresentadas na figura (3.4) (a) e (b) são equivalentes. A prova é simples, pois estabelecendo $T(z^{-1}) = S(z^{-1})$ verifica-se que a estrutura 2DOF torna-se uma estrutura 1DOF com realimentação unitária, figura (3.4) (b) e definindo $T(z^{-1}) = R(z^{-1})$ observa-se que a estrutura 2DOF torna-se uma estrutura 1DOF com controlador na malha de realimentação, (3.4) (a). Uma vez que a eq. (3.10) é respeitada, deve-se notar que o valor da margem de jitter é o mesmo para as três malhas da figura (3.4) e o polinômio $T(z^{-1})$ não têm influência no seu valor.

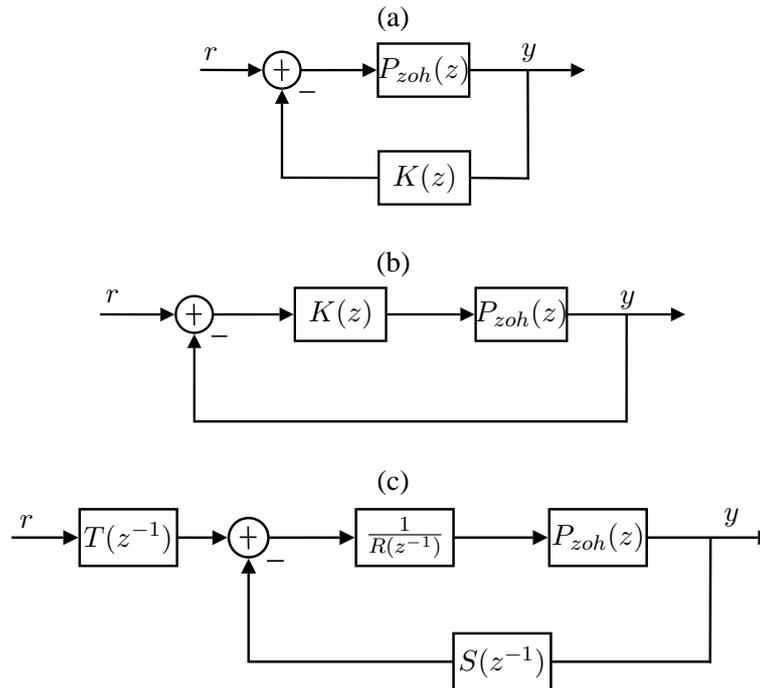


Figura 3.4: Malhas de Controle Típicas

3.6.2 Discussão sobre Região de Estabilidade

A região de estabilidade nada mais é do que um mapa em função de períodos de amostragem h e atrasos constantes L para os quais uma dada malha é estável. Na figura (3.5) é apresentado um exemplo de uma região de estabilidade obtida a partir de um controlador PID discreto na qual a parte escura do gráfico representa a região de estabilidade para um par (h, L) . A região de estabilidade é útil para discutir efeitos de parâmetros de sintonia de controladores com relação a estabilidade do sistema sujeito a um atraso constante.

Em Allredge [2007], foram avaliadas várias situações por meio da técnica de região de estabilidade. O intuito deste trabalho era avaliar o efeito da sintonia dos parâmetros de controladores PID a partir da variação do período de amostragem. A título de exemplo, na seção 3.2.2 apresentada em Allredge [2007], analisou-se a região de estabilidade de um controlador PID para uma planta do tipo: $G(s) = 1/(s + 1)$. Os parâmetros de sintonia propostos para o controlador foram $K_P = 6.49$, $K_I = 6.18$ e $K_D = 0.31$ onde a lei de controle é calculada para o problema regulatório dada por:

$$u_k = - \left(K_P y_k + K_I h \sum_{i=1}^k y_i + K_D \frac{y_k - y_{k-1}}{h} \right) \quad (3.11)$$

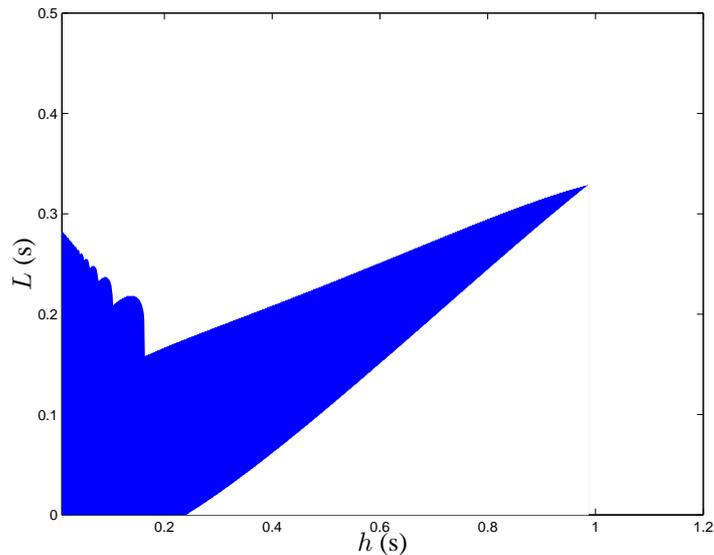


Figura 3.5: Região de Estabilidade

É importante ressaltar que a estabilidade é um requisito da malha e portanto o caso em que a referência é diferente de zero não se alteraria a região de estabilidade, pois os pólos de malha fechada seriam os mesmos.

A partir dos dados do controlador e da planta, é possível obter a região de estabilidade reproduzida na figura (3.5). É interessante notar na figura (3.5), por exemplo, que existe uma faixa de valores de h para os quais aumentando-se o valor do atraso, estabiliza-se um sistema que seria instável para $L = 0$. Um aspecto importante da região de estabilidade é que não se pode concluir sobre robustez e principalmente a respeito de sistemas sujeitos a atrasos variáveis. Com efeito, a região de estabilidade tem um papel limitado no tratamento das questões ligadas aos NCSs por não retratarem o problema do atraso variável.

Uma vez que a margem de jitter é função do período de amostragem e do atraso constante, pode-se criar uma superfície de estabilidade desenhando-se apenas os pontos para os quais a margem de jitter é maior que zero. Neste caso, a superfície de estabilidade apresenta um terceiro eixo que representa a margem de jitter além do período de amostragem e do atraso fixo existente na região de estabilidade. A superfície de estabilidade é representada por pontos na figura (3.6).

A novidade trazida pela superfície de estabilidade é que a margem de jitter aparece no terceiro eixo de forma que a robustez passa a ser uma informação disponível neste tipo de superfície. Com efeito a superfície de estabilidade é uma extensão da região de estabilidade uma vez que os pontos para os quais $\hat{J}_m = 0$ podem ser descartados. A grande vantagem proporcionada pela margem de

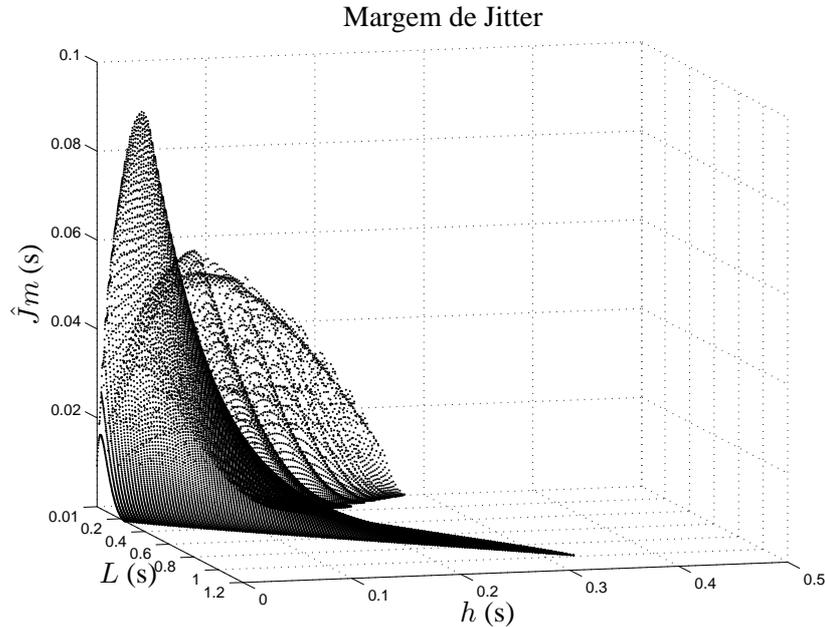


Figura 3.6: Margem de Jitter em Função do Atraso Fixo e do Período de Amostragem

jitter e conseqüentemente da região de estabilidade é que torna-se possível analisar o efeito do atraso variável e, portanto, é mais adequada para analisar controladores a serem utilizados em NCSs.

A figura (3.7) mostra uma projeção da superfície de estabilidade no plano hXL . Nota-se que esta projeção equivale à região de estabilidade obtida a partir do procedimento proposto em Alldredge [2007] uma vez que a superfície de estabilidade é uma extensão da região de estabilidade. Vale ressaltar que ambas superfícies foram obtidas por meio de técnicas distintas, mas que têm um resultado comum. Deve-se observar que as figuras apresentam um aspecto diferente porque na região de estabilidade proposta em [Alldredge, 2007], utilizou-se uma representação contínua (sólida) ao passo que naquela obtida através da projeção da superfície de estabilidade, utilizou-se um gráfico obtido através de pontos. Desta forma pode-se notar que a superfície de estabilidade é um avanço com relação a região de estabilidade uma vez que ela é uma generalização que faz uso do conceito da margem de jitter.

O ponto interessante da superfície de estabilidade é que a partir dela pode-se notar que o problema do controle via redes apresenta uma relação direta com a estrutura da malha de controle, a escolha do período de amostragem e a própria estrutura da rede. A relação destes fatores é complexa e de difícil entendimento, porém a superfície de estabilidade pode auxiliar no esclarecimento do efeito destes elementos no que se refere à estabilidade de malha.

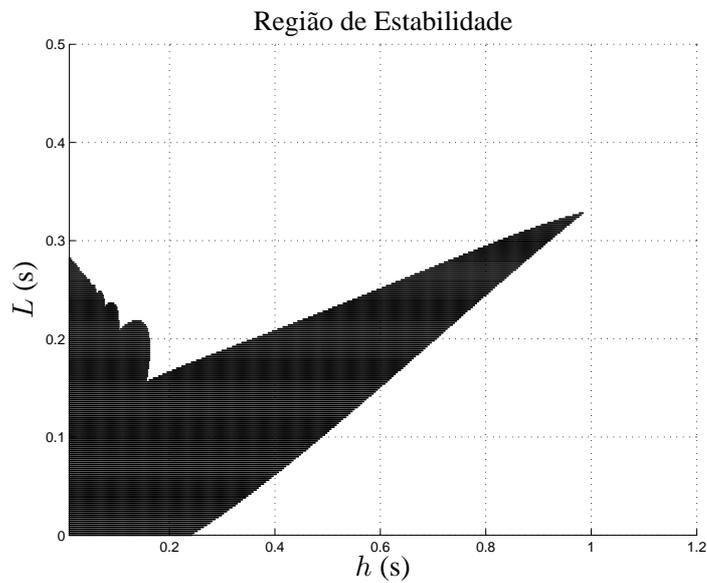


Figura 3.7: Região de Estabilidade Obtida a partir da Margem de Jitter

3.7 Conclusão

A margem de jitter e a margem de fase aparente foram apresentadas com vistas a tratar do problema da estabilidade e da robustez em sistemas de controle que apresentam atraso variável. A importância da margem de jitter foi discutida no contexto do conceito de região de estabilidade uma vez que este pode ser estendido para analisar o efeito da escolha do período de amostragem, do atraso contante e do atraso variável para um mesmo par planta-controlador. Nos capítulos seguintes estes conceitos serão utilizados, nos capítulos seguintes, dentro do contexto dos NCS.

Capítulo 4

Um Procedimento de *Co-design* Baseado em Alocação de Pólos

Neste capítulo, é proposto um procedimento de síntese de controladores digitais a serem utilizados em NCS implementados em redes tipo CAN através da técnica de alocação de pólos. O procedimento citado baseia-se numa técnica de *co-design* proposta em Perez *et al.* [2006].

As técnicas de *co-design* têm por objetivo considerar tanto aspectos de desempenho quanto questões de implementação [Törngren *et al.*, 2006]. Nos sistemas de controle via redes, por exemplo, é necessário observar que o período de amostragem não pode ser definido de forma arbitrariamente reduzida uma vez que isto pode sobrecarregar a rede e não pode ser excessivamente grande de maneira a prejudicar o desempenho do sistema de controle. Desta forma, o procedimento de *co-design* deve levar em conta não só a sobrecarga da rede como o desempenho de cada uma das malhas que depende de todos os período de amostragem das malhas que compõe a rede.

Em Perez *et al.* [2006] foi proposto um procedimento de *co-design* para redes tipo CAN que tem por objetivo realizar uma escolha equilibrada do período de amostragem de cada uma das malhas que compõe a rede. Para simplificar o procedimento, os controladores digitais da técnica proposta em Perez *et al.* [2006] são obtidos a partir da discretização de controladores contínuos. Sabe-se, no entanto, que a discretização não é muito eficaz quando o período de amostragem não é suficientemente pequeno. Notadamente a limitação na escolha do período de amostragem é um dos principais problemas dos NCS e portanto a discretização não é indicada em alguns sistemas de controle implementados em redes de comunicação. Neste contexto, será apresentada uma adaptação para o procedimento proposto em Perez *et al.* [2006] de maneira a conduzir o procedimentos de síntese a partir de controladores discretos obtidos diretamente através da técnica de alocação de pólos.

4.1 *Co-design* com Margem de Fase Aparente

Em Cervin *et al.* [2004], propôs-se um procedimento de *co-design* no qual se usava a relação da margem de fase pela margem de fase aparente (r) como métrica para reajustar os períodos de amostragem de um processador que compartilhava o cálculo da lei de controle de n malhas. Este procedimento de *co-design* foi adaptado em Perez *et al.* [2006] de modo a utilizá-lo numa rede com protocolo CAN.

Assim como em Perez *et al.* [2006], no procedimento apresentado nesta seção considera-se que n malhas de controle compartilham o barramento da rede. O período de amostragem escolhido para cada malha deve ser suficientemente grande de forma a não sobrecarregar a rede e suficientemente pequeno a fim de não degradar severamente o sistema amostrado. O objetivo do algoritmo é acomodar as taxas de amostragem das n malhas por meio de uma regra que visa harmonizar a degradação causada pelo atraso variável. Em outras palavras, o procedimento tenta fazer com que a degradação causada pelo atraso variável seja compartilhada de forma equilibrada entre as malhas.

O procedimento de *co-design* proposto em Perez *et al.* [2006] é apresentado abaixo:

1. Inicialmente, determina-se um período de amostragem desejado h para cada controlador. Sugestão: escolher h tal que $\omega_b h \in [0.2, 0.6]$, dada em Åström e Wittenmark [1997], onde ω_b é a largura de banda de malha fechada.
2. Redimensionar os períodos linearmente de tal forma que seja possível escalonar todo o conjunto de mensagens dentro de um determinado protocolo de comunicação.
3. Discretizar os controladores utilizando os períodos amostrais determinados, levando ao conjunto de controladores discretizados $K(z)$.
4. Para cada malha de controle, calcular o pior e o melhor caso do tempo de realização do ciclo de controle, L e R .
5. Para cada malha de controle, calcular a degeneração relativa de desempenho $R_i = \hat{\varphi}_m / \varphi_m$. Calcular também o seu valor médio, $\bar{r} = \sum_{i=1}^n r_i / n$.
6. Para cada malha de controle, ajustar o período de acordo com $h_i := h_i + kh_i(r_i - \bar{r}) / \bar{r}$ onde $k < 1$ é uma constante.
7. Repetir o método a partir do passo 2 até que não haja mais melhoria entre as iterações. Um possível critério de parada é quando a soma das diferenças de desempenho, $\sum |r_i - \bar{r}|$, parar de decrescer.

A regra adotada para reajustar os períodos de amostragem é útil no que se refere à redistribuição da largura de banda da rede entre as múltiplas malhas. Esse procedimento apresenta a desvantagem de que os controladores devem ser definidos *a priori* no domínio de tempo contínuo para serem discretizados posteriormente ao longo das iterações do algoritmo de *co-design*.

4.2 *Co-design* Baseado na Discretização

É notório que a discretização, por si só, tem um efeito de degradação quando comparada à resposta obtida por meio controladores contínuos. Esta questão é discutida em Lian *et al.* [2001b] e Velasco *et al.* [2005] por exemplo. Isto ocorre porque a discretização é uma aproximação sujeita a erros que dependem do largura do incremento ou em outras palavras do período de amostragem. A título ilustrativo, a redução na margem de fase provocada pela discretização é dada por ([Lian *et al.*, 2001b]):

$$\Delta\varphi = \frac{\omega_c h}{2} \quad (4.1)$$

Diante da eq. 4.1, fica claro que o efeito da degradação na margem de fase, por exemplo, é diretamente proporcional ao período de amostragem.

A discretização de controladores de tempo contínuo se mostra eficaz em ambientes nos quais a escolha do período de amostragem pode ser realizada sem muitas limitações. Em sistemas de controle via redes, em particular, o período de amostragem deve ser bem escolhido, pois quanto menor o período de amostragem, maior será o tráfego da rede. Em alguns casos, a utilização da rede pode estar próxima ao seu limite e a largura de banda necessita ser cuidadosamente dividida entre as malhas. Neste tipo de ambiente, a discretização não é indicada visto que a aproximação dos controladores deve comprometer o desempenho e a robustez do sistema de controle.

Em razão dos sistemas de controle via redes estarem sujeitos a limitação na largura de banda, bem como à presença de atraso variável, o método proposto em Perez *et al.* [2006] foi readaptado de forma que a síntese dos controladores discretos fosse realizada diretamente no domínio z . Desta forma, é possível obter controladores mais robustos e que se aproximem mais da dinâmica de malha fechada nominal.

4.2.1 Alocação Polinomial de Pólos

A alocação polinomial de pólos é uma alternativa para a síntese de controladores discreto em termos de função de transferência como mostrado em Åström e Wittenmark [1997]. A seguir será

apresentado o procedimento para realização da alocação de pólos numa estrutura de um grau de liberdade.

Considere uma malha de controle onde $P_{ZOH}(z)$ é a planta discretizada com um sustentador de ordem zero e $K(z)$ é o controlador discreto vide figura 4.1. A planta, o controlador e a lei de controle são detalhados a seguir onde: $u(z)$ é o sinal de controle, $r(t)$ é o sinal de referência, e $y(t)$ é a saída do processo.

$$P_{ZOH}(z) = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (4.2)$$

$$K(z) = \frac{N(z)}{D(z)} \quad (4.3)$$

$$u(z) = [r(t) - y(t)] \cdot K(z) \quad (4.4)$$

$A(z)$, $B(z)$, $N(z)$, $D(z)$ são polinômios e n_a , n_b , n_n e n_d são os graus destes polinômios respectivamente. É importante destacar que o atraso na forma z^d está presente em $A(z)$. A equação de malha fechada é dada por:

$$\frac{y(t)}{r(t)} = \frac{B(z)N(z)}{A(z)D(z) + B(z)N(z)} \quad (4.5)$$

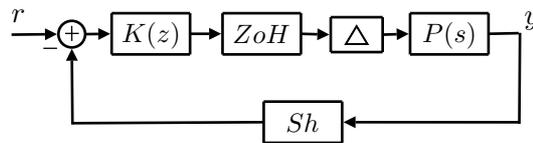


Figura 4.1: Malha de Controle 1DOF com Realimentação Unitária.

Supõe-se que $A(z)$ e $B(z)$ não possuem fator comum e o controlador e a planta possuem funções de transferência próprias. Desta forma, pode-se concluir que o número de pólos de malha fechada é dado por $n_a + n_d$. Assim, pode-se escolher $n_a + n_d$ pólos de malha fechada desejados e o problema da síntese do controlador torna-se o problema da solução de uma igualdade polinomial também conhecido como equação *Diophantina*. A equação *Diophantina* é dada por:

$$A(z)D(z) + B(z)N(z) = (z - p_1)(z - p_2)\dots(z - p_{n_a+n_d}) \quad (4.6)$$

onde $p_1, p_2, \dots, p_{na+nd}$ são os pólos desejados escolhidos *a priori* e os termos de $D(z)$ e $N(z)$ são os parâmetros a serem obtidos. Para garantir a estabilidade nominal $|p_i| < 1$.

É importante notar que existem $n_n + n_d + 2$ parâmetros a serem ajustados e que o polinômio de malha fechada desejado tem $n_a + n_d + 1$ coeficientes. Para que o sistema de equações lineares advindo da equação *Diophantina* tenha ao menos uma solução, faz-se necessário que:

$$n_d + n_n + 2 \geq n_a + n_d + 1 \Rightarrow n_n \geq n_a - 1 \quad (4.7)$$

Portanto, existe apenas uma solução para a equação *Diophantina* se $n_n = n_a - 1$. Desta maneira, pode-se definir o grau de liberdade (*gl*) da alocação de pólos como o número de termos que podem ser incluídos em $N(z)$ ou $D(z)$ de modo que os coeficientes de $N(z)$ e $D(z)$ sejam determinados de maneira única onde *gl* é obtido como:

$$gl = n_n - n_a + 1 \quad (4.8)$$

4.3 Procedimento de Co-design Proposto

Nesta seção propõe-se um mecanismo de co-design que é uma adaptação do procedimento propostos em em Cervin *et al.* [2004] e Perez *et al.* [2006]. Neste novo procedimento utiliza-se a síntese dos controladores via alocação de pólos ao invés da discretização pelo método de Tustin realizada nos trabalhos anteriores. A técnica de co-design pode ser implementada seguindo as etapas apresentadas a seguir:

1. Defina a equação característica em tempo contínuo ($A(s)D(s) + B(s)N(s)$) desejada.
2. Defina as características desejadas adicionais dos controladores (Presença de filtro, integrador, etc...) e a ordem do controlador. Observação: na e nb são definidos em tempo discreto.
3. Arbitre um período de amostragem h_i para cada malha de controle.
4. Redimensione os períodos linearmente tal que seja possível escalonar todo o conjunto de mensagens dentro de um determinado protocolo de comunicação.
5. Faça o mapeamento dos pólos contínuos desejados para o tempo discreto $z = e^{sh}$ de forma a definir os pólos discretos desejados.

6. Calcule os controladores de cada uma das malhas resolvendo eq. 4.6.
7. Para cada malha de controle, calcule o melhor R_i e o pior tempo de resposta L_i do ciclo fim-a-fim.
8. Calcule a margem de jitter e a margem de fase aparente $\hat{J}_{mi}(L)$ e $\hat{\varphi}_{mi}$ de cada malha de controle.
9. Calcule o fator de degradação $r_i = \hat{\varphi}_{mi}/\varphi_{mi}$ de cada malha e o seu valor médio $\bar{r} = \sum r_i/n$.
10. Reajuste os períodos de amostragem seguindo a regra abaixo: $h_i := h_i + kh_i(r_i - \bar{r})/\bar{r}$, onde $k < 1$ é uma constante.
11. Repita o método a partir do passo 4 até que não haja melhora significativa entre as iterações. Um possível critério de parada é quando a soma das diferenças de desempenho, $\sum |r_i - \bar{r}|$, parar de decrescer.

As etapas do procedimento proposto podem ser divididas em cinco elementos fundamentais. Do passo 1 ao 3 têm-se um bloco de inicialização do procedimento, estes passos são realizados apenas na primeira iteração, a partir da segunda iteração o laço reinicia-se no quarto item. O segundo elemento, formado pelo quarto passo, é responsável pelo reajuste dos períodos de amostragem de modo a evitar longos atrasos ou perda de *deadline*. O terceiro elemento, formado pelos passos 5 e 6, é responsável pela síntese dos controladores. Os passos 7, 8 e 9, formam o quarto elemento e eles têm o papel de quantificar o efeito do atraso variável e da implementação discreta dos controladores em cada uma das malhas que compõe a rede. Por fim, o passo 10 é responsável pela última etapa do procedimento de co-design e é uma regra que não apresenta característica de escolha ótima, mas serve para melhorar o compartilhamento da largura de bandas entre as malhas. Vale ressaltar que não existe uma regra para escolha do parâmetro k exigido no passo 10, mas que este valor deve ser maior que 0 e menor que 1. Uma vez que a regra não é ótima, o uso de valores distintos para o parâmetro k deve conduzir a resultados diferentes.

O critério de parada sugerido não é algo definitivo, pois cabe ao projetista escolher um dado índice de desempenho desejado. É possível, por exemplo, determinar valores mínimos para o fator de degradação r_i vinculado a um número máximo de iterações. Desta maneira, se o objetivo não for atingido, deve-se refazer o procedimento com outro valor para o parâmetro de ajuste k ou refazer algum item do projeto.

Neste procedimento considerou-se apenas o efeito da alocação dos pólos uma vez que os resultados apresentados em Perez *et al.* [2006] se dedicam apenas ao problema regulador. Sem perda

de generalidades, o problema servo pode ser tratado com um procedimento semelhante ao proposto exceto pelo fato que deve-se utilizar um pré-filtro para alocar os zeros de malha fechada. O problema de alocação de zeros pode ser tratado a partir da estrutura RST de dois graus de liberdade apresentada em Åström e Wittenmark [1997]. Na seqüência serão realizadas simulações baseadas no cenário proposto em Perez *et al.* [2006].

4.4 Resultados de Simulação

Pretende-se utilizar os resultados das simulações a fim de discutir o efeito que um projeto de co-design pode propiciar num sistema de controle via redes e mesmo pode se beneficiar de um projeto por meio da alocação de pólos. Para este propósito serão apresentadas as respostas obtidas com: o controlador ideal implementado em tempo contínuo e sem a presença do atraso e dos controladores discretos que compartilham a rede obtidos a partir da discretização e da aproximação a partir do método de Tustin.

Numa primeira etapa, realiza-se o procedimento de co-design para no qual supõe-se que o sensor possui capacidade de processamento e pode, portanto, enviar a mensagem diretamente para o atuador como apresentado na figura 2.1 (a). Neste primeiro momento os cálculos relativos ao pior tempo de respostas são feitos como apresentado em Davis *et al.* [2007]. Posteriormente, na segunda etapa, considera-se que a malha utiliza uma estrutura convencional com sensores, controladores e atuadores em nós independentes como a apresentada na figura 2.1 (c). Para realizar o cálculo do pior tempo de resposta neste tipo de estrutura recorreu-se ao uso da simulação do hiper-período o que aumenta o custo computacional do procedimento, mas permite obter o valor correto do pior tempo de resposta como discutido no capítulo 2.

É importante ressaltar que a dinâmica de malha fechada desejada é determinada em função dos pólos de malha fechada proporcionados pelos controladores contínuos propostos em Perez *et al.* [2006]. Neste contexto, não se pretende discutir o desempenho do sistema de controle proposto de maneira absoluta uma vez que a dinâmica desejada foi pré-determinada em um trabalho anterior. O propósito destas simulações é discutir o desempenho das malhas de controle de forma comparativa uma vez que a dinâmica ideal é a mesma em ambos os casos e os procedimentos para obtenção dos controladores discretos são diferenciados.

4.4.1 Cenário

Nesta simulação supõe-se que três malhas compartilham uma rede do tipo CAN com taxa de transmissão de 1 Mbits/s e o tempo de transmissão das mensagens é de 120 ms. As plantas bem como os controladores contínuos ideais, usados como referência nas simulações, foram retirados de [Perez *et al.*, 2006] e são apresentados na seqüência:

$$\begin{aligned} P_1(s) &= \frac{-1064}{(s - 36.16)(s + 36.16)} \\ P_2(s) &= \frac{4 \cdot 10^4}{(s - 200)(s + 200)} \\ P_3(s) &= \frac{5 \cdot 10^7}{s(s^2 + 100s + 2.5 \cdot 10^5)} \end{aligned} \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} K_1(s) &= \frac{-250(s + 50)(s + 120)}{s(s + 700)} \\ K_2(s) &= \frac{2.57 \cdot 10^4(s + 2 \cdot 10^5)(s + 259.1)}{(s + 3000)(s^2 + 1.645 \cdot 10^4s + 1.35 \cdot 10^8)} \\ K_3(s) &= \frac{478(s + 2 \cdot 10^5)(s^2 + 160.6s + 1.655 \cdot 10^5)}{(s + 2740)(s + 1000)(s^2 + 2494s + 7.109 \cdot 10^6)} \end{aligned} \quad (4.10)$$

O conjunto de controladores utilizados em Perez *et al.* [2006] resulta nos sistemas de malha fechada $H_i(s)$ apresentados na seqüência. É importante salientar que a sintonia dos controladores poderia ser melhorada, no entanto optou-se por manter os controladores já existentes a fim de realizar uma comparação justa entre os métodos.

$$\begin{aligned} H_1(s) &= \frac{2.66 \cdot 10^5(s + 50)(s + 120)}{(s + 48.31)(s + 248.3)(s^2 + 403.4s + 1.33 \cdot 10^5)} \\ H_2(s) &= \frac{10.28 \cdot 10^8(s + 2 \cdot 10^5)(s + 259.1)}{(s + 2209)(s^2 + 588.5s + 1.231 \cdot 10^5)(s^2 + 1.665 \cdot 10^4s + 1.363 \cdot 10^8)} \\ H_3(s) &= \frac{2.39 \cdot 10^{10}(s + 2 \cdot 10^5)(s^2 + 160.6s + 1.66 \cdot 10^5)}{(s + 465.3)(s + 264.3)(s + 2847)(s^2 + 151.6s + 3.10 \cdot 10^5)(s^2 + 2606s + 7.28 \cdot 10^6)} \end{aligned} \quad (4.11)$$

A fim de inicializar o procedimento de co-design, os valores iniciais do período de amostragem serão determinados como sugerido em Cervin *et al.* [2004] ($\omega_b h = 0.2$). No cenário ideal, onde os controladores são implementados no domínio de tempo contínuo e não existem atrasos, obtém-se os valores de largura de banda e margem de fase apresentados na tabela 4.1.

Tabela 4.1: Margem de Fase φ_m e Largura de Banda ω_b nos Casos Ideais.

Planta, Controlador	ω_b	φ_m
$P_1(s), K_1(s)$	621 rad/s	36.5°
$P_2(s), K_2(s)$	599 rad/s	49.5°
$P_3(s), K_3(s)$	179 rad/s	69.7°

As prioridades das mensagens são determinadas segundo a política *Rate Monotonic* e as mensagens dos controladores devem ser mais prioritárias do que as dos sensores como proposto em Juanole *et al.* [2005].

Alocação de Pólos

Para realizar uma comparação justa entre o procedimento de co-design que usa a alocação de pólos e o procedimento proposto em Perez *et al.* [2006] que utilizava a aproximação pelo método de Tustin, foi necessário estabelecer que os controladores discretos obtidos em ambos os casos apresentem a mesma ordem. Desta maneira, as malhas a serem comparadas terão o mesmo número de zeros e pólos dos controladores digitais e conseqüentemente o mesmo número de pólos de malha fechada. Assim, considerando a eq. 4.8, a ordem dos controladores discretizados pelo método de Tustin e a das plantas discretizadas com o sustentador de ordem zero, pode-se notar que existe folga no projeto dos controladores via alocação de pólos como apresentado na tabela 4.2.

Tabela 4.2: Grau de Liberdade do Procedimento de Alocação de Pólos

Malha (i)	nn	na	gl
1	2	2	1
2	3	2	2
3	4	3	2

De maneira a tornar solução da equação *Diophantina* única, é necessário estabelecer parâmetros adicionais aos controladores discretos obtidos via alocação de pólos. Isto é necessário uma vez que a ordem dos controladores propostos em Perez *et al.* [2006] é maior do que necessária para realizar a alocação de pólos. Neste caso impõe-se a necessidade de fixar alguns parâmetros de maneira que os controladores de ambas as técnicas possuam a mesma ordem. Para este fim, optou-se por mapear-se o pólo integrador do primeiro controlador contínuo e os pares de pólos complexo conjugados do segundo e do terceiro controlador a partir da relação $z = e^{sh}$ e impô-los aos controladores discretos. Fixar estes pólos, 1 pólo real e 2 pares complexos conjugados, implica em adicionar 1, 2 e 2 termos respectivamente aos polinômios $D(z)$ e portanto a solução da equação *Diophantina* passa a ser única. Se estes parâmetros não fosse fixados, a identidades polinomiais teria infinitas soluções o

que atrapalharia o procedimento de *co-design*.

4.4.2 Primeira Etapa

Nesta etapa, considera-se o caso no qual o sensor e controlador compartilham um mesmo nó o que leva a uma redução do tráfego da rede. Neste caso, a restrição dos períodos de amostragem não são tão severas quando comparada à da segunda etapa. O parâmetro de reajuste dos períodos de amostragem escolhidos para o passo 10 do procedimento foi $k = 0.35$ e foi determinado através da repetição do experimento para valores distintos do parâmetro. Os valores de projeto obtidos na primeira e na última iteração do procedimento de *co-design* são apresentados na tabela 4.3 quando utilizou-se a aproximação de Tustin e na tabela 4.4 no caso da aplicação da alocação de pólos.

Algumas observações importantes podem ser extraídas das tabelas 4.3 e 4.4. A primeira delas é que, na primeira iteração, a avaliação da margem de jitter e do fator de degradação indicam que o sistema pode não ser estável devido ao efeito do atraso variável quando o método de Tustin é usado. Por outro lado, esta situação é revertida após a utilização da técnica de *co-design*. Esta reversão se deve a redistribuição dos períodos de amostragem o que permite que as malhas 1 e 2 que tinham uma certa folga pudessem reduzir a utilização da rede em favorcimento da redução do período de amostragem da malha 3. Um segundo ponto relevante está no fato de que a técnica de alocação de pólos permite que o efeito de degradação seja reduzido o que pode ser analisado através dos valores de $\hat{\varphi}_m/\varphi_m$. No entanto, a importância do *co-design* não foi tão acentuada quando utilizou-se a alocação de pólos porque nesta topologia a rede não está próximo da sobrecarga. Estes dados se refletem nos resultados das simulações apresentadas na figura 4.2.

Tabela 4.3: Método de Aproximação de Tustin: (a) Valores da Primeira Iteração, (b) Valores da Última Iteração (Quinta).

Malha	h (ms)	L (ms)	J (ms)	\hat{J}_m (ms)	$\hat{\varphi}_m/\varphi_m$
1	0.50	0.17	0.12	1.28	0.61
2	0.53	0.17	0.24	1.16	0.51
3	1.74	0.17	0.36	0.08	-0.07

(a)

Malha	h (ms)	L (ms)	J (ms)	\hat{J}_m (ms)	$\hat{\varphi}_m/\varphi_m$
1	0.63	0.17	0.24	1.23	0.49
2	0.64	0.17	0.36	1.08	0.40
3	0.60	0.17	0.12	1.15	0.50

(b)

Tabela 4.4: Método da Alocação de Pólos: (a) Valores da Primeira Iteração, (b) Valores da Última Iteração (Oitava).

Malha h (ms)	L (ms)	J (ms)	\hat{J}_m (ms)	$\hat{\varphi}_m/\varphi_m$	
1	0.50	0.17	0.12	1.47	0.60
2	0.53	0.17	0.24	1.35	0.60
3	1.74	0.17	0.36	1.78	0.19

(a)

Malha h (ms)	L (ms)	J (ms)	\hat{J}_m (ms)	$\hat{\varphi}_m/\varphi_m$	
1	0.62	0.17	0.24	1.45	0.60
2	0.61	0.17	0.12	1.34	0.63
3	0.63	0.17	0.36	1.47	0.50

(b)

A partir dos resultados de simulação pode-se verificar que a terceira malha não chega a instabilidade na primeira iteração quando usado o método de Tustin, mas seu desempenho se mostra afetado pelo efeito do atraso variável e da própria discretização. Por outro lado, mesmo na primeira iteração, a resposta da malha 3 sofre uma pequena degradação, mas sua performance é bem melhor do que a obtida com a aproximação de Tustin. Isto ocorre porque na primeira iteração os períodos de amostragem ainda não foram acomodados e a alocação de pólos consegue resultados melhores em situações com limitação de período de amostragem. Do ponto de vista prático, nesta etapa, ambos instrumentos de co-design se mostraram eficazes.

4.4.3 Segunda Etapa

Como dito anteriormente, nesta segunda etapa considerou-se um sistema distribuído onde os sensores, atuadores e controladores estão em nós distintos. A fim de evitar atrasos demasiadamente longos e, no pior caso, perda de *deadlines*, deve-se respeitar uma utilização máxima como proposto em Perez *et al.* [2006]. Neste caso, o critério da utilização, deve considerar tanto as mensagens dos sensores quanto as dos controladores e, portanto, a restrição para os períodos de amostragem se tornam mais severas. O efeito desta restrição nas malhas propostas podem ser analisados a partir das tabelas 4.5 e 4.6. Nesta segunda etapa, o parâmetro de reajuste dos períodos de amostragem escolhido para o passo 10 foi $k = 0.35$. Mais uma vez o parâmetro de ajuste foi escolhido através da repetição da simulação para valores diferenciados de k .

Pode-se observar a partir da margem de jitter da terceira malha da tabela 4.5 (a) que a resposta em malha fechada da terceira planta poderá ser instável. Em linhas gerais pode-se notar que o procedimento de co-design foi suficiente para permitir que todas as malhas sejam estáveis. No entanto

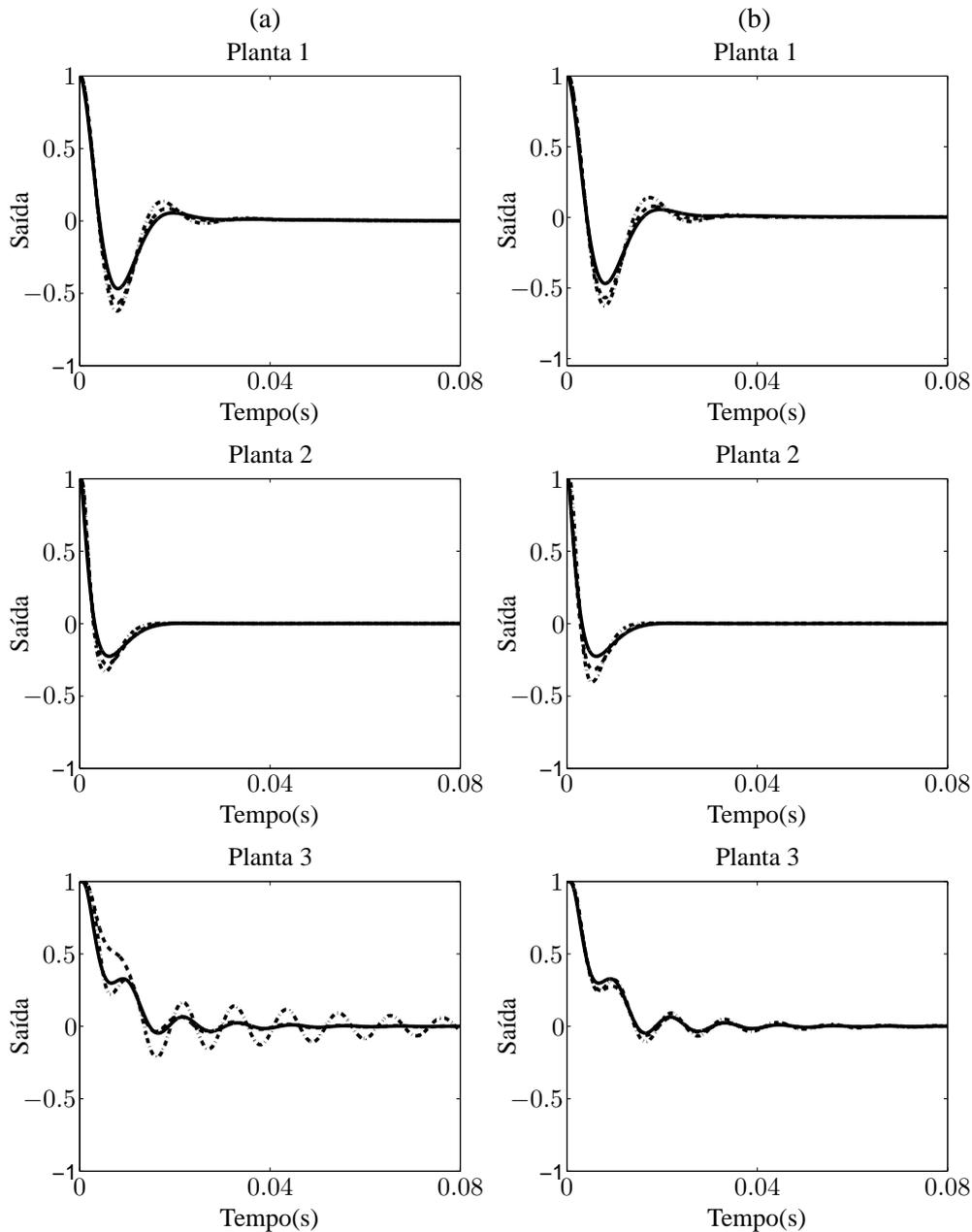


Figura 4.2: Respostas em Malha Fechada: Primeira Etapa. (a) Controladores da Primeira Iteração, (b) Controladores da Última Iteração. A Curva Contínua Representa a Resposta Obtida a partir do Controlador em Domínio de Tempo Contínuo Sem Atraso, a Tracejada com Pontos Representa a Resposta Obtida a partir da Técnica com a Aproximação de Tustin e a Tracejada Sem Pontos Representa a Resposta Obtida a partir da Técnica de Alocação de Pólos

deve-se observar que a degradação do desempenho deve ser acentuada. Este fato indica que o desempenho das malhas obtido a partir da técnica proposta em [Perez *et al.*, 2006] será muito afetada pelo efeito do atraso variável. Não há dúvidas que o procedimento de *co-design* cumpre seu papel uma vez que aproxima o fator de degradação das três malhas. No entanto, os recursos disponíveis são

Tabela 4.5: Método de Aproximação de Tustin: (a) Valores da Primeira Iteração, (b) Valores da Última Iteração (Décima Primeira).

Malha	h (ms)	L (ms)	J (ms)	\hat{J}_m (ms)	$\hat{\varphi}_m/\varphi_m$
1	0.85	0.29	0.21	0.97	0.34
2	0.88	0.29	0.30	0.89	0.24
3	2.94	0.29	0.48	0.00	-0.15

(a)

Malha	h (ms)	L (ms)	J (ms)	\hat{J}_m (ms)	$\hat{\varphi}_m/\varphi_m$
1	1.10	0.29	0.48	0.71	0.09
2	1.09	0.29	0.30	0.57	0.14
3	1.06	0.29	0.22	0.56	0.17

(b)

Tabela 4.6: Método da Alocação de Pólos: (a) Valores da Primeira Iteração, (b) Valores da Última Iteração (Décima Primeira).

Malha	h (ms)	L (ms)	J (ms)	\hat{J}_m (ms)	$\hat{\varphi}_m/\varphi_m$
1	0.85	0.29	0.21	1.26	0.50
2	0.88	0.29	0.30	1.12	0.38
3	2.94	0.29	0.48	2.98	0.74

(a)

Malha	h (ms)	L (ms)	J (ms)	\hat{J}_m (ms)	$\hat{\varphi}_m/\varphi_m$
1	0.86	0.29	0.22	1.26	0.49
2	0.84	0.29	0.18	1.13	0.45
3	3.64	0.29	0.48	4.93	0.72

(b)

muito limitados, nesta situação, o que leva todas as malhas a apresentarem um fator de degradação inferior a 0.2 como pode ser visto na tabela 4.5 (b).

Os valores do fator de degradação obtidos a partir da síntese via alocação de pólos se mostram superiores aos obtidos via o procedimento proposto em Perez *et al.* [2006] em todas as situações, o que é esperado devido a natureza do projeto dos controladores. O mais importante é que nesta situação, as diferenças relativas aos fatores de degradação se mostram significativas. Vale lembrar que os controladores são de mesma ordem e portanto não existe custo computacional adicional no cálculo das leis de controle e a diferença quanto ao aspecto de robustez se deve a uma sintonia mais adequada. Nota-se que a vantagem obtida pelo lado da robustez não implicou no crescimento do tempo de resposta como pode ser visto na figura 4.3.

Mais uma vez, os dados obtidos a partir do fator de degradação guardam relação com as resposta de malha fechada apresentadas na figura 4.3. De fato, pode-se constatar que a terceira malha

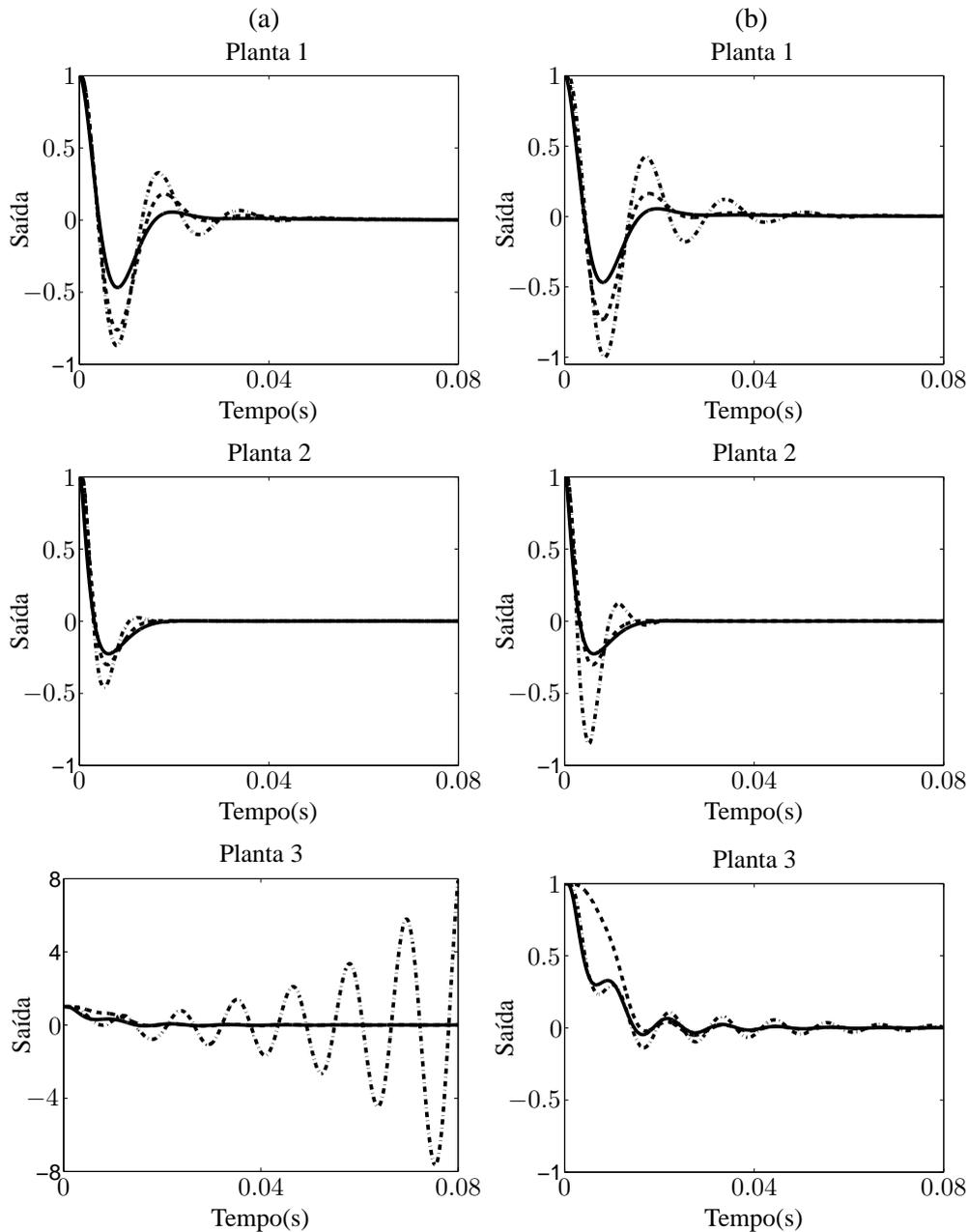


Figura 4.3: Respostas em Malha Fechada: Segunda Etapa. (a) Controladores da Primeira Iteração, (b) Controladores da Última Iteração. A Curva Contínua Representa a Resposta Obtida a partir do Controlador em Domínio de Tempo Contínuo Sem Atraso, a Tracejada com Pontos Representa a Resposta Obtida a partir da Técnica com a Aproximação de Tustin e a Tracejada Sem Pontos Representa a Resposta Obtida a partir da Técnica de Alocação de Pólos

era instável para os parâmetros da primeira iteração do procedimento de *co-design* o que foi revertido pelo procedimento quando utilizou-se o método de Tustin. Por outro lado, mesmo na primeira iteração, o procedimento com alocação de pólos mostrou-se mais robusto. Pode-se observar que o atraso variável causa uma degradação nas respostas obtidas em todos os casos, no entanto o efeito

do atraso variável mostrou-se mais acentuados nas malhas que utilizam os controladores obtidos a partir do procedimento proposto em Perez *et al.* [2006]. Por fim, vale destacar o fato de que para estabilizar a terceira malha, no caso em que se utilizou a aproximação de Tustin, comprometeu-se muito as resposta das malhas 1 e 2.

4.5 Conclusão

Neste capítulo mostrou-se que a alocação de pólos pode ser utilizada num procedimento de co-design semelhante ao proposto em Perez *et al.* [2006] sem que isto altere a concepção do procedimento. A técnica de co-design, apresentada em Santos *et al.* [2007b], foi utilizada em situações nas quais a obtenção do pior tempo de resposta foram dadas de maneira analítica e por via de simulação sem comprometer a generalidade do procedimento. Por fim, comparou-se o efeito do uso da alocação de pólos com a aproximação de Tustin discutindo-se o papel das restrições do período de amostragem na acentuação da degradação observada nos NCS.

Capítulo 5

Máximo Período de Amostragem

No capítulo 4, foi apresentado um procedimento de *co-design* no qual supunha-se que o barramento de uma rede CAN era compartilhado apenas pelos nós pertencentes às malhas de controle. Por outro lado, nos sistemas de controle via redes industriais podem haver situações em que é necessário enviar mensagens esporádicas a exemplo de relatórios de produção ou mecanismos de detecção e isolamento de falhas. Se os recursos necessários para este tipo de transmissão forem alocados sem o devido cuidado, pode-se causar a sobrecarga do barramento da rede. A sobrecarga do barramento pode ser evitada por meio da redefinição dos períodos de amostragem e da conseqüente redução da utilização da rede pelos nós das malhas de controle. Neste capítulo, apresenta-se um procedimento pelo qual pode-se determinar valores máximos para os períodos de amostragem das malhas de controle. Estes valores máximos são estabelecidos a partir de uma condição advinda da noção de margem de jitter.

Existem diversos trabalhos na literatura que tratam da questão de realocação de recursos. Em geral, nestes trabalhos foca-se ou na questão do desempenho nominal ou nas restrições de escalonabilidade da rede. Em geral, assume-se que o sistema é estável na presença de atraso variável quando se trata da realocação de recursos. Uma ampla discussão sobre este tema é realizada em Buttazzo *et al.* [2007].

5.1 Análise do Máximo Período de Amostragem

No procedimento de *co-design* apresentado no capítulo 4, os períodos de amostragem eram redimensionados linearmente de forma que um limite máximo da utilização fosse respeitado.

Por motivos didáticos, pode-se definir a utilização de controle como aquela composta pelas mensagens geradas pelas malhas de controle (sensores, controladores e atuadores). Quando se deseja enviar uma seqüência de mensagens esporádicas (*stream*), deve-se reduzir a utilização de controle aumentando os seus respectivos períodos de amostragem. Sob algumas condições, é possível utilizar a margem de jitter para estabelecer um limite superior que garanta a estabilidade numa rede CAN.

Supõe-se que uma rede CAN com n malhas e que cada malha i , $i = 1, \dots, n$ possui um período de amostragem nominal h_{0i} , um período de amostragem qualquer h_i , um valor para o jitter $J_i(h_1, h_2, \dots, h_n)$ e a margem de jitter que é função do período de amostragem $\hat{J}_{mi}(L, h_i)$. Devido ao fato do atraso mínimo, L , não depender do período de amostragem, pois este é função apenas do comprimento das mensagens e da taxa de transmissão, será usada a notação $\hat{J}_{mi}(h_i)$ por simplicidade. A partir da definição de margem de jitter pode-se afirmar que a estabilidade em malha fechada é garantida para os períodos de amostragem dentro do intervalo (h_{0i}, \bar{h}_i) com \bar{h}_i dado como segue:

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{h}_i = \min h_i : \\ J_i(h_1, h_2, \dots, h_n) = \hat{J}_{mi}(h_i) \end{array} \right. \quad (5.1)$$

A partir da condição apresentada em (5.1), estabelece-se uma faixa de valores para o período de amostragem de forma que: se $h_i \in (h_{0i}, \bar{h}_i)$, então $\hat{J}_{mi} > J_i$. Contudo, a maneira de descobrir o conjunto de períodos de amostragem que resulta na condição (5.1) não é trivial. Um procedimento de busca para encontrar os pontos da condição (5.1) é proposto na seção a seguir.

5.2 Procedimento de Busca

Neste procedimento de busca, as prioridades das mensagens são definidas segundo a política *Rate Monotonic*, ou seja, quanto menor o período, maior a prioridade. Na figura 5.1 são apresentadas curvas típica da margem de jitter em função do período de amostragem. Em geral, espera-se que a margem de jitter reduza com o aumento do período de amostragem. Em outras palavras, a robustez tende a reduzir quando se utiliza períodos de amostragem maiores. Vale ressaltar que esta tendência não é uma regra. Além do mais, pode-se perceber, a partir da análise do pior tempo de resposta em Davis *et al.* [2007], que o jitter é função não crescente do período de amostragem ou seja se o período de amostragem aumenta, então o jitter pode ter seu valor reduzido ou mantido inalterado. O mecanismo de busca utiliza esta característica temporal dos sistemas de controle via redes que usam o protocolo CAN de modo a encontrar os n períodos de amostragem que satisfaçam a condição (5.1) e a equação apresentada na seqüência:

$$J_\alpha < J_\beta < \dots < J_\eta \leftrightarrow h_\alpha < h_\beta < \dots < h_\eta \quad (5.2)$$

onde $J_\alpha, J_\beta, \dots, J_\eta$ e $h_\alpha, h_\beta, \dots, h_\eta$ são variáveis dinâmicas relacionadas com as i malhas de controle. O algoritmo proposto é apresentado a seguir:

1. Desenhe as funções da margem de jitter pelo período de amostragem $\hat{J}_m(h_i)$ das n malhas. O período de amostragem deve ser incrementado de h_{0i} a h_{max} . Sugere-se usar $h_{max} = 1/\omega_b$.
2. Inicialize-se o algoritmo organizando os períodos de amostragem nominais ($h_{01}, h_{02}, \dots, h_{0n}$) em ordem ascendente ($h_\alpha, h_\beta, \dots, h_\eta$).
3. Calcule o jitter induzido pela rede (vide capítulo 2):
 $J_\alpha(h_\alpha, h_\beta, \dots, h_\eta), J_\beta(h_\alpha, h_\beta, \dots, h_\eta), \dots, J_\eta(h_\alpha, h_\beta, \dots, h_\eta)$
4.
 - Encontre os pontos de interseção das curvas $\hat{J}_m(h_i)$ com J_α (menor jitter) que respeitam a eq. (5.1).
 - Armazene o menor dos períodos de amostragem obtidos a partir das interseções em h'_α :
 $h'_\alpha = \min(h_i)$.
 - Repita o procedimento acima para J_β (encontre h'_β) exceto pelo fato que a curva na qual se obteve $h'_\alpha = \min(h_i)$ deve ser desconsiderada.
 - Repita o procedimento até que se encontre a última interseção (J_η). Note que neste caso restará apenas uma curva a ser considerada.
5. **se $h'_\alpha \leq h'_\beta \leq \dots \leq h'_\eta$ faça**
 - $J_\alpha^{-1} = J_\alpha, J_\beta^{-1} = J_\beta, \dots, J_\eta^{-1} = J_\eta$
 (J^{-1} significa o valor passado de J)
 - $h_\alpha = h'_\alpha, h_\beta = h'_\beta, \dots, h_\eta = h'_\eta$
 - Recalcule os valores do jitter $J_\alpha(h_\alpha, h_\beta, \dots, h_\eta), J_\beta(h_\alpha, h_\beta, \dots, h_\eta), \dots, J_\eta(h_\alpha, h_\beta, \dots, h_\eta)$
 - Retorne para o passo 4 até $J_j = J_j^{-1}, \forall j$ (se $J_j = J_j^{-1}$ pare o algoritmo).

caso contrário

- Pare o algoritmo.

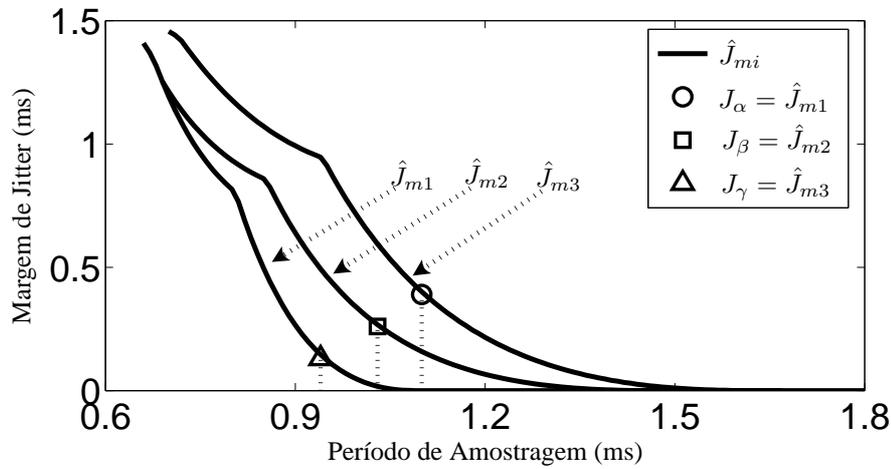


Figura 5.1: Curvas Típicas da Variação da Margem de Jitter em Função do Período de Amostragem.

O objetivo do algoritmo é fazer uma busca do valor do jitter sobre a curva da margem de jitter. No entanto, quando se encontra um ponto onde o jitter é igual a margem de jitter, o período de amostragem já não é mais o mesmo e portanto o valor do jitter também pode ter sido alterado. Se para o novo conjunto de período de amostragens, os valores do jitter não se alteraram, então o ponto desejado foi encontrado. Se a condição de parada apresentada no passo 5 não pode ser atendida, então o novo conjunto de períodos de amostragem candidato não pode ser escalonado segundo a política *rate monotonic* e o algoritmo deve ficar com os valores obtidos na iteração passada. Esta situação indica que a condição (5.1) não pode ser atendida pela política *rate monotonic*.

Para facilitar a compreensão do procedimento, será apresentado um exemplo ilustrativo.

5.3 Exemplo Ilustrativo

Este exemplo tem a função didática de esclarecer como funciona o mecanismo de busca e foi retirado do artigo [Santos *et al.*, 2007a]. Suponha três controladores de tempo contínuo e que seus períodos de amostragem nominais foram obtidos a partir de um mecanismo de *co-design*: $h_{01} = 0.69$, $h_{02} = 0.68$, $h_{03} = 0.65$ ms.

1. Suponha que as curvas (\hat{J}_{mi}) apresentadas na figura 5.1 foram obtidas.
2. $h_{\alpha} = h_{03} = 0.65$, $h_{\beta} = h_{02} = 0.68$, $h_{\gamma} = h_{01} = 0.69$ ms.
3. Calculando o jitter obteve-se $J_{\alpha} = 0.13$, $J_{\beta} = 0.26$, $J_{\gamma} = 0.39$ ms.

4.
 - A intersecção $J = 0.13$ ocorre para $h_3 = 0.94$, $h_2 = 1.12$ e $h_1 = 1.27$. Portanto $h'_3 = 0.94$.
 - A intersecção $J = 0.26$ ocorre para $h_2 = 1.03$ e $h_1 = 1.17$. Portanto $h'_2 = 1.03$.
 - A intersecção $J = 0.39$ ocorre para $h_1 = 1.1$. Portanto $h'_1 = 1.1$.
5. Assim $h_\alpha = h'_3 \leq h_\beta = h'_2 \leq h_\gamma = h'_1$.
 - Faça J_i , ($J_i^{-1} = J_i$), $i = \alpha, \beta, \gamma$.
 - Atualize h_i , ($h_i = h'_i$), $i = 1, 2, 3$.
 - Atualize J , ($J_\alpha = 0.13$, $J_\beta = 0.26$, $J_\gamma = 0.39$ ms).
 - Pare o procedimento pois, $J_i = J_i^{-1}$, $i = \alpha, \beta, \gamma$.
 - Retorne(h_i).

É interessante notar que o algoritmo convergiu com uma iteração e pode-se afirmar que a estabilidade está garantida para $h_1 = 1.1$, $h_2 = 1.03$ e $h_3 = 0.94$.

5.4 Aplicações

Existem diversas alternativas para escalonar tarefas esporádicas em sistemas de tempo real. É possível, por exemplo, supor que o sistema está sempre no pior caso ou em outra palavras, considerar que as mensagens esporádicas são periódicas. Neste caso, os recursos seriam sub-utilizados nos momentos em que as mensagens esporádicas não estivessem disputando o barramento. Uma abordagem mais eficiente utiliza o conceito de servidores de tarefas esporádicas. De maneira simplista, pode-se interpretar estes servidores como estruturas que gerenciam recursos reservados para as tarefas esporádicas e que disponibilizam estes recursos às tarefas esporádicas quando necessários a partir de alguma política. Existem diversas opções de servidores de tarefas esporádicas na literatura de tempo real e muitos deles são apresentados no livro [Liu, 2000].

A proposta utilizada neste trabalho difere um pouco das abordagens convencionais uma vez que não se deseja utilizar nenhuma estrutura de monitoramento do barramento. A fim de garantir que a mensagem esporádica será transmitida sem que suas instâncias percam seus *deadlines*, propõe-se um mecanismo descentralizado de realocação de recursos: inicialmente um nó envia uma mensagem a todos os sensores informando-os o fato de que eles devem reajustar seus períodos de amostragem para um dado valor; num segundo momento, ao término da transmissão da mensagem anterior, as mensagens esporádicas podem iniciar suas transmissões; por fim, ao término da transmissão dos *streams*

esporádicos, deve ser enviado outro *broadcast* aos sensores, informando-os que estes podem retomar seus períodos de amostragem nominais. A grande vantagem desta técnica é que ela é descentralizada e não necessita que nenhuma estrutura especial de monitoramento do barramento.

Um aspecto relevante quando se trata de redimensionamento dos períodos de amostragem é que a lei de controle pode ser ou não recalculada como discutido em Buttazzo *et al.* [2007]. Caso os controladores sejam recalculados, serão obtidas malhas mais robustas nos momentos em que não se trabalha com o período de amostragem nominal. No entanto, esta proposição tem a desvantagem de obrigar o cálculo de novas leis de controle em tempo de operação o que aumenta significativamente a complexidade da estrutura de controle.

O procedimento de busca supõe que as mensagens esporádicas devem ter prioridade inferior às mensagens de controle a fim de não alterar o jitter das malhas. Neste caso, se os períodos de amostragem não forem reajustados, as várias instâncias das mensagens esporádicas poderão ter problemas com os *deadlines*. Pode-se garantir que a primeira mensagem, a qual informa sobre a redefinição dos períodos, será transmitida uma vez que a utilização do barramento no caso nominal é de 78% e portanto haverá instantes em que estará vazio (*idle*).

Quando ocorre o surgimento de uma mensagem inesperada, a maneira mais simples para se garantir a escalonabilidade do barramento é por meio do aumento linear dos períodos de amostragem de maneira a respeitar o critério da utilização máxima. Esta técnica, no entanto, pode gerar um alargamento indesejável do período de amostragem o que se torna perigoso sob o ponto de vista da robustez uma vez que existe a presença do atraso variável. Neste sentido é importante ter em vista até que ponto esta técnica de reajuste linear não trará prejuízos a estabilidade de malha.

5.5 Resultados de Simulação

As simulações foram conduzidas a fim de ilustrar a importância de se conhecer o valor até o qual se pode alargar os períodos de amostragem de forma segura, garantindo-se a estabilidade de malha. No cenário proposto para estas simulações, supõe-se um sistema de controle via redes semelhante ao apresentado na primeira etapa da seção 4.4: mesmas plantas e controladores obtidos a partir do procedimento de *co-design* com alocação de pólos. A principal diferença é que, nesta simulação, existem nós supervisórios que podem enviar relatórios de produção para um outro equipamento via o barramento da rede CAN. Justifica-se enviar relatórios por barramentos em níveis hierárquicos mais baixo como uma medida de redução de custos. O mais comum seria utilizar uma estrutura de rede

adicional com características mais apropriadas para este tipo de mensagem, porém pode ser desnecessário o gasto com uma estrutura de rede adicional. Uma vez que a rede CAN não é apropriada para enviar mensagens com muitos *bytes* de dados, o relatório deve ser segmentado em várias mensagens enviadas sob a forma de um *stream*.

No caso nominal, os períodos de amostragem e os controladores são os mesmos obtidos a partir do procedimento de *co-design* da seção 4.4. Supõe-se que seria necessário enviar no intervalo de tempo entre 0.01s e 0.04s três *streams* distintos que contêm os relatórios de cada uma das malhas. Para os relatórios em questão, deseja-se que seja utilizado um período de ativação de 1.1ms para cada instância de um mesmo *stream*.

5.5.1 Realocação dos Recursos

Não é possível garantir que as mensagens esporádicas terão seus *deadlines* cumpridos caso os intervalos amostrais nominais sejam mantidos durante a transmissão das mensagens. Partindo da análise do pior tempo de resposta apresentado na subseção 2.4.3, nota-se que a mensagem esporádica de menor prioridade pode levar até 1.2ms para ser transmitida ao passo que seu *deadline* é de 1.1ms e portanto não é possível garantir a escalonabilidade. Para garantir que todas as mensagens serão transmitidas e não perderão seus *deadlines*, é necessário reduzir a utilização da rede que, num primeiro momento, se dará pelo alargamento dos períodos de amostragem dos sistemas de controle. Na figura 5.2 são representados os escalonamentos das mensagens das malhas com o surgimento das mensagens esporádicas entre 0.01 e 0.04s. A representação se dá por meio de três níveis: o nível baixo representa que não se deseja enviar uma mensagem, o nível médio significa que o nó aguarda a liberação do barramento para tentar enviar a mensagem e o nível alto representa o momento que a mensagem está sendo transmitida.

A viabilidade do mecanismo de reajuste pode ser verificada a partir do conhecimento do período de amostragem limite. Ao aplicar o procedimento de busca proposto neste capítulo, verificou-se que a estabilidade é garantida mesmo que os períodos de amostragem sejam reajustados até: $h_{1max} = 1.03$ ms, $h_{2max} = 1.01$ ms e $h_{3max} = 0.86$ ms. Portanto, uma metodologia adequada de redistribuição da largura de banda da rede deve respeitar estes limites.

O outro requisito essencial nos sistemas de controle via redes são os requisitos temporais das mensagens. A maneira mais simples para garantir a escalonabilidade neste tipo de rede é através do critério da máxima utilização. Apesar desta via ser conservadora, uma vez que é possível obter sistemas escalonáveis mesmo que a rede seja submetida a um nível maior de tráfego, este critério é simples e direto uma vez que não usa fórmula de recorrência.

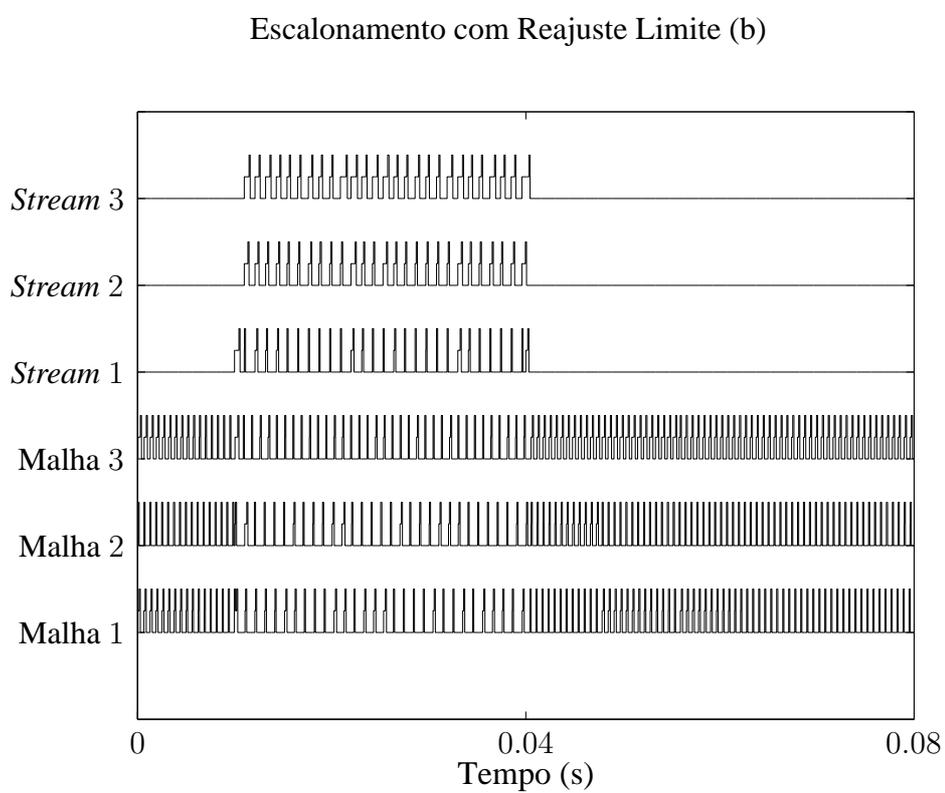
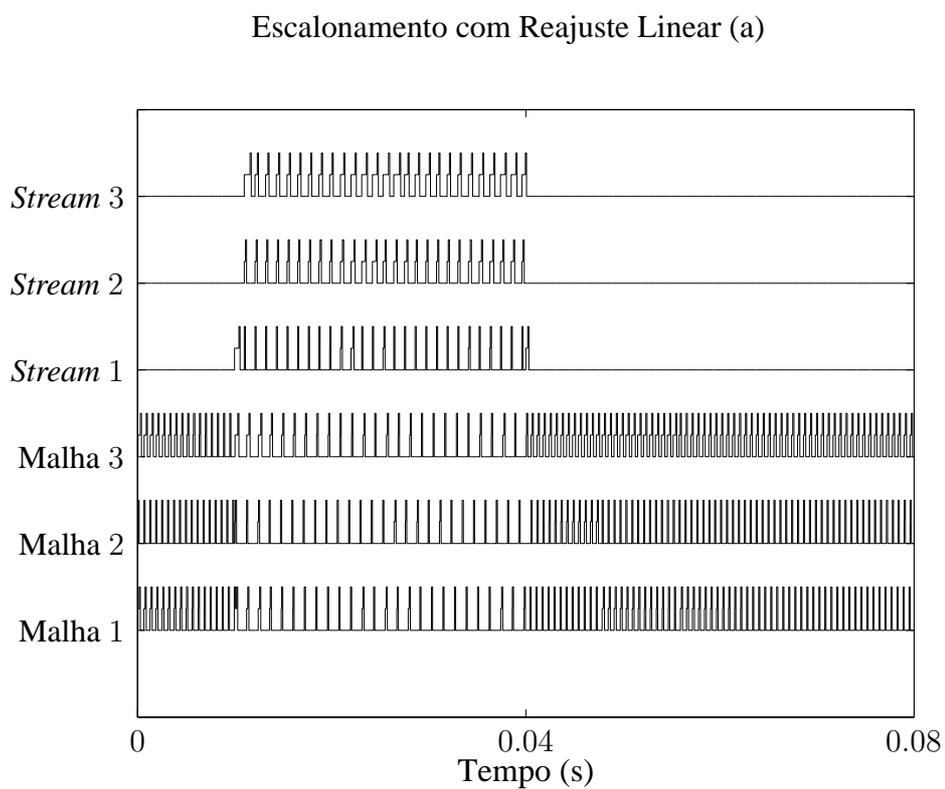


Figura 5.2: Comparação entre os Escalonamentos do Barramento CAN

Caso seja feito um reajuste linear de maneira respeitar o critério da utilização, então os novos períodos de amostragem serão $h'_1 = 1.19$ ms, $h'_2 = 1.17$ ms e $h'_3 = 1.20$ ms. Estes intervalos amostrais garantem que todas as mensagens cumprirão seus *deadlines*, mas não respeitam a condição decorrente da margem de jitter (h_{1max} , h_{2max} e h_{3max}). Desta maneira é possível que as três malhas apresentem características instáveis devido ao efeito do atraso variável, mas vale ressaltar que não é possível afirmar que elas serão instáveis devido à característica de suficiência dos critérios baseados na margem de jitter.

Pode-se, por outro lado, lançar mão de um critério mais apurado a fim de garantir a escalonabilidade das mensagens como o proposto em Davis *et al.* [2007]. Por meio da análise do pior tempo de resposta discutido na subseção 2.4.3, verifica-se que os valores $h''_1 = 1.03$ ms, $h''_2 = 1.01$ ms e $h''_3 = 0.86$ ms podem ser utilizados durante a acomodação das mensagens esporádicas, pois o pior tempo de resposta calculado será 0.84 ms e portanto todas as mensagens cumprirão seus *deadlines*. O uso do critério proposto em Davis *et al.* [2007] só pôde ser aplicado porque os períodos de amostragem foram determinados *a priori* pelo método de busca proposto neste capítulo.

A fim de demonstrar a influência da escolha do intervalo amostral foram criados inicialmente dois cenários: no primeiro deles a realocação de recursos se dará com o reajuste linear dos períodos de amostragem tendo em vista apenas o cumprimento do critério de utilização, no segundo utilizou-se o máximo período de amostragem obtido a partir do método proposto durante o surgimento das mensagens esporádicas. Na tabela 5.1 são apresentados os valores dos períodos de amostragem e dos intervalos de ativação das mensagens esporádicas para os dois cenários bem como no caso nominal no qual não existe envio de relatório. Já na tabela 5.2 são apresentados os valores do jitter e da margem de jitter obtidos para os diferentes valores de intervalos amostrais. Pode-se afirmar a partir da comparação da margem de jitter com o jitter que no cenário 1 não se pode garantir a estabilidade de nenhuma das malhas ao passo que o cenário 2 está no limite do critério definido em Cervin *et al.* [2004] como desejado.

Tabela 5.1: Intervalos de Ativação das Mensagens

Cenário	h_1	h_2	h_3	m_1	m_2	m_3
Nominal	0.62	0.61	0.63	-	-	-
1	1.19	1.17	1.20	1.1	1.1	1.1
2	1.03	1.01	0.86	1.1	1.1	1.1

Na figura 5.2, apresenta-se a disputa pelo barramento no caso do reajuste linear dos períodos de amostragem (a) e no caso em que os períodos de amostragem limítrofes são utilizados (b). A primeira vista não existe uma diferença significativa entre os dois escalonamentos e todas as instâncias em

Tabela 5.2: Margem de Jitter para Diferentes Intervalos Amostrais

Cenário	\hat{J}_{m1}	\hat{J}_{m2}	\hat{J}_{m3}	J_1	J_2	J_3
Nominal	1.45	1.34	1.47	0.24	0.12	0.36
1	0.11	0.06	0.00	0.24	0.12	0.36
2	0.36	0.24	0.12	0.36	0.24	0.12

ambos os casos são transmitidas como previsto. Pode-se perceber que entre 0.01 s e 0.04 s ocorre um distanciamento entre as mensagens dos sensores decorrente da realocação da banda da rede e ele é um pouco mais nítido na situação (a). No entanto, estas figuras traduzem uma percepção ligada aos problemas de tempo real e não trazem à tona os aspectos relacionados ao problema de controle.

A representação das respostas em malha fechada com os procedimentos de realocação de recursos é feita na figura 5.3. Já era esperado que ocorresse alguma degradação do desempenho em função da realocação de recursos quando comparado ao caso em que os sistemas operam sempre com o período de amostragem nominal. A degradação do desempenho não foi capaz de causar instabilidade em nenhuma das malhas cujos períodos limítrofes foram respeitados o que é o principal objetivo da técnica proposta neste capítulo. O mesmo não pode ser dito no caso em que todos os períodos foram reajustados linearmente, uma vez que a terceira malha tornou-se instável durante o período que operou fora do período de amostragem nominal. Na realidade, as três malhas poderiam apresentar respostas instáveis, contudo isto não pode ser afirmado de forma categórica porque a margem de jitter é um critério apenas suficiente.

A determinação imposta aos períodos de ativação das mensagens esporádicas, fixados em 1.1 ms, teve o papel de apresentar uma situação onde uma realocação inadequada dos recursos causou uma situação de instabilidade. Na prática, o reajuste por meio de cálculo da utilização ainda pode ser uma alternativa interessante devido a simplificação dos cálculos, que em tese, podem ser realizados em tempo de operação. Uma outra alternativa interessante seria realizar um reajuste tanto das tarefas periódicas quanto dos períodos de ativação. Assim reajustariam-se os períodos de amostragem, num primeiro momento, até que um deles atinja o seu limite e, num segundo momento, realizariam-se o reajuste dos períodos de ativação das mensagens esporádicas. Conseqüentemente, levaria-se mais tempo para completar a transmissão de todas as mensagens, mas o reajuste dos intervalos amostrais não seria tão abrupto para as malhas dos sistemas de controle. A aplicação desta alternativa no exemplo discutido nesta seção resultaria em períodos de ativação de 2.4 ms para as mensagens esporádicas e as malhas de controle operariam fora do caso nominal com os seguintes períodos de amostragem: $h_1''' = 0.82$ ms, $h_2''' = 0.83$ ms e $h_3''' = 0.85$ ms. O novo escalonamento da rede é apresentado na figura 5.4.

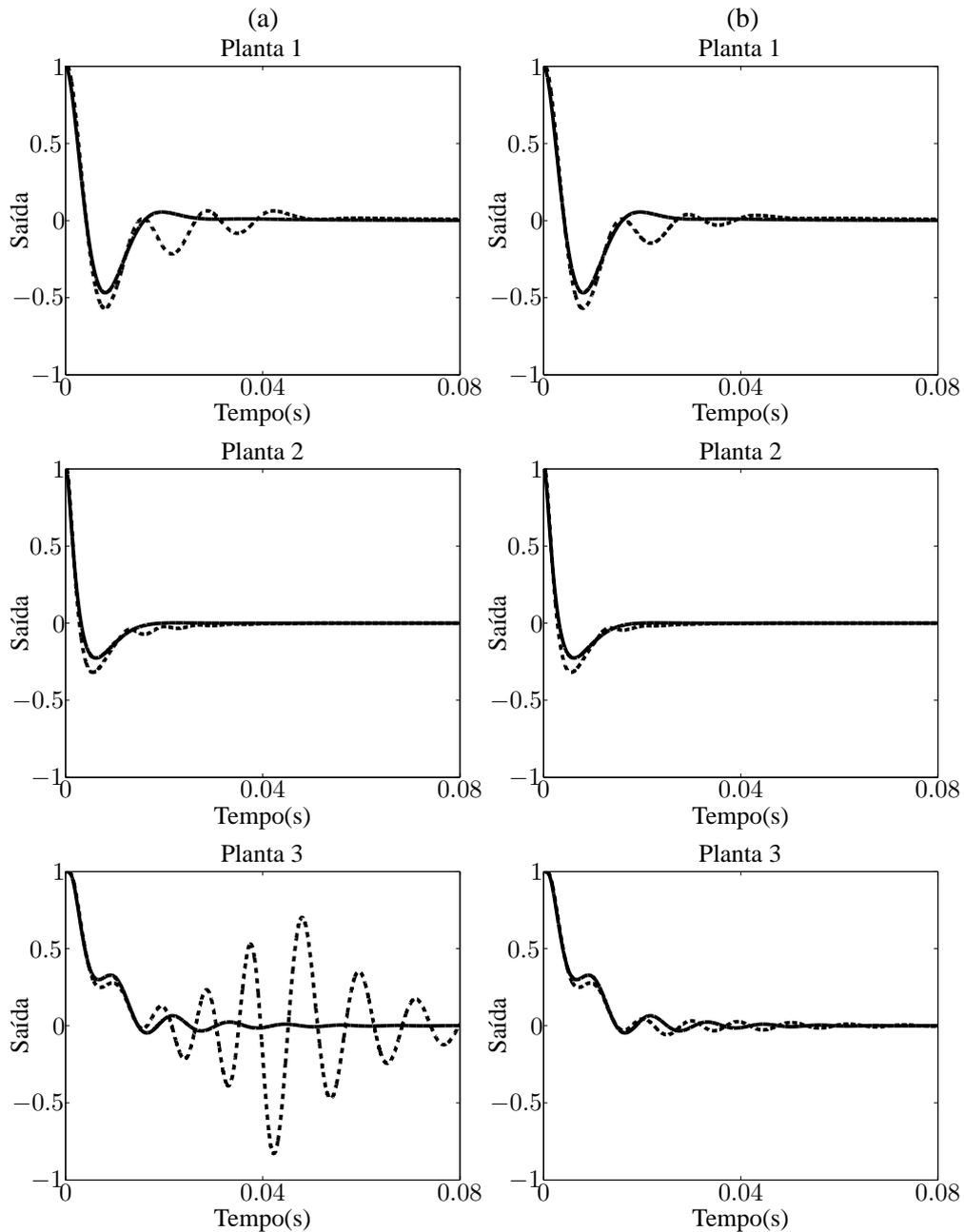


Figura 5.3: Comparação entre as Respostas obtidas Mediante Acomodação das Mensagens Esporádicas: A Curva Sólida Representa a Resposta Ideal com Controlador Contínuo e Sem Atraso, a Curva Tracejada Representa a Resposta na Rede com a Alocação de Recurso

A realocação de recursos apresentada na figura 5.4 é mais suave do que os casos apresentados anteriormente. O ponto negativo é que o período de operação fora da situação nominal é mais que o dobro do que o necessário nos casos anteriores. Existe portanto um compromisso entre o tempo em que as malhas terão que operar fora da situação nominal e o peso do reajuste dos períodos de amostragem.

Pode-se observar a partir das respostas em malha fechada apresentada na figura 5.5 que a degradação sofrida pelas malhas 1 e 2 foram amenizadas uma vez que o reajuste de seus períodos de amostragem não foram tão drásticos. Já para a malha 3 não houve uma mudança notável porque ela foi levada ao seu limite mais uma vez. A forma com que os recursos serão redistribuídos depende do interesse do engenheiro, mas é deve-se sempre verificar a questão da estabilidade independentemente da técnica de *co-design* utilizada.

5.6 Conclusão

A técnica de alocação de recursos apresentada nesta seção tem o papel de mostrar uma possível aplicação dos conceitos apresentados neste capítulo. No entanto, a idéia por trás do conhecimento de uma taxa de amostragem mínima bem como da técnica de busca não devem ser limitadas a este tipo de aplicação. Pode-se abrir uma discussão, por exemplo, sobre um procedimento de *co-design* no qual o seu objetivo seria conduzido por uma outra métrica que seria composta pela diferença entre a margem de jitter e o jitter $\delta J_i = \hat{J}_{mi} - J_i$. Neste caso, o procedimento de *co-design* poderia

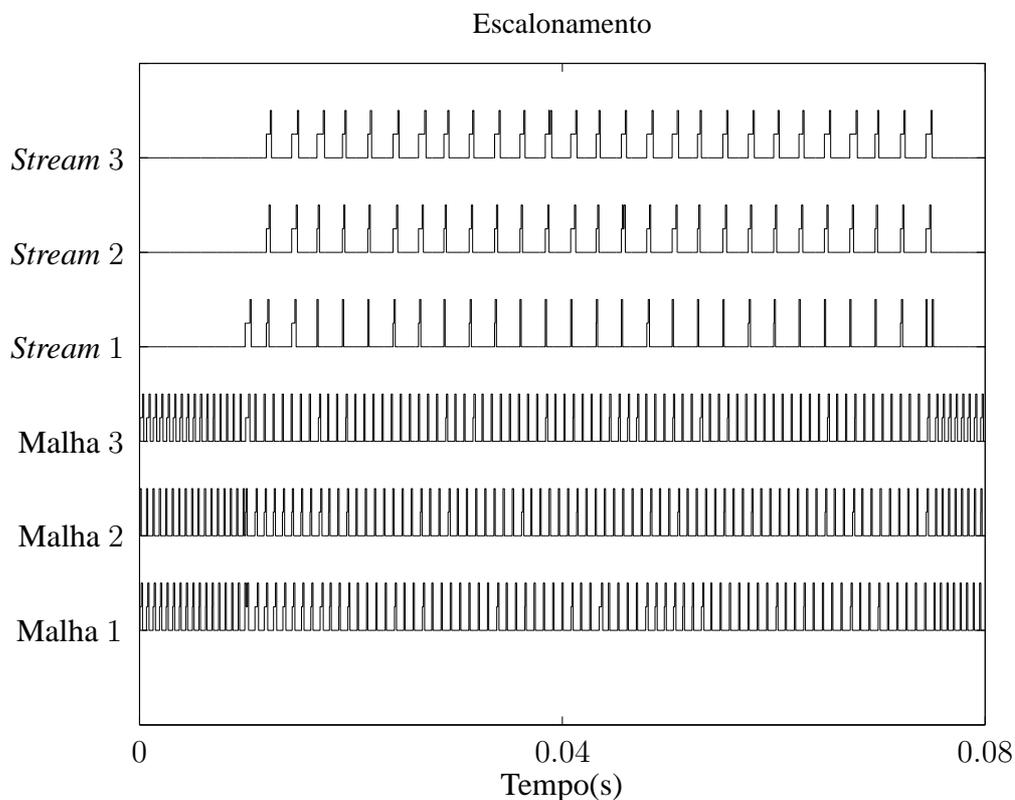


Figura 5.4: Escalonamento Alternativo para Realizar a Acomodação das Mensagens Esporádicas

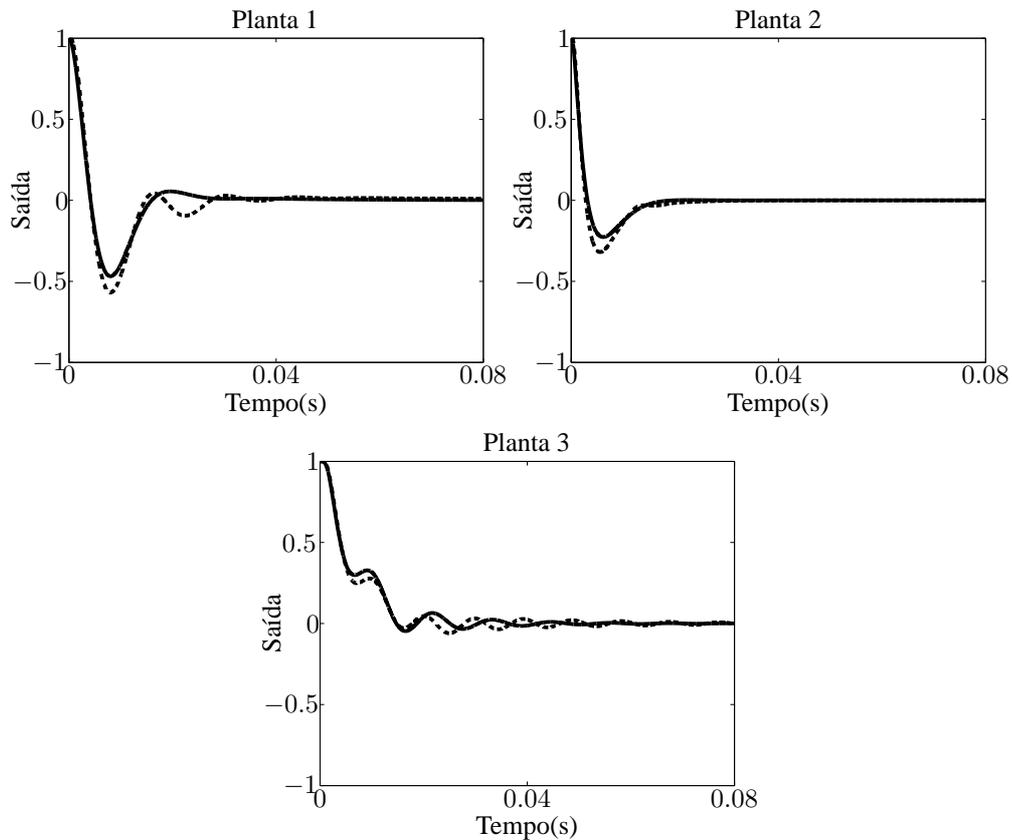


Figura 5.5: Resposta da Técnica Alternativa de Acomodação das Mensagens Esporádicas: A Curva Sólida Representa a Resposta Ideal com Controlador Contínuo e Sem Atraso, a Curva Tracejada Representa a Resposta na Rede com a Alocação de Recurso

ser realizado de maneira semelhante ao método proposto na seção 5.2. A novidade trazida por esta abordagem diante da literatura relacionada a margem de jitter é que a margem de jitter deixa de ser vista como uma função apenas da parcela constante do atraso e passa a ser analisada como função do período de amostragem. O ponto comum aos procedimentos que se mostram adequados a este tipo de situação é que neles devem-se considerar tanto as restrições temporais como a questão da estabilidade de sistemas sujeitos a atrasos variados que pode ser avaliada a partir das técnicas apresentadas neste capítulo.

Capítulo 6

Margem de Jitter na Presença de Erro de Modelagem

Muitos problemas relevantes apresentados da teoria de controle ainda não foram contextualizados no campo dos NCSs. É discutido em Yang [2006], por exemplo, o fato de que poucos trabalhos tratam de questões como erro de modelagem e existência de não-linearidades em NCSs. Apesar deste fato, é importante considerar a influência do erro de modelagem nos sistemas implementados em redes de comunicação uma vez que estas apresentam peculiaridades como atraso variável e restrições para escolha do período de amostragem. É notório o fato de que tanto o atraso variável quanto o erro de modelagem degradam o desempenho de malha fechada e podem até causar a instabilidade, porém é difícil mensurar o impacto global que estes fatores causam num dado sistema.

Nos capítulos anteriores, mostrou-se que o atraso variável é um dos desafios mais relevantes quando se considera a implementação dos NCSs de larga escala ou com processo de dinâmica rápida. Ao longo desta dissertação, a análise do efeito do atraso variável existente em redes de comunicação industrial foi realizada por meio de uma métrica chamada de margem jitter. Esta métrica foi derivada de um critério de estabilidade apresentado em Kao e Lincoln [2004] o qual não se restringe ao problema de controle via redes. Neste sentido, a fim de considerar o efeito do erro de modelagem numa malha implementada numa rede industrial, será necessário revisar o critério seminal que trata do problema do atraso variável. Um vez que o critério demonstrado em Kao e Lincoln [2004] foi concebido para malhas de controle lineares sujeitas à variação do atraso, os resultados deste capítulo podem ser utilizados não só para NCSs e portanto a gama de aplicação dos resultados a serem apresentados neste capítulo vai além dos NCSs.

6.1 Erro de Modelagem

De forma a tratar o erro de modelagem, supõe-se que existe um modelo linear real desconhecido, $P^0(s)$, e um modelo nominal conhecido, $P(s)$. Em tese, o correto seria calcular a margem de jitter a partir de:

$$\left| \frac{P_{alias}^0(\omega)K(e^{j\omega})}{1 + P_{ZoH}^0(e^{j\omega})K(e^{j\omega})} \right| < \frac{1}{\tilde{N}|e^{j\omega} - 1|}, \quad \forall \omega \in [0, \pi] \quad (6.1)$$

Uma vez que o modelo real é desconhecido, a eq. (6.1) não pode ser usada, o que induz à necessidade de se estimar o valor de \tilde{N} através de alguma expressão que não utilize $P^0(s)$, $P_{alias}^0(\omega)$ ou $P_{ZoH}^0(z)$.

6.1.1 Incertezas Multiplicativas

Inicialmente é importante introduzir as funções limitantes do erro de modelagem contínua e discreta. Essas funções são importantes uma vez que permitem limitar o erro de modelagem e são comumente usadas na literatura de controle robusto como apresentadas em Morari e Zafrou [1989].

Considere a função de incerteza multiplicativa do modelo em tempo contínuo, $\ell_m(s)$:

$$\ell_m(s) = \frac{P(s) - P^0(s)}{P(s)} \quad (6.2)$$

O módulo desta função pode ser majorado como apresentado como:

$$\bar{\ell}_m(\omega) \geq |\ell_m(j\omega)|, \quad \forall \omega \in [0, \infty] \quad (6.3)$$

Analogamente, a função de incerteza multiplicativa pulsada é apresentada abaixo onde o asterisco denota que esta se refere a um domínio em tempo discreto:

$$\ell_m^*(z) = \frac{P_{zoh}(z) - P_{zoh}^0(z)}{P_{zoh}(z)} \quad (6.4)$$

Desta maneira, a função que majora o erro de modelagem das funções de transferência pulsadas, $\bar{\ell}_m^*(\omega)$, é definida como:

$$\bar{\ell}_m^*(\omega) \geq |\ell_m^*(e^{j\omega})|, \quad \forall \omega \in [0, \pi] \quad (6.5)$$

Por fim, faz-se necessário definir uma função majorante, $\bar{P}_{alias}(\omega)$, para a soma infinita, $P_{alias}(\omega)$, tal que:

$$\bar{P}_{alias}(\omega) \geq P_{alias}^0(\omega), \quad \forall \omega \in [0, \pi] \quad (6.6)$$

A partir da função das incertezas multiplicativas discreta e da função majorante da soma infinita, pode-se estabelecer o seguinte lema:

Lema 6.1.1 *A eq. (6.1) está garantida, se a eq. (6.7) for garantida $\forall \omega \in [0, \pi]$.*

$$\left| \frac{P_{ZoH}(e^{j\omega})K(e^{j\omega})}{1 + P_{ZoH}(e^{j\omega})K(e^{j\omega})} \right| < \frac{1}{\tilde{N}|e^{j\omega} - 1| \frac{\bar{P}_{alias}(\omega)}{|P_{ZoH}(e^{j\omega})|} + \ell_m^*} \quad (6.7)$$

Prova. Define-se o ganho $\lambda^0(\omega) := \left| \frac{P_{alias}^0(\omega)}{P_{ZoH}(e^{j\omega})} \right|$. Para simplificar a notação, os argumentos $(e^{j\omega})$, (ω) e $(j\omega)$ serão omitidos. Inicialmente a eq. (6.1) pode ser reescrita como:

$$\left| \frac{1}{P_{ZoH}K} + \frac{P_{ZoH}^0}{P_{ZoH}} \right| > \lambda^0 \tilde{N} |e^{j\omega} - 1| \quad (6.8)$$

Por meio de um rearranjo algébrico, a eq. (6.8) também pode ser escrita da seguinte maneira:

$$\left| \frac{1}{P_{ZoH}K} + \frac{P_{ZoH}^0}{P_{ZoH}} + \frac{P_{ZoH}}{P_{ZoH}} - \frac{P_{ZoH}}{P_{ZoH}} \right| > \lambda^0 \tilde{N} |e^{j\omega} - 1| \quad (6.9)$$

Deste modo, partindo da eq. (6.9), a eq. (6.1) pode ser reescrita como:

$$\left| \frac{1}{P_{ZoH}K} + \frac{P_{ZoH}}{P_{ZoH}} - \left(\frac{P_{ZoH}}{P_{ZoH}} - \frac{P_{ZoH}^0}{P_{ZoH}} \right) \right| > \lambda^0 \tilde{N} |e^{j\omega} - 1| \quad (6.10)$$

Para isolar o erro de modelagem é necessário aplicar a desigualdade triangular ¹($|u - v| \geq |u| - |v|$) na eq. (6.10). Desta forma, obtém-se:

$$\left| \frac{1 + P_{ZoH}K}{P_{ZoH}K} \right| - \left| \frac{P_{ZoH} - P_{ZoH}^0}{P_{ZoH}} \right| > \lambda^0 \tilde{N} |e^{j\omega} - 1| \quad (6.11)$$

Note que a desigualdade triangular é usada de forma que caso a eq. (6.11) seja garantida, então as eq. (6.10) ou eq. (6.1) também serão garantidas. Alternativamente, pode-se escrever a eq. (6.11)

¹Partindo de $|a + b| \leq |a| + |b|$ é possível concluir que: $|u| = |v + (u - v)| \leq |v| + |u - v|$ e conseqüentemente $|u| - |v| \leq |u - v|$. Alternativamente $|u - v| \geq |u| - |v|$.

como sendo:

$$\left| \frac{P_{ZoH}}{P_{alias}^0} \right| \left(\left| \frac{1 + P_{ZoH}K}{P_{ZoH}K} \right| - |\ell_m^*| \right) > \tilde{N} |e^{j\omega} - 1|$$

Finalmente, devido ao fato de que $\bar{P}_{alias} \geq P_{alias}^0$ e $\bar{\ell}_m \geq |\ell_m^*|$, o lema 6.1.1 é demonstrado a partir da desigualdade na seqüência:

$$\begin{aligned} \left| \frac{P_{ZoH}}{P_{alias}^0} \right| \cdot \left| \frac{1}{P_{ZoH}K} + \frac{P_{ZoH}^0}{P_{ZoH}} \right| &> \\ \left| \frac{P_{ZoH}}{P_{alias}^0} \right| \left(\left| \frac{1 + P_{ZoH}K}{P_{ZoH}K} \right| - |\ell_m^*| \right) &> \\ \left| \frac{P_{ZoH}}{\bar{P}_{alias}} \right| \left(\left| \frac{1 + P_{ZoH}K}{P_{ZoH}K} \right| - \bar{\ell}_m \right) &> \tilde{N} |e^{j\omega} - 1| \end{aligned} \quad (6.12)$$

O lema 6.1.1 possibilita que a estabilidade de um sistema sujeito a atraso variável e erro de modelagem seja afirmada a partir do conhecimento das funções de incertezas multiplicativas e do valor máximo do atraso. A importância deste lema se deve ao fato de se permitir que o conceito da margem de jitter seja estendido para sistemas que apresentam erro de modelagem.

O grau de conservadorismo deste novo critério depende da função das incertezas multiplicativas discreta e da função majorante da soma infinita. Apesar da obtenção destas funções não ser algo simples, serão apresentadas alguns aspectos práticos que podem facilitar a estimação destas funções.

6.2 Aspectos Práticos

De forma a aplicar o lema 6.1.1 é necessário utilizar uma função majorante de incertezas multiplicativas discretas, $\bar{\ell}_m^*(\omega)$, e uma função majorante da soma infinita, $\bar{P}_{alias}(\omega)$.

Função de Incertezas Multiplicativas Discretas

Idealmente, deve-se obter a função de incertezas multiplicativas discretas por meio de experimentação, o que pode não ser uma tarefa fácil. No entanto, é comum na área de controle robusto supor o conhecimento da função das incertezas em tempo contínuo, $\ell_m(s)$. Pode-se garantir que uma possível função majorante das incertezas multiplicativas discretas pode ser obtida a partir da discretização com o sustentador de ordem zero da função de tempo contínuo, ou seja é possível escolher $\bar{\ell}_m^*(z)$ como abaixo:

$$\bar{\ell}_m^*(z) = (1 - z^{-1})\mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{\bar{\ell}_m(s)}{s} \right\} \right\} \quad (6.13)$$

A prova da eq. (6.13) pode obtida a partir da demonstração apresentada em Morari e Zafrou [1989] na seção 7.3.2.

Obtenção da Função Majorante da Soma Infinita

Deve-se notar que no cálculo da margem de jitter (eq. (6.1)) existe um termo $P_{alias}(\omega)$ que é função da planta contínua, mais especificamente de $P(s)|_{s=i(\omega+2\pi k)/h}$ (vide eq. (3.3)) no qual k é um número inteiro. Apesar de se tratar de um sistema amostrado, $P_{alias}(\omega)$ depende de uma planta contínua devido ao efeito do recobrimento que é consequência da interconexão de uma planta contínua com o controlador digital. Maiores detalhes sobre o cálculo de $P_{alias}(\omega)$ são apresentados em Yamamoto e Araki [1994 apud Kao e Lincoln, 2004]. O ponto relevante é o fato de que se faz necessário determinar um valor majorante para esta soma a fim de se aplicar o lema 6.1.1.

Uma maneira de se estabelecer uma função majorante para a soma infinita $\bar{P}_{alias}(\omega)$ é a partir da definição de uma função de transferência $\bar{P}(s)$ de forma que $|\bar{P}(s)| \geq |P(s)| \quad \forall, s = j\omega$. A soma infinita, apresentada na eq. (3.3), é formada por um somatório e, portanto, se todos os elementos do somatório de $\bar{P}_{alias}(\omega)$ forem maiores do que os de $P_{alias}(\omega)$, então $\bar{P}_{alias}(\omega) > P_{alias}(\omega)$

Com efeito $\bar{P}_{alias}(\omega)$ pode ser calculado a partir de $\bar{P}(s)$ da seguinte maneira:

$$\bar{P}_{alias}(\omega) = \sqrt{\sum_{k=-\infty}^{\infty} \left| \bar{P}\left(i(\omega + 2\pi k)\frac{1}{h}\right) \right|^2} \quad (6.14)$$

Assim, $|\bar{P}(s)|$ pode ser obtido como abaixo:

$$|\bar{P}(s)| = |P(s)| \cdot (1 + \bar{\ell}_m), \quad \forall, s = j\omega \quad (6.15)$$

Para tanto, deve-se provar que:

$$|P(s)|(1 + \bar{\ell}_m(\omega)) \geq |P^0(s)|, \quad \forall, s = j\omega \quad (6.16)$$

Prova. Da definição:

$$\bar{\ell}_m(\omega) \geq \left| \frac{P(s) - P^0(s)}{P(s)} \right|, \quad \forall, s = j\omega \quad (6.17)$$

Segue da definição que:

$$|P(s)|\bar{\ell}_m(\omega) \geq |P^0(s) - P(s)| > |P^0(s)| - |P(s)|, \quad \forall, s = j\omega \quad (6.18)$$

Finalmente obtém-se que:

$$|P(s)|(1 + \bar{\ell}_m(\omega)) \geq |P^0(s)|, \quad \forall, s = j\omega \quad (6.19)$$

E assim a função majorante da soma infinita pode ser calculada como mostrado na eq. (6.14).

Comentário 6.2.1 *É comum observar em situações práticas que $|P(s)| \approx |P^0(s)|$ nas baixas frequências e $|P(s)| > |P^0(s)|$ nas altas frequências. Nestes casos, é razoável usar a simplificação $\bar{P}_{alias}(\omega) = P_{alias}(\omega)$.*

6.3 Comparação com Sistemas sem Atraso

O lema 6.1.1 tem o papel de unir um resultado de sistemas sujeitos a atraso variável com os teoremas sobre robustez que consideram o erro de modelagem na forma de uma função de incerteza multiplicativa.

Existe um teorema sobre robustez apresentado em Åström e Wittenmark [1997] o qual trata as incertezas como erro de modelagem, mas não trata do atraso variante no tempo de maneira explícita.

No teorema apresentado na seção 3.3 de [Åström e Wittenmark, 1997], sem perda de generalidades, considerou-se uma estrutura clássica de um grau de liberdade e realimentação unitária na qual utiliza-se: o ganho direto nominal $L(z) = P_{ZoH}(z)K(z)$, o ganho direto real $L^0(z) = P_{ZoH}^0(z)K(z)$, a função complementar de sensibilidade nominal $C(z) = \frac{L(z)}{1+L(z)}$ e a função complementar de sensibilidade real $C^0(z) = \frac{L^0(z)}{1+L^0(z)}$. Este teorema é reproduzido para a seguinte forma:

Teorema 6.3.1 Robustez

Considere um sistema de malha fechada C e C^0 obtido a partir da aplicação de uma realimentação unitária negativa sob as funções de transferências pulsadas P_{ZoH} e P_{ZoH}^0 , respectivamente. O sistema C^0 é estável se as condições são verdadeiras:

1. C é estável.

2. P_{ZoH} e P_{ZoH}^0 possuem o mesmo número de pólos fora do círculo unitário.
3. A desigualdade (6.20) é satisfeita para $|z| = 1$.

$$\left| \frac{P_{ZoH}(z) - P_{ZoH}^0(z)}{P_{ZoH}(z)} \right| < \left| \frac{1 + L(z)}{L(z)} \right| \quad (6.20)$$

Comentário 6.3.2 A igualdade $|z| = 1$ representa a expressão $z = e^{j\omega \cdot h}$, $\forall \omega \in [0, 2\pi]$. Uma vez que a resposta em frequência de repete a cada π/h rad/s, basta verificar o teorema para $z = e^{j\omega}$, $\forall \omega \in [0, \pi]$.

A prova do teorema será omitida e pode ser encontrada em Åström e Wittenmark [1997]. Observe que o teorema 6.3.1 deve ser atendido uma vez em que é necessário garantir que o sistema sem atraso seja estável para que a margem de jitter faça sentido. Portanto, o lema 6.1.1 deve ser utilizado como um adendo ao teorema 6.3.1.

O fato mais interessante é que o lema 6.1.1 é uma extensão do item 3 do teorema 6.3.1 para os casos de sistemas com atraso variável, bem como o mesmo é uma extensão da eq. (3.2) para os casos em que existem incertezas no modelo.

Comentário 6.3.3 Para os casos de sistemas sem erro no modelo tem-se que $\ell_m^* = 0$ e $\bar{P}_{alias} = P_{alias}^0$. Desta maneira a eq. (6.7), usada no lema 6.1.1 recai na eq. (3.2) apresentado em Kao e Lincoln [2004].

Comentário 6.3.4 Para os casos de sistemas sem atraso variável tem-se que $\tilde{N} = 0$. Desta maneira a eq. (6.7), usada no lema 6.1.1 recai na apresentada no item 3 do teorema 6.3.1 apresentado em Åström e Wittenmark [1997].

6.3.1 Discussão

Pode-se notar que a expressão apresentada pelo lema 6.1.1 tem a propriedade de ligar os resultados sobre robustez de sistemas com atrasos variáveis e aqueles existentes a respeito de sistemas que apresentam incertezas no modelo. A abordagem proposta nesta seção permite concluir que o efeitos negativos causados pelo erro de modelagem e pelo atraso variável podem ser aditivos uma vez que quanto maior for $\bar{\ell}_m^*$, menor deverá ser \tilde{N} com vistas a garantir a estabilidade. É importante ter em

mente este efeito aditivo do erro de modelagem e do atraso variável, pois é razoável utilizar redes com níveis de tráfego moderado em situações nas quais não se possui modelos muito representativos do processo. Por último, vale ressaltar que é necessário observar o efeito do erro de modelagem e do atraso variável de maneira sistêmica uma vez que caso eles sejam analisados de forma separada, pode-se chegar a uma conclusão equivocada a respeito da estabilidade de malha.

6.4 Exemplo Ilustrativo

Uma alternativa que poderia ser utilizada a fim de calcular uma estimativa para a margem de jitter seria através do uso do modelo nominal no critério proposto em Cervin *et al.* [2004]. Neste caso não seria necessário lançar mão do resultado apresentado pelo lema 6.1.1 pois o modelo nominal seria aplicado diretamente no teorema 3.3.3. No entanto, não seria possível garantir a estabilidade uma vez que não se sabe a respeito do erro de modelagem.

O exemplo desta seção tem por objetivo ilustrar a sensibilidade da margem de jitter mediante à variação do modelo caso o lema 6.1.1 não seja aplicável. Além deste ponto, a partir do exemplo pretende-se discutir sobre importância do efeito do erro de modelagem e conseqüentemente dos resultados desta seção no sentido de garantir a estabilidade na presença da incerteza do modelo.

Uma vez que estes resultados não têm até o momento paralelo com trabalhos relacionados aos NCSs, esta simulação será limitada à discussão do efeito causado na margem de jitter do atraso variável e do erro de modelagem. Neste sentido a simulação não se ateve a um tipo específico de atraso variável causado por redes de comunicação.

A fim de se calcular a margem de jitter, é necessário definir *a priori* uma planta e um controlador. Para este fim será usada uma planta apresentado em Åström e Hägglund [2000] que será identificada a partir de um teste de resposta ao degrau. O cálculo do controlador será realizado através de um procedimento sistemático conhecido como controlador IMC (*Internal Model Control*). Optou-se por este procedimento devido ao fato de que são necessários poucos parâmetros para realizar a sintonia do controlador e o ajuste do controlador não é o foco do trabalho.

6.4.1 Modelo da Planta

Como dito anteriormente, o modelo da planta foi escolhido em Åström e Hägglund [2000] onde a planta real definida é dada por:

$$P^0(s) = \frac{1}{(s + 1)(0.5s + 1)(0.25s + 1)(0.125s + 1)}$$

Dois modelos nominais foram obtidos a partir de parâmetros extraídos de uma resposta ao degrau. No primeiro deles, $P_1(s)$, modelou-se o sistema de quarta ordem por um sistema de primeira ordem com atraso. O segundo deles, $P_2(s)$, foi definido a partir da aproximação do atraso calculado no caso anterior por uma segunda constante de tempo através do método de Padé de primeira ordem. Essa magnitude de variação do modelo nominal foi escolhida de maneira proposital para evidenciar o efeito do erro de modelagem na margem de jitter. Caso os modelos nominais fossem relativamente mais precisos, a margem de jitter obtida diretamente a partir do modelo nominal se aproximaria do valor real e a influência do erro de modelagem seria desprezível.

Obtenção dos Parâmetros

Para calcular a constante de tempo (τ) e o atraso (θ) utilizou-se um teste de resposta ao degrau conhecido como método de Sundaresan e Krishnaswamy. Para tanto devem-se obter os instantes de tempo, t_1 e t_2 , para os quais a resposta ao degrau atinge respectivamente 35.3% e 85.3% do valor da saída em regime permanente. Dado estes instantes, calcula-se a constante e o atraso como apresentado nas seguintes equações:

$$\tau = 0.67(t_2 - t_1) \quad (6.21)$$

$$\theta = 1.3t_1 - 0.29t_2 \quad (6.22)$$

A partir das eqs. (6.21) e (6.22), determinaram-se os modelos $P_1(s)$ e $P_2(s)$ apresentados como:

$$P_1(s) = \frac{e^{-0.8}}{(1.15s + 1)}, \quad P_2(s) = \frac{1}{(1.15s + 1)(0.8s + 1)}$$

Na figura 6.1 são apresentadas as respostas ao degrau dos modelos calculados em comparação à resposta da planta P^0 .

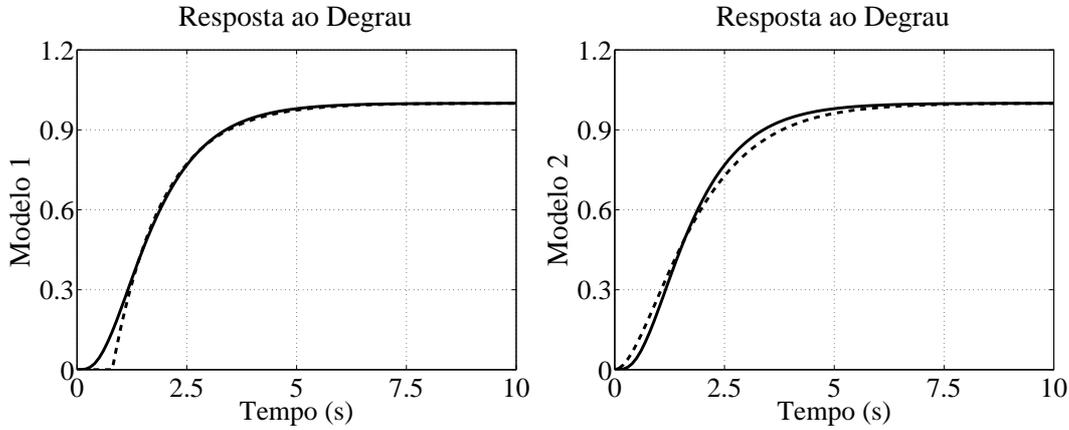


Figura 6.1: Resposta ao Degrau dos Modelos e da Planta Real: Solido Representa Planta P^0 e Tracejado Representa o Modelo.

A acuidade dos modelos pode ser avaliada através de diversos critérios, neste trabalho optou-se um índice temporal quadrático (I_p) definido por:

$$I_{pi} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{k=N} [y(k \cdot h) - y_m(k \cdot h)]^2 \quad (6.23)$$

no qual $y(k)$ é a k -ésima medida estimada, $y_m(k)$ é a k -ésima medida obtida a partir da planta e h é um intervalo amostral. Para avaliação dos modelos utilizou um intervalo amostral de 10 ms e os índices obtidos foram $I_{p1} = 5.7 \cdot 10^{-4}$ e $I_{p2} = 6.5 \cdot 10^{-4}$ para os modelos $P_1(s)$ e $P_2(s)$ respectivamente. A partir destes índices pode-se concluir que $P_1(s)$ e $P_2(s)$ são modelos representativos de $P^0(s)$ e passíveis de serem utilizados na obtenção da sintonia dos controladores em questão.

Na medida em que se necessita de uma estimativa da função majorante do erro das incertezas multiplicativas, estas foram definidas por:

$$\bar{\ell}_{m1}(s) = \frac{0.5s}{((0.5/1.2)s + 1)}, \quad \bar{\ell}_{m2} = \frac{0.5s}{((0.5/1.4)s + 1)}$$

Na figura 6.2, são apresentadas os módulos das funções majorantes das incertezas e o módulo das incertezas multiplicativas de maneira que se mostra que as funções escolhidas podem ser usadas como funções majorantes.

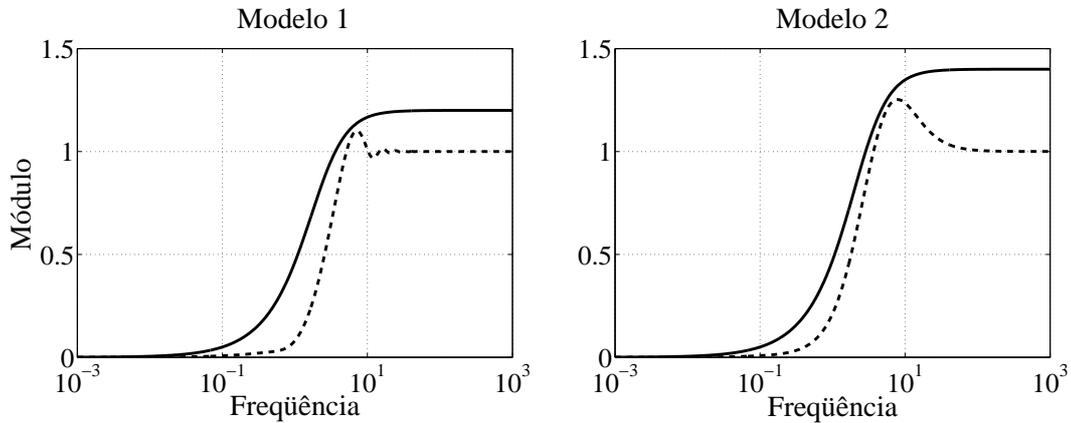


Figura 6.2: Representação das Incertezas de Modelagem. A Curva em Sólido Representa o Módulo da Função de Incerteza Multiplicativa Majorada e a Curva em Tracejado Representa o Módulo da Função de Incertezas Multiplicativas.

6.5 Síntese do Controlador

O último elemento necessário para a realização do cálculo da margem de jitter é o controlador. A análise do comportamento de diferentes estruturas de controle em sistemas sujeitos a atraso variáveis foge do escopo neste trabalho. No entanto é necessário definir ao menos um controlador para avaliar a margem de jitter com vistas ao atraso variável. Desta forma, optou-se por utilizar um controlador com uma estrutura IMC no qual utiliza-se um filtro de robustez na malha de realimentação. A escolha por esta estrutura se deve primordialmente a três fatos: ser um controlador no qual a robustez pode ser ajustada por meio de um filtro simples, ser um controlador no qual a dinâmica de malha fechada nominal pode ser sintonizada de maneira direta e ser um controlador no qual existe um procedimento direto para obtenção dos parâmetros de controle na estrutura RST.

A estrutura IMC do controlador, usado neste trabalho, é composta por um filtro de robustez, $F = \frac{N_f}{D_f}$; pela planta nominal, $P_{zoh} = \frac{B}{A} = \frac{B}{A'} z^{-d}$; pela planta nominal sem atraso inversa, $P_{zoh}^{-1} = \frac{A'}{B}$ e pela função de transferência pulsada de malha fechada desejada $H = \frac{N_h}{D_h}$. Esta estrutura é semelhante a apresentada em Åström e Wittenmark [1997] com a diferença que na última é acrescentado um filtro para torná-la mais robusta e sua representação esquemática é apresentada na figura 6.3.

É importante notar que para que a estrutura seja realizável, é necessário que a função de transferência pulsada formada pelo produto $H \cdot P_{zoh}^{-1}$ seja própria. Portanto o grau relativo de H deve ser maior ou igual ao grau relativo de P_{zoh}' .

Pode-se mostrar através de manipulação algébrica que o controlador apresentado na figura 6.3

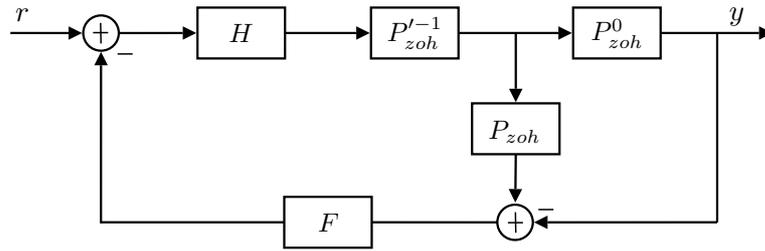


Figura 6.3: Representação Simplificada da Estrutura IMC.

pode ser implementado diretamente na estrutura RST calculando os polinômios como:

$$R = B(D_h D_f z^d - N_h N_f)$$

$$S = N_h N_f A$$

$$T = N_h D_f A$$

6.5.1 Parâmetros de Sintonia

Os parâmetros de sintonia foram escolhidos tendo em vista tornar a constante de tempo em malha fechada em torno de metade da constante de tempo dominante obtido em malha aberta. Para tanto arbitrou-se o período de amostragem como $h = 0.1s$. O filtro de robustez foi obtido a partir da discretização conhecida como Tustin com *pre-warp* para diminuir a distorção na frequência de corte. O filtro a ser discretizado é $F_c = \frac{1}{0.1s+1}$ com $w_p = 10\text{rad/s}$. A função de transferência discreta de malha fechada desejada foi obtida através da aproximação com mapeamento de pólos e zeros (*matched approximation*) da função de transferência contínua $H(s) = \frac{1}{0.5s+1}$. Por fim, o filtro discreto e a função de transferência pulsada desejada obtidos são:

$$F(z) = \frac{0.353(z+1)}{z-0.293}$$

$$H(z) = \frac{0.19}{z-0.81}$$

Conseqüentemente os controladores na estrutura RST calculados são:

$$R_1(z) = 0.0833z^{10} - 0.0919z^9 + 0.0198z^8 - 0.0056z - 0.0056$$

$$S_1(z) = 0.0671z^{10} + 0.0056z^9 - 0.0615z^8$$

$$T_1(z) = 0.1908z^{10} - 0.2298z^9 + 0.0510z^8$$

$$R_2(z) = 0.0051z^3 - 0.0012z^2 - 0.0047z + 0.0008$$

$$S_2(z) = 0.0671z^3 - 0.0536z^2 - 0.0664z + 0.0543$$

$$T_2(z) = 0.19z^3 - 0.3975z^2 + 0.2539z - 0.0450$$

Note que os controladores apresentam ordens distintas, uma vez que a estrutura IMC possui a característica intrínseca de compensação do tempo morto. Assim, como os modelos possuem valores diferenciados para o atraso nominal, obtém-se controladores que não apresentam a mesma ordem.

6.6 Avaliação do Erro de Modelagem

Finalmente, de posse da planta, do seu modelo e do controlador é possível avaliar o efeito do erro de modelagem na margem de jitter.

Neste exemplo serão avaliados três tipos de margem de jitter:

- . A margem de jitter real (\hat{J}_m^0) que deveria ser computada por meio da eq. (6.1), no entanto isso não é possível uma vez que $P^0(s)$ não é conhecida.
- . A margem de jitter clássica (\hat{J}_m) que deve ser calculada por meio da eq. (3.2) a partir do modelo nominal.
- . A margem de jitter robusta (\hat{J}_m^{ro}) que deve ser computada por meio da eq. (6.7) e que considera o erro de modelagem.

Os valores da margem de jitter real, a margem de jitter clássica e a margem de jitter robusta para a planta e o controlador apresentados neste capítulo são mostradas na tabela 6.1. A partir dos valores apresentados na tabela 6.1 é possível analisar algumas implicações da presença do erro de modelagem no critério de estabilidade que utiliza a margem de jitter.

Tabela 6.1: Comparação Margem de Jitter

Modelo Nominal	$\hat{J}_m(s)$	$\hat{J}_m^{ro}(s)$	$\hat{J}_m^0(s)$
$P_1(s)$	0.565	0.122	1.126
$P_2(s)$	0.568	0.104	0.256

O primeiro resultado é importante porque a despeito dos modelos e dos controladores serem distintos, foram obtidos valores muito próximos para a margem de jitter clássica. Isto é esperado, pois a resposta em malha fechada nominal, a qual têm relação com a margem de jitter clássica, é a mesma para os dois modelos devido ao princípio do controlador IMC. O que torna este resultado importante é que estes valores são consideravelmente diferentes quando a margem de jitter real é calculada. Enquanto pode-se garantir que o sistema projetado com o modelo $P_1(s)$ suporta até 1.1 segundos de variação no atraso, para o segundo sistema, pode-se garantir com a margem de jitter real que ele suporta pouco mais de 0.25 s. Obviamente o primeiro sistema é bem mais robusto do que o terceiro, o que não pôde ser constatado nem pela margem de jitter clássica, nem pela margem de jitter real uma vez que o erro de modelagem mascara este resultado.

Utilizando a margem de jitter clássica, um engenheiro poderia realizar o seu projeto a partir do modelo $P_2(s)$ num sistema cuja variação do atraso chegava a 0.56 s acreditando que este seria estável. Na realidade, isto não poderia ser garantido via margem de jitter uma vez que a margem de jitter real é em torno de metade deste valor. Especificamente neste caso é fácil mostrar que esta informação é falsa uma vez que a margem de atraso deste sistema é de 0.42 s e portanto ele não suporta por exemplo um atraso constante superior a 0.42 s.

A margem de jitter robusta se mostrou eficaz no sentido de que seu valor deve ser sempre menor do que a margem de jitter real. O que se pode observar é que nos casos em que a margem de jitter clássica for mais conservadora do que a margem de jitter real, a margem de jitter robusta deverá ser ainda mais conservadora. No caso da modelo $P_1(s)$, o comentário 6.2.1 poderia ser aplicado o que incrementaria o valor a margem de jitter robusta $\hat{J}_m^{ro} = 0.241$ s.

6.6.1 Simulação

O intuito desta simulação é demonstrar que não se pode garantir que o sistema obtido a partir do modelo $P_2(s)$ é estável para qualquer atraso variável limitado até 0.565s como assegurado pela margem de jitter clássica. Neste contra-exemplo, a variação do atraso se limitará a um tipo de atraso que chaveia entre 0.4 e 0.5s a cada período de amostragem e portanto é inferior a 0.565s. A título de comparação, serão apresentadas as respostas das malhas sem a presença do atraso variável de maneira

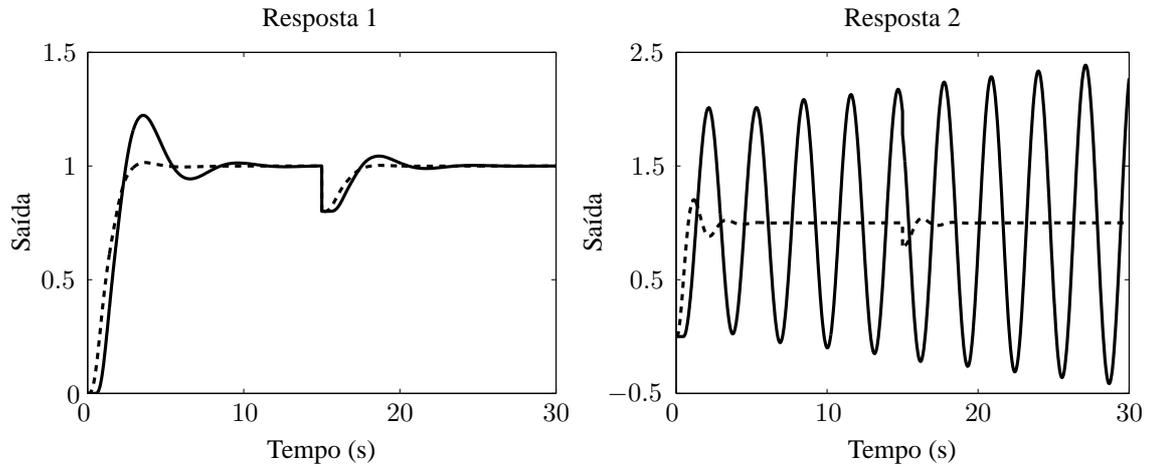


Figura 6.4: Respostas Sem Erro de Modelagem. A Curva Sólida Representa o Sistema com Atraso Variável e a Tracejada Representa o Sistema Sem Atraso Variável.

a evidenciar o desempenho destes controladores apenas na presença do erro de modelagem devido aos modelos obtidos através da resposta ao degrau.

Veja na tabela 6.1 que este atraso não seria suficiente para instabilizar nenhum dos dois sistemas segundo a margem de jitter clássica. No entanto, pode-se observar na figura 6.4 que quando o modelo $P_2(s)$ foi utilizado, o sistema tornou-se instável devido a presença do atraso variável visto que no caso sem a presença do atraso, o sistema era estável.

O que se verifica é que em ambos os casos a degradação causada pelo erro de modelagem foi acentuada com o aparecimento do atraso variável. Este fato é importante de ser ressaltado, pois é necessário ter em mente que ambos os fatores devem ser analisados de maneira integrada a exemplo do que foi proposto no lema 6.1.1.

6.7 Conclusão

O efeito do erro de modelagem foi discutido nesta seção com o intuito de criar alternativas para que se possa analisar o efeito do erro de modelagem em ambientes de controle via redes. Neste sentido apresentou-se um lema que permite pontuar o efeito das incertezas do modelo no cálculo da margem de jitter e discutiu-se sobre a importância de se considerar os efeitos negativos causados pelo erro de modelagem e pelo atraso variável de forma integrada. Dentro deste contexto, mostrou-se que o novo critério tem a propriedade de unir resultados sobre robustez na presença de erro de modelagem e sobre estabilidade na presença de atraso variável.

A partir destes resultados iniciais a respeito de robustez em sistemas sujeitos a atrasos variáveis deve-se ter em mente que os procedimentos de *co-design* podem considerar o problema do erro de modelagem. Sem perda de generalidade, os resultados dos capítulos anteriores podem ser obtidos a partir do lema 6.1.1 por meio da margem de jitter robusta. Desta maneira, os novos procedimentos de *co-design* podem ser menos exigentes no que se refere a folga em parâmetros como margem de fase aparente uma vez que o erro de modelagem já foi considerado pela margem de jitter robusta.

Capítulo 7

Conclusão

O campo para pesquisa na área de controle via redes de comunicação está aberto. Os resultados obtidos nos últimos anos ainda não conseguem capturar todos os fenômenos relacionados a este tema e gradativamente os trabalhos vêm se consolidando no sentido de atender às necessidades práticas. Acredita-se que esta dissertação deu uma pequena contribuição com vistas a possibilitar a utilização prática das ferramentas de *co-design*.

No terceiro capítulo, discutiu-se o efeito da discretização em situações com restrições no intervalo amostral e propôs-se um procedimento de *co-design* que faz uso de uma técnica de alocação de pólos. Os resultados analíticos e de simulação obtidos a partir do procedimento proposto mostraram-se superiores aos que usam a aproximação de controladores contínuos.

A contribuição do quarto capítulo consistiu na definição de um método que permite determinar um limite para a realização do reajuste do período de amostragem em tempo de operação para malhas implementadas em redes CAN. Este reajuste permite a acomodação de mensagens que não são periódicas, o que pode ser útil na integração de mais de um nível hierárquico do ambiente fabril em uma rede. Neste caso, ao invés de utilizar duas estruturas de redes numa mesma indústria, uma para transmissão de relatórios e outra para as mensagens de controle é possível utilizar apenas uma rede CAN.

O quarto capítulo apresenta um lema que permite generalizar a análise da margem de jitter para sistemas em que se pode delimitar o erro de modelagem. Esta abordagem é importante, pois permite que a margem de jitter seja vista sob uma ótica robusta, o que consolida a sua importância em ambientes sujeitos a atrasos variáveis.

7.1 Perspectiva de Trabalhos Futuros

Dentro das técnicas de *co-design* existem diversas direções que podem ser tomadas a fim gerar contribuições importantes. Esta característica é inerente a um tema relevante e que ainda não está maduro. Alguns trabalhos interessantes que podem ser desenvolvidos sobre os NCSs são relacionados abaixo:

- Desenvolvimento de um procedimento de *co-design* ótimo que utilize o conceito de margem de jitter. O grande complicador deste trabalho é que o atraso variável é uma função descontínua dos períodos de amostragem.
- Tratamento do problema da perda de pacotes a partir da margem de jitter uma vez que não existe diferença do ponto de vista prático de um atraso maior que o período de amostragem e um pacote de dados perdido.
- Ampliação dos procedimentos de *co-design* baseados em margem de jitter para outros protocolos de rede.
- Generalização da noção da margem de jitter para sistemas multivariáveis a partir dos resultados apresentados em Mirkin [2007].
- Tratamento do problema do jitter de amostragem que aparece nos casos em que a medida do sensor é disparada por evento e não por relógio.
- Utilização das propriedades de dois graus de liberdades nos projetos de controle via redes na medida em que a margem de fase aparente passa a ser um requisito de projeto.

O desenvolvimento destes trabalhos pode ajudar na difusão da margem de jitter como ferramenta de auxílio ao projeto de sistemas via redes. Além disso, eles podem auxiliar na consolidação das análises teóricas como elementos de ajuda a concepção de projetos avançados.

Apêndice A

Truetime

O Truetime é um *toolbox* desenvolvido na universidade de Lund na Suécia que foi concebido para realizar a simulação de cenários de tempo real no ambiente Matlab/Simulink. Mostra-se na figura A.1 o conjunto de blocos do Truetime versão 1.5.

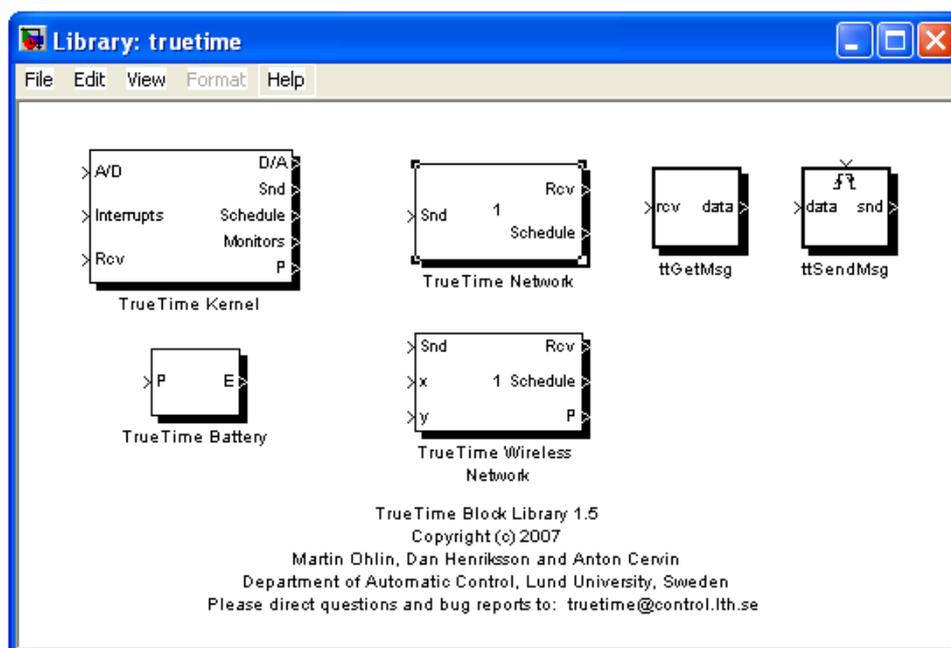


Figura A.1: Biblioteca de Blocos do Truetime.

O *toolbox* é composto por blocos que representam: baterias (*Truetime Battery*) e ambientes de redes sem fio (*Truetime Wireless Network*), ambientes de redes cabeada (*Truetime Network*), *kernel* de tempo real (*Truetime Kernel*) e nós que enviam e recebem mensagens (*ttSendMsg* e *ttGetMsg*).

Os nós do tipo *kernel* possuem capacidade de processamento, de conversão digital/analógica (D/A) e analógica/digital (A/D) e estão aptas a transmitir e receber mensagens. Neste caso, o bloco *Truetime Kernel* pode representar os sensores, os atuadores e os controladores de uma malha de controle.

O bloco de rede cabeada, *Truetime Network*, é mostrado em detalhes na figura A.2. Neste ambiente é possível configurar o tipo de rede, a sua taxa de transmissão, o tamanho mínimo do quadro de dados, a probabilidade de perda de dados além outras propriedades que são características de algumas redes particulares. As redes passíveis de serem simuladas, com o auxílio do Truetime, são do tipo: *Switched Ethernet*, *Ethernet* e *CAN*, acesso ao meio por divisão de tempo (TDMA), acesso ao meio por divisão em frequência (FDMA) e redes baseadas em passagem de bastão (*round robin*).

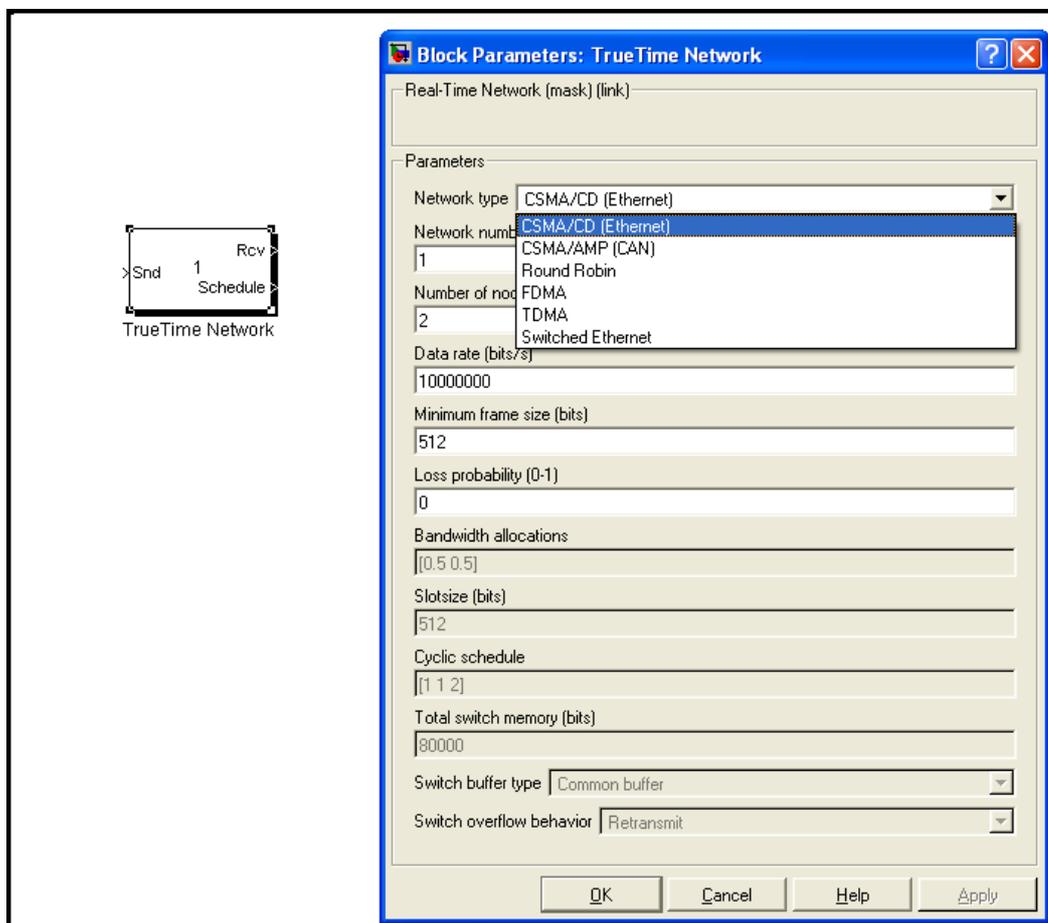


Figura A.2: Bloco de Rede.

O ambiente de simulação para sistemas de controle via redes desenvolvido no Truetime é atrativo, uma vez que torna-se possível utilizar as ferramentas de análise e simulação de sistemas dinâmicos do Simulink de maneira integrada aos blocos de tempo real disponibilizados pelo Truetime. Neste contexto, torna-se simples simular NCS baseada nas redes existentes no Truetime. Mostra-se na fi-

gura A.3 um exemplo simples que está incluso no pacote do Truetime no qual se simula o controle de um servo motor de modelo $G(s) = \frac{1000}{s^2+s}$ através de uma rede de nome *network*.

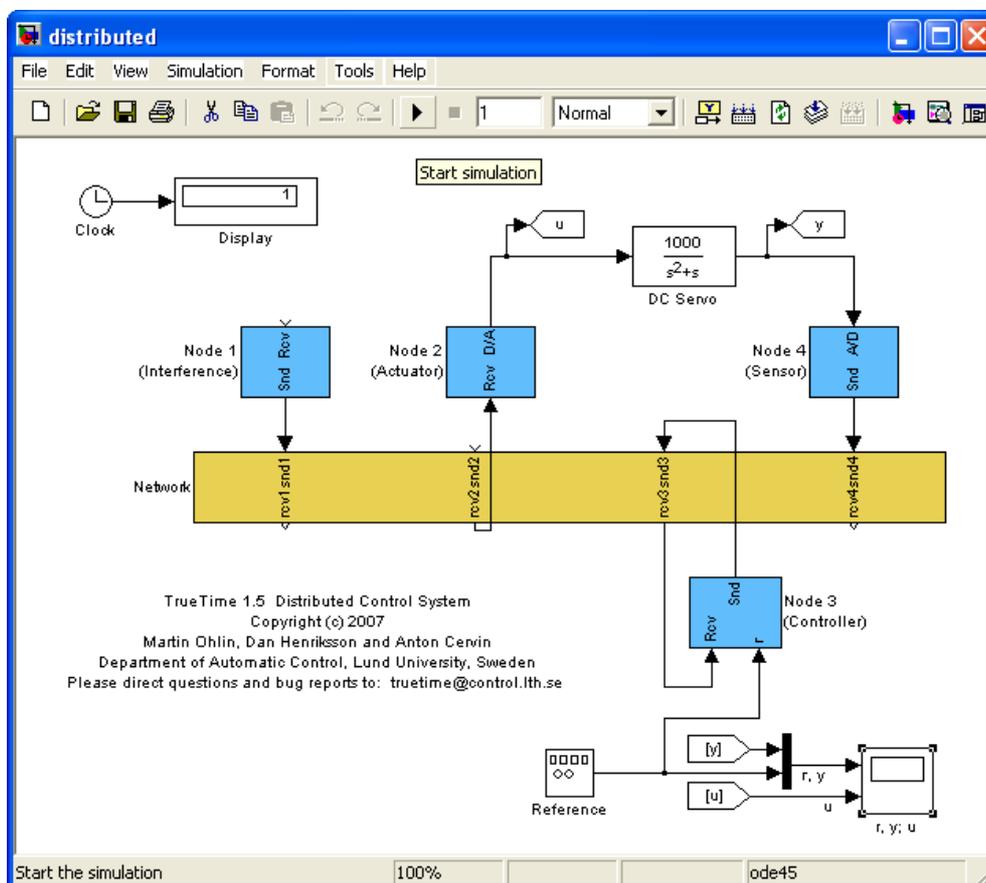


Figura A.3: Exemplo de um NCS Simulado no Truetime

Além dos blocos, é possível utilizar uma série de funções existentes no Truetime que permitem analisar a escalabilidade, obter os tempos de resposta e o jitter, realizar sincronização de processadores, criar tarefas periódicas e esporádicas, manipular interrupções, dentre outras. Estas ferramentas associadas à capacidade gráfica do Simulink tornam o Truetime uma ferramenta amigável e útil para análise dos problemas relacionados aos sistemas de controle via redes. Maiores detalhes sobre este *toolbox* podem ser encontrados em Henriksson *et al.* [2002].

Apêndice B

Prova do teorema 3.3.3

O critério de estabilidade proposto em Kao e Lincoln [2004] é derivado do teorema do ganho pequeno. Para aplicar este teorema, divide-se o sistema de malha fechada apresentado na figura B.1 em dois subsistemas: um deles formado pela malha de controle nominal sem a incerteza do atraso (G_{wv}) e o outro é um subsistema formado pela incerteza do atraso (Δ_F). Esta subdivisão não altera a estrutura da malha e esta transformação de malha é representada pela figura B.2.

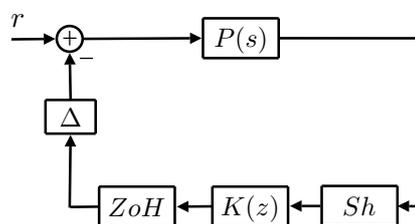


Figura B.1: Estrutura 1DOF na Presença do Atraso Incerto Δ com uma Planta no Domínio Contínuo $P(s)$, um Controlador no Domínio Discreto $K(z)$, um Amostrador Sh e um Sustentador de Ordem Zero ZoH .

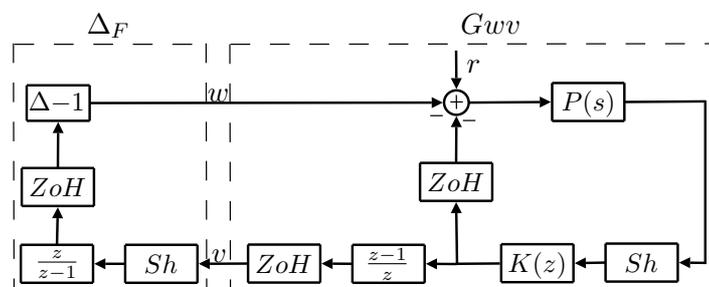


Figura B.2: Divisão da Estrutura 1DOF em dois Subsistemas Mediante Transformação de Malha.

De posse da transformação de malha apresentada na figura B.2 e da definição do subsistema

G_{wv} é possível calcular a sua norma L_2 -induzida deste por mais de um meio. Em Kao e Lincoln [2004], optou-se pela abordagem proposta em Yamamoto e Araki [1994] o que resulta na equação apresentada abaixo:

$$\|G_{wv}\|_{L_2} = \sup_{\omega \in [0, \pi]} \left\{ P_{alias}(\omega) \left| \frac{K(e^{j\omega})(1 - e^{-j\omega})}{1 + P_{zoh}(e^{j\omega})K(e^{j\omega})} \right| \right\} \quad (\text{B.1})$$

onde $P_{alias}(\omega)$ é dado por:

$$P_{alias}(\omega) = \sqrt{\sum_{k=-\infty}^{\infty} |P(j(\omega + 2\pi k)\frac{1}{h})|^2} \quad (\text{B.2})$$

e $P_{zoh}(z)$ é obtido a partir da discretização de ordem zero de $P(s)$.

Para o subsistema relativo à incerteza no atraso, provou-se em Kao e Lincoln [2004] que a energia do sinal $w(t)$ é limitada pela equação abaixo:

$$\|w\|_{L_2}^2 \leq (\lfloor N \rfloor^2 + 2\lfloor N \rfloor g + g) \|v\|_{L_2}^2 = \tilde{N}^2 \|v\|_{L_2}^2 \quad (\text{B.3})$$

Desta forma as eq. (B.1) e eq. (B.3) podem ser utilizadas dentro do contexto do teorema do ganho pequeno $\left(\|G_{wv}\|_{L_2} \cdot \left\| \frac{w}{v} \right\|_{L_2} < 1 \right)$ para estabelecer o teorema 3.3.3 proposto em Kao e Lincoln [2004] e trabalhado em [Cervin *et al.*, 2004].

Apêndice C

Fórmula para cálculo do valor de N a partir de \tilde{N} .

Deseja-se descobrir o valor de N a partir de \tilde{N} de maneira que a eq. (C.1) seja válida com $g = N - \lfloor N \rfloor$. Das suas definições têm-se que $N \geq 0$ e $\tilde{N} \geq 0$. Obviamente $\lfloor N \rfloor$ é um valor inteiro e $1 > g \geq 0$.

$$\tilde{N} = \sqrt{\lfloor N \rfloor^2 + 2\lfloor N \rfloor g + g} \quad (\text{C.1})$$

Isolando g a partir da eq. (C.1) obtém-se a equação abaixo:

$$g = \frac{\tilde{N}^2 - \lfloor N \rfloor^2}{2\lfloor N \rfloor + 1} \quad (\text{C.2})$$

A partir da desigualdade $1 > g$ e da eq. (C.2) chega-se a desigualdade abaixo.

$$2\lfloor N \rfloor + 1 > \tilde{N}^2 - \lfloor N \rfloor^2 \quad (\text{C.3})$$

Por motivos de clareza, $\lfloor N \rfloor$ será substituído por x .

$$x^2 + 2x + 1 - \tilde{N}^2 > 0 \quad (\text{C.4})$$

Por fim, resolvendo a inequação (C.4) obtém-se as soluções $x > \tilde{N} - 1$ ou $x < -\tilde{N} - 1$ e conseqüentemente a solução abaixo:

$$\tilde{N} - \lfloor N \rfloor < 1 \quad (\text{C.5})$$

A outra condição advém da desigualdade $g > 0$ o que em outra desigualdade como segue:

$$\tilde{N}^2 - \lfloor N \rfloor^2 > 0 \rightarrow \tilde{N} > \lfloor N \rfloor \quad (\text{C.6})$$

Das inequações (C.5) e (C.6) nota-se que a única solução possível $x = \lfloor N \rfloor = \lfloor \tilde{N} \rfloor$. Assim, usando $\lfloor \tilde{N} \rfloor$ ao invés de $\lfloor N \rfloor$ na eq. (C.2) obtém-se o valor de g a partir de \tilde{N} como segue:

$$g = \frac{\tilde{N}^2 - \lfloor \tilde{N} \rfloor^2}{2\lfloor \tilde{N} \rfloor + 1} \quad (\text{C.7})$$

Dados a eq. (C.7) e que provou-se que $N = \lfloor N \rfloor + g$, usando $\lfloor N \rfloor = \lfloor \tilde{N} \rfloor$, pode-se expressar o valor de N diretamente como uma função de \tilde{N} .

$$N = \frac{\tilde{N}^2 + \lfloor \tilde{N} \rfloor^2 + \lfloor \tilde{N} \rfloor}{2\lfloor \tilde{N} \rfloor + 1} \quad (\text{C.8})$$

Apêndice D

Extensão para estruturas 2DOF do teorema 3.3.3.

O argumento de prova a ser utilizado para realizar a reformulação do teorema para casos de estruturas 2DOF é análogo àquele apresentado para estruturas 1DOF. Assim como proposto em Kao e Lincoln [2004] deve-se dividir a malha apresentada na figura D.1 nos subsistemas G_{wv} e Δ_F . A transformação de malha resulta numa estrutura apresentada na figura D.2. É importante notar que o sinal r' será limitado desde que o sinal de referência r também o seja porque o polinômio $T(z^{-1})$ terá o papel de um filtro FIR e agirá apenas filtrando a referência. Desta forma r' cumprirá o mesmo papel de r sem perda de generalidades e o polinômio $T(z^{-1})$ não tem influência de forma direta no teorema.

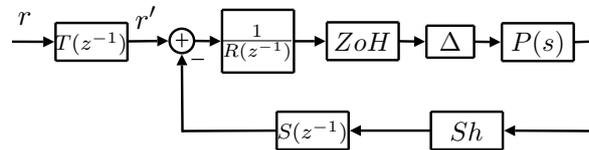


Figura D.1: Estrutura 2DOF na Presença de Incerteza no Atraso Δ com uma Planta no Domínio Contínuo $P(s)$, um Controlador no Domínio Discreto $K(z)$, um Amostrador Sh e um Sustentador de Ordem Zero ZoH .

O subsistema do atraso incerto Δ_F é idêntico ao do caso de 1DOF e portanto a eq. (B.3) mantém-se inalterada. Já a norma L_2 -induzida do subsistema G'_{wv} tem uma pequena alteração como apresentada abaixo:

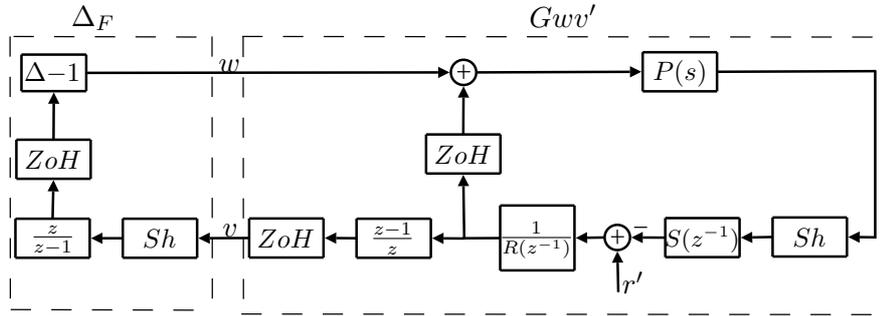


Figura D.2: Divisão da Estrutura 2DOF em Dois Subsistemas Mediante Transformação de Malha.

$$\|G'_{wv}\|_{L_2} = \sup_{\omega \in [0, \pi]} \left\{ P_{alias}(\omega) \left| \frac{\frac{S(e^{j\omega})}{R(e^{j\omega})}(1 - e^{-j\omega})}{1 + P_{zoh}(e^{j\omega}) \frac{S(e^{j\omega})}{R(e^{j\omega})}} \right| \right\} \quad (D.1)$$

Por inspeção, nota-se que as normas L_2 -induzida dos subsistemas G_{wv} (1DOF) e G'_{wv} (2DOF) são idênticas caso defina-se o controlador $K(z^{-1})$ como apresentado abaixo:

$$K(z^{-1}) = \frac{S(z^{-1})}{R(z^{-1})} \quad (D.2)$$

A consequência desta equivalência dos ganhos dos subsistemas nas duas estruturas é que o mesmo teorema proposto em Kao e Lincoln [2004] pode ser aplicado no caso 2DOF onde o controlador $K(z)$ é definido pela eq. (D.2).

Referências Bibliográficas

- Agrawal, G., Chen, B., Zhao, W., e Davari, S. (1994). Guaranteeing synchronous message deadlines with the timed token medium access control protocol. *IEEE Transactions on Computers*, Vol. 43, No. 3, pp. 327–339.
- Allredge, G. W. (2007). PID and model predictive control in a networked environment. Dissertação de Mestrado, Case Western Reserve University, Ohio, EUA.
- Åström, K. J. e Hägglund, T. (2000). Benchmark systems for PID control. Proc. *IFAC Workshop on Digital Control – Past, present, and future of PID Control*, Terrassa, Spain.
- Åström, K. J. e Wittenmark, B. (1997). *Computer-Controlled Systems*. Prentice Hall.
- Brahimi, B., Aubrun, C., e Rondeau, E. (2006). Network calculus based FDI approach for switched ethernet architecture. Proc. *6th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes*, Beijing, China.
- Buttazzo, G., Velasco, M., e Martí, P. (2007). Quality-of-control management in overloaded real-time systems. *IEEE Transactions on Computers*, Vol. 56, pp. 253–266.
- Cervin, A., Lincoln, B., Eker, J., Årzén, K.-E., e Buttazzo, G. (2004). The jitter margin and its application in the design of real-time control systems. Proc. *Proceedings of the 10th International Conference on Real-Time and Embedded Computing Systems and Applications*, Göteborg, Sweden.
- Davis, R. I., Burns, A., Bril, R. J., e Lukkien, J. J. (2007). Controller area network (CAN) schedulability analysis: Refuted, revisited and revised. *Real-Time Systems*, Vol. 35, No. 3, pp. 239–272.
- Fridman, E., Seuret, A., e Richard, J.-P. (2004). Robust sampled-data stabilization of linear systems: an input delay approach. *Automatica*, Vol. 40, No. 2, pp. 1441–1446.
- Georges, J.-P., Vatanski, N., Rondeau, E., e Jounela, S.-L. J. (2006). Use of upper bound delay estimate in stability analysis and robust control compensation in networked control systems. Proc. *12th IFAC Symposium on Information Control Problems in Manufacturing*, St-Etienne, France.

- Harbour, M. G., Klien, M. H., e Lehoczky, J. (1991). Fixed priority scheduling of periodic tasks with varying execution priorities. *Proc. Proceedings of the 12th IEEE Real-Time Systems Symposium*, pp. 116–128.
- Haveli, Y. e Ray, A. (1988). Integrated communication and control systems: Part I-analysis. *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, Vol. 4, No. 110, pp. 367–373.
- Henderson, W., Kendall, D., e Robson, A. (2001). Improving the accuracy of scheduling analysis applied to distributed systems computing minimal response times and reducing jitter. *Journal of Real-Time Systems*, Vol. 20, No. 1, pp. 5–25.
- Henriksson, D., Cervin, A., e Årzén, K.-E. (2002). Truetime: Simulation of control loops under shared computer resources. *Proc. Proceedings of the 15th IFAC World Congress on Automatic Control*, Spain.
- Hetel, L., Daafouz, J., e Iung, C. (2008). Equivalence between the Lyapunov-Krasovskii functional approach for discrete delay systems and the stability conditions for switched systems. *Nonlinear Analysis*, edição especial em sistemas híbridos e aplicações, aceito para publicação.
- Ikeda, M. e Ashida, T. (1979). Stabilization of linear systems with time-varying delay. *IEEE Transaction on Automatic Control*, Vol. 24, No. 2, pp. 369–370.
- Jiang, X. e Han, Q.-L. (2006). Delay-dependent robust stability for uncertain linear systems with interval time-varying delay. *Automatica*, Vol. 42, pp. 1059–1065.
- Juanole, G., Mouney, G., Calmattes, C., e Pecca, M. (2005). Fundamental considerations for implementing control systems on a CAN network. *Proc. Proceedings of the 6th IFAC International Conference on Fieldbus Systems and their Applications*, Puebla, Mexico.
- Kao, C.-Y. e Lincoln, B. (2004). Simple stability criteria for systems with time-varying delays. *Automatica*, Vol. 40, No. 8, pp. 1429–1434.
- Kim, D., Lee, Y., Kwon, W., e Park, H. (2003). Maximum allowable delay bounds of networked control systems. *Control Engineering Practice*, Vol. 11pp. 1301–1313.
- Lee, K. C. e Lee, S. (2002). Performance evaluation of switched ethernet for real-time industrial communication. *Computers Standarts & Interface*, Vol. 24, No. 5, pp. 411–423.
- Lee, S., Lee, K. C., Kim, H. H., e Lee, M. H. (2003). Remote control for guaranteeing QoS of networked control system via profibus token passing protocol. *Proc. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronic Society*, pp. 1425–1430, Virginia, EUA.

- Lehoczky, J. P. (1990). Fixed priority scheduling of periodic task sets with arbitrary deadlines. Proc. *Proceedings of the 11th IEEE real-time systems symposium*, pp. 201–209.
- Lian, F.-L. (2001). *Analysis, Design, Modelling and Control of Networked Control Systems*. Tese de Doutorado, University of Michigan.
- Lian, F.-L., Moyne, J., e Tilbury, D. (2001a). Performance evaluation of control networks. *IEEE Control Systems Magazine*, Vol. 21, pp. 66–83.
- Lian, F.-L., Moyne, J. R., e Tilbury, D. M. (2001b). Time delay modeling and sample time selection for networked control systems. Proc. *Proceedings of ASME-DSC, Vol. XX 2001 International Mechanical Engineering Congress and Exposition*, New York, New York.
- Lincoln, B. (2002). A simple stability criterion for control systems with varying delays. Proc. *Proceedings of the 15th IFAC World Congress*.
- Liu, C. L. e Layland, J. W. (1973). Scheduling algorithms for multiprogramming in a hard-real-time environment. *Journal of the ACM*, Vol. 20, No. 1, pp. 46–61.
- Liu, J. W. S. (2000). *Real-time systems*. Prentice-Hall, 1 edição.
- Mirkin, L. (2007). Some remarks on the use of time-varying delay to model sample-and-hold circuits. *IEEE Transaction on Automatic Control*, Vol. 52, No. 6, pp. 1109–1112.
- Montestruque, L. A. e Antsaklis, P. J. (2004). Stability of model-based networked control systems with time-varying transmission times. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 49, No. 9, pp. 1562–1572.
- Morari, M. e Zafiroiu, E. (1989). *Robust process control*. Prentice-Hall.
- Murray, R., Åström, K. J., Boyd, S. P., Brockett, R. W., e Stein, G. (2003). Future directions in control in an information-rich world. *IEEE Control Systems Magazine*, Vol. 23, No. 2, pp. 20–33.
- Naghshtabrizi, P. e Hespanha, J. P. (2005). Designing an observer-based controller for a network control system. Proc. *Proceedings of 44th IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 848–853, Sevilha, Espanha.
- Nilsson, J. (1998). *Real-Time Control Systems with Delays*. Tese de Doutorado, Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, Lund, Sweden.
- Nilsson, J., Bernhardsson, B., e Wittenmark, B. (1998). Some topics in real-time control. Proc. *Proc. 17th American Control Conference*, pp. 2386–2390, Philadelphia, Pennsylvania.

- Park, H., Kim, Y., Kim, D., e Kwon, W. (2002). A scheduling method for network based control systems. *IEEE Transaction on Control Systems Technology*, Vol. 10, pp. 318–330.
- Perez, D. A., Moreno, U. F., e Montez, C. B. (2006). Codesign of CAN networked control systems with remote controllers using jitter margin. Proc. *Proceedings of the 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronic Society*, pp. 252–257, Paris, France.
- Santos, T. L. M., Moreno, U. F., e Montez, C. B. (2007a). Determination of a sampling period upper limit that guarantees closed loop stability in controller area network. Proc. *Proceedings of the 3rd Workshop on Networked Control Systems: Tolerant to Faults*, Nancy, France.
- Santos, T. L. M., Moreno, U. F., Montez, C. B., e Perez, D. A. (2007b). Using the pole placement approach in a codesign procedure for networked control systems. Proc. *Proceedings of the 3rd IFAC Symposium on System Structure and Control*, Foz do Iguaçu, Brasil.
- Sun, J. (1997). *Fixed-priority end-to-end scheduling in distributed real-time systems*. Thesis (phd in computer science), Department of Computer Science, University of Illinois at Urbana-Champaign.
- Tindell, K. e Burns, A. (1994). Guaranteeing messages latencies on controller area network (CAN). Proc. *Proceedings of the 1st CAN Conference*, pp. 1–11.
- Tindell, K., Burns, A., e Wellings, A. J. (1995). Calculating controller area network (CAN) message response times. *Control Engineering Practice*, Vol. 3, No. 8, pp. 1163–1169.
- Tindell, K., Hansson, H., e Wellings, A. J. (1994). Analysing real-time communications: Controller area network (CAN). Proc. *Proceedings of the 15th IEEE real-time systems symposium*, pp. 259–263.
- Tovar, E. e Vasques, F. (1999). Real-time fieldbus communications using profibus networks. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 46, No. 6, pp. 1241–1251.
- Törngren, M., Henriksson, D., Årzen, A.-E., Cervin, A., e Hanzalek, Z. (2006). Tool supporting the co-design of control systems and their real-time implementation: Current status and future directions. Proc. *Proceedings of the 2006 IEEE Conference on Computer Aided Control Systems Design*, pp. 1173–1180, Munich, Alemanha.
- Velasco, M., Martí, P., Castañé, R., Villà, R., e Fuertes, J. M. (2005). Key aspects for co-designing real-time and control systems. Proc. *Proceedings of 1st International ECRTS Workshop on Real-Time and Control*, Palma de Maiorca, Spain.

- Yamamoto, Y. e Araki, M. (1994). Frequency responses for sampled-data systems-their equivalence and relationships. *Linear Algebra and Its Applications*, Vol. 205-206, pp. 1319–1339.
- Yang, T. C. (2006). Networked control system: a brief survey. *IEE Proc.-Control Theory Appl.*, Vol. 153, No. 4, pp. 403–412.
- Yodyium, T. e Chow, M.-Y. (2003). Control methodologies in networked control systems. *Control Engineering Practice*, Vol. 11, pp. 1099–1111.
- Yépez, J., Martí, P., e Fuertes, J. M. (2002). Control loop performance analysis over networked control systems. Proc. *Proceedings of the 28th IEEE Annual Conference of the Industrial Electronic Society*, pp. 2880–2885.
- Yue, D., Han, Q.-L., e Lam, J. (2005). Network-based robust $h-\infty$ control of systems with uncertainty. *Automatica*, Vol. 41, No. 6, pp. 999–1007.
- Yue, D., Han, Q.-L., e Peng, C. (2004). State feedback controller design of networked control systems. *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express Briefs*, Vol. 51, No. 11, .
- Zhang, W., Branicky, M. S., e Phillips, S. M. (2001). Stability of networked control systems. *IEEE Control Systems Magazine*, Vol. 21, No. 1, pp. 84– 99.
- Zhang, X., Zheng, Y., e Lu, G. (2006). Stochastic stability of networked control systems with network-induced delay and data dropout. Proc. *Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision & Control*, pp. 5006–5011, San Diego, EUA.