

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA**

**“Controle de juntas robóticas
usando Controlador Preditivo
Generalizado Adaptativo Direto”**

Autora: Karla Boaventura Pimenta

Orientador: Prof. Dr. João Maurício Rosário

Co-orientador: Prof. Dr. Didier Dumur - Supélec - França

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
DEPARTAMENTO DE PROJETO MECÂNICO**

“Controle de juntas robóticas usando Controlador Preditivo Generalizado Adaptativo Direto”

Autora: Karla Boaventura Pimenta

Orientador: Prof. Dr. João Maurício Rosário

Co-orientador: Prof. Dr. Didier Dumur – Supélec - França

Curso: Engenharia Mecânica

Área de Concentração: Automação e Robótica

Tese de doutorado apresentada à comissão de Pós Graduação da Faculdade de Engenharia Mecânica, como requisito para obtenção do título de Doutor em Engenharia Mecânica.

Campinas, 2003
S.P. - Brasil

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

P649c Pimenta, Karla Boaventura
Controle de juntas robóticas usando controlador
preditivo generalizado adaptativo direto / Karla
Boaventura Pimenta. --Campinas, SP: [s.n.], 2003.

Orientadores: João Maurício Rosário e Didier
Dumur.

Tese (doutorado) - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Mecânica.

1. Controle preditivo. 2. Mínimos quadrados. 3.
Dinâmica. 4. Robótica. 5. Aproximação diofantina.
I. Rosário, João Maurício. II. Dumur, Didier. III.
Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de
Engenharia Mecânica. IV. Título.

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
DEPARTAMENTO DE PROJETO MECÂNICO**

TESE DE DOUTORADO

**“Controle de juntas robóticas usando
Controlador Preditivo Generalizado
Adaptativo Direto”**

**Autora: Karla Boaventura Pimenta
Orientador: Prof. Dr. João Maurício Rosário
Co-orientador: Prof. Dr. Didier Dumur**

**Prof. Dr. João Maurício Rosário - Presidente
Faculdade de Engenharia Mecânica - UNICAMP**

**Prof. Dr. Max Suell Dutra
Coppe - UFRJ**

**Prof. Dr. Marconi Kolm Madrid
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação - UNICAMP**

**Prof. Dr. Paulo Roberto Gardel Kurka
Faculdade de Engenharia Mecânica - UNICAMP**

**Prof. Dr. Auteliano Antunes dos Santos Jr
Faculdade de Engenharia Mecânica - UNICAMP**

Campinas, 27 de fevereiro de 2003.

S.P. - Brasil

Resumo

PIMENTA, Karla Boaventura, *Controle de juntas robóticas usando controlador Preditivo Generalizado Adaptativo Direto*, Campinas: Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 2003. Tese (Doutorado)

Este trabalho apresenta uma versão Adaptativa Direta do Controle Preditivo Generalizado, onde o controle GPC reescreve a forma original minimizando um índice de performance através de uma estratégia do tipo mínimos-quadrados para os parâmetros do controlador em identificação on line e um teste com atualização condicional na malha de adaptação.

É abordada uma aplicação para o controle de juntas robóticas que possuem modelo dinâmico. Foi comprovado que, até mesmo com importantes variações dos parâmetros, a estrutura adaptável desenvolvida mantém um nível alto de performances, em termos de tempo de resposta, overshoot e cancelamento de oscilações.

Esta lei de controle adaptável é de fácil implementação considerando o pequeno número de parâmetros identificados (pois atualiza apenas os polinômios R e S do GPC) podendo ser integrado em contexto de tempo-real sem qualquer dificuldade. Um futuro trabalho deverá enfatizar a prova da estabilidade desta estrutura como uma função dos diferentes parâmetros de sintonia e uma consideração especial a uma restrição na função de custo.

Palavras Chave

Controle Preditivo, Controle Adaptativo Direto, Mínimos Quadrados, Junta Robótica.

Abstract

PIMENTA, Karla Boaventura, Using Adaptive Direct Generalized Predictive Control of Robotic Joints, Campinas: Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 2003. Thesis (Doctorate).

This work presents a direct version of the Direct Adaptive Generalized Predictive Control, for which the GPC controller is rewritten in an adequate form for adaptation. The recursive adaptation loop has allowed updating the controller parameters vector according to a least square-type strategy, including a particular conditional updating test.

An application to a robotic joint using the dynamic model has been examined. It has proved that, even with important variations of the parameters, the developed adaptive structure maintains a high level of performances, in terms of response time overshoot, and cancellation of oscillations.

This adaptive control law is easy to implement and considering the small number of identified parameters (due to small degrees of the GPC R and S polynomials) can be integrated in real-time context without any difficulty. Further work should focus on stability proof of this structure as a function of the different tuning parameters and explicit consideration of constraints in the cost function.

Key Words

Predictive Control, Direct Adaptive Control, Robotic Joint, Least Squares Identification.

“Agradeço a Deus, criador maior...”

“Agradeço ao amor incondicional do meu pai Evandro, minha mãe Lúlia, e meus irmãos Kelly, Evandro, Mauricio, Marcelo e Karina, e aos sobrinhos Isabela, Caio, Breno, Maria Luiza e Arthur”.

Reconhecimentos

Os mais sinceros ao Professor João Mauricio Rosário, pela confiança, pelo exemplo e pela amizade.

Ao Professor Didier Dumur, do Service Automatique da Supélec – França, pela orientação recebida durante a minha permanência na França.

Ao Professor Patrick Boucher e a todos que me proporcionaram uma agradável estadia no Service de Automatique, Supélec.

Aos amigos conquistados durante o meu doutoramento na França.

Procuo expressar aqui, meus agradecimentos aos amigos da FEM, sempre companheiros confidentes, tanto nas horas difíceis quanto nos bons momentos, que foram muitos.

Agradeço aos professores que se esmeram na formação destes profissionais da educação.

Agradeço aos funcionários do Departamento de Projeto Mecânico de toda Faculdade de Engenharia Mecânica.

Aos amigos da Mecatrônica, pelo apoio e amizade.

Agradeço ao CNPq, pelo incentivo e apoio financeiro.

Obrigada a todos, levarei saudades.

“Todos os nossos sonhos podem se tornar realidade se tivermos coragem de persegui-los”.

(Walt Disney)

Sumário

Capítulo 1 - Introdução

1.1 – Motivação do estudo	1
1.2 – Apresentação do Problema	2
1.3 – Organização da tese	3

Capítulo 2 – Modelo Dinâmico e Controle de Juntas Robóticas

2.1 – Introdução	6
2.2 – Descrição de um Robô Industrial	6
2.3 – Modelo de uma Junta Robótica	8
2.4 – Modelagem Dinâmica de um Robô Manipulador	10
2.5 – Implementação Experimental de uma Junta Robótica Submetida a Perturbações	16
2.5.1 – Bancada Experimental I	16
2.5.2 – Bancada Experimental II	17
2.6 - Sistema de Monitoramento e Controle	20
2.7 – Resumo	22

Capítulo 3 – Fundamentos de um Controlador Preditivo

3.1 – Introdução	23
3.2 – Controle Preditivo - Revisão Bibliográfica	23
3.3 – Controle Preditivo Generalizado (GPC)	25

3.3.1 – Modelo CARIMA	29
3.3.2 – Equação Diophantine	32
3.3.3 – Critério quadrático	32
3.3.4 - Estrutura do regulador polinomial – RST	33
3.4 – Resumo	34
Capítulo 4 – Controle Preditivo Adaptativo Direto	
4.1 – Introdução	35
4.2 – Motivação	35
4.3 – Reformulação de controlador GPC	37
4.3.1 - Erro de performance	38
4.4 – Índice de performances	39
4.5 – Ajuste de parâmetros do regulador em tempo real	43
4.5.1 - Atualização dos parâmetros	45
4.5.1.1 - Método do gradiente	45
4.5.1.2 - Método mínimos quadrados	46
4.5.1.2.1 - Algoritmo dos “mínimos quadrados” recursivos	47
4.5.2 - Elementos da estabilidade da estrutura do GPCAD	48
4.5.2.1 - Aproximação por função de transferência	48
4.6 – Resumo	54
Capítulo 5 – Sistemática para Implementação e Análise de um Controlador GPC e GPCAD	
5.1 – Introdução	56
5.2 – Síntese de um controlador GPC	57
5.2.1 - A Estabilidade do regulador GPC	57
5.2.2 - Definição de objetivos de estabilidade e robustez	57
5.2.3 - Escolha dos parâmetros de ajuste	59
5.2.4 - Influência dos parâmetros de sintonia na estabilidade	60
5.3 – Síntese de um controlador GPCAD	63
5.4 – Resumo	64

Capítulo 6 – Implementação Computacional do Controlador GPC e GPCAD	
6.1 – Introdução	65
6.2 – Simulação computacional	65
6.2.1 - Modelo do Sistema	67
6.3 – Simulação e Análise de Resultados utilizando um controlador GPC	69
6.3.1 - Motor em vazio (sem carga)	69
6.3.2 - Motor acoplado a uma carga (inércia J1)	71
6.3.3 - Motor acoplado a uma carga (inércias J1 + J2)	73
6.4 – Simulação e Análise de Resultados utilizando um controlador GPCAD	
6.4.1 - Motor acoplado a uma carga (inércia J1)	75
6.4.2 - Motor acoplado a uma carga (inércia J1 + inércia J2)	77
6.5 - Resumo	79
Capítulo 7 – Implementação Experimental de um Controlador	
7.1 – Introdução	80
7.2 – Simulação experimental do controlador GPC	82
7.2.1 – Motor em vazio (sem carga)	82
7.2.2 - Motor acoplado a uma carga (inércia J1)	83
7.2.3 - Motor acoplado a uma carga (inércia J1 + inércia J2)	84
7.3 – Simulação experimental do controlador GPCAD	85
7.4 – Estudo Comparativo utilizando os controladores GPC e GPCAD	85
7.4.1 – Variação da constante de tempo ($0,4 < \tau < 0,13$)	87
7.4.2 – Variação do ganho ($0,4 < G < 0,82$) e da constante de tempo ($0,4 < \tau < 0,79$)	89
7.4.3 – Variação do ganho ($0,4 < G < 0,18$) e da constante de tempo ($0,4 < \tau < 0,1$)	91
7.4.4 – Variação do ganho ($0,4 < G < 0,9$)	93
7.4.5 – Variação do ganho ($0,4 < G < 0,16$)	95

7.5 – Resumo	96
Capítulo 8 – Conclusões e Perspectivas Futuras	
8.1 – Conclusões	97
8.2 – Perspectivas futuras	98
BIBLIOGRAFIA	100
ANEXO	
Anexo I - Programa em Quick Basic™	104
Anexo II - Mínimos Quadrados Recursivos	115
Anexo III – Programa Matlab™	126
Anexo IV – Artigos Publicados	131
Anexo V – Artigo mais Relevante	133

Capítulo 1 - Introdução

Este trabalho de doutoramento foi desenvolvido a partir de um acordo de Cooperação científica entre a Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), envolvendo o Laboratório de Automação Integrada e Robótica (LAR), Faculdade de Engenharia Mecânica, UNICAMP (Brasil), que possui uma infra-estrutura propícia a realizações experimentais na área de Engenharia de Controle e Automação e a École Supérieure d'Electricité (SUPÉLEC), Service Automatique (França), centro de excelência na área de controle de sistemas, através de um programa de doutoramento sanduíche financiado pelo CNPq.

O objetivo deste projeto foi o desenvolvimento de ferramentas computacionais avançadas direcionadas à aplicação ao controle de juntas robóticas.

1.1 – Motivação do estudo

O uso de robôs tem recebido grande atenção, devido a um desejo próprio do ser humano que é a busca constante pelo melhor. Atualmente com as grandes descobertas na área tecnológica, está cada vez mais fácil e rápido encontrar produtos e serviços que satisfaçam grande parte dos usuários. Mas também abre espaço para uma demanda mais exigente.

No princípio, imaginava-se que no ano 2000 todos teriam em suas residências robôs capazes de fazer desde a mais simples das tarefas até aquelas mais complexas; o que representaria

a maior perfeição senão a semelhança ao homem (formas antropomórficas). O filme “O Homem Bicentenário” (*Bicentennial Man* - 1999) mostra claramente o “sonho” robótico de todos.

Com o surgimento dos computadores, esse antigo sonho humano de criar seres à sua imagem pôde alçar vôos mais ousados, mas ainda estamos longe da construção de um andróide “dotado de mobilidade, com autonomia superior à do homem, que tenha conhecimento do seu ambiente, e com uma inteligência lógica fora do comum”. Com o progresso tecnológico e com um maior inter-relacionamento entre as muitas ciências existentes, como microeletrônica, engenharia de software e telecomunicações entre outras, abriu-se espaço para um grande desenvolvimento na área de robótica e processos de automação.

Utilizamos noções de controle, praticamente em tudo que fazemos: em situações naturais como acordar, pois se acordamos antes do horário de costume, fazemos uma verificação no relógio, vemos que ainda é cedo e voltamos a dormir. O mesmo acontece na hora do banho: abrimos a válvula, fazemos antes uma verificação, com as mãos para certificarmos-nos que a água está na temperatura desejável, fazemos os ajustes necessários e agora sim, a água está pronta para utilizarmos.

Nos últimos anos a teoria de controle de sistemas dinâmicos tem evoluído em relação à sua aplicabilidade sistemática; devido também aos avanços tecnológicos na área de mecânica, eletrônica e computacional, tendo um papel fundamental na sociedade tecnológica moderna e com aplicações encontradas em praticamente todas as instâncias. Na indústria também encontramos grandes aplicações para o controle, desde o simples controle de temperatura de refrigeradores, até os controles mais elaborados, como em veículos aeroespaciais e satélites.

1.2 – Apresentação do Problema

Atualmente, com toda tecnologia disponível, encontramos também um mercado bastante exigente, que procura por produtos confiáveis e com qualidade. O que leva as indústrias a

apresentarem produtos e serviços de nível internacional, proporcionando ao ambiente industrial a necessidade de controle pleno sobre máquinas e processos. O que, da mesma maneira, exige um conhecimento mais avançado de seus profissionais, levando a engenharia de controle a fornecer soluções práticas e mesmo teóricas, para atender o exigente mercado industrial.

Devido a esta eficiência nos processos de produção industrial, é possível produzir produtos e serviços com menor tempo de produção, menor consumo de energia e maior precisão de ajustes e medidas.

Os controladores industriais micro-processados são peças fundamentais na produção industrial, proporcionando maior eficiência, maior confiabilidade e menor número de trabalhadores para atuação e supervisão de processos. Ressaltando-se que, longe de tirar o emprego de humanos, esta tecnologia (os robôs), é elaborada para poupar as pessoas de trabalhos perigosos, como manutenção em usinas nucleares e fornos, como também de trabalhos ingratos, como o de limpeza de dejetos, e trabalhos enfadonhos, como atividades repetitivas, em produção em série.

A partir da década de 80, os controladores industriais micro-processados começaram a ser encontrados com esquemas de configuração diversos: Controlador PID e auto-ajuste de parâmetros (*self-tuning*), Controlador Adaptativo de uso geral, Controlador PID Adaptativo, Controlador Preditivo e Controlador PID entre outros (Pimenta, 1999).

O Controle Preditivo Generalizado (GPC) tem-se mostrado um método de controle eficaz no controle de processos multi-variáveis com variações que pode comprometer o desempenho do sistema quando existe presença de não-linearidades relevantes no sistema.

1.3 – Objetivo e organização do trabalho

Este trabalho de doutoramento teve como principal objetivo o desenvolvimento de ferramentas computacionais avançadas direcionadas à aplicação no controle de juntas robóticas com ênfase na Dinâmica não-linear. Para atingirmos os objetivos delineados, este texto está organizado da seguinte forma:

No capítulo 2 é apresentada uma revisão de modelagem dinâmica de robôs industriais, com ênfase no estudo do comportamento dinâmico de uma junta robótica submetida à perturbações devido à dinâmica não linear de um robô, tornando possível a implementação da função de transferência associada, que será utilizada na implementação dos controladores propostos nos próximos capítulos.

No capítulo 3 são apresentados fundamentos conceituais necessários para a implementação de um controlador do tipo GPC - Controlador Preditivo Generalizado, sendo apresentada uma metodologia para obtenção (*off line*) dos polinômios R , S e T , que pela sua simplicidade permitirá a implementação da malha de controle em tempo real, tendo em vista a redução significativa do tempo de cálculo.

No capítulo 4 é apresentada uma melhoria do GPC, o Controle Preditivo Generalizado Adaptativo Direto (GPCAD) que se mostrou também uma ferramenta adequada ao estudo de controle, devido ao fato de que este procedimento necessita de um número reduzido de cálculos em comparação ao GPC, que é clássico e que consiste em identificar-se o processo e determinar-se o regulador a partir de novas estimações do modelo do processo.

No capítulo 5 é apresentado um procedimento sistemático para a implementação experimental e análise do Controle Preditivo Generalizado - GPC e do Controle Preditivo

Generalizado Adaptativo Direto - GPCAD, fornecendo assim subsídios para a simulação computacional e implementação experimental apresentada nos próximos capítulos.

No capítulo 6 são apresentados resultados de Simulação Computacional utilizando os controladores GPC e GPCAD, obtidos a partir do modelo dinâmico de uma junta robótica, apresentado no capítulo 2 deste trabalho, permitindo assim, uma análise comparativa desses dois controladores.

E finalmente, no capítulo 7, é realizada a validação experimental desse trabalho de pesquisa, utilizando maquete funcional de uma junta robótica implementada no LAR-UNICAMP e Plataforma Didática existente no Service Automatique da SUPELEC, permitindo assim, a realização de análise comparativa desses dois controles GPC e GPCAD.

Capítulo 2 – Modelagem Dinâmica e Controle de Juntas Robóticas

2.1 – Introdução

Neste capítulo é apresentada uma revisão de modelagem dinâmica de robôs industriais com ênfase no estudo do comportamento dinâmico de uma junta robótica, submetida a perturbações devido à dinâmica não linear de um robô, tornando possível a implementação da função de transferência associada, que será utilizada na implementação dos controladores propostos nos próximos capítulos.

2.2 – Descrição de um Robô Industrial

A possibilidade do uso de robôs em ambientes industriais, na execução de tarefas repetitivas, perigosas como em indústrias nucleares, grandes fornos industriais de difícil manutenção, prospecção petrolífera, órbitas espaciais; apresentam atividades que exigem realização de tarefas com rapidez e precisão, de modo a produzir produtos e serviços com menor tempo de produção. Estes procedimentos necessitam da utilização de manipuladores flexíveis com possibilidade de atuarem num grande volume de trabalho, conseqüente na execução de tarefas que possuem grandes variações de parâmetros (inércia, robustez, etc.), implicando na elaboração de algoritmos de controle de juntas mais eficientes em relação aos tradicionais.

Um robô industrial é um sistema mecânico complexo, com acoplados entre as articulações de seus elos, formando uma cadeia cinemática. Este acoplamento é fortemente não linear, podendo resultar um movimento não desejado de uma junta quando outra é acionada.

Os fatores do tipo efeitos gravitacionais, Coriolis, forças e torques centrífugos também colaboram para esta não linearidade.

Um manipulador robótico é um dispositivo que tem por função posicionar e orientar um mecanismo existente na sua extremidade. Esse mecanismo tem como objetivo fazer a fixação adequada de ferramentas definidas pelo tipo de tarefa a executar. Assim, duas partes principais podem ser consideradas na estrutura de um manipulador. A primeira parte é o braço constituído, no mínimo por três graus de liberdade utilizados para posicionamento do ponto de concentração das referências de orientação. A segunda parte é o elemento terminal (ou ferramenta), normalmente constituído por outros três graus de liberdade rotacional, com a função de orientação de referência terminal.

Em geral, cada junta de um robô é constituída de um motor de corrente contínua, associado a um redutor de velocidade e um transdutor de posição, para medida e controle de posição e velocidade. Esses transdutores são sensores do tipo geradores de impulsos angulares em cada junta (encoders).

O controle dos movimentos de robôs constitui um problema complexo, pois, o movimento da estrutura mecânica se realiza através de movimentos de rotação e translação de suas juntas que devem ser controladas simultaneamente e cujo acoplamento dinâmico dificulta o controle independente das mesmas. Por outro lado, o comportamento da estrutura articulada é fortemente não linear e dependente das condições operativas. Estas condições devem ser levadas em conta na estratégia de controle escolhida. A trajetória desejada é definida pela posição, velocidade, aceleração e orientação do elemento terminal (garra), tornando-se necessário efetuar transformações de coordenadas com tempos definidos e com grande complexidade de cálculos.

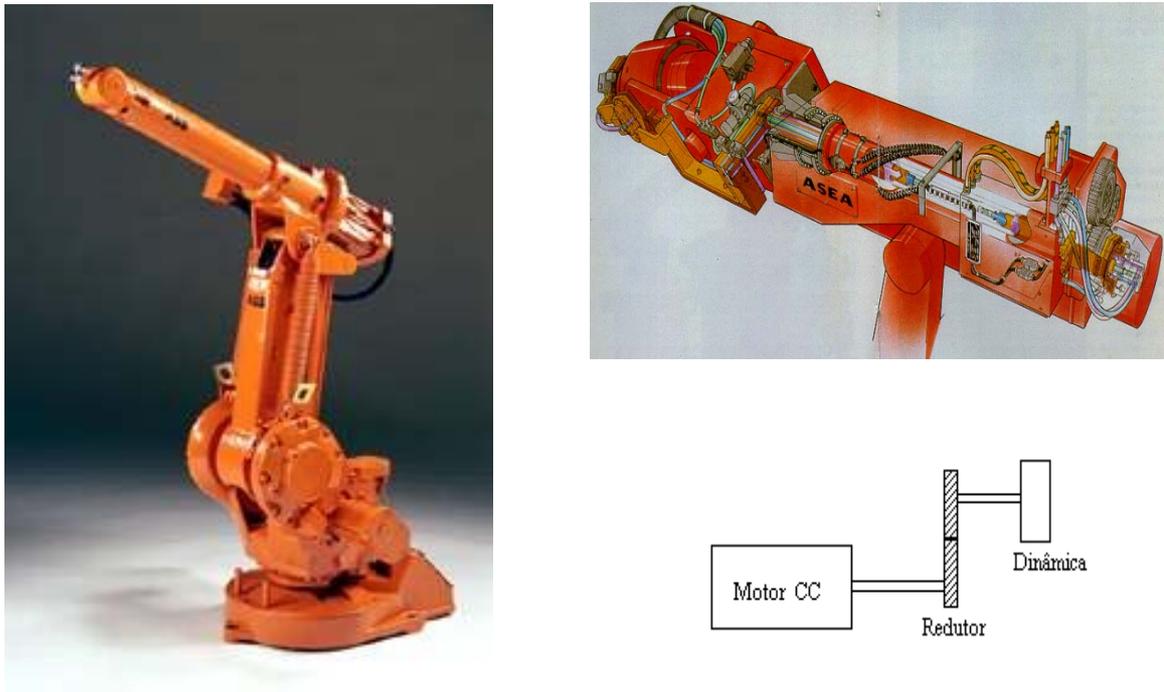


Figura 2.01 – Robô industrial e junta robótica.

2.3 – Modelo de uma Junta Robótica

Normalmente o controle de um robô considera apenas o modelo cinemático, assim que as juntas não são acopladas, e o controle de cada junta é independente. Isto limita o volume de trabalho e a velocidade de operação. Assim, apresentaremos inicialmente o modelo dinâmico de uma junta robótica desacoplada (figura 2.02), e posteriormente a influência da dinâmica das outros graus de liberdade de um robô sobre uma junta robótica.

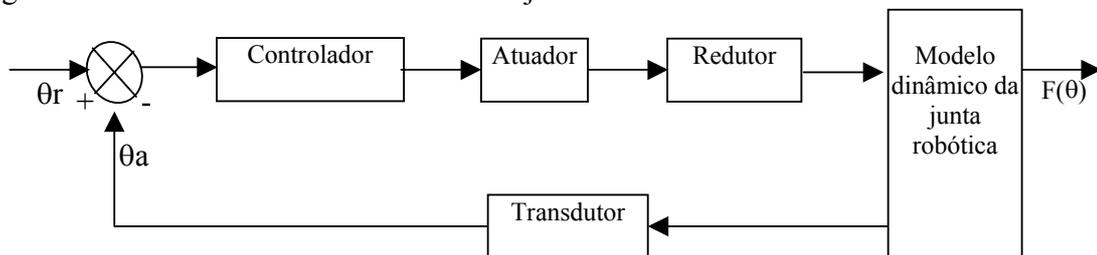


Figura 2.02 – Diagrama de blocos de uma junta robótica.

Cada junta robótica inclui geralmente um motor c.c., uma engrenagem e um codificador. Considerando o motor c.c., as três equações clássicas são as seguintes:

$$\begin{aligned} u(t) &= L\dot{i}(t) + Ri(t) + K_v\dot{\theta}(t) \\ T(t) &= J_m\ddot{\theta}(t) + C_m\dot{\theta}(t) \\ T(t) &= K_T i(t) \end{aligned} \quad (2.01)$$

onde:

$T(t)$ é o torque do motor,

$\theta(t)$ é a posição angular do motor,

$i(t)$ é a corrente do motor,

L, R, J_m são respectivamente a indutância, resistência e a inércia do motor.

A equação pode ser representada pelo diagrama de blocos da figura 2.03.

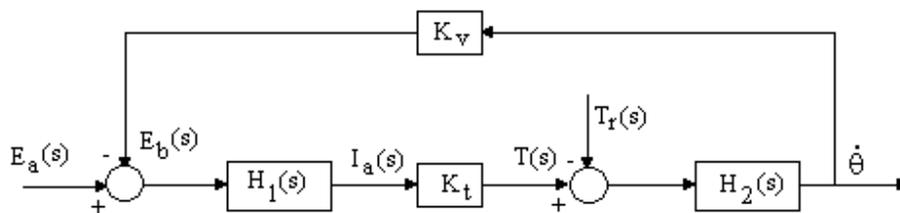


Figura 2.03 – Diagrama de blocos correspondente a função de transferência do atuador (motor c.c.).

onde:

$H_1(s)$ e $H_2(s)$ são as funções de transferência de primeira ordem correspondente respectivamente à constante de tempo elétrica e mecânica. Este modelo apresentado permite a representação de uma junta robótica isolada completa.

2.4 – Modelagem Dinâmica de um Robô Manipulador

Os robôs industriais são servos mecanismos que utilizam tecnologia de alta precisão. A posição final do braço do robô é conseguida acionando os servos mecanismos que estão colocados em suas juntas. Em muitas aplicações não há um conhecimento prévio sobre qual é a melhor forma do braço a ser utilizado: a melhor combinação será encontrada com a combinação entre a forma do braço e o servo mecanismo a ser utilizado. O robô é um sistema não linear devido as não linearidades dos acoplamentos e seus movimentos, a variação no momento de inércia e a dependência com a geometria.

Para se obter as equações dinâmicas de um robô manipulador com n graus de liberdade pode-se utilizar o Lagrangeano (L).

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial L}{\partial q} = T \quad L = K - V \quad (2.02)$$

onde:

- K é a energia cinética,
- V é a energia potencial,
- T é a força generalizada,
- q é a coordenada generalizada.

O controle dinâmico envolve a determinação das entradas de modo que a movimentação de cada junção mova suas ligações para os valores da posição com a velocidade. O modelo dinâmico de junta robótica pode ser definido pela formulação de Euler-Lagrange que expressa o torque generalizado (Craig, 1989), (David, 1998):

$$\tau(t) = J \ddot{\theta}(t) + C\theta(t) + Tr(t) \quad (2.03)$$

onde:

$\tau(t)$ é o vetor de torque generalizado,

$\theta(t)$ é o vetor de coordenada generalizada (junta), em função do tempo;

$J(t)$ é a matriz de inércia,

$C(\theta, \dot{\theta})$ vetor de forças não lineares (por exemplo - Centrifuga),

$Tr(\theta)$ é o vetor de força gravitacional mais perturbações.

Tendo em vista que os dois graus de liberdade (2,3) responsáveis pelo posicionamento da garra num dado ponto de um volume de trabalho são os mais críticos do ponto de vista estrutural, acarretando problemas na implementação do controlador de posição das juntas, devido, a seus “fortes” acoplamentos e não linearidades, nossa análise será desenvolvida considerando esses 2 graus de liberdade, o caso mais crítico, podendo ser estendida futuramente aos outros graus de liberdade.

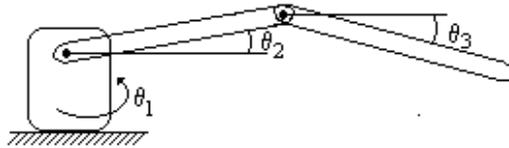


Figura 2.04 - Manipulador com dois graus (2,3) de liberdade.

Sendo assim, o modelo dinâmico de um robô industrial poderá ser simplificado para o modelo de duas juntas rotativas que servirá para posicionamento de uma ferramenta em relação a um painel de atuação, por exemplo, nesse caso, o sistema possui dois graus de liberdade ($n=2$) e suas equações de movimento podem ser obtidas de forma análoga.

Com o objetivo de estudar o comportamento do sistema desde a situação mais simples (rígido e desacoplado), até a situação de maior complexidade (sistema acoplado), é proposta uma conveniente e sistemática parametrização dos termos nas equações de movimento, que para o

manipulador rígido com dois graus de liberdade é mostrada a partir da eq. 2.04, e os coeficientes desta equação na tabela 2.01 (David, 1996):

$$\begin{aligned}
 J_2 \ddot{\theta}_2 + B_2 \dot{\theta}_2 + T_{r2} &= T_{m2} \\
 J_3 \ddot{\theta}_3 + B_3 \dot{\theta}_3 + T_{r3} &= T_{m3}
 \end{aligned}
 \tag{2.04}$$

A figura 2.05 mostra o modelo do sistema, só que neste caso não linear onde podemos observar o modelo das duas juntas.

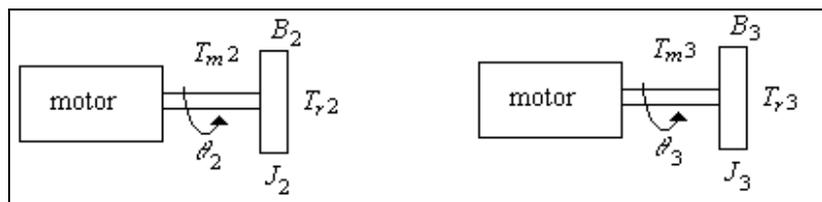


Figura 2.05 - Representação de um motor cc e o acoplamento dinâmico da junta.

$$J_2 = A_2 + K_1 + A_3 c \theta_3$$

$$B_2 = -A_3 \dot{\theta}_3 s \theta_3$$

$$J_3 = A_3$$

$$B_3 = 0$$

$$T_{r_2} = (A_3 + \frac{1}{2} A_2 c \theta_3) \ddot{\theta}_3 + (-\frac{1}{2} A_2 \dot{\theta}_3^2 s \theta_3) + A_4 c \theta_2 + A_5 c (\theta_2 + \theta_3)$$

$$T_{r_3} = (A_3 + \frac{1}{2} A_2 c \theta_3) \ddot{\theta}_2 + \frac{1}{2} A_2 \dot{\theta}_2^2 s \theta_3 + A_5 c (\theta_2 + \theta_3)$$

$$A_1 = \alpha_1 + \alpha_1' \quad A_2 = \alpha_2 + \alpha_2' \quad A_3 = \alpha_3 + \alpha_3' \quad A_4 = \alpha_4 + \alpha_4' \quad A_5 = \alpha_5 + \alpha_5'$$

Cálculo da Inércia Equivalente de cada junta robótica (j = 1, 2): $K_1 = m_j L_j^2$

m_1, m_2 : , massas equivalentes das juntas 1 e 2

L_1, L_2 : comprimentos das juntas 1 e 2

m_p é a massa colocada no sistema final

:

$$\alpha_1 = \frac{1}{3} m_1 L_1^2 + \frac{1}{3} m_2 L_2^2 + m_2 L_1^2$$

$$\alpha_1' = m_p L_1^2 + m_p L_2^2$$

$$\alpha_2 = m_2 L_1 L_2$$

$$\alpha_2' = 2 m_p L_1 L_2$$

$$\alpha_3 = \frac{1}{3} m_2 L_2^2$$

$$\alpha_3' = m_p L_2^2$$

$$\alpha_4 = \frac{1}{2} m_1 L_1 g + m_2 L_1 g$$

$$\alpha_4' = m_p L_1 g$$

$$\alpha_5 = \frac{1}{2} m_2 L_2 g$$

$$\alpha_5' = m_p L_2 g$$

Tabela 2.01 – Coeficientes da Equação Dinâmica de um robô com dois graus (2,3) de liberdade.

Um diagrama de blocos para o caso não linear é mostrado na figura 2.06.

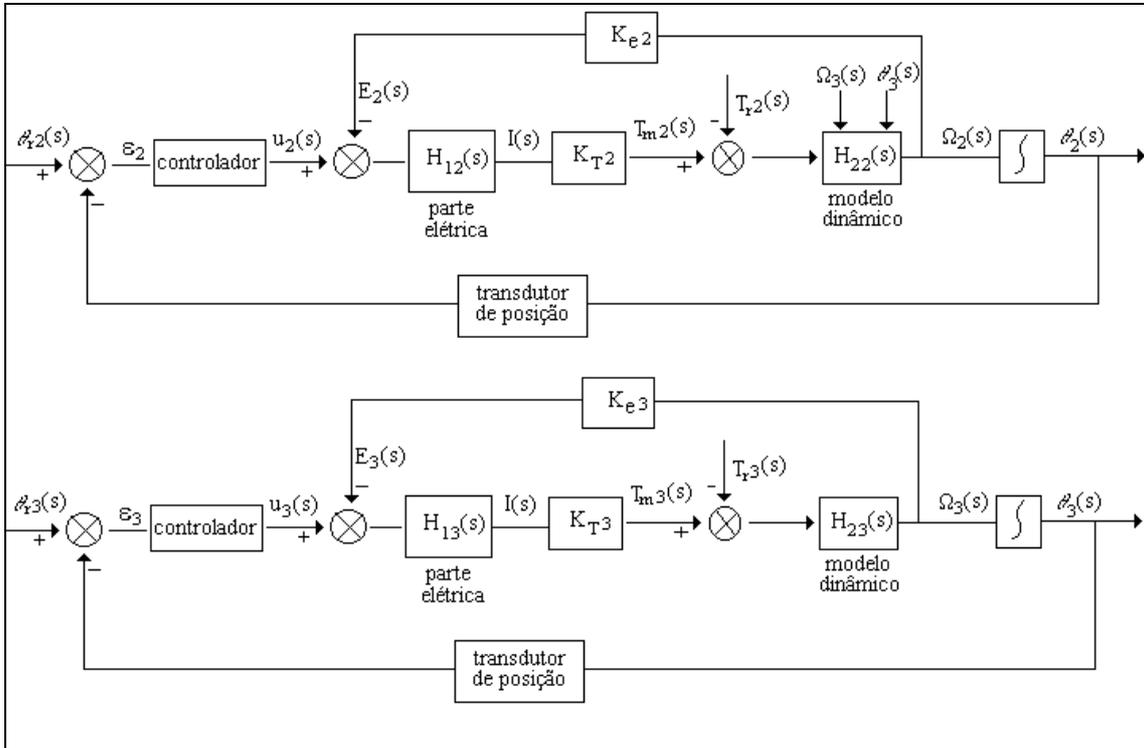
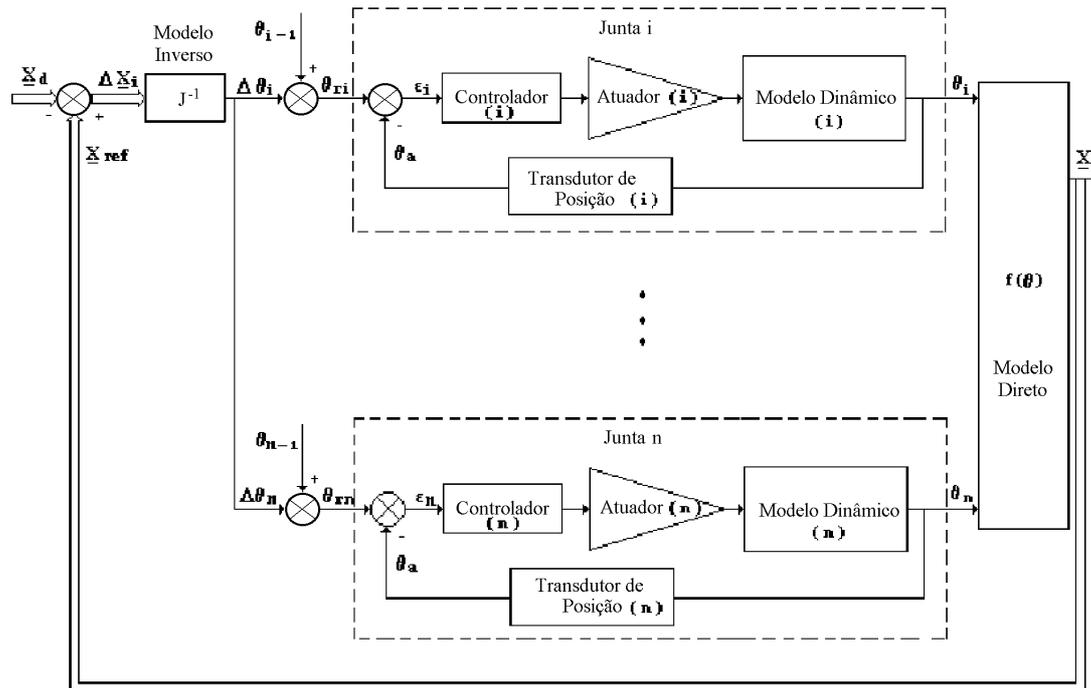


Figura 2.06: Diagrama de blocos para as equações não lineares.

Os sinais de referência θ_{r2} e θ_{r3} podem ser gerados através de um interpolador de trajetórias, como mostra o trabalho de Sá,2000. A partir da comparação destes sinais de referência com as posições angulares provenientes dos transdutores de posição de cada junta (encoder incremental) o controlador fará as devidas correções levando-se em conta o modelo dinâmico do robô em estudo.



$J(\theta)$: Matriz Jacobiana,

$F(\theta)$: Modelo cinemático direto.

Figura 2.07 – Estrutura de Controle de um Robô Industrial (n juntas) considerando o acoplamento dinâmico das juntas.

O controle de um manipulador pode ser executado através do controle da cada junta isolada (Craig, 1989). O modelo de cada junta está assim definido por questões de facilitar os cálculos, mas toda junta deve estar coordenada como mostra na figura 2.07, de modo que o modelo dinâmico da estrutura deve também estar definido.

2.5 – Implementação Experimental de uma Junta Robótica Submetida a Perturbações

Para validação experimental desse trabalho, procurou-se uma solução que representasse a dinâmica de uma junta robótica, preocupando-se, no entanto, com o aspecto representativo do sistema físico próximo ao real.

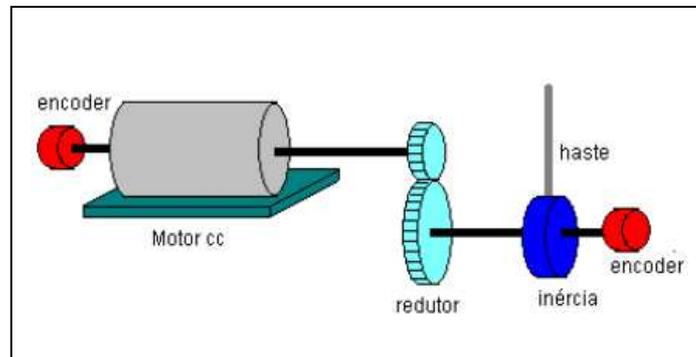
Dentro deste contexto apresentamos duas bancadas para validação e teste de juntas robóticas implementadas no Laboratório de Automação Integrada e Robótica da UNICAMP, destacando entre suas principais características, terem uma estrutura simples e de baixo custo.

2.5.1 – Bancada Experimental I

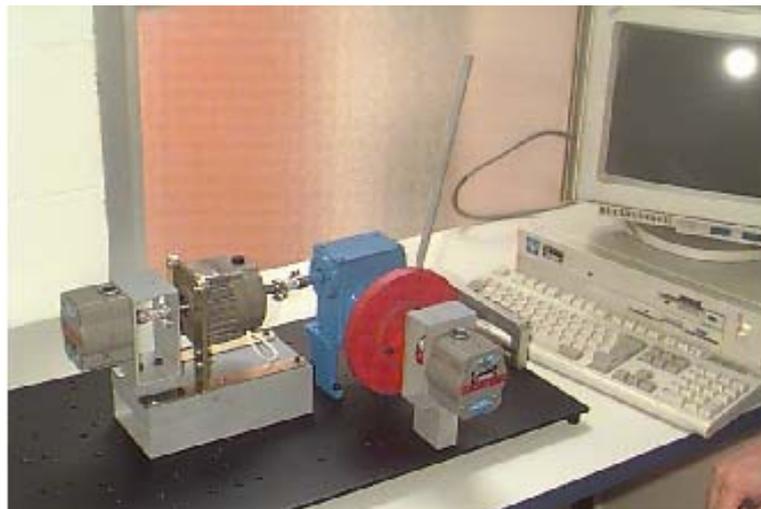
A primeira plataforma para validação experimental desenvolvida no laboratório é constituída de um motor elétrico de corrente contínua acoplado a um disco de inércia com uma haste presa a este disco, de maneira a simular vários graus de liberdade de um robô. O acoplamento entre o disco de inércia e o motor é feito por intermédio de uma caixa de engrenagens (redução) e para medida de posição é utilizado um sensor do tipo encoder angular.

Este sistema simula um dos graus de liberdade de um robô sem acoplamento dinâmico entre as juntas, mas com possibilidade de variação do momento de inércia da junta. A sua implementação experimental foi feita utilizando componentes mecatrônicos comerciais (motor, redutor, inércia), conforme mostra a figura 2.08.

Um trabalho de investigação complementar a este foi desenvolvido visando medir e identificar os parâmetros deste sistema, onde se pode constatar a necessidade da realização de alguns ajustes. Por exemplo, no redutor, que apresentava folgas que poderiam comprometer o desempenho da estratégia de controle em estudo.



a) Desenho representativo.

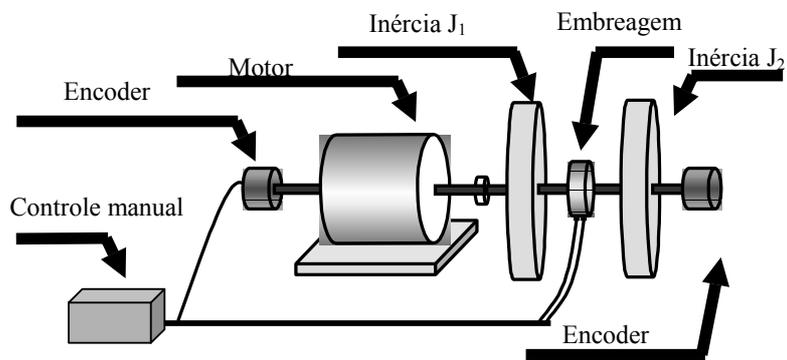


b) Implementação final.

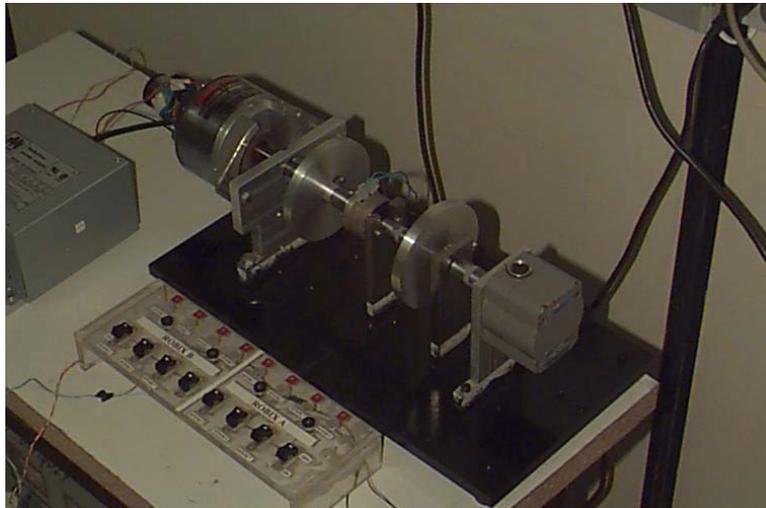
Figura 2.08 – Bancada experimental proposta.

2.5.2 – Bancada Experimental II

Uma segunda bancada experimental foi implementada, procurando-se evitar questões relativas à identificação de parâmetros, utilizando componentes cujos parâmetros fossem conhecidos. E com o propósito de simular um grau de liberdade de um robô, com a possibilidade de introduzir efeitos de mudanças inerciais ao longo de uma trajetória. Desta forma, avalia-se o desempenho de uma dada técnica de controle, sujeita a perturbações.



a) - Desenho representativo.



b) Implementação final.

Figura 2.09 – Bancada experimental II.

Como mostrado no esquema acima, a bancada é composta de um motor de corrente contínua, dois discos de inércia e sensores incrementais de posição. Para o acoplamento da segunda inércia é utilizada uma embreagem eletromagnética, possibilitando assim a entrada e saída desta segunda carga, simulando a variação de inércia dentro de uma trajetória realizada por um robô.

No momento em que a embreagem é acionada, surge um torque de ligação que depende da segunda carga. A velocidade inicial desta carga induz uma perturbação sobre o sistema. Após um certo tempo a embreagem não desliza mais e a velocidade da segunda inércia é então igual a do motor. Podemos considerar este torque como sendo uma perturbação relativa a mudança de parâmetros do sistema.

Considerando nula a elasticidade do sistema, fisicamente o acoplamento impõe a conservação da quantidade de movimento de todo o sistema, com perda de energia cinética, ligada ao deslizamento inicial da embreagem, entretanto, no momento em que a embreagem é acionada, não há modificação da inércia do motor, não produzindo assim perturbações sobre o sistema e nem mudança de velocidade ou perda de energia.

O torque fornecido pela embreagem deve ser suficientemente forte para evitar o deslizamento durante o acoplamento. Mesmo assim, esta ação introduz uma não linearidade sobre o sistema. Para evitar este deslizamento é necessário verificar:

$$T_{emb} \geq T_{mot} \frac{J_2}{J_{sistema}} \quad (2.05)$$

onde:

- T_{emb} torque aplicado pela embreagem,
- T_{mot} torque do motor,
- J_2 inércia da segunda carga,
- $J_{sistema}$ inércia do sistema (motor + carga 1).

Em resumo, a bancada proposta, aproxima-se muito a um grau de liberdade de um robô, com uma pequena diferença pelo fato da segunda carga entrar no sistema quase de forma instantânea. No caso de um robô essa variação é feita de forma contínua no tempo. A embreagem é acionada através de comando elétrico e uma vez acionada, acopla a segunda carga ao sistema.

Com essa variação da carga temos uma perturbação ao sistema, o que nos permitirá verificar o comportamento do controlador devido a essa perturbação. Sob estes aspectos, esta bancada se apresenta, de uma forma geral, como uma estrutura interessante para validação, não somente de controladores preditivos como de outros algoritmos de controle.

2.6 - Sistema de Monitoramento e Controle

O processo de aquisição de sinais e controle do sistema foi realizado através de um pacote computacional (Altera™) já existente no laboratório. Este programa possibilita o desenvolvimento de algoritmos de controle usando bibliotecas próprias e até mesmo o desenvolvimento de programas e incluí-los na malha de controle do sistema. Neste aspecto existe a necessidade de tornar todos os sinais compatíveis.

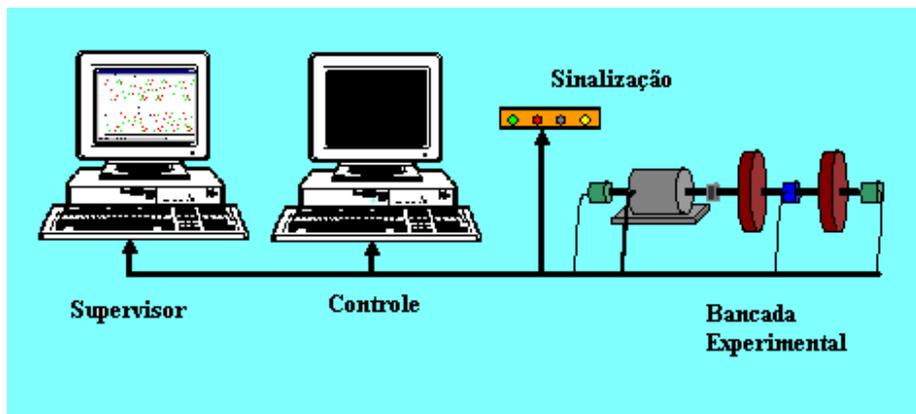


Figura 2.10 – Sistema de supervisão e controle.

O sistema é constituído de dois micro-computadores, um responsável pela aquisição das informações provenientes dos transdutores de posição da bancada experimental, e o outro responsável pela geração de sinais de referência (ou trajetórias) para o controlador. Isto permitirá uma análise de erro do comportamento da trajetória de referência depois de comparada com a posição final da carga medida em relação ao eixo do motor e em relação à carga. O projeto foi implementado através do sistema de desenvolvimento Altera MAX+PLUS II TM, que possui uma interface gráfica e de linguagem VHDL. A escolha deste fornecedor deve-se a um programa de incentivo educacional (*Altera University Program*) existente na UNICAMP, que permite a utilização de um poderoso ambiente de desenvolvimento com custo relativamente baixo.

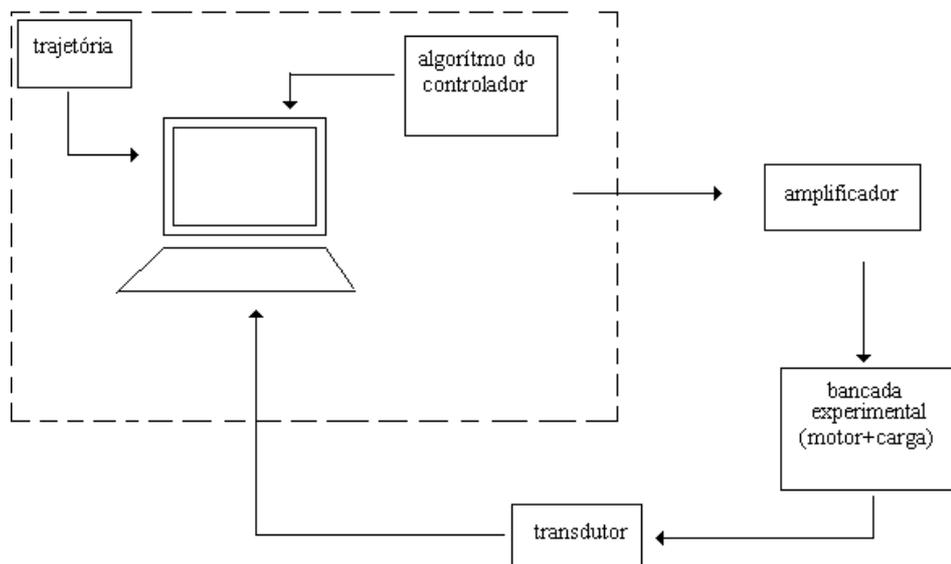


Figura 2.11 - Esquema representativo do processo de aquisição e controle.

A geração de uma trajetória será realizada através de um programa computacional para o envio de um arquivo de pontos para o controlador de posição de uma determinada junta em hardware dedicado, desenvolvido em lógica reprogramável, utilizando o sistema ALTERA TM.

2.7 – Resumo

A junta robótica, como descrita neste capítulo, é fortemente não linear, e de difícil controle quando não utilizamos redutores com elevada razão de transmissão. Assim, o estudo do Controle Preditivo Generalizado (GPC) e sua variação Adaptativa Direta (GPCAD), mostrou-se uma ferramenta ideal para o controle de processos não lineares, que exigem flexibilidade e com grande variação de parâmetros. No capítulo 5 será apresentada a plataforma utilizada para simulação de uma junta robótica. O próximo capítulo será apresentado alguns conceitos básicos associados ao Controle Preditivo Generalizado.

Capítulo 3 – Fundamentos de um Controlador Preditivo

3.1 – Introdução

Neste capítulo são apresentados fundamentos conceituais necessários para a implementação de um controlador do tipo GPC - Controlador Preditivo Generalizado, sendo apresentado metodologia para obtenção (*off line*) dos Polinômios R , S e T , que pela sua simplicidade permitirá a implementação da malha de controle em tempo real, tendo em vista a redução significativa do tempo de cálculo.

3.2 – Controle Preditivo - Revisão Bibliográfica

A evolução das ciências que tratam do controle automático parece indicar a necessidade de um maior esforço de pesquisa neste momento, tendo em vista a relativa diversidade de técnicas que foram desenvolvidas ao longo destas últimas décadas, cujas formulações são presentemente incomensuráveis (Takahashi, 1998).

Embora uma primeira estrutura de controle preditivo tenha sido proposta no final da década de 50, para plantas estáveis baseada no Preditor Smith (Smith, 1958). Apenas nas duas últimas décadas este tipo de controle tem recebido considerável atenção no meio acadêmico e tem sido usado em diversas aplicações industriais (Clarke et al., 1987).

O controle preditivo encontra grande aplicação também nas indústrias química e petroquímica, que apresentam alguns problemas relacionados com controle quadrático robusto com restrições dentro do contexto de controladores preditivos. Em seu artigo, Barão (1998), propõe um método para que as restrições e as incertezas possam ser computacionalmente tratadas de maneira eficaz. Uma outra abordagem de controladores preditivos é o controlador preditivo robusto.

Controladores preditivos que consideram de forma explícita as incertezas no modelo do processo, na lei de controle são denominados de controladores preditivos robustos, que podem apresentar algoritmos cuja principal característica é a modelagem do processo com bases de funções ortonormais e a solução da lei de controle através da otimização *on line* de um problema mínimo-máximo.

O critério de custo do controlador é definido por uma norma infinita e apresenta uma nova metodologia para a obtenção da lei de controle. Este algoritmo tem como objetivo a redução do esforço computacional da lei de controle e a garantia de estabilidade do sistema em malha fechada através da sintonia dos parâmetros do critério de custo do controlador (Oliveira, 1998).

Os controladores preditivos são obtidos minimizando um critério de custo, que é função da saída prevista, do sinal de referência e do esforço de controle. As previsões da saída são calculadas utilizando-se um modelo do processo e, com isso, o desempenho do sistema em malha fechada é fortemente dependente de uma escolha apropriada para o modelo de previsão (Oliveira, 1997).

Uma das razões pela qual o controle preditivo tem recebido grande atenção por parte das indústrias nos últimos anos, é que o processo contém um caminho natural. Todavia, quando ocorrem perturbações, imprevistas pelo sistema, quando é improvável uma seqüência de controles futuros para a resolução do distúrbio, isto é, quando o problema não é apresenta uma

solução viável. Quando este tipo de problema aparece, é necessário aplicar alguns procedimentos ‘*infeasibility handling*’ para direcionar o problema para uma região possível (Alvarez, 1997).

Os controladores preditivos têm-se mostrado eficientes para o controle de processos monovariáveis e multivariáveis. Desenvolvidos em geral, com referência aos modelos lineares, esses controladores podem ter seu desempenho degradado quando existirem não linearidades relevantes no sistema. Assim, torna-se importante o desenvolvimento de controladores preditivos baseados em modelos não lineares. O desenvolvimento de um controlador preditivo baseado em modelos nebulosos utiliza um modelo nebuloso para calcular a previsão da saída do processo e para obter a lei de controle (Nazzetta, 1998).

Para a implementação da técnica de controle preditivo, necessita-se da previsão da saída do processo num horizonte de tempo futuro, baseada nos sinais anteriores de entrada e saída e no modelo do processo. Assim, a lei de controle é obtida através da minimização do erro quadrático entre a saída prevista e trajetória desejada (Nazzetta, 1998).

Uma outra forma de predição é a utilização do preditor de Smith, no lugar do preditor ótimo, que permite melhorar a robustez sem alterar a performance nominal, o que significa que, o preditor ótimo não é melhor do ponto de vista do controle em malha fechada. Analisa-se o comportamento em malha fechada e a robustez do controlador preditivo generalizado e mostra-se que a robustez pode ser melhorada sem afetar o comportamento nominal e sem a necessidade de filtragem (Normey-Rico, 1998).

3.3 – Controle Preditivo Generalizado (GPC)

Dentre as numerosas atividades humanas, a predição representa um papel preponderante, como também entre as atividades esportivas onde os jogadores procuram antecipar o caminho da bola. Todo jogador precisa ter uma visão geral do que está por vir, uma visão no horizonte de

aproximação da predição da jogada. Poder avançar com segurança sabendo o caminho a ser seguido possibilita a realização de todas as manobras necessárias para conduzir a bola ao seu objetivo. Os processos industriais devem seguir igualmente tal seqüência (Codron, 1993). A elaboração da lei de controle leva em consideração o momento presente ao comportamento futuro, e usa um modelo numérico do sistema explicitamente para prever o estado no futuro, em um horizonte finito.

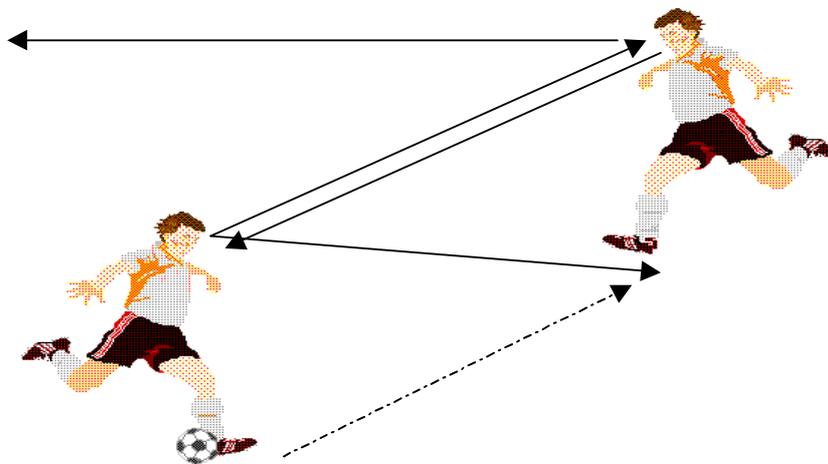


Figura 3.01 – Comportamento preditivo.

Estas ações necessárias para o avanço são divididas em dois grandes grupos de ações: cobrir um caminho e a sintonia. Assim o operador humano busca fazer com que o jogador direcione sua ação para uma próxima jogada, percebida em seu horizonte de aproximação.

Atualmente, a maioria das aplicações industriais que usam controle preditivo é direcionada à indústria química e petroquímica, porém este controlador também poderia ser dirigido ao controle de juntas robóticas que durante a execução de tarefas pré-estabelecidas podem possuir grandes variações de parâmetros e requer a elaboração de algoritmos de controle de articulações mais eficientes em relação ao tradicional.

A automação procura integrar o conhecimento do caminho futuro com seus controles elaborados, de forma a adquirir o máximo de informação disponível. Portanto o operador humano, o jogador, procura fazer com que sua atitude siga um conjunto de ações previstas em seu horizonte aproximado. O controle preditivo pressupõe ter três elementos favoráveis:

- ✓ A determinação, que envolve o conhecimento sobre o horizonte aproximado.
- ✓ O modelo, que simplifica o processo real.
- ✓ Um critério, que fornecer o controle a ser aplicado ao sistema e a representação da inteligência deste controle.

Referente ao modelo, ele é um resultado de um compromisso entre simplicidade e capacidade de descrever todas perturbações que afetam o processo (Codron, 1993).

Estratégias de controle preditivo são baseadas em idéias intuitivas já existentes, mas as técnicas avançadas de controle começaram a ficar famosas somente em meados dos anos 80. Este desenvolvimento tem conduzido paralelamente a dois caminhos:

- ✓ Controle Preditivo Generalizado (GPC.).
- ✓ Controle Preditivo Funcional (PFC).

A metodologia preditiva faz parte da família dos controladores baseados em modelos (*Model Based Control*), pois apresentam a definição de um modelo numérico do sistema permitindo realizar a predição do comportamento futuro do sistema, cujas características são destacadas nas idéias apresentadas, que são comuns para todas as abordagens:

1 - Definição de um efeito antecipativo com uso explícito do conhecimento da evolução da trajetória a ser realizada no futuro. Este conhecimento é o mínimo necessário sobre alguns pontos no horizonte para tempo real. A cada instante, é feita a predição da saída sobre um certo horizonte, com a ajuda do modelo do sistema.

2 - Definição de um modelo numérico do sistema, para predição do comportamento futuro do sistema. Este modelo de tempo discreto é obtido muitas vezes pela identificação preliminar *off-line*. O aspecto principal implica na possibilidade da inclusão de Controle Preditivo dentro da família de Controle Baseado em Modelo, isto é, uma trajetória de referência pode ser definida em um futuro próximo a fim de especificar a realimentação da referência desejada.

3 - Minimização de uma função de custo quadrática sobre um futuro horizonte finito, usando predição de erros futuros. A diferença entre saídas de sistemas preditivos e valores futuros de *setpoint* ou valores de referência de uma trajetória qualquer é de fato o filtro de referência, ou seja, uma seqüência futura do controle é elaborada visando a minimização dos erros futuros entre a saída e a referência ou entre a saída e a trajetória de referência, se esta última for utilizada.

4 - Repetição apenas da primeira parte do procedimento no próximo período de amostragem para a estratégia de retrocesso horizontal, isto é, somente o primeiro elemento da seqüência ótima precedente é aplicado no sistema.

Todos os outros elementos podem ser esquecidos, pois, no período da próxima seqüência, todas as seqüências são atualizadas, uma nova saída é obtida e o procedimento completo é repetido. Este procedimento se apóia sobre o princípio do **horizonte futuro**, onde somente o controle no instante presente é aplicado ao sistema.

O comportamento preditivo consiste em considerar, no instante presente, o comportamento futuro, utilizando explicitamente um modelo numérico do sistema a fim de prever a saída em um futuro sobre um horizonte finito (Boucher, 1996). O objetivo da estratégia preditiva é, portanto, fazer coincidir a saída predita do processo com a referência, supostamente conhecida, em um futuro, num horizonte finito, como mostrado na figura 3.02.

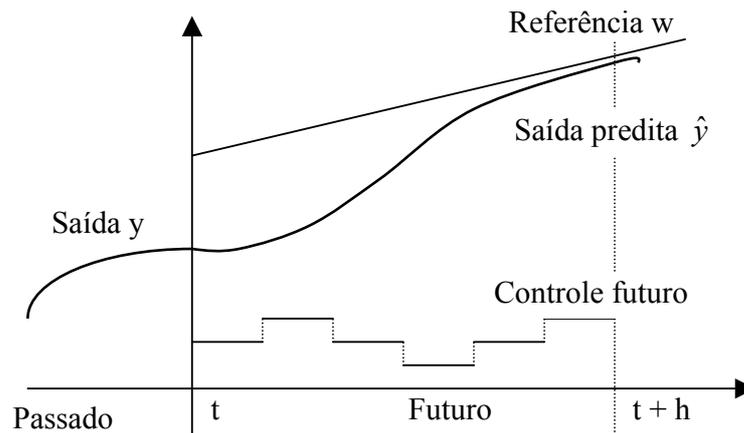


Figura 3.02 - Princípio de horizonte preditivo.

3.3.1 – Modelo CARIMA

Como a presença do modelo numérico é uma condição necessária para o funcionamento do GPC, pois ele permite o cálculo da saída predita em um horizonte finito, o controle preditivo utiliza então uma representação externa do sistema. Sendo a do tipo entrada-saída a mais usual.

O modelo é representado sob a forma **CARIMA** (*Controlled Auto-Regressive Integrated Moving Average*), que permite introdução de integrador na função de transferência e assim, em seguida, anular todo erro estático comparado com uma referência constante ou de uma perturbação escalar:

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t-1) + C(q^{-1})\frac{\xi(t)}{\Delta(q^{-1})} \quad (3.01)$$

onde:

- $y(t)$ saída do sistema,
- $u(t)$ controle aplicado à entrada do sistema,
- $\xi(t)$ seqüência aleatória não relacionada com a entrada,
- $C(q^{-1})$ termo relacionado com perturbações,
- q^{-1} operador de atraso,
- $\Delta(q^{-1}) = 1 - q^{-1}$ operador diferença.

Os Polinômios A , B e C são definidos por:

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_{na}q^{-na} \\ B(q^{-1}) &= b_0 + b_1q^{-1} + \dots + b_{nb}q^{-nb} \\ C(q^{-1}) &= 1 + c_1q^{-1} + \dots + c_{nc}q^{-nc} \end{aligned} \quad (3.02)$$

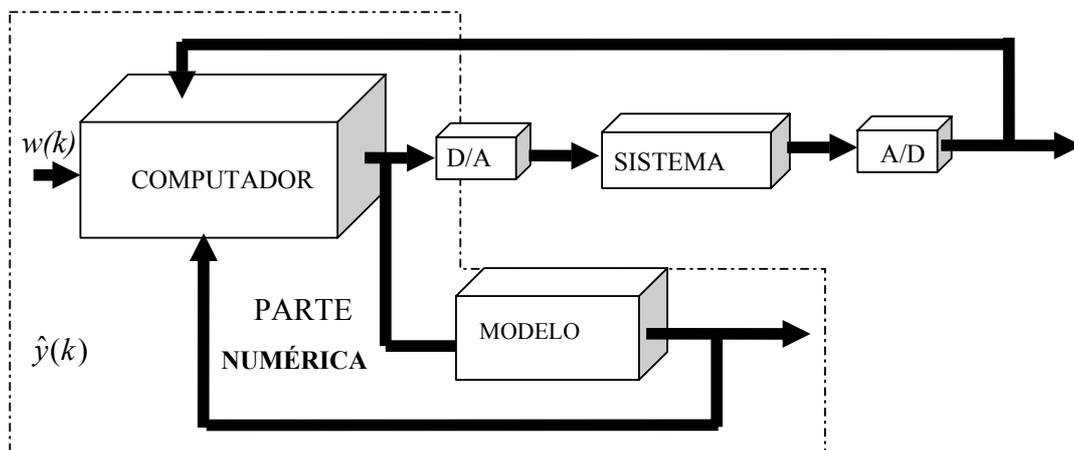


Figura 3.03 - Princípio de funcionamento do GPC.

A figura 3.03, apresenta a estrutura de um preditor e mostra o princípio de funcionamento do GPC. (Sobre o sistema, onde $w(k)$ representa a referência, e $\hat{y}(k)$ a saída predita obtida devido a um modelo numérico do sistema).

Elabora-se a saída estimada do sistema no instante $t + j$, conhecendo a saída no instante presente t . Não será possível obter uma lei de controle polinomial se o preditor estiver na forma polinomial. Desta forma, o preditor gerador das saídas estimadas, é decomposto de maneira clássica em resposta livre e resposta forçada, e na forma:

$$\hat{y}(t + j/t) = \underbrace{F_j(q^{-1})y(t) + H_j(q^{-1})\Delta u(t-1)}_{\text{resposta livre}} + \underbrace{G_j(q^{-1})\Delta u(t + j - 1) + J_j(q^{-1})\xi(t + j)}_{\text{resposta forçada}} \quad (3.03)$$

com:

- G_j termo representante do ‘futuro’,
- F_j, H_j termos correspondentes respectivamente ao ‘presente’ e ao ‘passado’,
- J_j termo relacionado com perturbações.

3.3.2 – Equação Diophantine

Os polinômios precedentes são soluções únicas das equações Diophantines, obtidas pela igualdade entrada-saída das funções do preditor e do modelo **CARIMA**. Esta equivalência fornece então duas equações fundamentais que podem ser resolvidos de maneira recursiva:

$$\begin{aligned} \Delta(q^{-1})A(q^{-1})J_j(q^{-1}) + q^{-j}F_j(q^{-1}) &= 1 \\ G_j(q^{-1}) + q^{-j}H_j(q^{-1}) &= B(q^{-1})J_j(q^{-1}) \end{aligned} \quad (3.04)$$

Supondo que a melhor predição do termo relacionada à perturbações é o valor médio nulo, o preditor ótimo é definido de maneira única, neste caso os polinômios F_j, G_j, H_j, J_j são conhecidos, pela relação:

$$\hat{y}(t+j) = F_j(q^{-1})y(t) + H_j(q^{-1})\Delta u(t-1) + G_j(q^{-1})\Delta u(t+j-1) \quad (3.05)$$

com:

$$\begin{aligned} \deg[J_j(q^{-1})] &= j-1 & \deg[F_j(q^{-1})] &= \deg[A(q^{-1})] \\ \deg[G_j(q^{-1})] &= j-1 & \deg[H_j(q^{-1})] &= \deg[B(q^{-1})]-1 \end{aligned} \quad (3.06)$$

3.3.3 – Critério quadrático

A lei de controle GPC é obtida pela minimização de um critério quadrático agindo sob os erros futuros com um termo de ponderação no controle:

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_2} [w(t+j) - \hat{y}(t+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} \Delta u(t+j-1)^2 \quad (3.07)$$

com: $\Delta u(t+j) = 0$ sendo $j \geq N_u$

\hat{y}	saída predita,
Δu	incremento de controle,
w	referência.

e os parâmetros de sintonia são escolhidos pelo usuário:

N_1	horizonte de predição inferior sob a saída,
-------	---

- N_2 horizonte de predição superior sob a saída,
 N_u horizonte de predição sob o controle,
 λ fator de ponderação sob o controle.

3.3.4 - Estrutura do regulador polinomial - RST

Uma estrutura polinomial é introduzida aqui, a fim de obter-se uma relação entre a saída $y(t)$, o controle $u(t)$ e a referência $w(t)$. Esta estrutura RST permite a formação da lei de controle a partir de uma simples equação diferença, que pode ser observada na figura 3.04:

$$S(q^{-1})\Delta(q^{-1})u(t) = -R(q^{-1})y(t) + T(q)w(t) \quad (3.08)$$

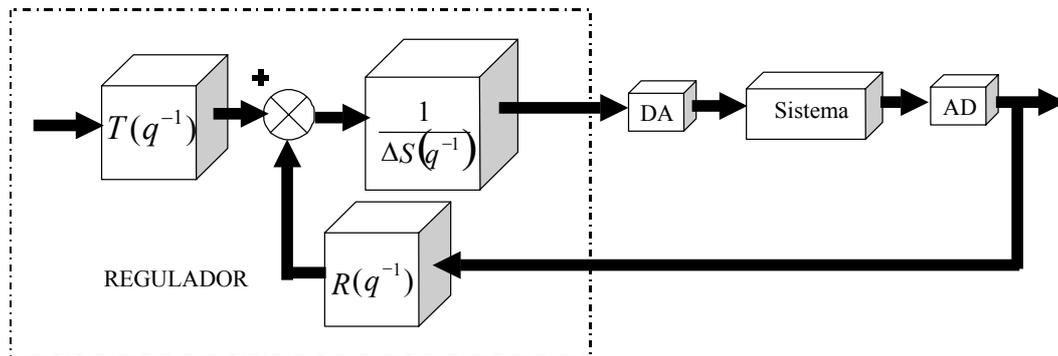


Figura 3.04 - Regulador polinomial RST equivalente.

3.4 – Resumo

Os Polinômios R , S e T são de fato elaborados *off line* e definidos de maneira única no momento em que os quatro parâmetros de sintonia N_1 , N_2 , N_u e λ forem escolhidos.

Em conseqüência, a malha de tempo real fica consideravelmente reduzida em relação a versão algorítmica clássica, permitindo um ganho em tempo de cálculo considerável.

O interesse da representação RST é que o valor do controle aplicado ao sistema é calculado por uma simples equação à diferenças.

Capítulo 4 – Controle Preditivo Adaptativo Direto

4.1 – Introdução

Neste capítulo é apresentada uma melhoria para o Controle Preditivo Generalizado - GPC, o Controle Preditivo Generalizado Adaptativo Direto (GPCAD) que se mostrou também uma ferramenta adequada ao estudo de controle.

4.2 – Motivação

Apresenta-se uma versão Adaptativa Direta do Controle Preditivo Generalizado (GPCAD). A escolha do controle adaptativo, na versão direta é devido ao fato de que este procedimento necessita de um número reduzido de cálculos em comparação com o modelo indireto, que é clássico e que consiste em identificar o processo e determinar o regulador a partir de novas estimações do modelo do processo.

O algoritmo reescreve a forma original minimizando um índice de performance através de uma estratégia do tipo mínimos-quadrados para os parâmetros do controlador em identificação *on line* e um teste com atualização condicional na malha de adaptação.

No caso de parâmetros variantes no tempo, o controle preditivo precisa ser incluído em uma estrutura adaptável. Uma primeira possibilidade é a construção de um esquema indireto, (Söderström e Stoica, 1989), que atualiza os parâmetros do sistema, calculando o controlador

com os novos valores dos polinômios do sistema. Porém esta abordagem demanda muito tempo se abordada pelo controle preditivo, pois é necessário recalcular *on line* os novos parâmetros RST do controlador.

"Baseado em um modelo do processo, o controle preditivo é o que torna possível a saída do processo dinâmico igual à produção dinâmica desejada convenientemente predefinida". Um modelo capaz de produzir as previsões exatas, seria o modelo capaz de igualar as saídas do sistema, se ele tiver recebido as mesmas entradas do processo. Quando as previsões não são satisfatórias, devido por exemplo aos "parâmetros do modelo não controláveis", seria conveniente ter um mecanismo de adaptação adequado para ajustar parâmetros do modelo em função do erro de comparação entre o processo e saída do modelo (Sánchez, 1996).

O controle adaptativo assusta muitas pessoas. Em parte, isto é devido à grande quantidade de pessoas que pensam que é necessário ter perícia matemática para entender controle adaptativo. Afortunadamente, esta sensação é falsa. Modelos de controle adaptativo são principalmente diferentes dos sistemas de controle linear; eles fundamentalmente são não lineares. Um conhecimento da base da teoria de controle é suficiente para compreender as idéias principais envolvidas com o controle adaptativo, e entender sua essência. Uma definição possível para controle adaptativo é "um sistema que se adapta às mudanças no processo". Mais útil, é um sistema que consiste em uma reação fundamental que leva em consideração as variações do sinal do processo, e uma reação secundária que trata das mudanças dos parâmetros do processo (Butler, 1992).

A estratégia aqui proposta faz uma reformulação apropriada do polinômio de controle sem mudar a estrutura da lei de controle. Considera-se, portanto, o caso onde os parâmetros do modelo dinâmico do processo variam no tempo de maneira imprevisível. Esta situação é devido às condições ambientais que mudam, como no caso apresentado, as características dinâmicas de uma junta robótica. A fim de realizar ou de manter o nível desejável para as performances do sistema de controle quando os parâmetros do processo são desconhecidos ou variam no tempo,

uma abordagem de controle adaptativo é considerada. Neste caso, o controle adaptativo atuará de forma constante.

Consiste em escrever-se a lei de controle de forma clássica, onde aparece a noção matricial (parâmetros) e de vetores (regressor). Esta matriz é atualizada em tempo real (*on line*), e também é atualizado o vetor regressor que contém as informações referentes aos sinais de entrada e saída disponíveis no instante em questão.

4.3 – Reformulação de controlador GPC

A lei de controle:

$$\tilde{u} = M[w - if(q^{-1})y(t) - ih(q^{-1})\Delta u(t-1)] \quad (4.01)$$

que pode ser transcrita sob a seguinte forma matricial:

$$Mw = \theta' \Phi(t) \quad (4.02)$$

na qual é feita a inversão da matriz de parâmetros θ , que tem dimensão $(n_a + n_b + N_u + 1) \times N_u$, com n_a e n_b sendo os graus de $A(q^{-1})$ e $B(q^{-1})$, respectivamente.

$$\theta' = [Mif \quad I_{N_u} \quad Mih] \quad (4.03)$$

Note que, if e ih são matrizes de polinômios, sendo respectivamente formadas pelos coeficientes dos polinômios contidos em $if(q^{-1})$ e $ih(q^{-1})$, e o vetor a seguir é chamado de regressor de dimensão $(n_a + n_b + N_u + 1)$:

$$\Phi(t) = [y(t) \ \cdots \ y(t - n_a) \ \tilde{u}' \ \Delta u(t-1) \ \cdots \ \Delta u(t - n_b)]' \quad (4.04)$$

A matriz de parâmetros θ contém, na primeira linha, os coeficientes dos polinômios R e S^* . De fato, a partir da relação da equação a seguir, o polinômio $m_1'if(q^{-1})$ corresponde a R e $m_1'ih(q^{-1})q^{-1}$ corresponde a S^* . O regressor $\Phi(t)$ é o vetor das saídas e controle passados, incluindo os controles desconhecidos \tilde{u} de dimensão N_u .

$$\Delta_{uopt}(t) = -m' [if(q^{-1})y(t) + ih(q^{-1})\Delta u(t-1) - w] \quad (4.05)$$

$$R = m_1'if(q^{-1}) \quad S^* = m_1'ih(q^{-1})q^{-1} \quad N_u = 1$$

4.3.1 - Erro de performance

Introduz-se o seguinte vetor de predição, composto de saídas previstas entre os horizontes N_1 e N_2 , e os valores dos controles futuros sobre o horizonte N_u :

$$X(t + N_2) = [\hat{y}' \ \tilde{u}'] \quad (4.06)$$

e o vetor Xw , de mesma dimensão $(n_a + n_b + N_u + 1)$, chamado de “vetor objetivo” em consideração ao fato de que o vetor de saída predito \hat{y} deve convergir para o vetor de referência w , e ao mesmo tempo, o sinal de controle \tilde{u} deve tender a zero, assim definido:

$$Xw(t + 2) = [w' \ 0'] \quad (4.07)$$

Tornando possível definir o erro de alcance do objetivo:

$$e_x(t + N_2) = [X(t + N_2) - Xw(t + N_2)] \quad (4.08)$$

Finalmente uma matriz de ponderação “L” de dimensão $(n_a + n_b + N_u + 1) \times N_u$ é introduzida a fim de criar uma dinâmica de anulação do erro precedente. O que conduz a definição do seguinte erro, chamado de erro de performance:

$$e_f(t + N_2) = L'e(t + N_2) = [X(t + N_2) - Xw(t + N_2)]$$

$$e_f(t + N_2) = iP(t + N_2) - iPw(t + N_2) \quad (4.09)$$

$$e_f = \underbrace{M\hat{y} + \lambda Q\tilde{u}}_{iP \text{ medido}} - \underbrace{Mw}_{iPw \text{ esperado}}$$

4.4 – Índice de performances

A relação descrita anteriormente, erro de performance e introduzindo sua noção de erro, pode ser traduzida em termos de índice. De fato, $iP(t + N_2)$ e $iPw(t + N_2)$ aparecem como indicadores de performances medidas e esperadas, respectivamente.

É então possível usar-se estas noções como indicadores de medida de mudanças do processo no tempo. No caso onde o sistema não evoluiu, as duas indicações coincidem porque são mantidas as performances e o erro de alcance é nulo. Quando os parâmetros são variantes no tempo, os indicadores de performances medida e esperada, que manteria a igualdade, são diferentes.

A diferença dos dois indicadores expressa o fato que não há nenhuma adaptação mais, isso é, que o controle gerado pelo regulador não assegura mais a mesma performance. A performance esperada do processo deve ser então, para todo momento, igual a inicial:

$$iPw(t + N_2) = Mw = \theta' \Phi(t) \quad (4.10)$$

Esta equação permite medir o comportamento e verificar se há mudanças no sistema.

Se o sistema inicial não evolui, a afirmação $Mw = \theta' \Phi(t)$ é sempre verificada. Mas se o sistema real é diferente do modelo inicial, então esta equação não é mais válida. Neste tipo de sistema onde os parâmetros variam com o tempo, o regulador precedente deve então ser introduzido em uma estrutura adaptativa para compensar estas variações.

O indicador de performances que deve ser minimizado é uma função de custo \mathfrak{J} definida por:

$$\mathfrak{J}(t + N_2) = e_f(t + N_2)' e_f(t + N_2) = \quad (4.11)$$

$$\mathfrak{J}(t + N_2) = [X(t + N_2) - Xw(t + N_2)]' LL' [X(t + N_2) - Xw(t + N_2)]$$

Teorema

A lei de controle GPC, onde a síntese é efetuada sob o modelo nominal, anula explicitamente o índice de performance \mathfrak{J} através de uma matriz de ponderação L criando uma dinâmica de anulação do erro dado por :

$$L = [M \quad \lambda Q] \quad (4.12)$$

com:
$$Q = [G'G + \lambda I_{N_u}]^{-1}$$

$$M = QG'$$

O processo deve ser de forma que satisfaça os itens a seguir :

- ✓ O atraso puro seja conhecido ;
- ✓ O tempo de resposta seja conhecido ;
- ✓ Os graus dos polinômios da função de transferência sejam conhecidos ;
- ✓ Os primeiros elementos da resposta indicial sejam conhecidos;
- ✓ Os coeficientes mudam no tempo.

Prova

O sistema dado pelas equações repetidas a seguir,

$$\hat{y} = G\tilde{u} + ify(t) + ih\Delta u(t-1) , e$$

$$\tilde{u}_{opt} = -M[ify(t) + ih\Delta u(t-1) - w]$$

conduzem à seguinte igualdade:

$$\tilde{u} = M[w - \hat{y} + G\tilde{u}]$$

ou : $[G'G + \lambda I_{N_u}]\tilde{u} = G'[w - \hat{y} + G\tilde{u}]$

então: $\lambda\tilde{u} = G'(w - \hat{y})$ (P1)

A partir da notação : $Q = [G'G + \lambda I_{N_u}]^{-1}$ de maneira que $M = QG'$.Multiplicando a relação (P1) por esta matriz Q e obtém-se:

$$\lambda Q\tilde{u} = M(w - \hat{y}) \quad \text{ou} \quad M\hat{y} + \lambda Q\tilde{u} - Mw = 0$$

onde : $[M \quad \lambda Q]X(t + N_2) - [M \quad \lambda Q]X_w(t + N_2) = 0$

isto significa que, com $L = [M \quad \lambda Q]$:

$$\begin{aligned} e_f(t + N_2) &= iP(t + N_2) - iPw(t + N_2) \\ &= L'[X(t + N_2) - X_w(t + N_2)] \\ &= [M \quad \lambda Q]X - [M \quad \lambda Q]X_w = 0 \end{aligned} \quad (\text{P2})$$

Pode-se então considerar que a matriz L impõe a dinâmica de direcionar para o sinal de saída e um coeficiente de ponderação sobre os valores de controle. Ele depende apenas da matriz de resposta G e dos parâmetros de sintonia do controle GPC: N_1 , N_2 , N_u e λ . Assim, a relação final pode ser deduzida da prova (P2), o que conclui a prova :

$$\mathfrak{I}(t + N_2) = e_f(t + N_2)'e_f(t + N_2) = 0 \quad \nabla$$

Após esta descrição inicial sobre a reformulação do controlador GPC, torna-se possível apresentar o esquema do princípio do controle adaptativo direto GPCAD que será esclarecido a seguir pela figura 4.01, para o caso de $N_u = 1$, (que é o caso das aplicações mostradas a seguir), onde a matriz $L' = [M \quad \lambda Q]$ ilustra a constituição da malha de adaptação:

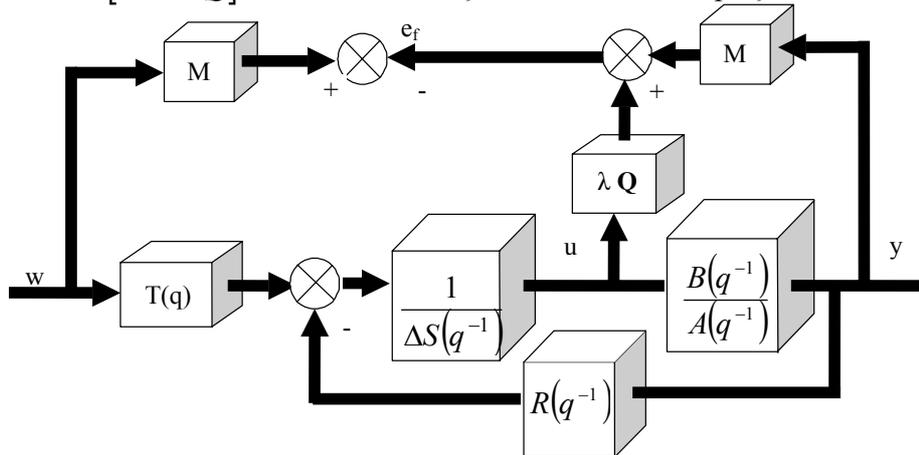


Figura 4.01 – Estrutura equivalente do GPCAD.

Faltando apenas explorar a noção de erro de performance, para um sistema a parâmetros variantes no tempo e assim repor os parâmetros atualizados do regulador.

4.5 – Ajuste de parâmetros do regulador em tempo real – [Mínimos quadrados]

Na concepção de um controle adaptativo direto, os parâmetros do regulador é que são identificados diretamente para a atualização do regulador. Partindo deste princípio, consideremos a disposição abaixo sobre as relações prévias admissíveis como constantes.

O controle preditivo adaptativo direto tem por objetivo desenvolver um algoritmo que permita recalculer os polinômios R e S da estrutura polinomial RST para regular e manter as performances de um processo cujos parâmetros são variantes no tempo, para o mesmo nível de especificações que impuseram inicialmente. Esta estratégia de controle adaptativo direto impõe, sem modificar a estrutura da lei de controle, desenvolver um algoritmo de identificação que pode atualizar o vetor de parâmetros do regulador (Ramond, 2001).

O objetivo no caso adaptativo é minimizar o índice de performance \mathfrak{J} a cada passo, de maneira a tender assintoticamente:

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} e_f(t) = 0 \quad (4.13)$$

A filosofia ligada à atualização do regulador consiste em manter constante a performance do sistema mesmo se ele evolui com o tempo. O comportamento do processo inicial é medido pelo “índice de performance” e, o comportamento do processo real é definido pela equação do “erro de performance”. Assim, é necessário recalculer o vetor $\theta(t)$, que contém os polinômios R e S do regulador, para manter a equação do “índice de performance” idêntica à equação do “erro de performance”.

Inicialmente, é necessário validar a expressão resultante das relações das equações 4.02 e 4.10:

$$M \hat{y} + \lambda Q \tilde{u} = \theta \Phi(t) \quad (4.14)$$

onde:

- M e Q são as matrizes definidas pela relação das equações 4.12 e 3.08.;
- λ é o coeficiente de ponderação do controle;
- \hat{y} é o vetor de saídas futuras;
- \tilde{u} é o vetor de controles futuros;
- Φ é o vetor de medidas passadas;
- θ é a matriz de parâmetros do regulador, a ser atualizada.

Observa-se que é feita aqui a hipótese de que estas matrizes M e Q permanecem constantes mesmo quando o sistema evolui no tempo, especificando assim as performances iniciais nominais, as quais deve-se sempre acompanhar. Elas constituem então a equivalência do modelo de referência do controle adaptativo.

Neste caso de parâmetros variantes no tempo, a matriz de parâmetros do regulador fixo θ deve ser substituída por sua estimação $\hat{\theta}(t)$ (Aström, 1989; Landau, 1998) para assegurar a anulação do critério. O processo de minimização, equação 4.11, permanece o mesmo, incluindo a matriz $\hat{\theta}(t)$ como variável de minimização:

$$\begin{aligned} \mathfrak{J}(t + N_2) &= e_f(t + N_2)' e_f(t + N_2) = & (4.15) \\ \mathfrak{J}(t + N_2) &= \left[iP(t + N_2) - \hat{\theta}(t + N_2 - 1)' \Phi(t) \right]' \left[iP(t + N_2) - \hat{\theta}(t + N_2 - 1)' \Phi(t) \right] \end{aligned}$$

4.5.1 - Atualização dos parâmetros

A matriz de parâmetros do regulador pode ser atualizada de acordo com várias estratégias. As duas estratégias mais clássicas são “método do gradiente” e o “método de mínimos quadrados”. Será apresentada a seguir uma abordagem sobre estes dois métodos que são os mais usados.

4.5.1.1 - Método do gradiente

O controle adaptativo a modelo de referência foi originalmente estabelecido para aplicações aeronáuticas usando os computadores analógicos. A mais simples estratégia de identificação considerada é a do tipo gradiente, conhecida também como regra do MIT (Osburn,1961).

O vetor de atualização dos parâmetros do regulador é calculado na direção onde as variações do índice de performance, limitadas à primeira ordem, são maiores (Iserman,1992). A lei de variação de busca do mínimo é dada por:

$$\hat{\theta}(t+N_2) = \hat{\theta}(t+N_2-1) - \frac{\Gamma}{2} \frac{\partial \mathfrak{J}(t+N_2)}{\partial \hat{\theta}} \quad (4.16)$$

Da relação da equação 4.16 o termo derivado é pós-modelado pela relação da equação 4.15 por:

$$\frac{\partial \mathfrak{J}(t+N_2)}{\partial \hat{\theta}} = -2\Phi(t) \left[iP(t+N_2) - \hat{\theta}(t+N_2-1)' \Phi(t) \right]'$$

Finalmente, a lei de adaptação é fornecida de acordo com a forma recursiva a seguir:

$$\hat{\theta}(t + N_2) = \hat{\theta}(t + N_2 - 1) + \Gamma \frac{\Phi(t)ef(t + N_2)'}{r_0(t)} \quad (4.17)$$

Com $r_0(t) = 1 + \Phi(t)' \Gamma \Phi(t)$ termo de correção que normaliza a matriz do ganho de adaptação e garante a estabilidade global.

Os estudos realizados sobre este algoritmo (Young, 1968) mostram que o ganho de adaptação, que aparece na lei de atualização dos parâmetros, permite melhorar as performances do sistema, comparadas àquelas obtidas sem adaptação, se este parâmetro for cuidadosamente escolhido. Esta escolha depende naturalmente do processo e de outros parâmetros de ajuste.

4.5.1.2 - Método mínimos quadrados

O segundo método largamente usado na literatura é o de “mínimos quadrados”, descrito notadamente por Iserman (1992), Söderström (1989) e Young (1984). A matriz dos parâmetros do regulador é renovada com a ajuda do método de ”mínimos quadrados”, pelo qual o índice de performance 4.15 deve ser minimizado utilizando o estimador “mínimos quadrados”. O algoritmo de mínimos quadrados induz então à minimização de uma função J , função dos erros quadráticos definidos sob a forma:

$$J_{LS}(\hat{\theta}, t) = \sum_{i=0}^t \left\{ \left[iP(i + N_2) - \hat{\theta}'(t + N_2)\Phi(i) \right] \left[iP(i + N_2) - \hat{\theta}'(t + N_2)\Phi(i) \right] \right\} \quad (4.18)$$

onde $\hat{\theta}$ é, como indicado anteriormente, o vetor de parâmetros do regulador. A derivada analítica $\frac{\partial J_{LS}(\hat{\theta}, t)}{\partial \hat{\theta}} \equiv 0$, fornece a solução no sentido de “mínimos quadrados”:

$$\theta(t + N_2) = \left[\sum_{i=0}^t [\Phi(i)\Phi'(i)] \right]^{-1} \sum_{i=0}^t \Phi(i) iP'(i + N_2) \quad (4.19)$$

Portanto, a solução 4.19 requer a inversão da matriz do ganho da adaptação:

$$\Gamma(t) = \left[\sum_{i=0}^t \Phi(i)\Phi'(i) \right]^{-1} \quad (4.20)$$

difícil de se realizar dentro de um contexto de tempo real. É por esta razão que a identificação recursiva dos mínimos quadrados é classicamente examinada em um contexto adaptativo (Söderström, 1989), fornecendo *on line* a matriz de parâmetros do regulador $\hat{\theta}(t + N_2)$ como uma função de $\hat{\theta}(t + N_2 - 1)$.

4.5.1.2.1 - Algoritmo dos “mínimos quadrados” recursivos

Para evitar a inversão da matriz de ganho de adaptação a cada passo de amostragem, uma forma recursiva do ganho de adaptação é deduzida (Söderström, 1974; Young, 1984) de duas medições sucessivas dos sinais disponíveis saídos do processo e do mecanismo de adaptação. A passagem da relação não recursiva (equação 4.19) à solução de mínimos quadrados recursivos é detalhada no anexo III. Geralmente, a minimização do critério 4.13 sucede à implementação da atualização das três relações recursivas seguintes, a cada iteração:

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(t + N_2) &= \hat{\theta}(t + N_2 - 1) + \Gamma(t)\Phi(t)e_f(t + N_2)' \\ \Gamma(t) &= \Gamma(t - 1) - \frac{\Gamma(t - 1)\Phi(t)\Phi(t)'\Gamma(t - 1)}{1 + \Phi(t)'\Gamma(t - 1)\Phi(t)} \end{aligned} \quad (4.21)$$

$$e_f(t + N_2) = \left[iP(t + N_2) - \hat{\theta}(t + N_2 - 1)'\Phi(t) \right]$$

$$e_f(t + N_2) = iP(t + N_2) - iPw(t + N_2)$$

Lembrando que o algoritmo possui uma estrutura integral, de forma que os parâmetros atualizados do regulador são similares aos anteriores, corrigidos do incremento ao erro paramétrico.

4.5.2 - Elementos da estabilidade da estrutura do GPCAD

O estudo da estabilidade de uma lei de controle adaptativo é geralmente muito complexo, pois o conjunto da estrutura com duas malhas torna-se globalmente não linear, e as ferramentas de análise de estabilidade de sistemas não lineares são relativamente raras (Susanu, 2001).

A estabilidade no sentido de Lyapunov pode considerá-las, mas no estudo de uma função de Lyapunov é sempre complexo. O parágrafo a seguir tem por objetivo descrever alguns pontos de estabilidade da estrutura do GPCAD.

4.5.2.1 - Aproximação por função de transferência

A função de transferência da malha fechada clássica do controle é dada pela relação:

$$H(q^{-1}) = \frac{q^{-1}B(q^{-1})F(q)}{\Delta(q^{-1})S(q^{-1})A(q^{-1}) + q^{-1}B(q^{-1})R(q^{-1})} \quad (4.22)$$

Esta função de transferência é perfeitamente conhecida, se considerar a hipótese de conhecer o modelo do processo. Quando os parâmetros variam, esta função de transferência evolui, e é necessário conhecê-la para a identificação em tempo real dos parâmetros do processo. Dentro de um contexto de controle adaptativo preditivo direto, este processo é excluído. Porém, desejando-se, se o intuito for, caracterizar a cada instante esta função de transferência em malha

fechada, é necessário recriá-la em função do regulador (que é o identificador), e não mais dos polinômios do modelo.

O método GPCAD consiste em definir, através da estrutura, um erro de seqüência generalizado, a partir de dois índices de performances, e traduzindo-se a convergência da saída sobre a “referência”. Com as anotações anteriores, as matrizes M e Q possuem as respectivas dimensões: $N_u x (N_2 - N_1 + 1)$ e $N_u x N_u$. Observam-se as primeiras linhas das matrizes:

$$m_1 = [m_{1N_1} \quad \cdots \quad m_{1N_2}] , \quad q_1 = \begin{bmatrix} q & & \\ & \cdots & \\ & & q_{1N_u-1} \\ & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Considera-se então, o erro que traduz a convergência da saída sobre a referência, definido sob a forma:

$$e(t + N_2) = M\hat{y} - Mw + \lambda Q\tilde{u}$$

Se existe apenas interesse para o primeiro termo deste vetor (o que corresponde em aplicar só o primeiro termo da sucessão de controle futuro de acordo com o princípio do horizonte futuro), voltando ao instante t e não $t + N_2$, com o que aparece o erro de seqüência generalizado:

$$e(t) = \left(\underbrace{m_{1N_1} q^{N_1 - N_2} + \cdots + m_{1N_2}}_{M(q^{-1})} \right) (y(t) - w(t)) + \\ + \lambda \left(\underbrace{q_{10} q^{1 - N_u + 1} \cdots q_{1N_u - 1}}_{Q(q^{-1})} \right) \Delta u(t + N_u - N_2 - 1)$$

$$\text{sendo: } e(t) = M(q^{-1})y(t) - M(q^{-1})w(t) + \lambda Q(q^{-1})\Delta u(t + N_u - N_2 - 1) \quad (4.23)$$

Por outro lado, a lei de controle é dada pela equação diferença:

$$S(q^{-1})\Delta u(t) = T(q)w(t) - R(q^{-1})y(t) \quad (4.24)$$

A substituição da equação 4.24 na equação 4.23 fornece a relação entre a saída, a referência e o erro de seqüência generalizado:

$$y(t) = H_w(q^{-1})w(t) + H_e(q^{-1})e(t) \quad (4.25)$$

com :

$$H_w(q^{-1}) = \frac{S(q^{-1})M(q^{-1}) - \lambda q^{N_u-1-N_2} Q(q^{-1})T(q)}{S(q^{-1})M(q^{-1}) - \lambda q^{N_u-1-N_2} Q(q^{-1})R(q^{-1})} \quad (4.26)$$

$$H_e(q^{-1}) = \frac{S(q^{-1})}{S(q^{-1})M(q^{-1}) - \lambda q^{N_u-1-N_2} Q(q^{-1})R(q^{-1})}$$

Assim, a partir deste instante, tem-se uma função de transferência entrada/saída explorável em uma fase adaptável, pois os polinômios do regulador são facilmente recalculados. Enfim, a relação 4.22 permite determinar nominalmente a estabilidade da malha do sistema, as relações da equação 4.26 e da equação 4.27 são as ferramentas adicionais de análise da malha fechadas a todo instante, a partir dos dados disponíveis. Em particular, pode-se analisar o lugar das raízes do polinômio:

$$D_{mf}(q^{-1}) = M(q^{-1})S(q^{-1}) - \lambda q^{N_u-1-N_2} Q(q^{-1})R(q^{-1}) \quad (4.27)$$

Porém, esta representação por função de transferência pode ser utilizada se, sob a hipótese de entrada degrau unitário, for possível demonstrar a convergência do erro de seqüência generalizado. Apresenta-se a prova da convergência a seguir:

Teorema

Sobre a hipótese a seguir:

H1 – São conhecidos os graus dos polinômios A e B do modelo CARIMA.

H2 – Os N_2 primeiros coeficientes da resposta inicial são conhecidos, portanto a matriz G e os polinômios do preditor ótimo são conhecidos.

H3 – O polinômio característico:

$D(q^{-1}) = M(q^{-1})B(q^{-1}) + q^{-N_2+N_u} \lambda Q(q^{-1}) \Delta A(q^{-1})$ é estável, isto é $D(q) \neq 0$ para $|q| > 1$

Então, em vista das hipóteses precedentes, para o algoritmo adaptativo direto, suponha que:

S1 – As seqüências $\{y(t)\}$ e $\{\Delta u(t)\}$ sejam limitadas,

S2 – tem $\lim_{t \rightarrow \infty} |M(q^{-1})y(t) - M(q^{-1})w(t) + \lambda Q(q^{-1}) \Delta u(t + N_u - N_2 - 1)| = 0$

Estes resultados significam que, considerando a escolha dos parâmetros de sintonia efetuados sobre a configuração inicial, a lei de controle estabiliza o processo.

Prova: seja o erro de performances que especificam a qualidade de adaptação:

$$e_f(t) - iP(t) - iPw(t) = iP(t) - \hat{\theta}(t-1)' \Phi(t - N_2)$$

e o erro de seqüência generalizado especifica a realimentação da “referência”:

$$e(t) = M(q^{-1})y(t) - M(q^{-1})w(t) + \lambda Q(q^{-1})\Delta u(t + N_u - N_2 - 1)$$

Multiplica-se a equação do modelo entrada e saída (equação 3.01) por $M(q^{-1})$ e o erro de seqüência generalizada por $\Delta A(q^{-1})$, depois adicionam-se as mesmas, para obter a seguinte relação:

$$\begin{aligned} & M(q^{-1})\Delta A(q^{-1})y(t) + \Delta A(q^{-1})e(t) = \\ & = M(q^{-1})B(q^{-1})\Delta u(t - 1) + \Delta A(q^{-1})[M(q^{-1})y(t) - M(q^{-1})w(t) + \lambda Q(q^{-1})\Delta u(t + N_u - N_2 - 1)] \end{aligned}$$

Seja então:

$$\Delta A(q^{-1})M(q^{-1})w(t) + \Delta A(q^{-1})e(t) = D(q^{-1})\Delta u(t - 1) \quad (P1)$$

com $D(q^{-1}) = M(q^{-1})B(q^{-1}) + \Delta A(q^{-1})\lambda q^{-N_2 + N_u}Q(q^{-1})$.

Multiplica-se, por outro lado, a equação do modelo entrada e saída (equação 3.01) por $\lambda Q(q^{-1})$ e o erro de seqüência generalizada por $B(q^{-1})$, para depois adicionar-se as mesmas, e obter-se a seguinte relação:

$$B(q^{-1})M(q^{-1})w(t) + B(q^{-1})e(t) = D(q^{-1})y(t) \quad (P2)$$

Após a hipótese H2, com um polinômio $D(q^{-1})$ estável (hipótese H3), e considerando a “referência” $w(t)$ limitada, as duas equações P1 e P2, sobre o lema de Goodwin e Sin (Goodwin, 1984), fornecem as seguintes desigualdades:

$$|y(t - N_2)| \leq K_1 + K_2 \max_{0 \leq \tau \leq t} |e(\tau)| \quad (\text{P3})$$

$$|\Delta u(t - N_2)| \leq K_3 + K_4 \max_{0 \leq \tau \leq t} |e(\tau)| \quad (\text{P4})$$

onde K_1, \dots, K_4 são constantes positivas. O que valida a relação S1.

Caso contrário,

Considerando a definição do regressor $\Phi(t)$ e das duas desigualdades, equações P3 e P4 anteriores, tem-se:

$$\|\Phi(t - N_2)\| \leq K_5 + K_6 \max_{0 \leq \tau \leq t} |e(\tau)| \quad (\text{P5})$$

onde K_5 e K_6 são constantes positivas. Determina-se então o erro da seqüência generalizada:

$$\begin{aligned} e(t) &= M(q^{-1})y(t) - M(q^{-1})w(t) + \lambda Q(q^{-1})\Delta u(t + N_u - N_2 - 1) \\ &= iP(t) - \hat{\theta}(t - N_2)' \Phi(t - N_2) \\ &= e_f(t) + \hat{\theta}(t - 1)' \Phi(t - N_2) - \hat{\theta}(t - N_2)' \Phi(t - N_2) \\ &= e_f(t) + [\hat{\theta}(t - 1) - \hat{\theta}(t - N_2)] \Phi(t - N_2) \end{aligned} \quad (\text{P6})$$

Com o lema de Gooldwin e Sin (Gooldwin, 1984), obtém-se :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{e^2(t)}{1 + \Phi(t - N_2)' \Phi(t - N_2)} = 0 \quad (\text{P7})$$

Como $\Phi(t - N_2)$ é limitado pela equação P5 e com a equação P7, pode-se deduzir a proposição “S2” e então a convergência do erro da seqüência generalizada. ∇

4.6 - Resumo

A figura a seguir, resume os passos adotados para o desenvolvimento do controle preditivo adaptativo direto.

Primeiro recupera-se a malha de controle clássico, nível 0 da estrutura adaptativa, incluindo o regulador preditivo na forma RST "padrão".

Aparece a seguir o indicador de performance esperado (termo Mw) agindo como o modelo de referência, e fixando a performance desejada, mantendo em malha fechada. Observa-se que a matriz M permanece constante, mesmo quando o sistema evolui no tempo.

Este indicador de performance é enfim comparado ao indicador de performance esperado, fornecendo o erro de adaptação propriamente dito, e permitindo através de um mecanismo de adaptação do tipo mínimos quadrados recursivos, por exemplo, e atualizar diretamente os parâmetros dos polinômios R e S do regulador preditivo.

No próximo capítulo é mostrada a maquete experimental com suas características e o método de análise dos gráficos obtidos na análise computacional.

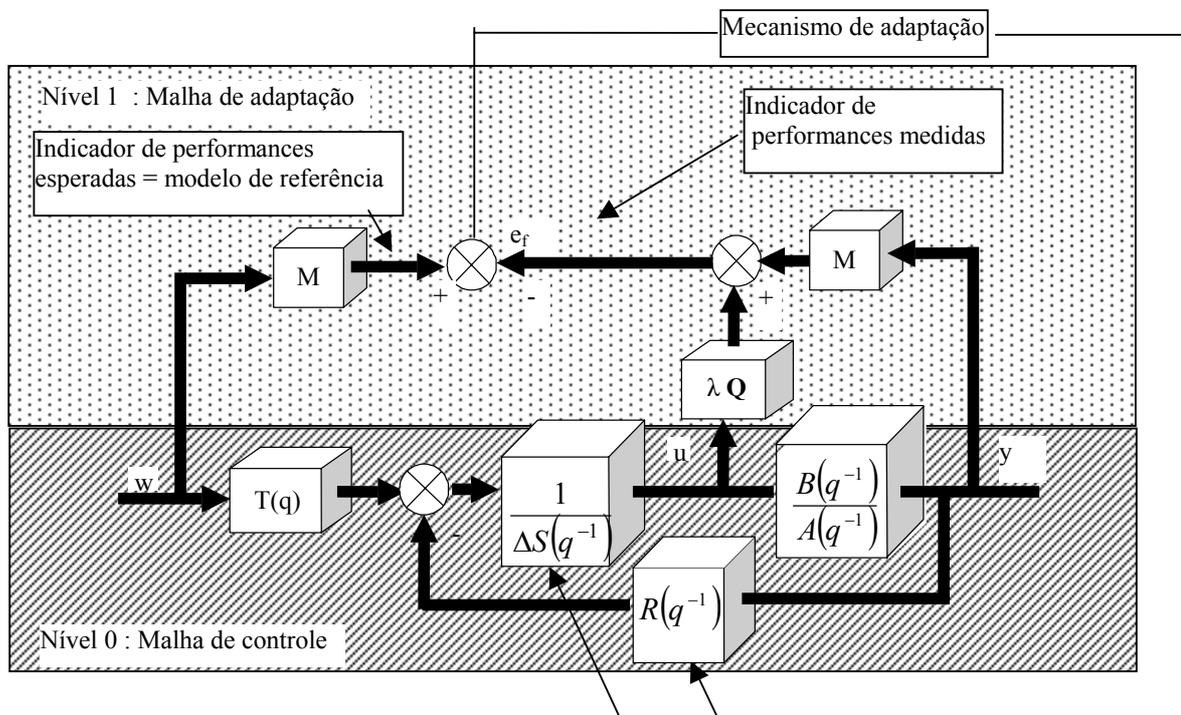


Figura 4.02 – Esquema global do controle preditivo adaptativo direto, malha de controle RST e mecanismo de adaptação.

Capítulo 5 – Sistemática para Implementação e Análise de um Controlador GPC e GPCAD

5.1 – Introdução

Neste capítulo é apresentada a análise sistemática necessária para implementação experimental do Controle Preditivo Generalizado - GPC e do Controle Preditivo Generalizado Adaptativo Direto (GPCAD), fornecendo assim subsídios para a simulação computacional e implementação experimental, que serão apresentadas nos capítulos VI e VII deste trabalho.

A possibilidade de implementar uma estrutura complexa incentivou a construção, no Laboratório de Automação Integrada e Robótica (LAR) da Faculdade de Engenharia Mecânica da UNICAMP de uma maquete experimental de uma junta robótica submetida a perturbações. O LAR tem auxiliado no desenvolvimento de vários protótipos de grande interesse à comunidade científica e acadêmica. Geralmente, atividades práticas envolvem estruturas complexas e de alto custo.

Neste capítulo, apresenta-se a maquete experimental estudada possibilitando o melhor entendimento de um modelo real de uma junta robótica, e destaca-se as suas principais características. A partir deste modelo experimental desenvolvido na Unicamp, foi realizada a simulação computacional, usando o ambiente MatlabTM e obteve-se as simulações apresentadas neste capítulo. A simulação é usada como exemplo do que se deve considerar na análise das simulações computacionais que serão apresentadas no próximo capítulo.

5.2 – Síntese de um controlador GPC

Todos os processos industriais estão sujeitos a perturbações, também descritos em particular, nas juntas robóticas, que estão sujeitas a atividades instáveis, como a inércia que pode variar durante o processo de controle.

Há algum tempo as indústrias têm adotado métodos tradicionais como o PID, com parâmetros constantes, mas infelizmente estes procedimentos não apresentam boa performance, o que resulta em ineficácias em certas condições (Souza, 2000), isto que tem estimulado o desenvolvimento de estratégias mais avançadas tais como controle adaptativo, controle de auto-sintonia, controle preditivo, entre outros tipos de controle e uma combinação dos meios de controle existentes.

5.2.1 - A Estabilidade do regulador GPC

O estudo da estabilidade e da robustez em função da escolha dos parâmetros e ajuste é apresentado neste capítulo. A contribuição essencial da síntese de uma lei de controle preditivo na forma polinomial, equação 5.01, reside na possibilidade de um estudo da frequência da malha corrigida. A possibilidade de fazer um estudo mais detalhado e de quantificar a estabilidade que resulta da correção é de grande importância. Isto é possível para um grupo de parâmetros constantes.

$$J(N_1, N_2) = \sum_{j=N_1}^{N_2} [w(t+j) - \hat{y}(t+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_2} [\Delta u(t+j-1)]^2 \quad (5.01)$$

5.2.2 - Definição de Objetivos de Estabilidade e Robustez

De modo clássico, é possível estudar a estabilidade do sistema considerando a análise nos planos de *Bode*, *Black ou Nyquist* da função de transferência da malha aberta corrigida:

$$H_{ma}(q^{-1}) = \frac{q^{-1}B(q^{-1})R(q^{-1})}{A(q^{-1})S(q^{-1})\Delta(q^{-1})} \quad (5.02)$$

Isto induz ao exame da banda passante obtida ω_c , e também das margens de fase $\Delta\Phi$ e de ganho ΔG . Admitindo que uma sintonia adequada do controle preditivo generalizado GPC é caracterizado por:

- ✓ Uma margem de fase $\Delta\Phi$ superior a 45° .
- ✓ Uma margem de ganho ΔG compreendida na faixa de 6 a 8 dB.

pode-se fazer o estudo da estabilidade verificando a posição dos pólos em malha fechada, identificados pelas raízes da equação:

$$H_{mf}(q^{-1}) = A(q^{-1})S(q^{-1})\Delta(q^{-1}) + q^{-1}B(q^{-1})R(q^{-1}) \quad (5.03)$$

O estudo da robustez do sistema é realizado analisando uma parte da margem de atraso definida por:

$$\Delta\tau = \frac{\Delta\Phi}{\omega_c} \quad (\Delta\Phi \text{ em radianos}) \quad (5.04)$$

e traduzindo o impacto de dinâmicas negligenciadas (constante de tempo ou atraso puro) sobre a estabilidade do sistema. Por outro lado, as funções de sensibilidade traduzem o impacto de perturbações da saída e de ruídos medidos na saída, definidos por:

Função de sensibilidade direta:

$$\sigma_d = \frac{A(q^{-1})S(q^{-1})\Delta(q^{-1})}{A(q^{-1})S(q^{-1})\Delta(q^{-1}) + q^{-1}B(q^{-1})R(q^{-1})} \quad (5.05)$$

Função de sensibilidade complementar:

$$\sigma_c = \frac{q^{-1}B(q^{-1})R(q^{-1})}{A(q^{-1})S(q^{-1})\Delta(q^{-1}) + q^{-1}B(q^{-1})R(q^{-1})} \quad (5.06)$$

Considerando as características de uma boa sintonia do GPC :

- ✓ Uma margem de atraso $\Delta\tau$ superior para um período de amostragem;
- ✓ Uma função de sensibilidade direta σ_d de módulo inferior a 6 dB;
- ✓ Uma função de sensibilidade complementar σ_c de módulo inferior a 3 dB.

5.2.3 - Escolha dos Parâmetros de Ajuste

A definição do critério quadrático mostra que é necessário fixar quatro parâmetros de ajuste. Os valores numéricos para estes parâmetros N_1, N_2, N_u e λ não são determinados facilmente e não existem regras precisas que permitam uma aproximação de uma sintonia adequada do critério.

Os valores de N_u e λ levam a dificuldades e têm uma grande influência sobre o volume de cálculo e na estabilidade da malha do sistema.

N_1 : Horizonte de predição inferior na saída corresponde ao atraso puro do sistema.

N_2 : Horizonte de predição superior na saída, tal que $N_{2MAX}T_e$ (T_e é o período de amostragem) corresponde ao tempo de resposta do sistema. Quanto mais N_2 aumenta, mais o sistema corrigido é estável e lento.

N_u : Horizonte de predição sobre controle. Para simplificar os cálculos e não penalizar a margem de estabilidade é necessário fixar N_u igual a 1 (do contrario, um valor superior tem tendência para degradar a margem de fase).

λ : fator de ponderação sobre o controle. Permite dar mais ou menos ‘peso’ ao controle em relação à saída, para assegurar a convergência quando o sistema de partida apresenta risco de instabilidade.

Então, a escolha dos parâmetros se limita freqüentemente a uma busca bidimensional (N_2 e λ) limitando à seleção de característica de uma sintonia adequada.

5.2.4 - Influência dos parâmetros de sintonia na estabilidade

A partir do estudo sobre vários tipos de sistemas, é possível estabelecer uma relação entre os parâmetros de ajuste e a estabilidade do sistema, que pode ajudar a encontrar uma sintonia adequada do regulador.

O parâmetro N_1 é determinado pela relação $N_1 T_e \geq d$ (atraso puro do sistema). Um valor suficiente pode então ser fornecido por:

$$N_1 = \frac{d}{T_e} \tag{5.07}$$

Ele permanece sempre inalterado. Para sistemas sem atraso, o valor de N_1 será igual a 1.

Aumentando o valor de N_2 aumenta-se a margem de fase. Esta melhoria é devida ao detrimento da margem de ganho. De fato, um aumento de N_2 privilegia o regime estabelecido, a resposta será mais estável, mas igualmente mais lenta. Um valor máximo para este parâmetro é:

$$N_{2MAX} = \frac{T_r}{T_e}, \quad (5.08)$$

onde, T_r tempo de resposta do sistema .

Constata-se que existe uma gama de possíveis valores para λ que acarreta um aumento para a margem de fase enquanto que a margem de ganho continua a aumentar com λ . Concluindo, tem-se que procurar λ em torno de um valor ótimo, no qual o máximo da estabilidade é garantido.

Este parâmetro é ligado ao ganho do sistema e deve ser ajustado através da relação empírica:

$$\lambda_{opt} = \text{tr}(G^T G) \quad (5.09)$$

onde G é a matriz formada pelos coeficientes e a resposta indicial. Esta relação fundamental, permite reduzir consideravelmente o campo de busca do grupo de parâmetros estáveis em torno de um valor de λ admissível.

Observa-se que N_u não influencia muito sobre a margem de ganho e a margem de fase.

De fato, é de considerar $N_u = 1$ para ter em conta a fraca influência sobre a margem de fase e a margem de ganho. Reduz-se assim o número de cálculos, pois o tamanho da matriz intervem no cálculo do regulador e depende diretamente de N_u .

A figura 5.01 apresenta um exemplo do estudo da estabilidade e da robustez usando os diagramas de Bode e de *Black*, respectivamente, que serão considerados nas análises computacionais e experimentais realizadas nos próximos capítulos.

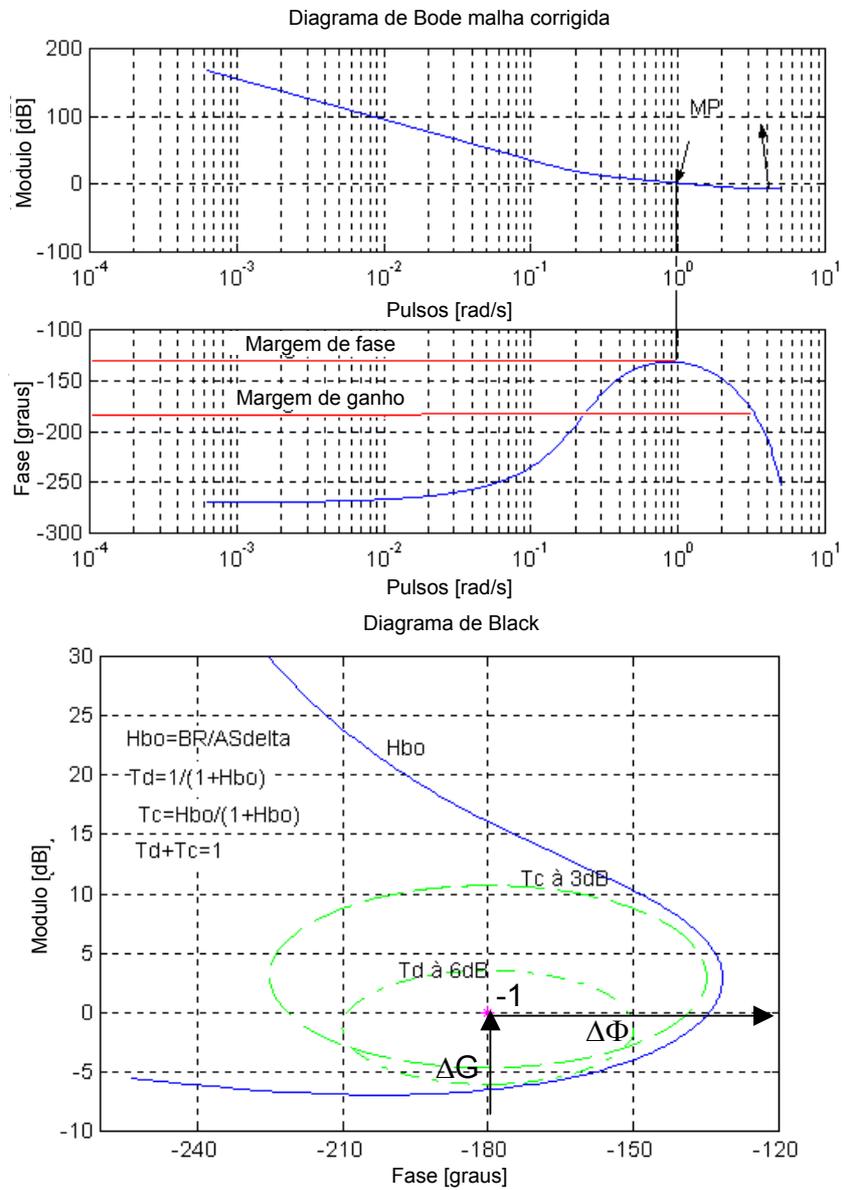


Figura 5.01 – Exemplo de análise de estudo da estabilidade e robustez utilizando os diagramas de *Bode* e de *Black*.

5.3 – Síntese de um controlador GPCAD

Para o sistema GPCAD, deve-se considerar os cinco passos a seguir:

i) - Medida do valor de saída $y(t)$ e cálculo do índice de performance medidos:

$$iP(t) = m_1' y + \lambda q_1 \Delta u(t - N_2)$$

$$\text{com: } y = [y(t + N_1 - N_2 - m) \cdots y(t)]'$$

$$u = [\Delta u(t - N_2 - m) \cdots \Delta u(t + N_u - N_2 - m - 1)]' \quad (m = 0 \text{ no caso de GPC})$$

ii) - Cálculo do erro de performance:

$$e_f(t) = iP(t) - \hat{\theta}(t - 1)' \Phi(t - N_2 - m) \quad (m = 0 \text{ no caso GPC})$$

iii) - Cálculo da matriz de parâmetros do regulador ($t_0 - N_2$ no caso GPC):

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t - 1) + \Gamma(t_0) \Phi(t_0) e_f'(t)$$

$$\Gamma(t_0) = \Gamma(t_0 - 1) - \frac{\Gamma(t_0 - 1) \Phi(t_0) \Phi'(t_0) \Gamma(t_0 - 1)}{\mu(t_0) + \Phi'(t_0) \Gamma(t_0 - 1) \Phi(t_0)}$$

iv) - Atualização do vetor de parâmetros do regulador. De fato, dentro da estratégia de controle adaptativo direto, o polinômio T permanece constante e os coeficientes dos polinômios R são os

$n_a + 1$; primeiros termos do vetor $\hat{\theta}(t)$. Os coeficientes de S^* correspondem aos termos $n_a + N_u + 2$ à $n_a + n_b + N_u + 1$ do vetor $\hat{\theta}(t)$.

v) - Aplicação do valor do controle $u(t)$ ao sistema à partir da equação das diferenças a seguir:

$$\Delta u(t) = T(q)w(t) - R(q^{-1})y(t) - S^*(q^{-1})\Delta u(t - 1)$$

com:

$$\begin{aligned} S(q^{-1}) &= 1 + m_1'ih(q^{-1})q^{-1} = 1 + S^*(q^{-1})q^{-1} \\ R(q^{-1}) &= m_1'if(q^{-1}) \\ T(q) &= m_1'[q^{N_1} \quad \dots \quad q^{N_2}] \end{aligned}$$

5.4 – Resumo

Neste capítulo foi apresentada uma análise sistemática para implementação e validação experimental de um controlador GPC e GPCAD, através de exemplos básicos que servirão de subsídios para a simulação e implementação experimental apresentados nos próximos capítulos.

Capítulo 6 – Implementação Computacional de um Controlador GPC e GPCAD

6.1 – Introdução

Neste capítulo são apresentados resultados de Simulação Computacional utilizando os controladores GPC e GPCAD, empregando a sistemática de análise proposta no capítulo anterior e tendo como referência a função de transferência e o modelo dinâmico de uma junta robótica com variação de parâmetros (inércia), apresentado no capítulo 2 deste trabalho, permitindo assim, uma análise comparativa desses dois controladores.

6.2 – Simulação computacional

Para validação experimental dos conceitos apresentados anteriormente foi construído, no Laboratório de Automação Interada e Robótica da Unicamp, uma maquete experimental representando uma junta robótica, na qual o efeito inercial, tinha parâmetros perfeitamente conhecidos.

Esta bancada foi concebida com o propósito de simular um grau de liberdade de um robô, com a possibilidade de introduzir efeitos de mudanças inerciais ao longo de uma trajetória. Desta forma, estaríamos avaliando o desempenho de uma dada técnica de controle, sujeita a perturbações (acoplamento de outras juntas).

Como mostrado na figura 6.01, esta bancada é composta de um motor de corrente contínua, dois discos de inércia e sensores incrementais de posição. Para o acoplamento da segunda inércia é utilizada uma embreagem eletromagnética, possibilitando assim a entrada e saída desta segunda carga, simulando assim a variação de inércia dentro de uma trajetória realizada por um robô.

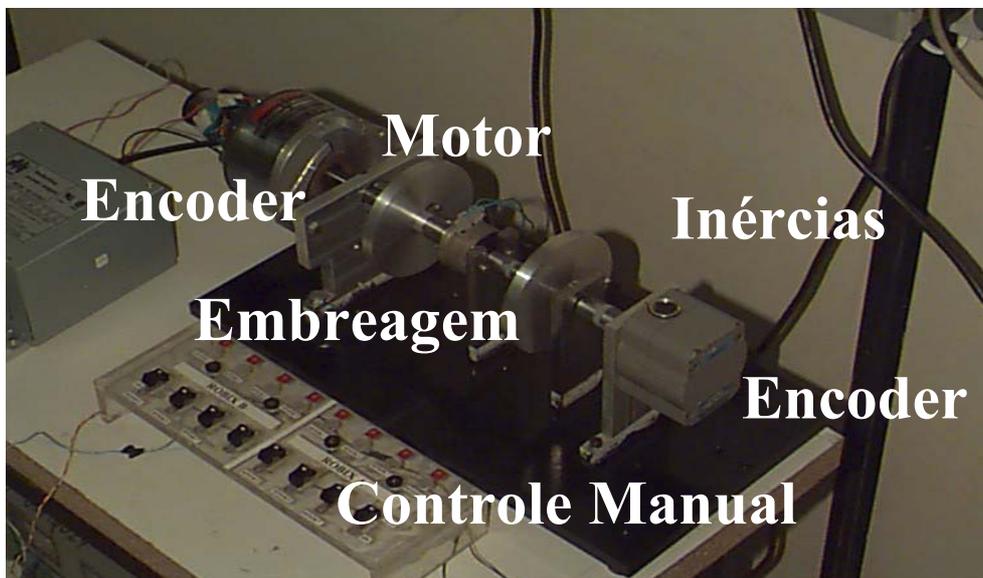
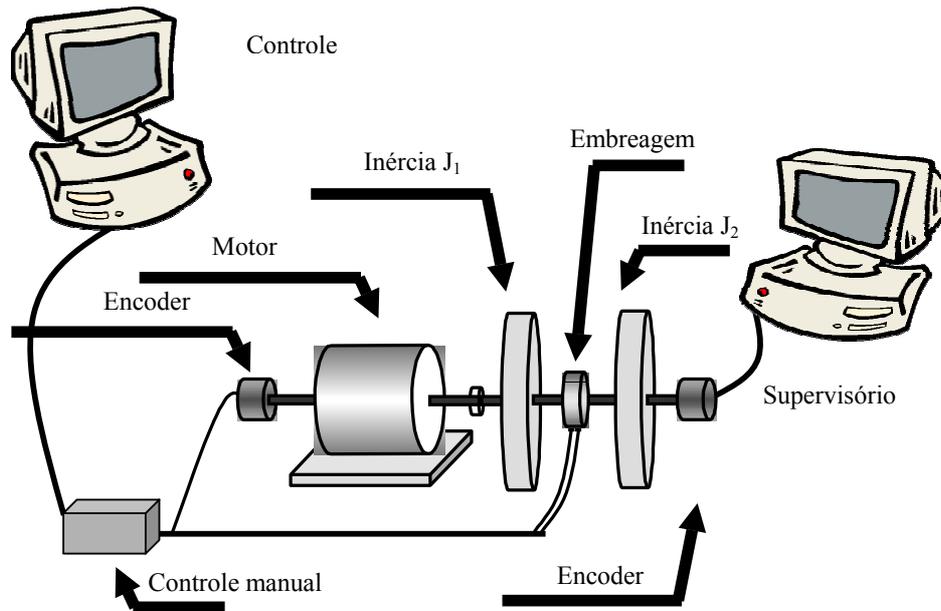


Figura 6.01 - Plataforma experimental implementada no LAR - Unicamp.

Os parâmetros do sistema apresentados na tabela 6.01 foram utilizados no programa computacional desenvolvido em ambiente MATLABTM apresentado no anexo C deste trabalho, permitindo a simulação e análise dos resultados, a partir do estudo da estabilidade e da robustez do sistema.

Jm	Inércia	4,802 e-6	Kg m ²
Bm	Atrito viscoso	6,74 e-5	Nm/rad/s
τm	Tempo mecânico	2,3	ms
Kt	Constante de acoplamento	4,090 e-2	Nm/a
Ke	Força contra eletromotriz	4,11 e-2	v/rad/s
R	Resistência	0,85	Ω
L	Indutância	< 0,1	Mh
J ₁ = J ₂	Inércia da carga 1 e 2	1,09	Kg m ²
J	Inércia da embreagem	$J = 3,164e - 6$	Kg m ²
g (ganho)	Encoder	162,97466	Pulsos/radianos

Tabela 6.01 – Parâmetros do motor e da plataforma.

6.2.1 - Modelo do Sistema

Com os parâmetros obtidos da plataforma experimental e fazendo as substituições necessárias, definimos a função de transferência do motor, como mostrado a seguir, que permite a simulação para o estudo do comportamento do sistema :

$$\frac{\theta_m(s)}{E_a(s)} = \frac{K_m}{s(\tau_m s + 1)}, \quad K_m = \frac{K_T}{RB_m + K_T K_E} \quad \text{e} \quad \tau_m = \frac{(RJ_m)}{RB_m + K_T K_E}$$

A seguir são apresentados os resultados das simulações computacionais, obtidas de um programa implementado no ambiente MATLABTM, onde são inseridos apenas os dados da F.T. e os parâmetros de ajuste, foi dividido como apresentado na tabela 6.02.

Com as informações fornecidas a partir do programa e apresentadas nas tabelas, obtém-se os gráficos de simulação em pólos de malha fechada. Diagrama de Bode para malha corrigida e diagrama de Black são apresentados neste capítulo. As simulação e análise de resultados obtidos utilizando o Controle Preditivo Generalizado (GPC) são apresentados no item 6.4, enquanto que para o Controle Preditivo Generalizado Adaptativo Direto (GPCAD) são apresentados no item 6.5, como mostra a tabela 6.02 (estudo no domínio da freqüência) e tabela 6.03 (estudo temporal).

Controlador	Características	Item
GPC	Motor em vazio	6.3.1
GPC	Motor acoplado a inércia J_1	6.3.2
GPC	Motor acoplado as inércias J_1 e J_2	6.3.3
GPCAD	Motor acoplado a inércia J_1	6.4.1
GPCAD	Motor acoplado as inércias J_1 e J_2	6.4.2

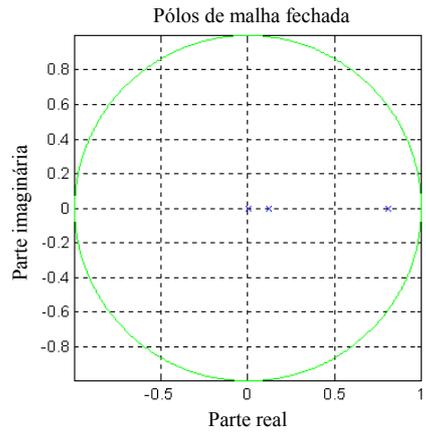
Tabela 6.02 – Organização das simulações para estudo no domínio da freqüência.

6.3 – Simulação e Análise de Resultados utilizando um controlador GPC

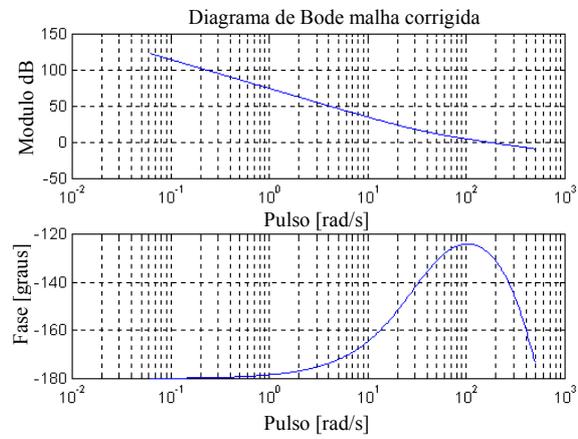
6.3.1 - Motor em vazio (sem carga)

Neste caso consideramos apenas o sistema do motor sem acoplamento, utilizando o controle através do GPC. A relação de parâmetros utilizada para a simulação gráfica é apresentada na tabela a seguir. Para ilustrarmos o comportamento do sistema em estudo foram realizadas análises do comportamento do sistema no domínio da frequência, cujos resultados são apresentados nas figura 6.02.

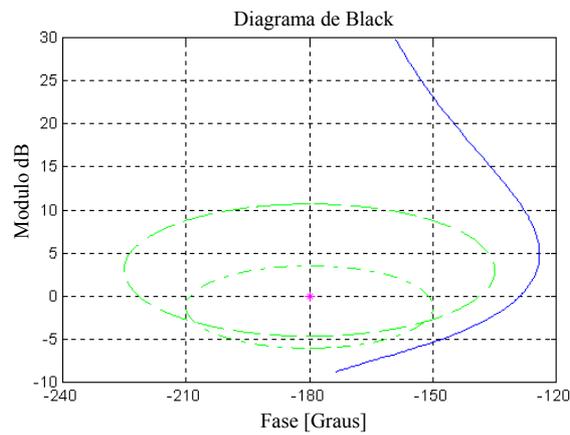
Função de transferência Motor em vazio		$\frac{\theta_m(s)}{E_a(s)} = \frac{23,529}{s(0,00235s + 1)}$			$K_m = 23,529$ $\tau_m = 0,00235$
Parâmetros de ajuste		$N_1 = 1$	$N_2 = 8$	$N_u = 1$	$\lambda = 2$ $te = 5ms$
Polinômios		$R: 0,0740 - 0,0717q^{-1} + 0,0075q^{-2}$			
		$S: 1,0000 + 0,3558q^{-1}$			
		$T: 0 + 0,0002q + 0,0005q^2 + 0,0008q^3 + 0,0011q^4 + 0,0014q^5 + 0,0017q^6 + 0,0020q^7 + 0,0023q^8$			
Pólos	Malha Aberta	$z_1 = 1,0000 ; z_2 = 1,0000 ; z_3 = 0,1191 ; z_4 = -0,3558$			
	Malha Fechada	$z_1 = 0 ; z_2 = 0,8121 ; z_3 = 0,1194 ; z_4 = -0,0000$			
Margem de Ganho ΔG		Margem de Fase $\Delta \Phi$		Margem de Atraso	
-60,45 dB		51,17 graus		1,01 *te	



a) Pólos em malha fechada.



b) Diagrama de Bode para malha corrigida.



c) diagrama de Black.

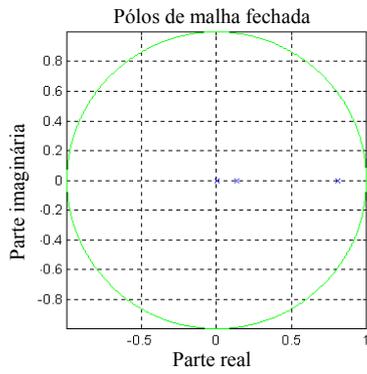
Figura 6.02 – Resultados obtidos: Controlador GPC – motor em vazio.

6.3.2 - Motor acoplado a uma carga (inércia J_1)

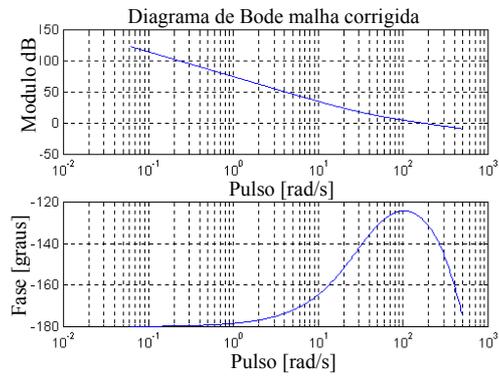
Neste caso consideramos apenas o sistema do motor acoplado a uma carga (inércia J_1), utilizando o controle através do GPC. A relação de parâmetros utilizada para a simulação gráfica é apresentada na tabela a seguir. Para ilustrarmos o comportamento do sistema em estudo foram realizadas análises do comportamento do sistema no domínio do tempo e da frequência, cujos resultados são apresentados nas figura 6.03.

Função de transferência Motor + inércia 1		$\frac{\theta(s)}{E(s)} = \frac{3834,631}{s(0,0025s + 1)}$			$K_m = 3834,631$ $\tau_m = 0,0025$
Parâmetros de ajuste		$N_1 = 1$	$N_2 = 8$	$N_u = 1$	$\lambda = 2$ $te = 5ms$
Polinômios		R: $0,0755 - 0,0744q^{-1} + 0,0087q^{-2}$			
		S: $1,0000 + 0,3656q^{-1}$			
		T: $0 + 0,0002q + 0,0005q^2 + 0,0008q^3 + 0,0011q^4 + 0,0014q^5 + 0,0017q^6 + 0,0020q^7 + 0,0023q^8$			
Pólos	Malha Aberta	$z_1 = 1,0000 ; z_2 = 1,0000 ; z_3 = 0,1353 ; z_4 = -0,3656$			
	Malha Fechada	$z_1 = 0 ; z_2 = 0,8113 ; z_3 = 0,1357 ; z_4 = -0,0000$			
Margem de Ganho ΔG -60,43 dB		Margem de Fase $\Delta \Phi$ 51,07 graus		Margem de Atraso 1,01 *te	
Saturação do controle		2			
Saída degrau		Amplitude do degrau: 2			
Perturbação em degrau		Instante da perturbação (em seg.): 0,5			
		Amplitude da perturbação: 2,5			

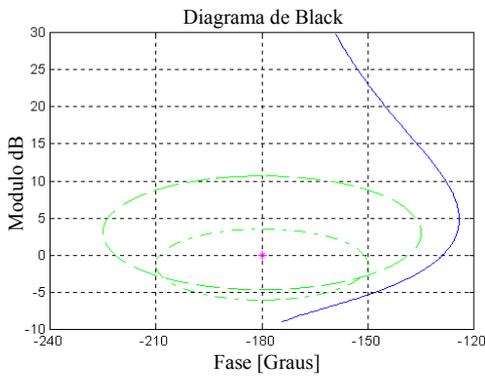
Comentários: Através dos gráficos apresentados na figura 6.03, conforme era previsto, o comportamento do sistema é estável, e nos gráficos (d), (e) e (f) pode-se observar o comportamento do controlador GPC.



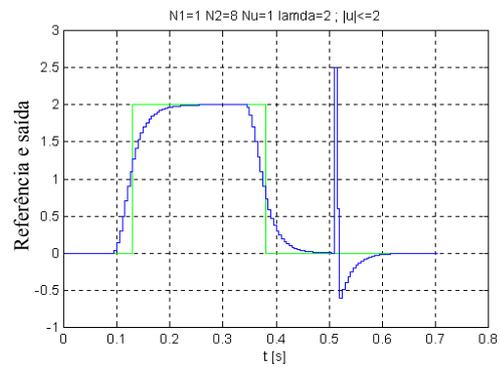
a) pólos em malha fechada.



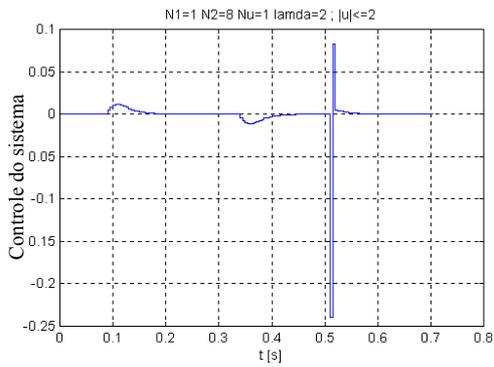
b) Diagrama de Bode para malha corrigida.



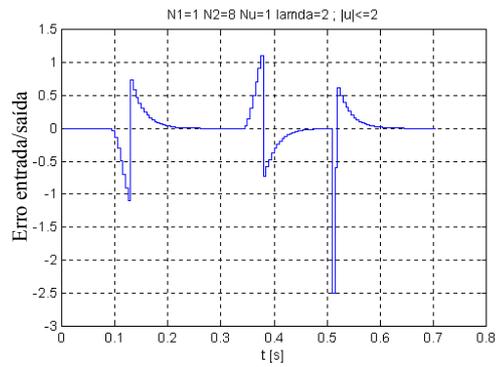
c) diagrama de Black.



d) Sinal de referência e saída.



e) Controle do sistema.



f) Erro de entrada /saída.

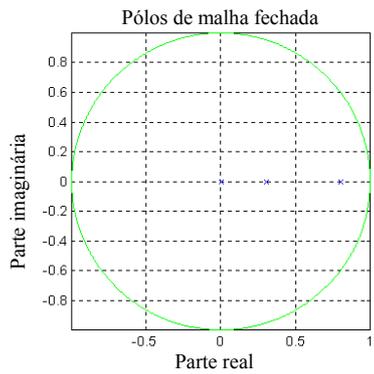
Figura 6.03 – Resultados obtidos: Controlador GPC – motor acoplado a uma carga J_1 .

6.3.3 - Motor acoplado a uma carga (inércias $J_1 + J_2$)

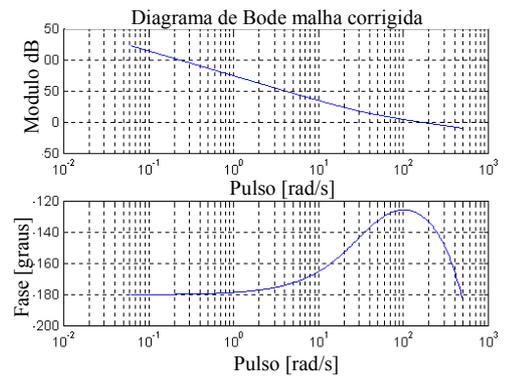
Neste caso consideramos apenas o sistema do motor acoplado a uma carga (inércia J_1 e inércia J_2), utilizando o controle através do GPC. A relação de parâmetros utilizada para a simulação gráfica é apresentada na tabela a seguir. Para ilustrarmos o comportamento do sistema em estudo foram realizadas análises do comportamento do sistema no domínio do tempo e da frequência, cujos resultados são apresentados nas figura 6.04.

Função de transferência Motor + inércia 1 + inércia 2		$\frac{\theta(s)}{E(s)} = \frac{3834,631}{s(0,0042s + 1)}$			$K_m = 3834,631$
					$\tau_m = 0,0042$
Parâmetros de ajuste		$N_1 = 1$	$N_2 = 8$	$N_u = 1$	$\lambda = 2$ $te = 5ms$
Polinômios		$R: 0,0956 - 0,1099q^{-1} + 0,0246q^{-2}$			
		$S: 1,0000 + 0,4348q^{-1}$			
		$T: 0 + 0,0001q + 0,0004q^2 + 0,0008q^3 + 0,0011q^4 + 0,0015q^5 + 0,0018q^6 + 0,0021q^7 + 0,0025q^8$			
Pólos	Malha Aberta	$z_1 = 1,0000 - 0,0000i; z_2 = 1,0000; z_3 = 0,3041; z_4 = -0,4338$			
	Malha Fechada	$z_1 = 0; z_2 = 0,8014; z_3 = 0,3060; z_4 = 0,0000$			
Margem de Ganho ΔG		Margem de Fase $\Delta \Phi$		Margem de Atraso	
10,00 dB		50,04 graus		1,03 *te	
Saturação do controle		2			
Saída degrau		Amplitude do degrau: 2			
Perturbação em degrau		Instante da perturbação (em seg.): 0,5			
		Amplitude da perturbação: 2,5			

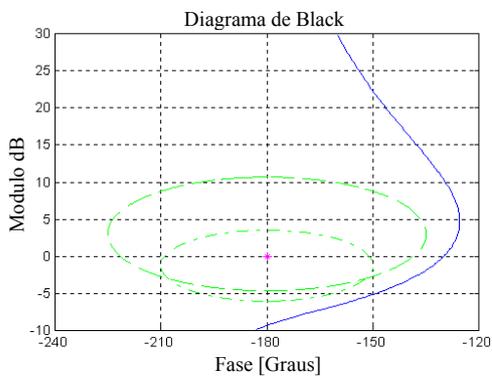
Comentários: Através dos gráficos apresentados na figura 6.04, conforme era previsto, o comportamento do sistema é estável, e nos gráficos (d), (e) e (f) pode-se observar o comportamento do controlador GPC



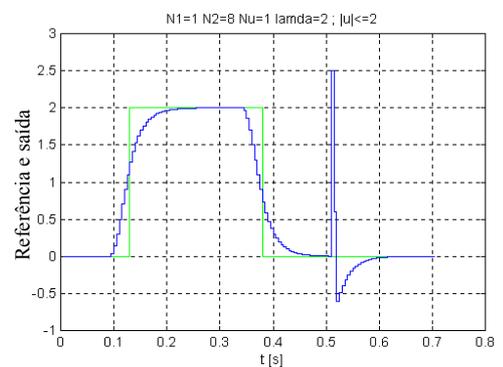
a) pólos em malha fechada.



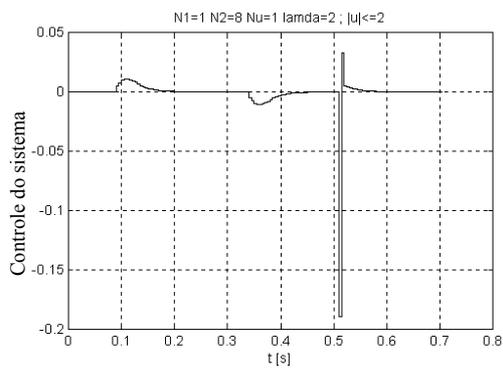
b) Diagrama de Bode para malha corrigida.



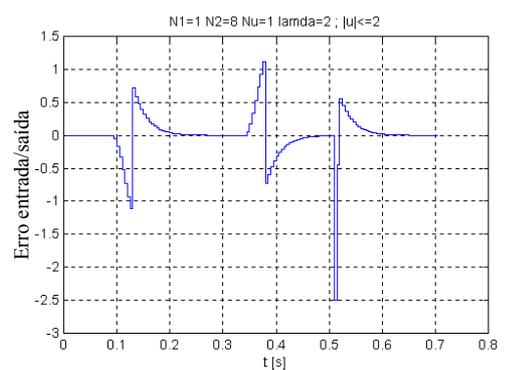
c) diagrama de Black.



d) Sinal de referência e saída.



e) Controle do sistema.



f) Erro de entrada /saída.

Figura 6.04 – Resultados obtidos: Controlador GPC – motor acoplado a uma carga ($J_1 + J_2$).

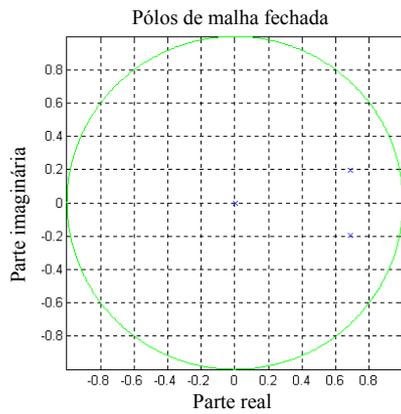
6.4 – Simulação e Análise de Resultados utilizando um controlador GPCAD

6.4.1 - Motor acoplado a uma carga (inércia J_1)

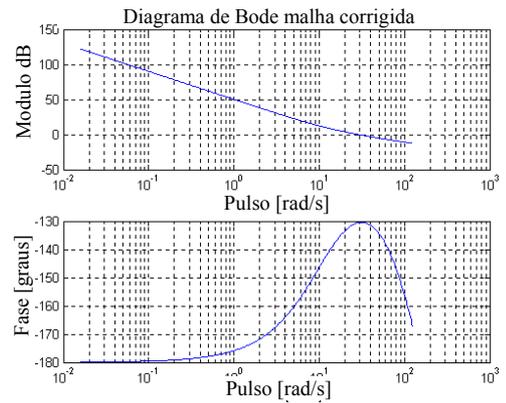
Neste caso consideramos apenas o sistema do motor acoplado a uma carga (inércia J_1), utilizando o controle através do GPCAD. A relação de parâmetros utilizada para a simulação gráfica é apresentada na tabela a seguir. Para ilustrarmos o comportamento do sistema em estudo foram realizadas análises do comportamento do sistema no domínio do tempo e da frequência, cujos resultados são apresentados nas figura 6.05.

Função de transferência Motor + inércia 1		$\frac{\theta(s)}{E(s)} = \frac{3834,631}{s(0,0025s + 1)}$			$K_m = 3834,631$ $\tau_m = 0,0025$
Parâmetros de ajuste		$N_1 = 1$	$N_2 = 5$	$N_u = 1$	$\lambda = 32$ $te = 0,02s$
Polinômios		$R: 0,8326 - 0,6556q^{-1} + 0,0002q^{-2}$			
		$S: 1,0000 + 0,0626q^{-1}$			
		$T: 0 + 0,0108q + 0,0231q^2 + 0,0355q^3 + 0,0478q^4 + 0,0601q^5$			
Pólos	Malha Aberta	$z_1 = 1,0000 - 0,0000i; z_2 = 1,0000; z_3 = 0,0003; z_4 = -0,0626$			
	Malha Fechada	$z_1 = 0; z_2 = 0,6894 + 0,1986i; z_3 = 0,6894 - 0,1986i; z_4 = 0,0003$			
Margem de Ganho ΔG		Margem de Fase $\Delta \Phi$		Margem de Atraso	
-59,61 dB		49,49 graus		1,49 *te	
Saturação do controle		2			
Saída degrau		Amplitude do degrau: 2			
Perturbação em degrau		Instante da perturbação (em seg.): 0,5			
		Amplitude da perturbação: 2,5			

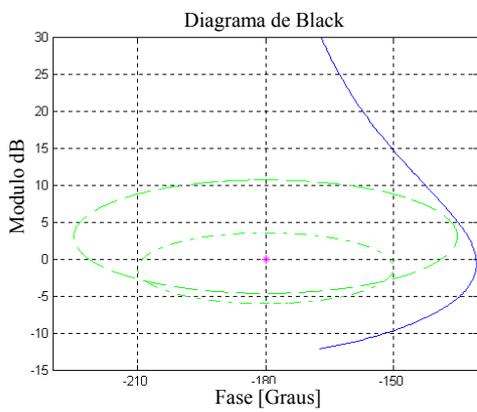
Comentários: Através dos gráficos apresentados na figura 6.05, conforme era previsto, o comportamento do sistema é estável, e nos gráficos (d), (e) e (f) pode-se observar o comportamento do controlador GPCAD, o qual sempre procura manter o mesmo comportamento inicial, mesmo após a perturbação (por exemplo, uma mudança da inércia da junta, causada pelo acoplamento de carga) ele tende a apresentar uma correção rápida.



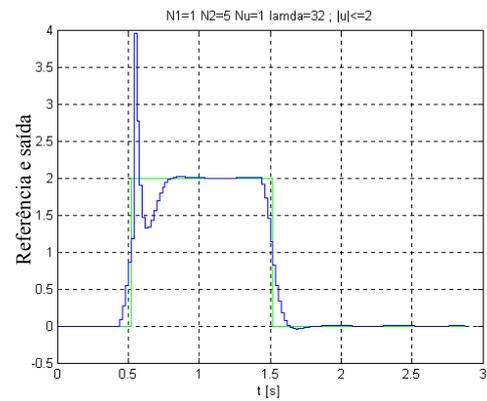
a) pólos em malha fechada.



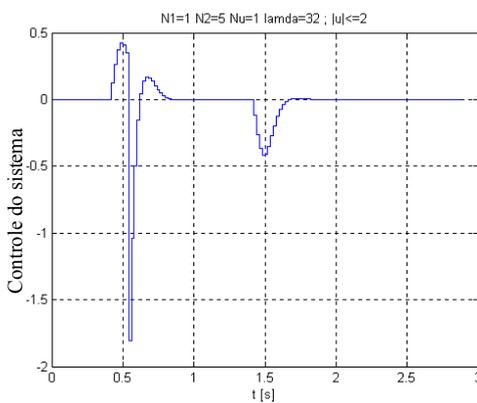
b) Diagrama de Bode para malha corrigida.



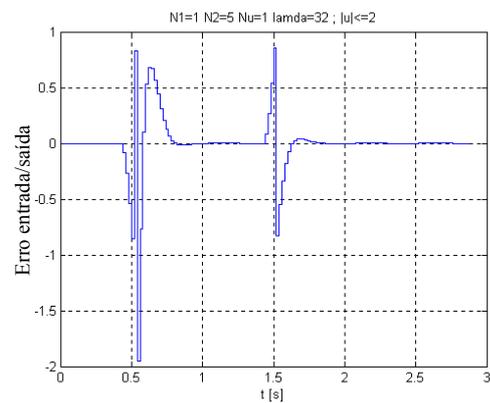
c) diagrama de Black.



d) Sinal de referência e saída.



e) Controle do sistema.



f) Erro de entrada /saída.

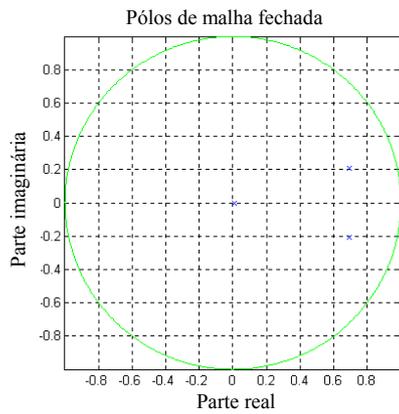
Figura 6.05 – Resultados obtidos: Controlador GPCAD – motor acoplado a uma carga J_1 .

6.4.2 - Motor acoplado a uma carga (inércia J_1 + inércia J_2)

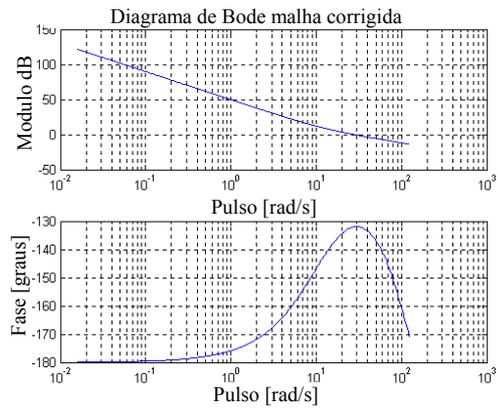
Neste caso consideramos apenas o sistema do motor acoplado a uma carga (inércia J_1 e J_2), utilizando o controle através do GPCAD. A relação de parâmetros utilizada para a simulação gráfica é apresentada na tabela a seguir. Para ilustrarmos o comportamento do sistema em estudo foram realizadas análises do comportamento do sistema no domínio do tempo e da frequência, cujos resultados são apresentados nas figura 6.06.

Função de transferência Motor + inércia 1 + inércia 2		$\frac{\theta(s)}{E(s)} = \frac{3834,631}{s(0,0042s + 1)}$		$K_m = 3834,631$ $\tau_m = 0,0042$	
Parâmetros de ajuste		$N_1 = 1$	$N_2 = 5$	$N_u = 1$	$\lambda = 32$ $te = 0,02s$
Polinômios		$R: 0,8360 - 0,6656q^{-1} + 0,0056q^{-2}$			
		$S: 1,0000 + 0,1008q^{-1}$			
		$T: 0 + 0,0100q + 0,0226q^2 + 0,0352q^3 + 0,0478q^4 + 0,0604q^5$			
Pólos	Malha Aberta	$z_1 = 1,0000; z_2 = 1,0000; z_3 = 0,0085; z_4 = -0,1008$			
	Malha Fechada	$z_1 = 0,6958 + 0,2061i; z_2 = 0,6958 - 0,2061i; z_3 = 0,0085$			
Margem de Ganho ΔG		Margem de Fase $\Delta \Phi$		Margem de Atraso	
16,47 dB		48,03 graus		1,50 *te	
Saturação do controle		2			
Saída degrau		Amplitude do degrau: 2			
Perturbação em degrau		Instante da perturbação (em seg.): 0,5			
		Amplitude da perturbação: 2,5			

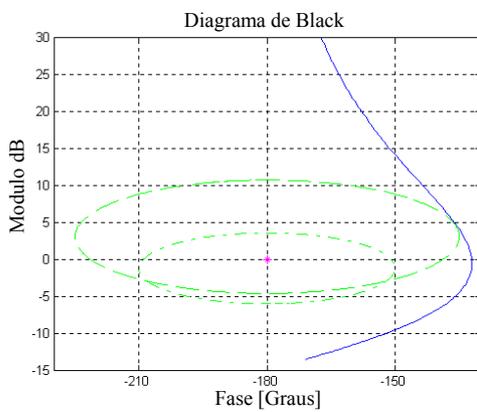
Comentários: Através dos gráficos apresentados na figura 6.06, conforme era previsto, o comportamento do sistema é estável, e nos gráficos (d), (e) e (f) pode-se observar o comportamento do controlador GPCAD, o qual sempre procura manter o mesmo comportamento inicial, mesmo após a perturbação (por exemplo, uma mudança da inércia da junta, causada pelo acoplamento de carga) ele tende a apresentar uma correção rápida.



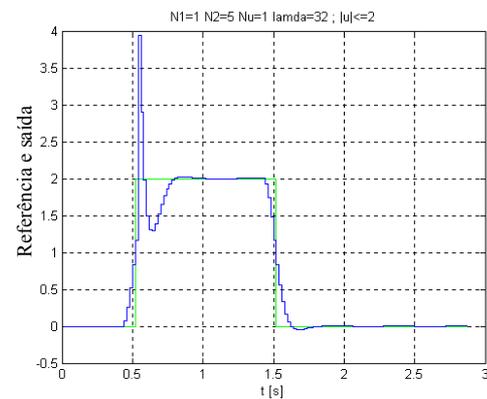
a) pólos em malha fechada.



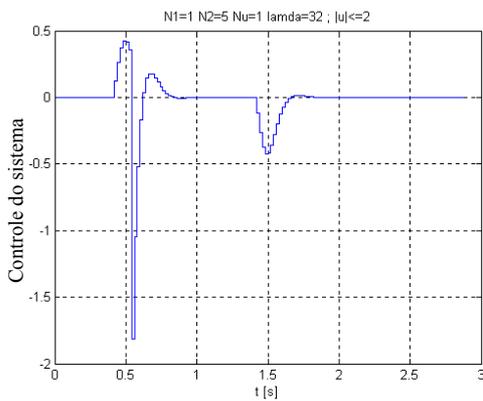
b) Diagrama de Bode para malha corrigida.



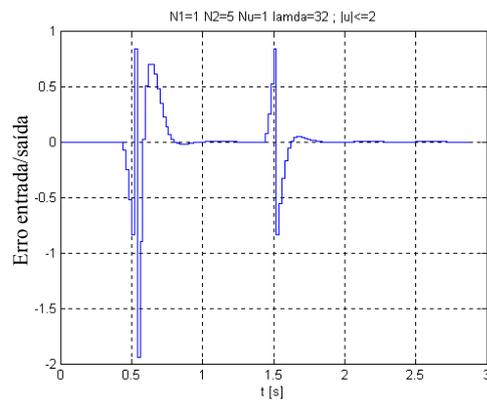
c) diagrama de Black.



d) Sinal de referência e saída.



e) Controle do sistema.



f) Erro de entrada /saída.

Figura 6.06 – Resultados obtidos: Controlador GPCAD – motor acoplado a uma carga ($J_1 + J_2$).

6.5 - Resumo

Neste capítulo foram apresentados alguns resultados de uma Simulação Computacional utilizando os controladores GPC e GPCAD, utilizando a sistemática de análise proposta no capítulo 5, tendo como referência à função de transferência e o modelo dinâmico de uma junta robótica com variação de parâmetros (inércia), apresentado no capítulo 2 deste trabalho.

Comentários: A simulação gráfica do motor em vazio permitiu a obtenção de informações sobre as características dinâmicas do motor sem carga, e sobre o comportamento do mesmo. Através dos gráficos apresentados na figura 6.02, conforme era previsto, observamos que o comportamento do sistema é estável.

Capítulo 7 – Implementação Experimental de um Controlador

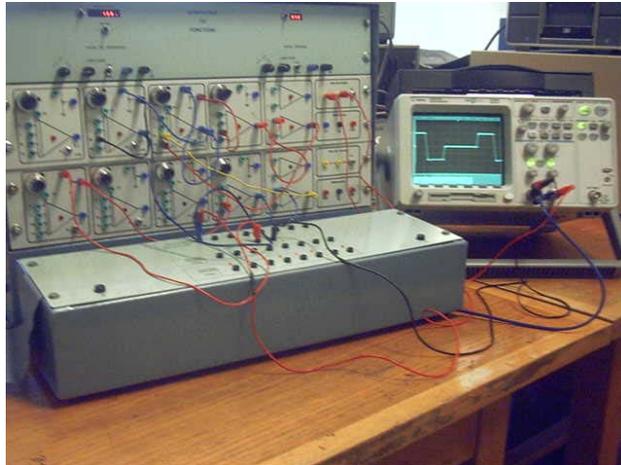
7.1 – Introdução

Para a validação experimental dos resultados obtidos na simulação do controlador GPC e GPCAD, estudado nos capítulos anteriores deste trabalho, foi utilizado uma maquete experimental implementada no Service Automatique da Supélec, França.

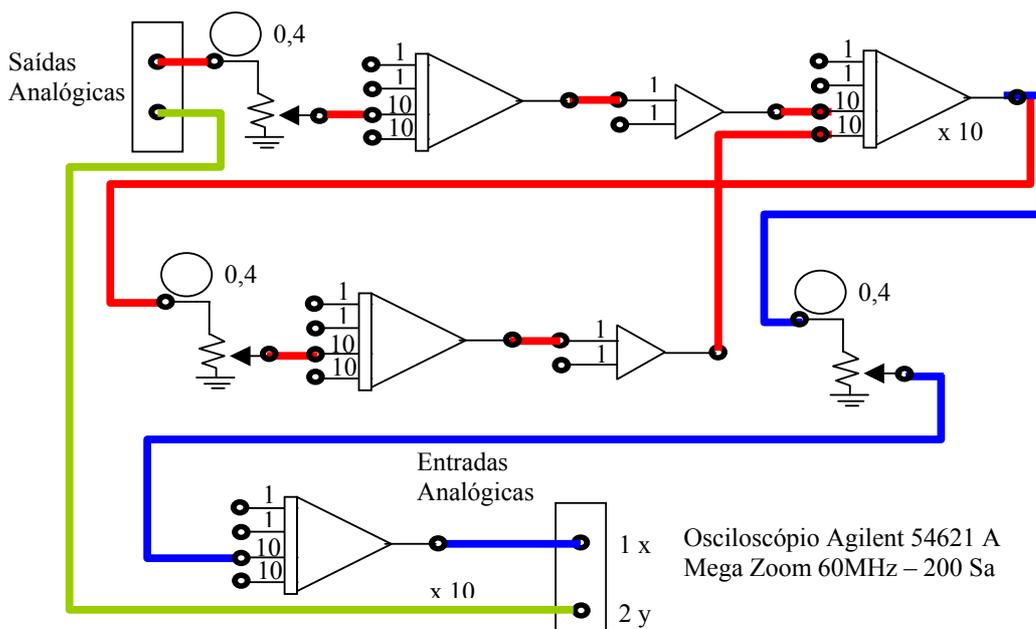
Esta maquete é constituída de um motor de corrente contínua acoplada a uma carga. A arquitetura de supervisão e controle é aberta, constituída de um sistema de aquisição e controle, com interface de entrada AD/DA, permitindo assim, a realização de medições do motor a corrente continua e uma fácil implementação num micro-computador de algoritmos de controle (PID, GPC, GPCAD). A figura 7.01a apresenta a maquete experimental, utilizada para validação dos resultados, e a figura 7.01b, apresenta o Diagrama Esquemático de controle utilizado.

Para esta implementação utilizamos equações diferença que traduzem a lei de controle, e a programação da interface AD/DA entre o computador e a maquete. Devido a sua simplicidade, o programa computacional foi implementado em Quick Basic™, e basicamente permite a leitura dos polinômios R, S, T, calculados anteriormente em MATLAB™, para a programação da lei de controle. Na sessão 7.2, deste capítulo serão apresentadas simulações experimentais relativas ao controlador GPC, onde foram adotados os mesmos parâmetros apresentados no capítulo 6, a partir da simulação do motor em vazio, acoplado a inércia J1 e as inércias J1 e J2. Na sessão 7.4, foram realizadas simulações utilizando os controladores GPC e GPCAD, permitindo a

comparação dos resultados obtidos e análise do comportamento do sistema a partir da utilização desses dois controladores.



a) Maquete Experimental.



b) Diagrama Esquemático de Controle.

Figura 7.01 – Maquete experimental implementada na Supélec, França.

Este diagrama representa o motor mais uma inércia, para simulações realizadas na Supélec, este tipo de esquema permite um resultado mais real, pois permite as inserções de perturbações diretamente, atuando nos dial de sintonia.

7.2 – Simulação experimental do controlador GPC

7.2.1 – Motor em vazio (sem carga)

Neste caso consideramos apenas o sistema do motor sem acoplamento, utilizando o controle através do GPC. Através dos resultados gráficos apresentados na figura 7.02, conforme era previsto, verificamos que o comportamento do sistema é antecipativo e estável, procurando seguir a entrada.

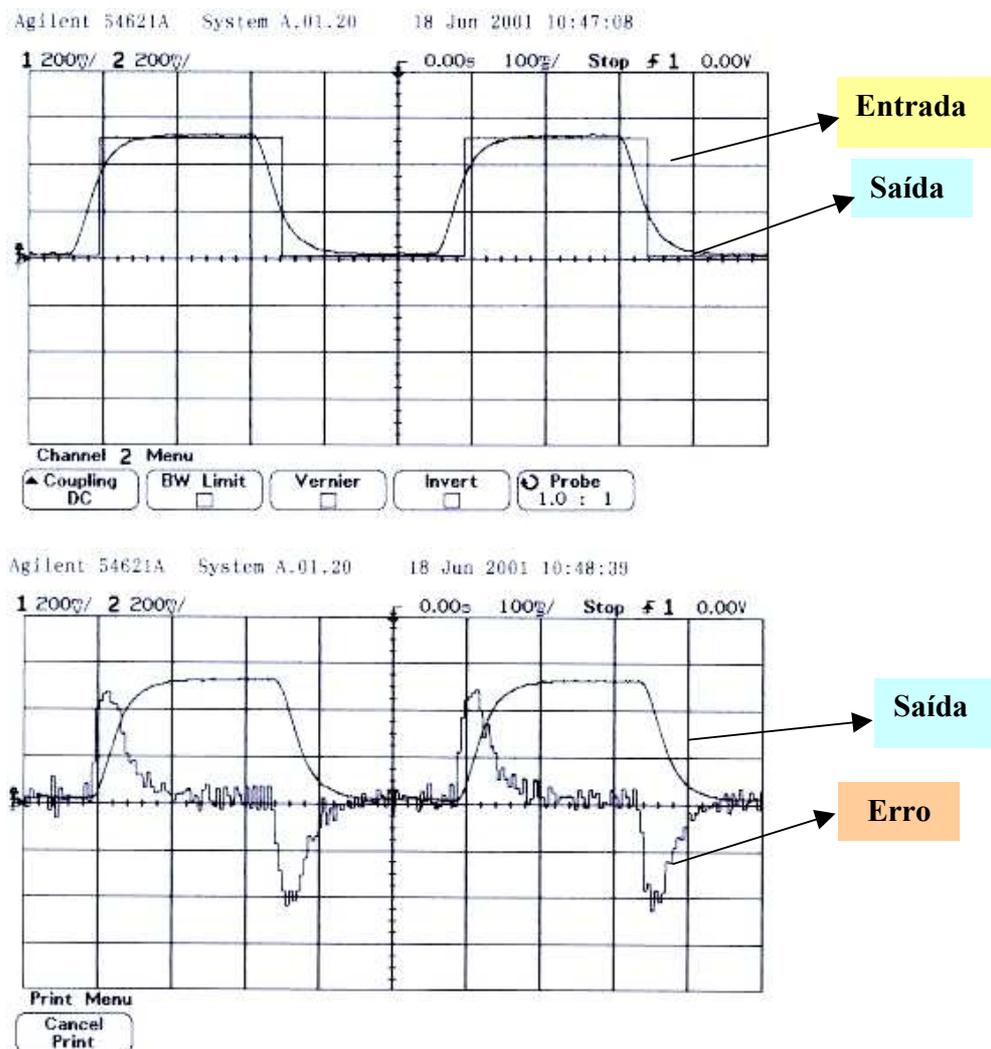


Figura 7.02 – Resultados obtidos: Controlador GPC – motor em vazio.

7.2.2 - Motor acoplado a uma carga (inércia J_1)

Neste caso consideramos o sistema motor acoplado apenas a carga J_1 , utilizando o controle através do GPC. Através dos resultados gráficos apresentados na figura 7.03 verifica-se que o sistema utilizando um controlador GPC, conforme o previsto, apresenta um comportamento antecipativo e estável.

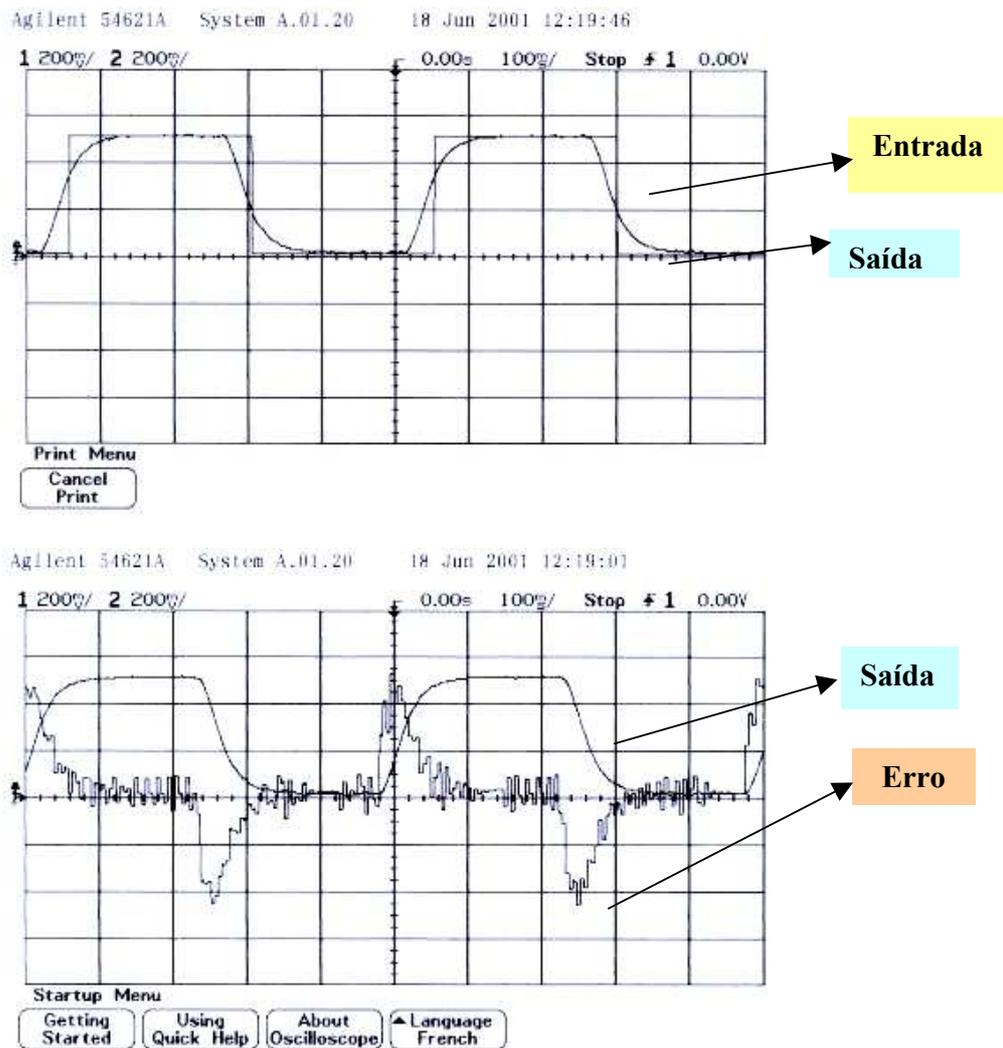


Figura 7.03 – Resultados obtidos: Controlador GPC – motor acoplado a uma carga J_1 .

7.2.3 - Motor acoplado a uma carga (inércia J_1 + inércia J_2)

Neste caso consideramos o sistema motor acoplado as cargas J_1 , + J_2 , utilizando o controle através do GPC. Através dos resultados gráficos apresentados na figura 7.04 verifica-se que o sistema utilizando um controlador GPC, conforme o previsto, apresenta um comportamento estável.

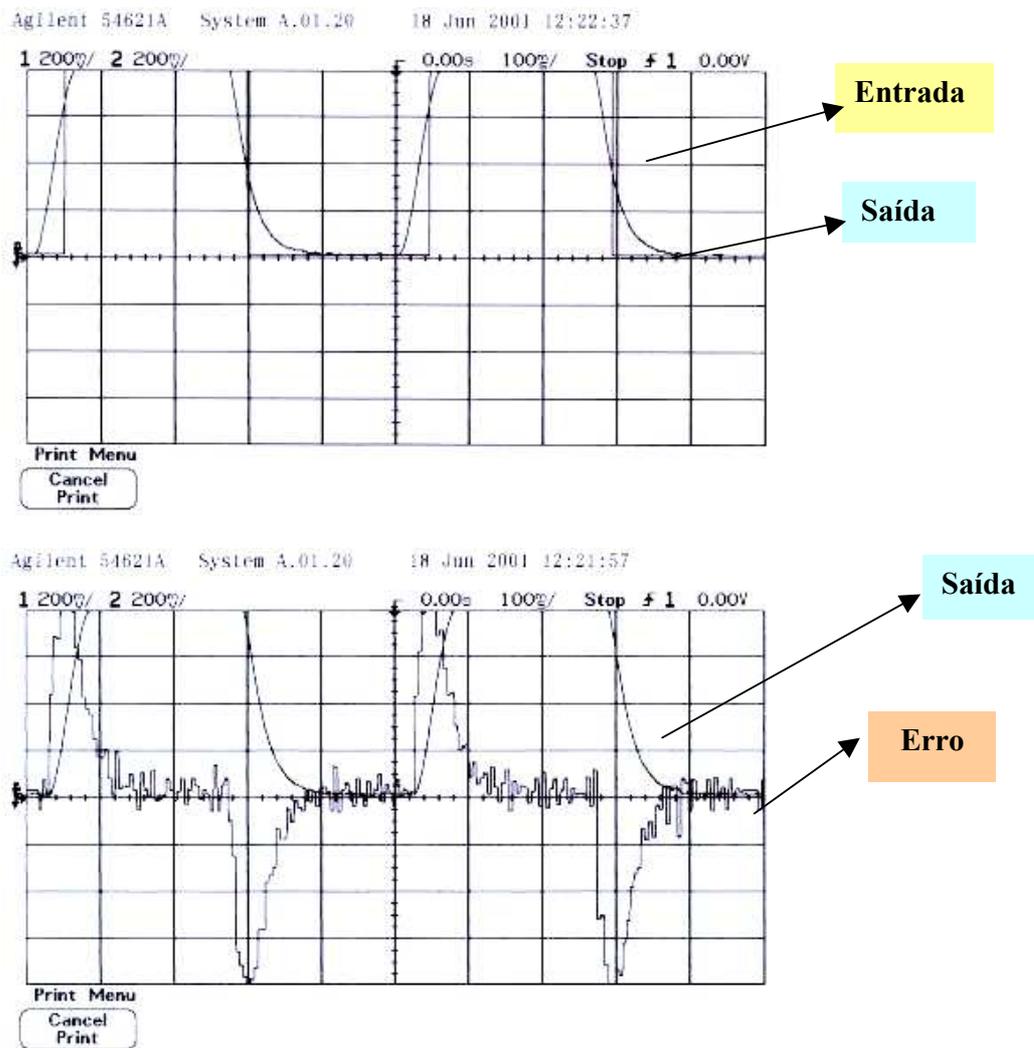


Figura 7.04 – Resultados obtidos: Controlador GPC – motor acoplado as cargas J_1 + J_2 .

7.3 – Simulação experimental do controlador GPCAD

Utilizando o mesmo procedimento apresentado no item anterior, nesta etapa foi implementado o controlador GPCAD. Os resultados obtidos serão apresentados no próximo item num estudo comparativo com o resultados obtidos a partir da utilização do controlador GPC implementado no item anterior.

7.4 – Estudo Comparativo utilizando os controladores GPC e GPCAD

Os resultados obtidos são apresentados para validação dos parâmetros escolhidos e ordenados, e o experimento executado na maquete experimental na Supélec. Os arquivos dos algoritmos desenvolvidos em Quick-BasicTM são apresentados em anexo. Para os mesmos parâmetros do sistema, com uma variação sobre a maquete, para simular as perturbações ocorridas. Com este objetivo, simulou-se uma Plataforma Experimental equivalente a uma junta robótica submetida a perturbações da carga e acoplamento dinâmico de outras juntas, através de circuito eletrônico, o que possibilitou a variação de Ganho do Motor (G) e variação da constante de tempo mecânica do sistema (τ) associada a função de transferência do motor.

Assim, os resultados gráficos comparativos apresentados a seguir foram obtidos para os primeiros 200 pontos da amostragem (N), utilizando somente uma estrutura de controle GPC, sendo a partir desse momento acoplada uma estrutura adaptativa, correspondente ao controlador GPCAD ($200 < N < 800$). Os eixos das abscissas X dos gráficos apresentados correspondem à evolução no tempo, onde é referenciado o número de pontos de amostragem utilizado, cada ponto corresponde a 20ms, e o eixo das ordenada Y corresponde a tensão corresponde ao sinal de entrada, saída e erro expressos em mV.

A tabela representada a seguir sintetiza os ensaios realizados, que permitirão a obtenção de resultados comparativos do comportamento do sistema submetido a perturbações (constante de

tempo mecânica do sistema (τ) e do ganho do motor) utilizando as estruturas de controle GPC e GPCAD .

Parâmetros Variáveis			
Ensaio	Perturbação no Ganho do Motor (G)	Constante de Tempo Mecânico (s)	Item
1	0,4	$(0,4 < \tau < 0,13)$	7.4.1
2	$(0,4 < G < 0,82)$	$(0,4 < \tau < 0,79)$	7.4.2
3	$(0,4 < G < 0,18)$	$(0,4 < \tau < 0,1)$	7.4.3
4	$(0,4 < G < 0,9) \tau = 0,4$	$\tau = 0,4$	7.4.4
5	$(0,4 < G < 0,16)$	$\tau = 0,4$	7.4.5

Tabela 7.01 – Considerações comparativas.

7.4.1 – Variação da constante de tempo ($0,4 < \tau < 0,17$) – Diminuição de τ de 57%

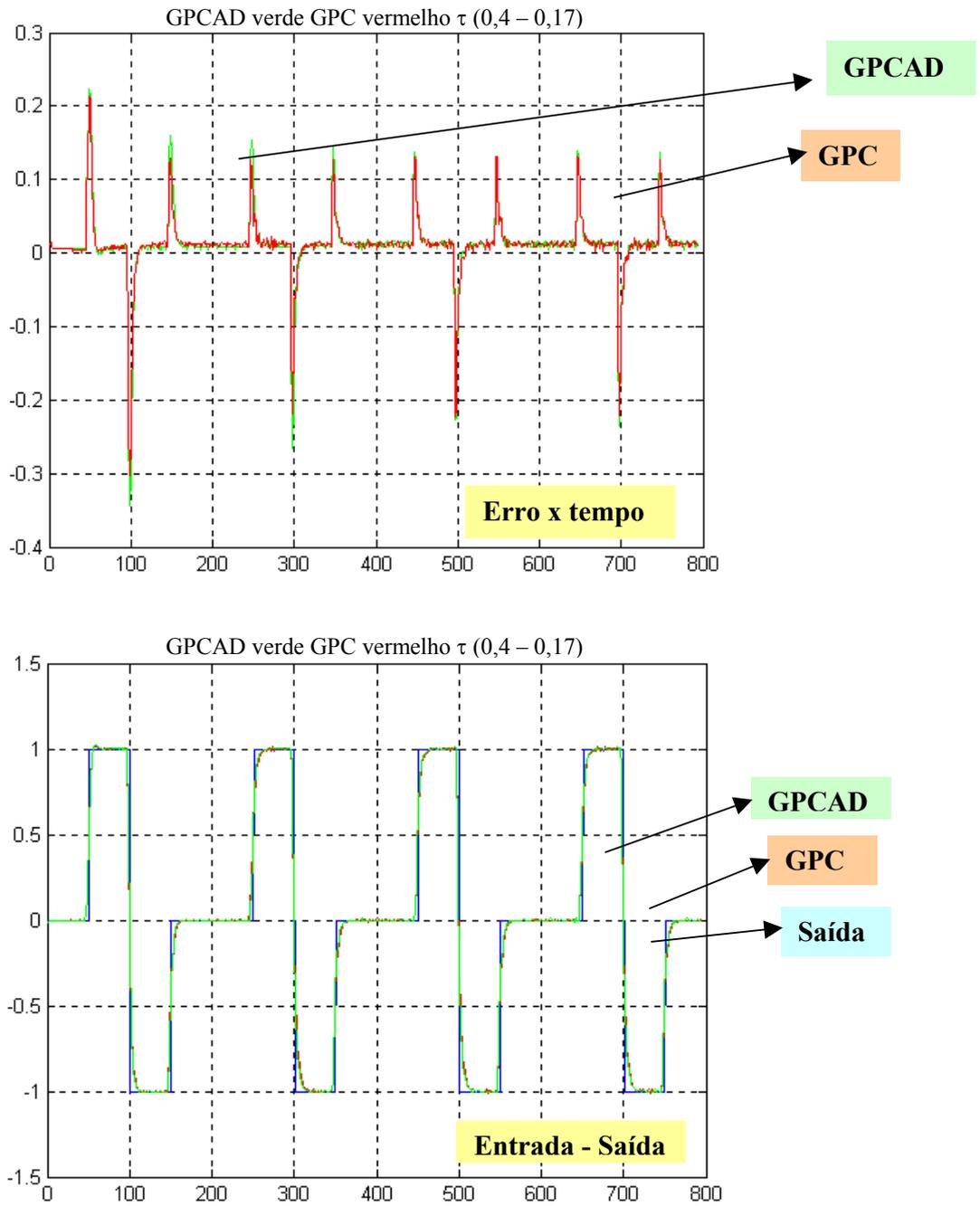


Figura 7.05 – Entrada e saída do sistema com uma variação do τ .

A ampliação da simulação mostrada na figura é mostrada a seguir, onde constatamos que a resposta temporal do GPCAD (verde) é mais rápida que a do GPC (vermelho), apresentando menos flutuação, permitindo assim a permanência das performances nominais.

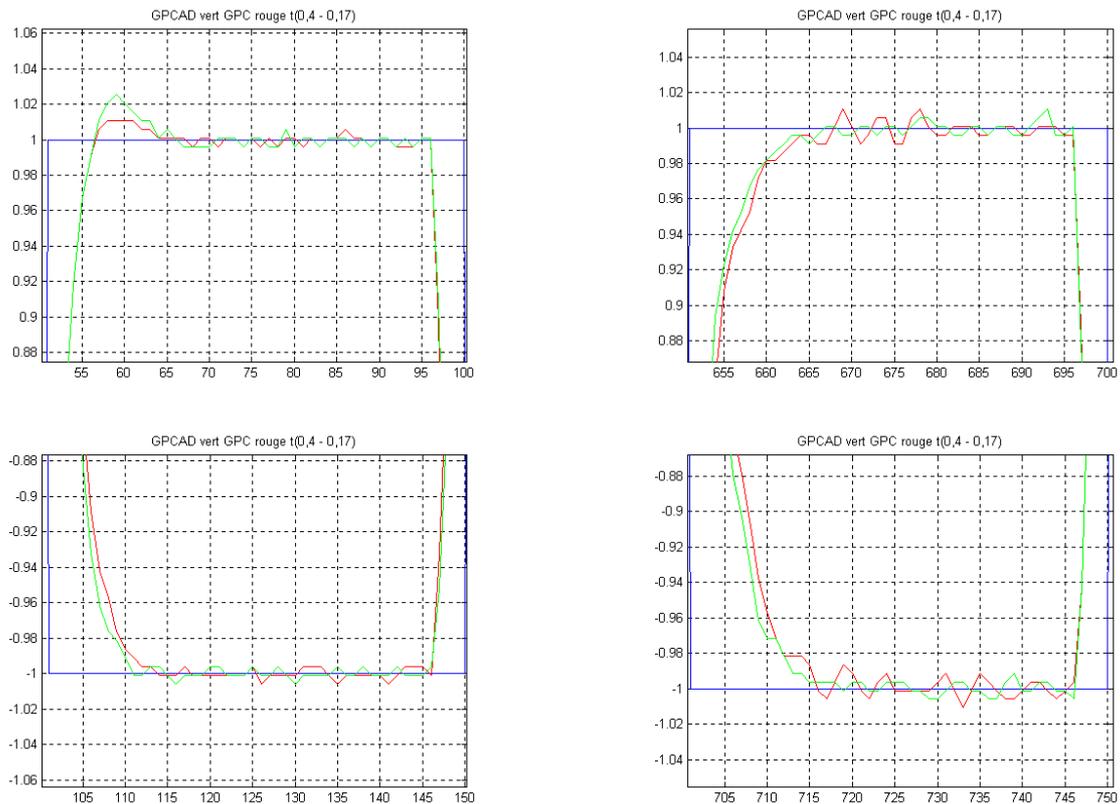


Figura 7.06 – Ampliação da saída do sistema com uma variação do τ .

7.4.2 – Variação do ganho ($0,4 < G < 0,82$) e da constante de tempo ($0,4 < \tau < 0,79$)

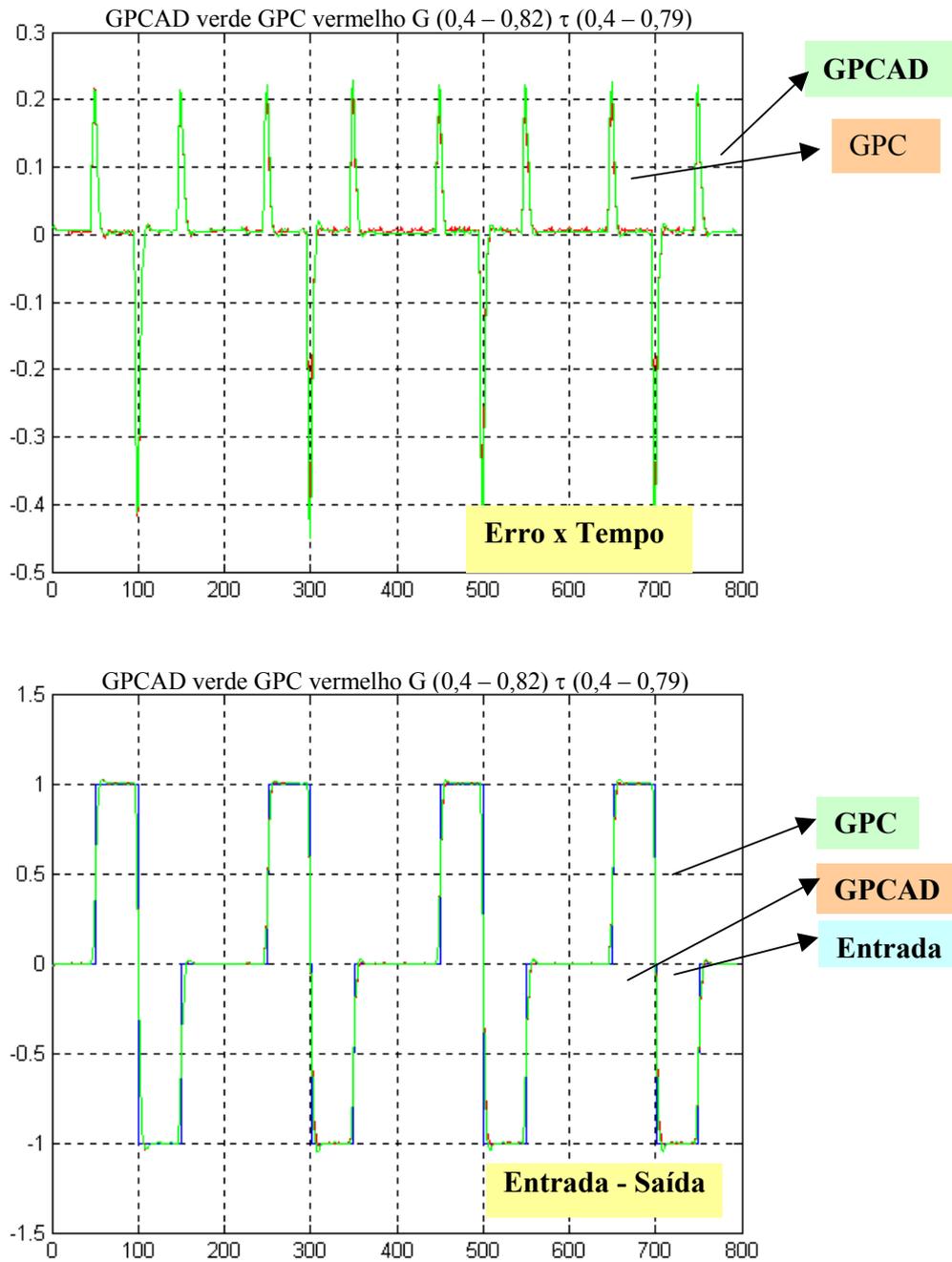


Figura 7.07 – Entrada e saída do sistema com variações de G e de τ .

Uma ampliação da figura é apresentada, para uma melhor comparação, observe que a resposta do GPCAD em verde, tenta sempre manter o mesmo comportamento do primeiro instante, o que não é observado com o GPC em vermelho. Durante a simulação, foi imposto um aumento de G de 100% e de τ de 97%.

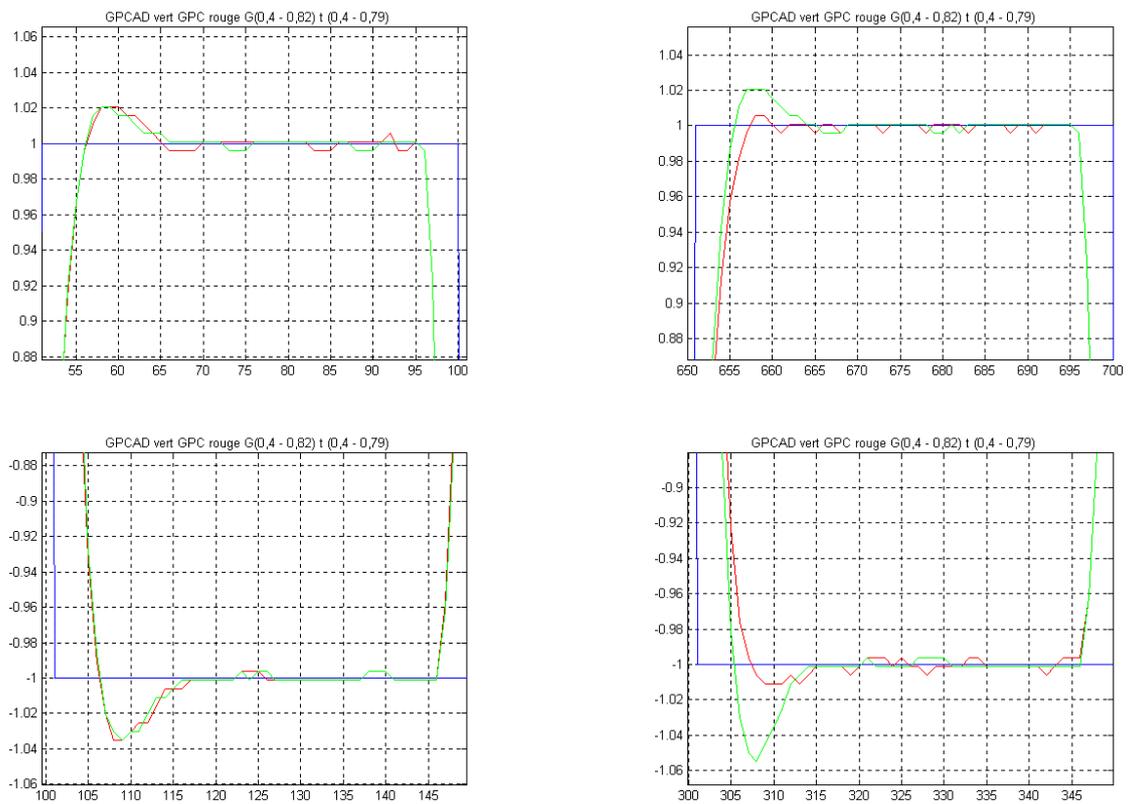


Figura 7.08 – Ampliação da saída do sistema – variações de G e de τ .

7.4.3 – Variação do ganho ($0,4 < G < 0,18$) e da constante de tempo ($0,4 < \tau < 0,1$)

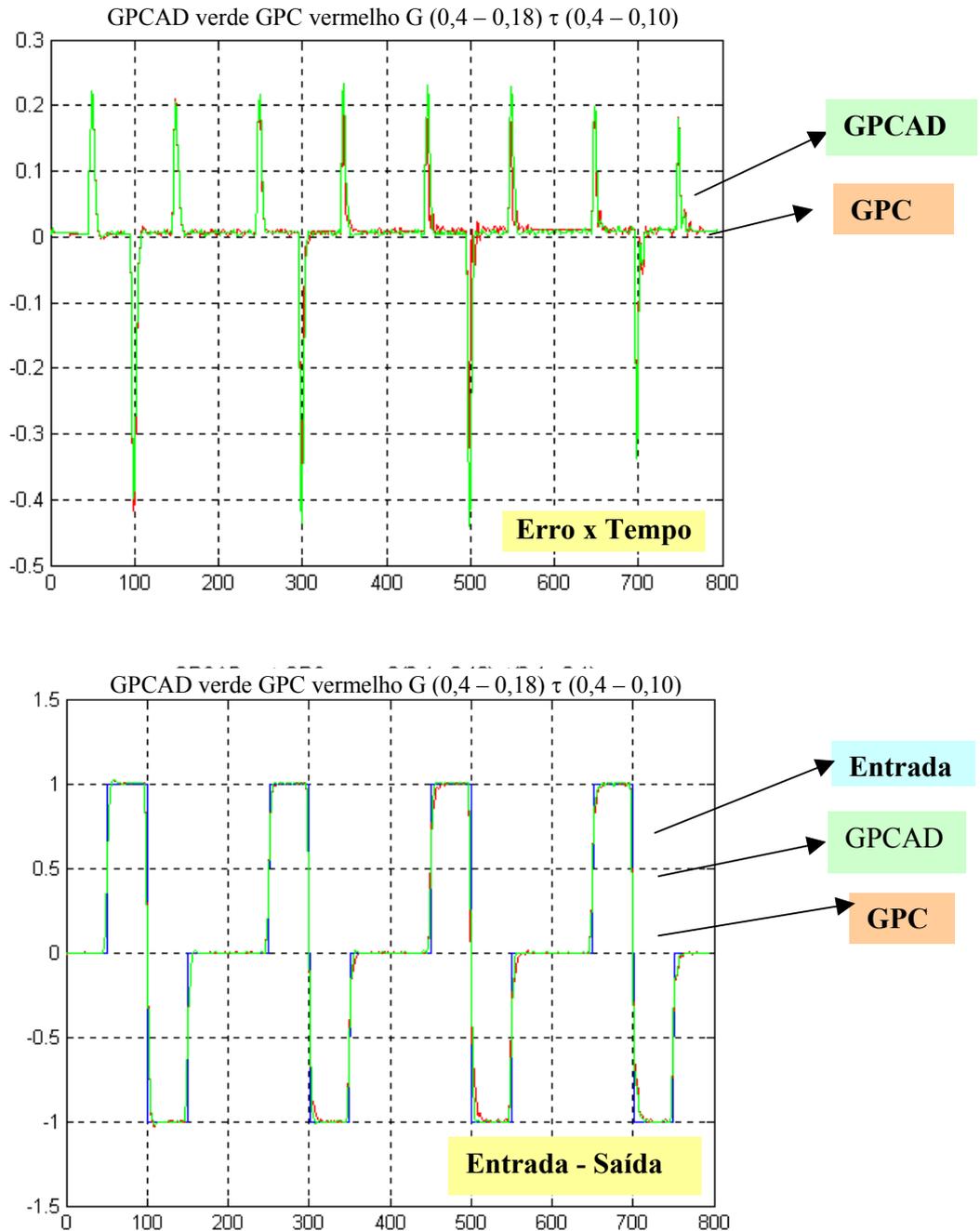


Figura 7.09 – Entrada e saída do sistema com variações de G e τ .

É apresentada aqui uma ampliação da imagem, para uma melhor comparação, observe que a resposta do GPCAD em verde é mais rápida do que o GPC em vermelho, e apresenta menos oscilação.

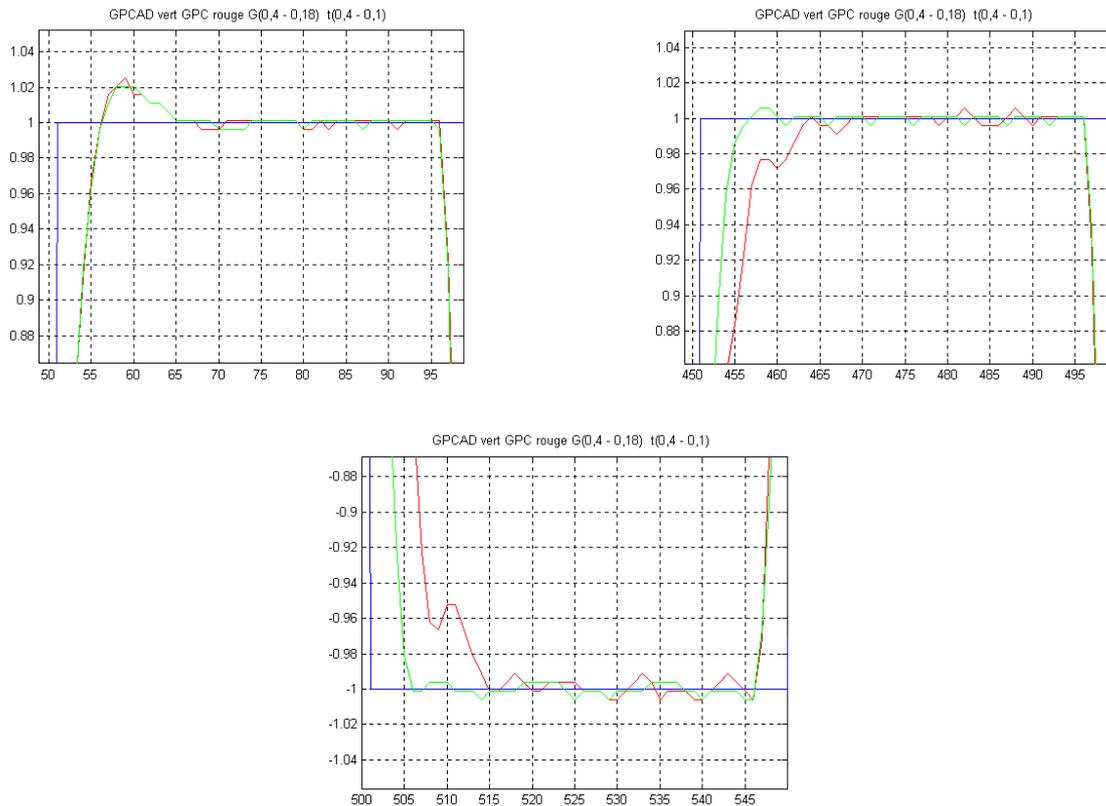


Figura 7.10 – Ampliação da entrada do sistema com variações de G e τ .

7.4.4 – Variação do ganho ($0,4 < G < 0,9$)

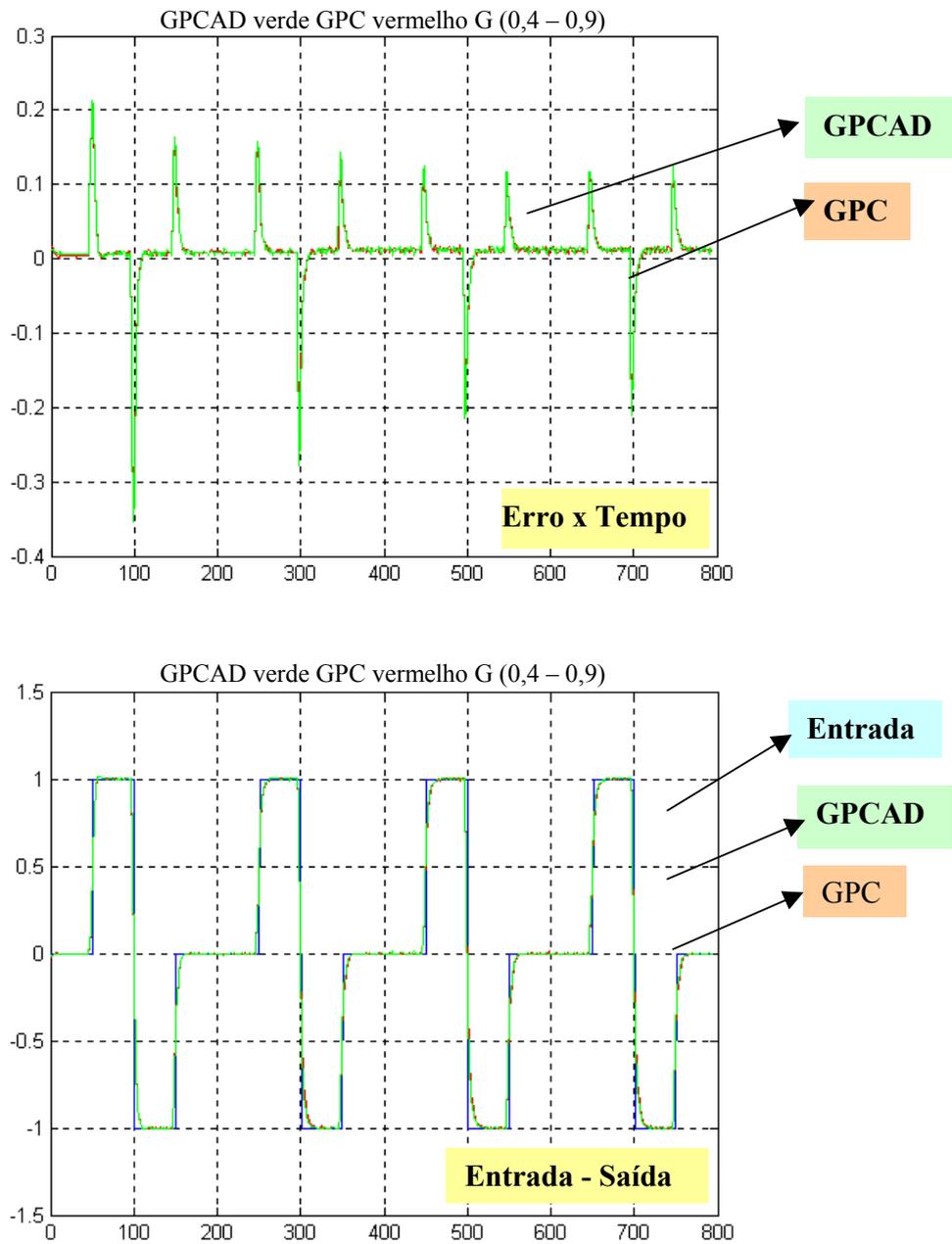


Figura 7.11 – Entrada e saída do sistema com uma variação de G.

A ampliação realizada a seguir mostra novamente que o algoritmo do GPCAD em verde apresenta uma resposta mais rápida, o que não se observa no caso do GPC em vermelho.

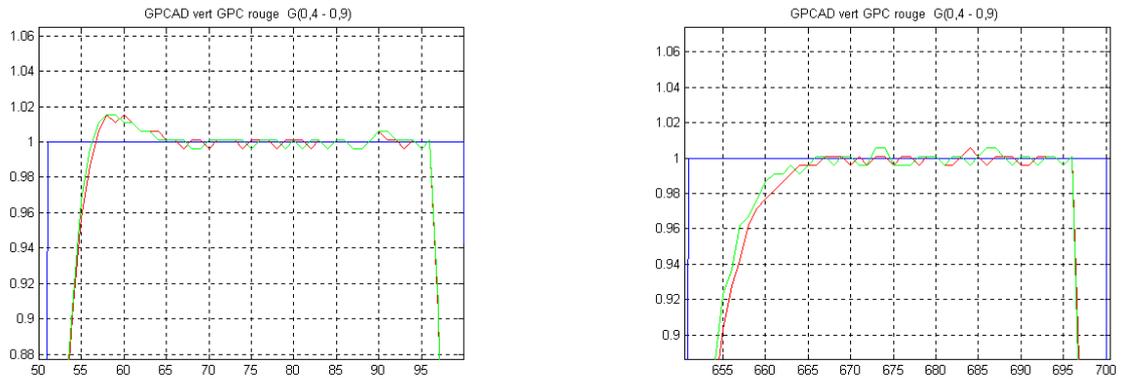


Figura 7.12 – Saída do sistema com uma variação de G.

7.4.5 – Variação do ganho ($0,4 < G < 0,16$) - Diminuição de G de 58%

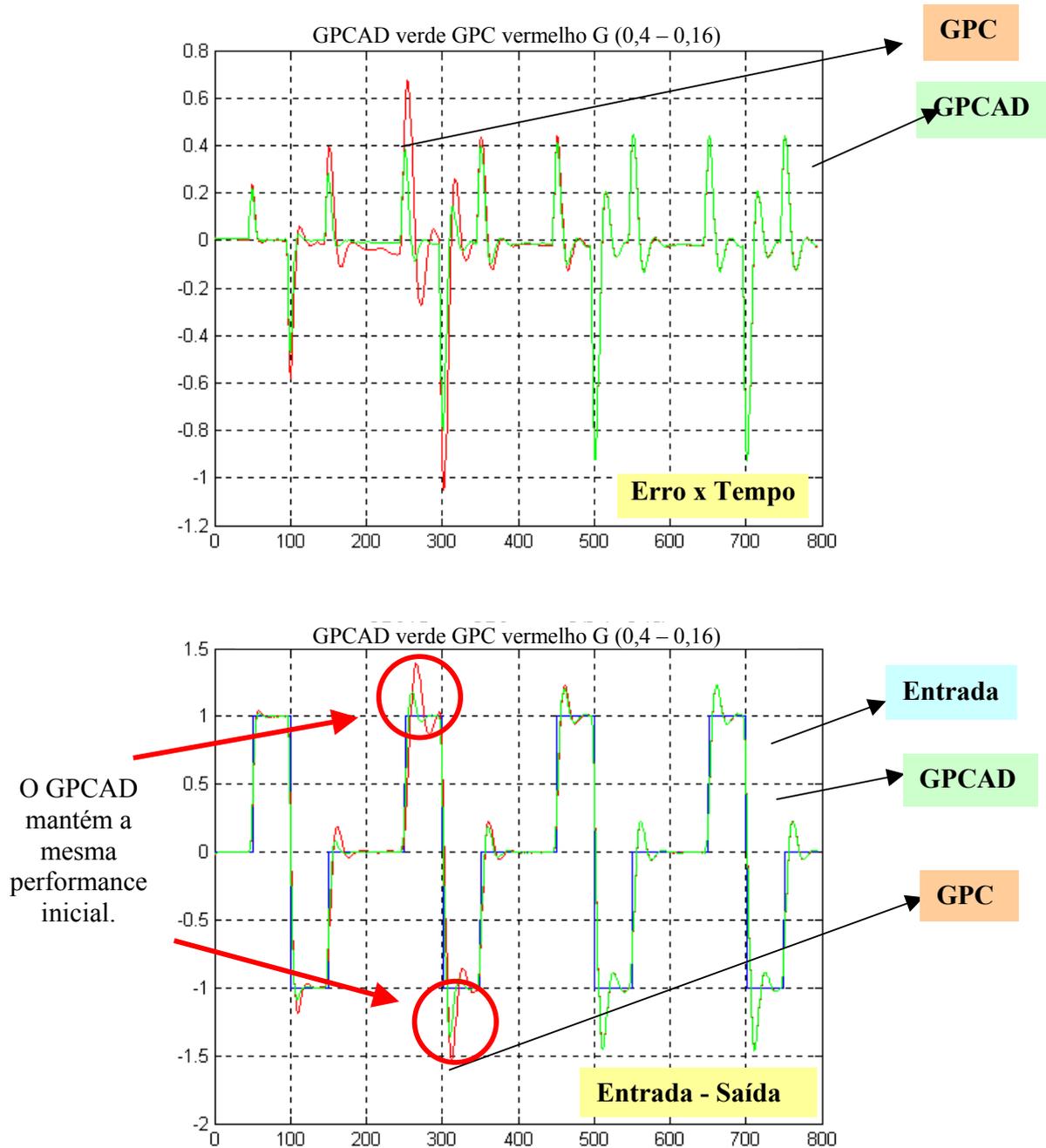


Figura 7.12 – Entrada e saída do sistema com uma variação de G .

7.5 - Resumo

Neste capítulo foram apresentados resultados obtidos através da Simulação Experimental utilizando os controladores GPC e GPCAD utilizando maquete experimental representando a um motor acoplado a uma carga, disponível no Service Automatique da Supélec, França.

A partir das comparações apresentadas no item 7.4, é fácil notar as vantagens do uso do Controlador GPCAD em relação a um controlador GPC, já que o mesmo apresenta resposta rápida, com capacidade de manter a mesma performance observada no início e, principalmente, em relação a sua facilidade e simplicidade de implementação experimental.

Capítulo 8 – Conclusões e Perspectivas Futuras

8.1 – Conclusões

Este trabalho apresenta a sua contribuição original ao controle de juntas robóticas, baseadas em uma estratégia preditiva adaptativa direta o GPCAD. Ele é uma contribuição aos trabalhos desenvolvidos a partir do acordo de cooperação científica entre a Unicamp - Brasil e Supélec – França, assim, desenvolveu-se o algoritmo na forma preditiva adaptativa direta.

A principal vantagem desta estrutura direta é devida ao fato de que para uma estrutura indireta são necessários extensivos cálculos, o que demanda de uma grande quantidade de tempo e demonstra ser uma atividade “enfadonha”. Ao contrário, a estrutura direta que permite aplicações em tempo real. Realmente, a estrutura adaptativa direta evita o cálculo em tempo real (*on line*) do preditor, pois somente os coeficientes do regulador são atualizados em tempo real.

O controle preditivo adaptativo pode ser resumido à realização de duas malhas: a primeira é a malha de realimentação clássica, que inclui o regulador preditivo RST, e a segunda é a malha de adaptação, que apresenta o índice de performance desejado com o modelo de referência, fixando as performances que se deseja manter em malha fechada. Este índice de performance é finalmente comparado ao índice de performances medidas, fornecendo o erro de adaptação. Esta segunda malha permite a atualização dos parâmetros dos polinômios R e S do regulador preditivo em tempo real, devido ao mecanismo de adaptação do tipo mínimos quadrados recursivos.

Conseqüentemente, este trabalho de doutoramento teve como principal objetivo o desenvolvimento de ferramentas computacionais avançadas direcionadas à aplicação ao controle de juntas robóticas com ênfase na Dinâmica não-linear, a partir do desenvolvimento dos seguintes capítulos:

8.2 – Perspectivas futuras

A abordagem apresentada neste trabalho, pela sua simplicidade de implementação e performance, permitirá a validação experimental em trabalhos futuros visando aplicações direcionadas a implementação de controladores GPCAD no controle de juntas de robôs industriais, e para robôs flexíveis.

Isto abrirá um caminho para a construção de controladores que façam compensações de efeitos físicos, que através das simulações dinâmicas foram considerados relevantes para a flexibilidade do sistema, a fim de corrigir a resposta do elemento terminal do manipulador aos sinais de entrada do sistema de controle.

A partir do desenvolvimento dessa sistemática será possível analisarmos os seguintes aspectos:

- ✓ o movimento da estrutura mecânica, realizado através de rotações e translações de juntas que devem ser controladas simultaneamente ;
- ✓ o forte acoplamento dinâmico das juntas dificulta o controle independente das mesmas, necessitando a elaboração de modelos dinâmicos e identificação de parâmetros associados ao sistema em estudo;

- ✓ o comportamento dinâmico da estrutura articulada é fortemente não-linear e dependente das condições operativas.

Estas condições devem ser levadas em conta na estratégia de controle escolhida;

Finalmente, este trabalho permitirá a solidificação dos conhecimentos do grupo de pesquisa na área de controle de sistemas mecatrônicos e robótica, obtidos a partir do desenvolvimento de trabalho aplicado a problemas industriais.

BIBLIOGRAFIA

ALVAREZ, T. , et al., Handling Infeasibilities in Predictive Control. In: Computers chem. Engng, 1997, v.21, p.S577-S582.

ASTRÖM, K., and B. WITTENMARK (1989). *Adaptive Control*, Addison-Wesley Editions.

BARÃO, R. C. , et al., Controladores Preditivos Através de Desigualdades Matriciais Lineares. In: XII Brazilian Automatic Control Conference, 1998, Uberlândia. *Proceedings*. v.1, p.175-180.

BOUCHER, P., DUMUR, D., *La commande Prédictive*, Éditions Technip: France, 1996.

BUTLER, H., *Model Reference Adaptive Control – from theory to practice*, Prentice Hall: UK, 1992.

CLARKE, D. W., et al., Generalized Predictive Control. Part. I The Basic Algorithm *Automatica* 23(2), 137-148, 1987.

CODRON, PASCAL. *Commande Prédictive Multivariable*. Gif Sur Yvette - Fr. École Supérieure D'Électricité, 1993. 167 p. Thèse (Docteur en science).

CRAIG, J.J.: *Introduction to Robotics: Mechanics and Control*. Second edition, Addison-Wesley Publishing Company, 1989.

DAVID, S. A., Rosário, J.M. (1998): “*Modeling, Simulation and Control of Flexible Robots*”, CONTROLO’98 – 3rd Portuguese Conference on Automatic Control, September 1998, Portugal, pps. 532-539.

GOOLDWIN, G.C. ; e SIN, K.S., *Adaptive Filtering, Prediction, and Control*, Prentice-Hall Englewood Cliffs, 1984.

ISERMANN, R., LACHAMANN, K-H., MATKO, D. ; *Adaptive control Systems*, Prentice Hall: UK, 1992.

LANDAU, IOAN DORÉ; *Identification et commande des systèmes*: Ed. Hermès, Paris, 1988.

NAZZETTA, R. M. , et al., Controle Preditivo de Processos Não Lineares Utilizando Modelos Dinâmicos Nebulosos. In: XII Brazilian Automatic Control Conference, 1998, Uberlândia. *Proceedings*. v.1, p.163-168.

NORMEY-RICO, J. E., et al., Robustez em Controladores Preditivos Generalizados. In: XII Brazilian Automatic Control Conference, 1998, Uberlândia. *Proceedings...* v.1, p.157-162.

OLIVEIRA, G. H. C. , et al., Análise de Estabilidade em Controle Preditivo com Norma Infinita. In: XII Brazilian Automatic Control Conference, 1998, Uberlândia. *Proceedings...* v.1, p.169-174.

OLIVEIRA, G. H. C. *Controle Preditivo para Processos com Incertezas Estruturadas Baseado em Séries de Funções Ortonormais*. Campinas – SP. Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, 1997. Tese (Doutorado).

OSBURN, P.V.; WHITAKER, H.P. e KEZER, A., *New Developments in the Design of Adaptive Control Systems*, Institute of Aeronautical Sciences, paper 61-39, 1961.

PIMENTA, K. B. *Projeto de Controladores PID com LMIs*. Ilha Solteira - SP. Universidade Estadual Paulista, 1999. 56 p. Dissertação (Mestrado).

RAMOND, GÉRARD. *Contribution à la Commande Predictive Generalisee Adaptative Directe et Applications*. Gif sur Yvette: Supélec, 2001, 174p. Tese (Doutorado).

SÁ, CLÁUDIO EDUARDO ARAVÉCHIA de. *Desenvolvimento e Implementação de um Programa Computacional para a Supervisão e Controle de Manipuladores Robóticos*. Campinas – SP. Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Mecânica, 2000. 255p. Tese (Doutorado).

SMITH, M. J. O. *Feedback Control Systems*. Mc Graw Hill, 1958.

SÖDERSTRÖM, T. e STOICA, P., *System Identification*, 7th Prentice Hall, 1989.

SÖDERSTRÖM, T.; JUNG, L. e GUSTAVSSON, I., *A comparative study of recursive identification methods.*, Departament of Automatic Control, Lund Institute of Technology, 1974.

SOUZA, J. PATROCÍNIO, *Mise en œuvre d'Algorithmes de Commande Predictive*, Supélec: France, 2000.

SUSANU, MARA, *Implantation De Structures Prédictives Adaptatives Directes Sur Une Machine-Outil 3 Axes À Architecture Ouverte*, Supélec: France, 2001.

TAKAHASHI, R. H. C. *Controle Singular de Sistemas Incertos*. Campinas – SP. Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, 1998. 219 p. Tese (doutorado).

YOUNG, P.C, *The use of linear regression and related procedures for the identification of dynamic processes*, 7th IEEE Symposium on Adaptive Processes, UCLA, 1968.

YOUNG, P.C, *Recursive estimation and time-series analysis.*, *Spring-Verlag*, 7Berlin. 1984.

Anexo I - Programa em Quick Basic™

```
Nome do arquivo : GPCAD.bas
CLS
'Lecture des valeurs provenant des fichiers MATLAB

OPEN "I", 1, "polyR"
INPUT #1, a$
degR = VAL(a$)
PRINT degR
FOR j = 1 TO degR + 1
  INPUT #1, a$
  r(j - 1) = VAL(a$)
  PRINT r(j - 1)
NEXT j
CLOSE

OPEN "I", 1, "polydS1"
INPUT #1, a$
degdS = VAL(a$)
PRINT degdS
FOR j = 1 TO degdS + 1
  INPUT #1, a$
  dS(j) = VAL(a$)
  PRINT dS(j)
NEXT j
CLOSE
```

```
OPEN "I", 1, "polyM1"  
INPUT #1, a$  
N2 = VAL(a$)  
PRINT N2  
FOR j = 1 TO N2  
  INPUT #1, a$  
  t(j) = VAL(a$)  
  PRINT t(j)  
NEXT j  
CLOSE  
t(0) = 0
```

```
OPEN "I", 1, "param"  
INPUT #1, a$  
N1 = VAL(a$)  
INPUT #1, a$  
N2 = VAL(a$)  
INPUT #1, a$  
Nu = VAL(a$)  
INPUT #1, a$  
lambda = VAL(a$)  
INPUT #1, a$  
Ts = VAL(a$)  
INPUT #1, a$  
somT = VAL(a$)  
INPUT #1, a$  
q1 = VAL(a$)  
PRINT N1, N2, Nu, lambda, Ts, somT, q1  
CLOSE
```

```
OPEN "I", 1, "polyS"  
INPUT #1, a$
```

```

degS = VAL(a$)
PRINT degS
FOR j = 1 TO degS + 1
  INPUT #1, a$
  S(j - 1) = VAL(a$)
  PRINT S(j - 1)
NEXT j
CLOSE

```

```

'DIM cons(199), affichy(200 - N2), affichu(200 - N2), affichw(200 - N2)
Npt = 800
DIM cons(Npt), affichy(Npt - N2), affichu(Npt - N2), affichw(Npt - N2)
DIM y(-N2 - degR TO Npt), u(-N2 - 1 TO Npt), yr(Npt)

```

```

' Programmation de l'horloge
N% = Ts / .00016
CALL xscd(N%)

```

```

' Generation de la trajectoire

```

```

FOR i = 0 TO 49
  cons(i) = 0
  cons(i + 50) = 1
  cons(i + 100) = -1
  cons(i + 150) = 0
  cons(i + 200) = 0
  cons(i + 250) = 1
  cons(i + 300) = -1
  cons(i + 350) = 0
  cons(i + 400) = 0
  cons(i + 450) = 1
  cons(i + 500) = -1
  cons(i + 550) = 0

```

```

cons(i + 600) = 0
cons(i + 650) = 1
cons(i + 700) = -1
cons(i + 750) = 0
NEXT i
cons(Npt) = 0

```

```

'calcul de la reference
FOR i = 0 TO Npt - N2
  yr(i) = 0
  FOR k = 0 TO N2
    yr(i) = yr(i) + t(k) * cons(i + k)
  NEXT k
NEXT i

```

```

degphi = degR + degS + 1
DIM phi(degphi), GM(degphi, degphi), GMphiT(degphi)
DIM gain(degphi), gainphi(degphi, degphi)
DIM phiGM(degphi), gainphiGM(degphi, degphi)

```

```

'Gain a cet instant
alfa = .98

```

```

'GMinitale
FOR k = 0 TO degphi
  FOR l = 0 TO degphi
    IF l = k THEN
      GM(k, l) = 1
    ELSE
      GM(k, l) = 0
    END IF
  NEXT l
NEXT k

```

```

' Initialisation
DO
  CALL xdv(0, 2048)
LOOP UNTIL INKEY$ <> ""

' Boucle temps reel non adaptative
'FOR j = 0 TO 3
FOR i = 0 TO 199 - N2
  CALL xaot(0, 1, sortie%)
  y(i) = sortie% / 204.8 - 10
  tempres = 0
  FOR k = 0 TO N2
    tempres = tempres + t(k) * cons(i + k)
  NEXT k
  FOR k = 0 TO degR
    tempres = tempres - r(k) * y(i - k)
  NEXT k
  FOR k = 1 TO degdS + 1
    tempres = tempres - dS(k) * u(i - k)
  NEXT k
  u(i) = tempres
  IF ABS(u(i)) > 9.9 THEN u(i) = SGN(u(i)) * 9.9
  uc% = (u(i) + 10) * 204.8
  CALL xdv(0, uc%)
  ucons% = (cons(i) + 10) * 204.8
  CALL xdv(1, ucons%)

NEXT i
'NEXT j

' Boucle temps reel adaptative
FOR i = 199 - N2 + 1 TO Npt - N2
  CALL xaot(0, 1, sortie%)
  y(i) = sortie% / 204.8 - 10

```

```

'l'index de performance IP
IP = 0
FOR k = -N2 + N1 TO 0
IP = IP + t(N2 + k) * y(i + k)
NEXT k
IP = IP + lambda * q1 * (u(i - N2) - u(i - N2 - 1))

```

```

'le vecteur phi
FOR k = 0 TO degR
phi(k) = y(i - N2 - k)
NEXT k
FOR k = 0 TO degS
phi(k + degR + 1) = u(i - N2 - k) - u(i - N2 - k - 1)
NEXT k

```

```

'l'index de performance IPTP
IPTP = 0
FOR k = 0 TO degR
IPTP = IPTP + r(k) * phi(k)
NEXT k
IPTP = IPTP + phi(degR + 1)
FOR k = 1 TO degS
IPTP = IPTP + S(k) * phi(k + degR + 1)
NEXT k

```

```

'Erreur Filtree
EF = IP - IPTP

```

```

'cont do gain a cet instant
FOR k = 0 TO degphi

```

```

GMphiT(k) = 0
  FOR l = 0 TO degphi
    GMphiT(k) = GMphiT(k) + GM(k, l) * phi(l)
  NEXT l
NEXT k

```

```

phiGMphiT = alfa
FOR k = 0 TO degphi
  phiGMphiT = phiGMphiT + phi(k) * GMphiT(k)
NEXT k

```

```

FOR k = 0 TO degphi
  gain(k) = GMphiT(k) / phiGMphiT
NEXT

```

'La matrice du Gain qui est symetrique

```

'gain*phi
FOR k = 0 TO degphi
  FOR l = 0 TO degphi
    gainphi(k, l) = gain(k) * phi(l)
  NEXT l
NEXT k

```

```

FOR k = 0 TO degphi
  FOR l = 0 TO degphi
    gainphiGM(k, l) = 0
    FOR j = 0 TO degphi
      gainphiGM(k, l) = gainphiGM(k, l) + gainphi(k, j) * GM(j, l)
    NEXT j
  NEXT l
NEXT k

```

```

FOR k = 0 TO degphi
  FOR l = 0 TO degphi

```

```

GM(k, l) = GM(k, l) - gainphiGM(k, l)
NEXT l
NEXT k

'Test de mise a jour conditionnel
IF ((IPTP * IPTP) < (yr(i - N2) * yr(i - N2))) THEN

'le vecteur THETA calcule
'Theta=[R 1 S1]+phi*GM*EF
'phi*GM
FOR k = 0 TO degphi
  phiGM(k) = 0
  FOR l = 0 TO degphi
    phiGM(k) = phiGM(k) + phi(l) * GM(l, k) * EF
  NEXT l
NEXT k

Theta = 0
FOR k = 0 TO degR
  Theta(k) = r(k) + phiGM(degR + 1)
  r(k) = Theta(k)
NEXT k
Theta(degR + 1) = 1 + phiGM(degR + 1)
FOR k = 1 TO degS
  Theta(k + degR + 1) = S(k) + phiGM(k)
  S(k) = Theta(k + degR + 1)
NEXT k
END IF

somR = 0
FOR k = 0 TO degR

```

```

somR = somR + r(k)
NEXT k

tempres = 0
FOR k = 0 TO N2
  tempres = tempres + t(k) * cons(i + k) * somR / somT
NEXT k
FOR k = 0 TO degR
  tempres = tempres - r(k) * y(i - k)
NEXT k
FOR k = 1 TO degdS
  tempres = tempres - S(k) * (u(i - k) - u(i - k - 1))
NEXT k
u(i) = u(i - 1) + tempres
IF ABS(u(i)) > 9.9 THEN u(i) = SGN(u(i)) * 9.9
uc% = (u(i) + 10) * 204.8
CALL xdv(0, uc%)
ucons% = (cons(i) + 10) * 204.8
CALL xdv(1, ucons%)
NEXT i

CALL xterm

FOR i = 0 TO 799 - N2
  affichy(i + 1) = y(i)
  affichw(i + 1) = cons(i)
  affichu(i + 1) = u(i)
NEXT i
CALL init
mode% = 0
xmin = 0: xmax = 0: ymin = -1.5: ymax = 1.5: ierr% = 0
np% = 800 - N2
CALL vig(14, mode%, affichw(), np%, ymin, ymax, xmin, xmax, ierr%)
mode% = 1
CALL vig(12, mode%, affichy(), np%, ymin, ymax, xmin, xmax, ierr%)

```

```
CALL atten
mode% = 0
xmin = 0: xmax = 0: ymin = 0: ymax = 0: ierr% = 0
CALL vig(12, mode%, affichu(), np%, ymin, ymax, xmin, xmax, ierr%)
CALL atten
```

```
'OPEN "O", 1, "polygp5y.dat"
'FOR j = 1 TO Npt - N2
'  PRINT #1, j, affichy(j)
'NEXT j
'CLOSE #1
```

```
'OPEN "O", 1, "polygp5w.dat"
'FOR j = 1 TO Npt - N2
'  PRINT #1, j, affichw(j)
'NEXT j
'CLOSE #1
```

```
'OPEN "O", 1, "polygp5u.dat"
'FOR j = 1 TO Npt - N2
'  PRINT #1, j, affichu(j)
'NEXT j
'CLOSE #1
```

```
OPEN "O", 1, "polyad5y.dat"
FOR j = 1 TO Npt - N2
  PRINT #1, j, affichy(j)
NEXT j
CLOSE #1
```

```
OPEN "O", 1, "polyad5w.dat"
FOR j = 1 TO Npt - N2
  PRINT #1, j, affichw(j)
NEXT j
CLOSE #1
```

```
OPEN "O", 1, "polyad5u.dat"  
FOR j = 1 TO Npt - N2  
    PRINT #1, j, affichu(j)  
NEXT j  
CLOSE #1  
  
END
```

Anexo II - Programa em Matlab™

```
%-----  
% GPCAD.M  
%  
% Mise en oeuvre d'une loi de commande prédictive  
% adaptative directe,identification par MCR  
%  
% Synthèse d'un régulateur GPC fixe au préalable  
%  
%      Application en robotique  
%  
%      K. Pimenta, D. Dumur  
%      2002  
%  
%-----
```

Simulação para o GPC

```
clear all;  
close all;  
  
Te = ; %Choix de la période d'échantillonnage  
  
%-----  
% Définition des modèles de simulation et de conception  
%-----  
  
% Définition du modèle de simulation de la maquette
```

```

% Définition du modèle numérique de prédiction
% Modèle nominal sur lequel a lieu la synthèse GPC initiale

A=      ; % Dénominateur
B=      ; % Numérateur
na = length(A)-1;
nb = length(B)-1;
Bb=B(2:nb+1); % Factorisation d'un terme q-1
nb1=nb-1;

%-----
% Synthèse GPC fixe
%-----

% Définition des paramètres de synthèse GPC
N2= ;
N1=1;
Nu=1;

% Résolution des équations diophantiennes
[IF,G,IH]=diophant(A,Bb,N1,N2,Nu,na,nb1);

% Calcul du paramètre lamda
lamda = ; % Une valeur possible lamda=trace(G'*G);

% Synthèse des polynômes R,S,T
nr = na;
ns = nb1;
[R,S,T,q1,m1,Q,M] = rstad(IF,G,IH,N1,N2,Nu,lamda,nr,ns);

```

```

S1=S(2:ns+1); % Définition de S* : S1=S(2:ns+1)
somT = sum(T); % Utile pour la partie adaptative

%-----
% Saisie de la consigne, calcul de la référence
%-----

% Définition de la consigne

max = ; %Longueur de la consigne
r = ;

% Calcul de la référence

for t= 1:max
    yr(t) = m1* r(t+N1:t+N2)';
end

%-----
% Initialisations pour la simulation
%-----

% Initialisation des données
yp = 0*ones(size(1:na+1));
up = 0*ones(size(1:nb1+1));
Du = zeros(size(1:ns));

in= [0*ones(size(1:N2))]; % Vecteurs de commande et de sortie
out= [0*ones(size(1:N2+1))]; % utilisés pour la simulation
DELTAU=[zeros(size(1:N2))]; % Incrément de commande

% Vecteur des mesures et des erreurs yr(t) - YM
YM = [zeros(size(1:N2))];
Erreur = [zeros(size(1:N2))];

```

```

ucalc=0;          % Commande calculée à l'instant t

%-----
% Démarrage sur le régulateur RST fixe pendant un certain temps
%-----

tfix=    ; % Durée de la simulation en fixe
for t=N2+1:tfix

% calcul de la commande
ymes = R *yp'; % Calcul de la mesure
er = yr(t) - ymes ; % Calcul de l'erreur
du = er - S1 * Du'; % Calcul de l'incrément de commande
ucalc = ucalc + du ; % Calcul de la commande

YM = [YM ymes];
Erreur = [Erreur er]; % Stockage dans les vecteurs Erreur et Mesure

% Calcul de la sortie
up=[ucalc up(1:nb1)];
ycalc = Bb * up' - A(2:na+1)*yp(1:na)';
yp=[ycalc yp(1:na)];
Du=[du Du(1:ns-1)];

in=[in ucalc];
out=[out ycalc];
DELTAU=[DELTAU du];

end % Fin de la partie GPC fixe

```

```

%-----
% Mise en oeuvre de la partie adaptative
%-----

```

```

GM = 1*eye(na+nb1+2); % Initialisation de la matrice du gain d'adaptation
alfa = 1 ; % Facteur d'oubli

for t= tfix+1:max

% L'index de performance IP
IP = m1*out(t-N2+N1:t)' + lamda*q1*DELTAU(t-N2);

% Le vecteur Phi
Phi=[out(t-N2:-1:t-N2-na) DELTAU(t-N2:-1:t-N2-nb1)];

% Index de performance IPW = IP*Theta*Phi = IPTP
IPTP = [R 1 S1]*Phi';

% Erreur filtrée
ef = IP - IPTP;

% Gain à cet instant
gain = GM*Phi'/(alfa + Phi*GM*Phi');

% La matrice du Gain qui est symetrique
GM = GM - gain*Phi*GM;

% Test de mise à jour conditionnel
if (IPTP'*IPTP) > (yr(t-N2)'*yr(t-N2))

% Le vecteur THETA calcule
%theta = [R 1 S1] + gain'*ef;
theta = [R 1 S1] ;%+ Phi*GM*ef;

% Mise à jour des paramètres du régulateur
R=theta(1:na+1);
S1=theta(na+3:na+nb1+2);

```

```

else
    R=R ;
    S1=S1 ;
end

% calcul de la commande
ymes = R *yp'; % Calcul de la mesure
er = yr(t)*sum(R)/somT - ymes ; %Calcul de l'erreur
        % avec suppression de l'écart statique résiduel
du = er - S1 * Du'; % Calcul de l'incrément de commande
ucalc = ucalc + du ; % Calcul de la commande

YM = [YM ymes];
Erreur = [Erreur er]; % Stockage dans les vecteurs Erreur et Mesure

% Calcul de la sortie
up=[ucalc up(1:nb1)];
ycalc = Bb * up' - A(2:na+1)*yp(1:na)';
yp=[ycalc yp(1:na)];
Du=[du Du(1:ns-1)];

in=[in ucalc];
out=[out ycalc];
DELTAU=[DELTAU du];

end % Fin de la boucle adaptative

% Affichage des résultats
figure
plot(r(1:max+1),'r');
title('Consigne (rouge) , Sortie (bleu)');
hold on;
plot(out(1:max+1),'b');
hold off;

```

```

grid

figure
plot(in(1:max),'g');
title('Commande (vert)');
grid

% Fin gpcad.m

%-----
% DIOPHANT.M
%
%
%           K. Pimenta, D. Dumur
%           2002
%
%-----

function [IF,G,IH]=diophant(A,B,N1,N2,Nu,na,nb)
%
%   [IF,G,IH]=diophant(A,B,N1,N2,Nu,na,nb)
%
% Cette fonction resout le systeme d equations diophantines
% suivant, en se basant sur le modele simplifie de commande :
%
%    $\delta^*A^*E_j + F_j*q^{-j} = 1$  (1)
% et  $G_j + H_j*q^{(-j)} = B^*E_j$  (2)
%
% pour  $N1 \leq j \leq N2$ 
%
% (1) est resolu par division polynomiale de  $q^j/\delta^*A =$ 
%  $= E_j*q^j + F_j/\delta^*A$ , fournissant les polynomes  $E_j$  et  $F_j$ .
% Ensuite la multiplication polynomiale de  $B^*E_j$  (2) est utilisee
% pour calculer les polynomes  $G_j$  et  $H_j$ .

```

```

%
% On suppose donne le modele simplifie A et B:
%      delta = 1 - q^-1
%      A = 1 + a1*q^-1 + a2*q^-2 + ... + ana*q^-na
%      B = b0 + b1*q^-1 + b2*q^-2 + ... + bnb*q^-nb
%
% A et B doivent avoir la forme de vecteurs lignes:
%      A = [1 a1 a2 ... ana]
%      B = [b0 b1 b2 ... bnb]
%
% La procedure fournit la matrice G et les vecteurs IF,IH, formes
% des polynomes Fj et Hj :
%      IF = [FN1,...,FN2]'
%      IH = [HN1,...,HN2]'
%      G = [g(i,j)]      N1 <= i <= N2 ; 1 <= j <= Nu
%
% g(i,j) sont les coefficients de la reponse indicielle du modele,
% N1 est l horizon de prediction inferieur sur la sortie,
% N2 est l horizon de prediction superieur sur la sortie,
% Nu est l horizon de prediction sur la commande.
%
Nmax = max(N2,Nu);
bigIF = zeros(Nmax,na+1);
bigG = zeros(Nmax);
bigIH = zeros(Nmax,nb);

deltaA = conv(A,[1 -1]);

for j = N1 : Nmax

    %---- division polynomiale ----
    qmatrix = eye(na+j+1);
    qpoly = qmatrix(1,:);
    [Ej,Fjnull] = deconv(qpoly,deltaA);

```

```

Fj = Fjnull(j+1:j+na+1);
bigIF(j,:) = Fj;

%---- multiplication polynomiale ----
gh = conv(B,Ej);
g = gh(1:j);
Hj = gh(j+1:nb+j);
bigG(j,1:j) = fliplr(g);
bigIH(j,:) = Hj;
end

IF = bigIF(N1:N2,:);
G = bigG(N1:N2,1:Nu);
IH = bigIH(N1:N2,:);

% fin Diophant.m

% RSTAD.M
%
% Synthèse RST utilisable pour la structure adaptative
%
%           K. Pimenta, D. Dumur
%           2002

function [R,S,T,q1,m1,Q,M]=rstad(IF,G,IH,N1,N2,Nu,lamda,nr,ns)

% [R,S,T,q1,m1,Q,M]=rstad(IF,G,IH,N1,N2,Nu,lamda,nr,ns)
%
% calcule les polynomes R, S et T de la loi de commande GPC.
%
% Ils sont obtenus par minimisation du critere quadratique GPC.
% La commande envoyee sur le systeme a chaque pas d echantillonnage

```

```

% provient alors de l equation aux differences:
%   S(q^-1)* delta(q^-1)* u(t) = -R(q^-1) * y(t) + T(q)* w(t)
%
% Les polynomes R, S et T ont la forme de vecteurs lignes:
%       R = ro + r1*q^-1 + r2*q^-2 + ... + rnr*q^-nr
%       S = so + s1*q^-1 + s2*q^-2 + ... + sns*q^-ns
%       T = to + t1*q^1 + t2*q^2 + ... + tN2*q^N2
%
% representes par :
%       R = [ro r1 r2 ... rnr]
%       S = [s0 s1 s2 ... sns]
%       T = [to t1 t2 ... tN2]
%
% avec degre(R)=degre(A), degre(S)=degre(B) et degre(T)=N2
%
% IF, G et IH proviennent de la resolution d equations diophantiennes
% (cf 'diophant.m').
%
% N1 est l horizon de prediction inferieur sur la sortie,
% N2 est l horizon de prediction superieur sur la sortie,
% Nu est l horizon de prediction sur la commande,
% lamda est un facteur de ponderation sur la commande.
%
%
% Pour une meilleure precision numerique, il est preferable
% de ne pas utiliser la commande 'inv' pour l inversion
% matricielle, mais plutot la division matricielle '\'.

Q = inv(G'*G + lamda*eye(Nu));
q1 = Q(1,1);

M = Q*G';
m1 = M(1,:);

M1IF = zeros(1,nr+1);

```

```
M1IH = zeros(1,ns);

for i = 1 : (N2-N1+1)
    M1IF = M1IF + m1(i)*IF(i,:);
    M1IH = M1IH + m1(i)*IH(i,:);
end

R = M1IF;
S = [1 M1IH];
T = [zeros(1,N1) m1];

%fin rstad.m
```

Anexo III - Mínimos Quadrados Recursivos

Lembrando que o critério de minimização é definido pela relação :

$$J_{LS}(\hat{\theta}, t) = \sum_{i=0}^t \left[\left[iP(i + N_2) - \hat{\theta}(t + N_2)' \Phi(i) \right]' \left[iP(i + N_2) - \hat{\theta}(t + N_2)' \Phi(i) \right] \right] \quad (\text{A-1})$$

onde $\hat{\theta}$ é o vetor dos parâmetros do regulador. A derivada analítica $\partial J_{LS}(\hat{\theta}, t) / \partial \hat{\theta} \equiv 0$ fornece a solução ao senso de mínimos quadrados :

$$\hat{\theta}(t + N_2) = \left[\sum_{i=0}^t [\Phi(i)\Phi(i)'] \right]^{-1} \sum_{i=0}^t \Phi(i) iP(i + N_2)' \quad (\text{A-2})$$

Portanto, a solução da equação A-2 requer a inversão da matriz do ganho de adaptação:

$$\Gamma(t) = \left[\sum_{i=0}^t \Phi(i)\Phi(i)' \right]^{-1} \quad (\text{A-3})$$

Considera-se então $\hat{\theta}(t + N_2 - 1)$ a estimação dos parâmetros obtidos a partir de todos os dados até o instante $(t - 1)$ utilizando o método dos mínimos quadrados não recursivo. Assim :

$$\hat{\theta}(t + N_2 - 1) = \left[\sum_{i=0}^{t-1} [\Phi(i)\Phi(i)'] \right]^{-1} \sum_{i=0}^{t-1} \Phi(i) iP(i + N_2)' \quad (\text{A-4})$$

Fazendo $M_{mc}(t-1) = \left[\sum_{i=0}^{t-1} [\Phi(i)\Phi(i)'] \right] = \Gamma(t-1)^{-1}$ e $\nu(t-1) = \sum_{i=0}^{t-1} \Phi(i)iP(i+N_2)'$, de maneira que a relação da equação A-4 se torne :

$$\hat{\theta}(t+N_2-1) = M_{mc}^{-1}(t-1)\nu(t-1) \quad (\text{A-5})$$

Quando no instante t encontra uma nova medição $iP(t)$, é necessário modificar $\hat{\theta}$ para levar em conta esta nova informação. O objetivo consiste em escrever $\hat{\theta}(t+N_2)$ sob uma forma recursiva. Seja então, de acordo com as anotações anteriores :

$$\hat{\theta}(t+N_2) = M_{mc}^{-1}(t)\nu(t) \quad (\text{A-6})$$

com : $M_{mc}(t) = M_{mc}(t-1) + \Phi(t)\Phi(t)'$

$$\nu(t) = \nu(t-1) + \Phi(t)iP(t+N_2)'$$

Expressamos agora $\hat{\theta}(t+N_2)$ em função de $\hat{\theta}(t+N_2-1)$, em substituição $M_{mc}(t)$ por sua expressão em função de $M_{mc}(t-1)$. Este desenvolvimento dado por :

$$M_{mc}(t)\hat{\theta}(t) = \nu(t) = \nu(t-1) + \Phi(t)iP(t+N_2)'$$

$$\text{Seja : } \hat{\theta}(t+N_2) = M_{mc}^{-1}(t)[M_{mc}(t-1)\hat{\theta}(t+N_2-1) + \Phi(t)iP(t+N_2)']$$

$$\text{Onde : } \hat{\theta}(t+N_2) = M_{mc}^{-1}(t)[(M_{mc}(t) - \Phi(t)\Phi(t)')\hat{\theta}(t+N_2-1) + \Phi(t)iP(t+N_2)']$$

$$\text{Então : } \hat{\theta}(t+N_2) = \hat{\theta}(t+N_2-1) + M_{mc}^{-1}(t)\Phi(t)[iP(t+N_2) - \hat{\theta}(t+N_2-1)'\Phi(t)'] \quad (\text{A-7})$$

A relação A-7 faz aparecer os termos a seguir :

A performance esperada $iP_w(t)$:

$$iP_w(t + N_2) = \hat{\theta}(t + N_2 - 1)' \Phi(t)$$

O erro de predição :

$$e_f(t + N_2) = iP(t + N_2) - \hat{\theta}(t + N_2 - 1)' \Phi(t)$$

O termo de correção de uma medição sobre outra :

$$K(t) = M_{mc}^{-1}(t) \Phi(t)$$

A relação A-7 é escrita finalmente sob uma forma sintética e com as anotações precedentes :

$$\hat{\theta}(t + N_2) = \hat{\theta}(t + N_2 - 1) + K(t) e_f(t + N_2)' \tag{A-8}$$

e implica que os parâmetros não variam efetivamente quando o erro de predição é nulo. Este algoritmo leva neste momento à inversão da matriz $M_{mc}(t)$ a cada instante de medição. Isto pode evitar a utilização do lema de inversão matricial :

$$[A + BCD]^{-1} = A^{-1} - A^{-1}B[C^{-1} + DA^{-1}B]^{-1}DA^{-1} \tag{A-9}$$

onde se supõe a inversão das matrizes consideradas. Assumimos como definição do ganho de adaptação $\Gamma(t)$ a A-3 :

$$\Gamma(t) = M_{mc}^{-1}(t) = (M_{mc}(t-1) + \Phi(t)\Phi(t)')^{-1}$$

É suficiente então presumir $A = M_{mc}(t-1) = \Gamma^{-1}(t-1)$, $B = \Phi(t)$, $C = I$ e $D = \Phi(t)'$ por dedução do lema de inversão da equação A-9 a relação :

$$\Gamma(t) = \Gamma(t-1) - \frac{\Gamma(t-1)\Phi(t)\Phi(t)'\Gamma(t-1)}{1 + \Phi(t)'\Gamma(t-1)\Phi(t)}$$

O interesse desta nova formula é, então, substituir a inversão matricial por um escalar muito menos problemático.

Concluindo, considerando todas as relações anteriores, uma interação de mínimos quadrados recursivos é dividido da seguinte forma :

Atualização do ganho de adaptação :

$$\Gamma(t) = \Gamma(t-1) - \frac{\Gamma(t-1)\Phi(t)\Phi(t)'\Gamma(t-1)}{1 + \Phi(t)'\Gamma(t-1)\Phi(t)}$$

Cálculo do erro de performance:

$$\begin{aligned} e_f(t + N_2) &= iP(t + N_2) - iPw(t + N_2) \\ &= [iP(t + N_2) - \hat{\theta}(t + N_2 - 1)'\Phi(t)] \end{aligned}$$

Atualização do vetor de parâmetros do regulador :

$$\hat{\theta}(t + N_2) = \hat{\theta}(t + N_2 - 1) + \Gamma(t)\Phi(t)e_{\mathbf{f}}(t + N_2)'$$

Anexo IV - Artigos

RAAD'2001 – 10^o International Workshop on Robotics in Alpe-Adria-Danube Region - Maio de 2001 – Vienna – Austria

Control of Robotic Joints Using Techniques of Generalized Predictive Control (GPC)

K. B. Pimenta, J. M. Rosário, D. Dumur and J. P. de Souza

ASIAR'2001 – Second Asian Symposium on Industrial Robotics and Automation - Maio de 2001 – Bangkok - Thailand

The Using Techniques of Generalized Predictive Control (GPC) Applied on Control of Robotic Joints

K. B. Pimenta and J. M. Rosário

MEDICON'2001 – IX Mediterranean Conference on Medical & Biological Engineering & Computing - Junho de 2001 – Croatia

Modelling, Simulation and Implementation of an Anthropomorphic Manipulator

K. B. Pimenta, J.M. Rosário, E. R. Cassemiro and H. A. Hermini

DINCON 2002 – 1^a. Escola Temática de Dinâmica e Controle (Dincon 2002) da SBMAC - 29 de Julho à 02 de Agosto de 2002 UNESP - São José do Rio Preto - SP, Brazil

Aplicação das Técnicas de Controle Preditivo Generalizado (GPC) no Controle de juntas Robóticas

K. B. Pimenta, J. M. Rosário and D. Dumur

IV SIMMEC – Symposium “Mineiro” of Mechanic Computational - Maio de 2000 – Uberlândia – MG – Brasil

Selection of actuators for “acionamento” de joint robotics e prostheses anthropomorphic using the applicative matemática

N.C.da Silva, J.M. Rosário and K.B. Pimenta

XIII Automatic Brazilian Congress – CBA 2000 - Setembro de 2000 – Florianópolis – SC – Brasil

Dynamic modelling adapted process de selection of actuators of joint for “dispositifs ” with bloc cinematic robotic anthropomorphic

N.C.da Silva, J.M. Rosário, K. B. Pimenta, E. R. Cassemiro and C. R. E. Lima

TELEC 2000 – International Conference - FiE 2000 - Julho de 2000 – Santiago de Cuba – Cuba

Simulation of the cinematic and dynamic model for anthropomorphic articulations

N.C.da Silva, J.M. Rosário, K. B. Pimenta and E. R. Cassemiro

ISIE 2003 – 2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics - June 9-12, 2003, Rio de Janeiro, Brazil

Application of Direct Adaptive Generalized Predictive Control (GPCAD) to a Robotic Joint

K. B. Pimenta, J. M. Rosário and D. Dumur

COBEM 2003 - 17th edition of the International Congress of Mechanical Engineering – São Paulo, Brasil, 10-14 November, 2003

Application of Direct Adaptive Generalized Predictive Control (GPCAD) to a Robotic Joint

K. B. Pimenta, J. M. Rosário and D. Dumur

ICAR 2003 - 11th International Conference on Advanced Robotics – Coimbra, Portugal, 30 June -31 July, 2003

Application of Direct Adaptive Generalized Predictive Control (GPCAD) on Control of Robotic Joints

K. B. Pimenta, J. M. Rosário and D. Dumur

Anexo V – Artigo mais relevante

ISIE 2003 – 2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics - June 9-12, 2003,
Rio de Janeiro, Brazil

**Application of Direct Adaptive Generalized Predictive Control (GPCAD) to a
Robotic Joint**

K. B. Pimenta, J. M. Rosário and D. Dumur