

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
Escola de Engenharia de São Carlos

Controle Robusto de Força
de Atuadores Elásticos em Série
Aplicados em Exoesqueletos para
Membros Inferiores

Cleiton Caltran

São Carlos - SP

CLEITON CALTRAN

**CONTROLE ROBUSTO
DE FORÇA DE ATUADORES
ELÁSTICOS EM SÉRIE APLICADOS
EM EXOESQUELETOS PARA
MEMBROS INFERIORES**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
à Escola de Engenharia de São Carlos, da
Universidade de São Paulo

Curso de Engenharia Elétrica com ênfase em
Eletrônica

ORIENTADOR: Prof.º Dr. Adriano Almeida Gonçalves Siqueira

São Carlos

2011

AUTORIZO A REPRODUÇÃO E DIVULGAÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica preparada pela Seção de Tratamento
da Informação do Serviço de Biblioteca – EESC/USP

Caltran, Cleiton.
C166c Controle robusto de força de atuadores elásticos em
série aplicados em exoesqueletos para membros inferiores.
/ Cleiton Caltran ; orientador Adriano Almeida Gonçalves
Siqueira -- São Carlos, 2011.

Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com ênfase
em Eletrônica) -- Escola de Engenharia de São Carlos da
Universidade de São Paulo, 2011.

1. Controle robusto. 2. Controle de força. 3. Atuadores
elásticos em série. 4. Exoesqueletos para membros
inferiores. 5. Órteses ativas. Título.

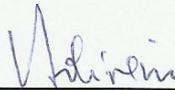
FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Cleiton Caltran

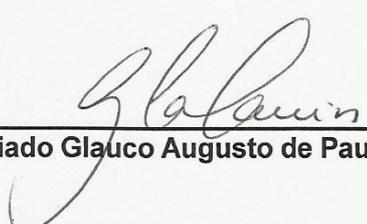
Título: "Controle Robusto de Força de Atuadores Elásticos em Série Aplicados em Exoesqueletos para Membros Inferiores"

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 23 / 11 / 2011,

com NOTA 9,0 (NOVE, ZERO), pela comissão julgadora:



Profa. Titular Vilma Alves de Oliveira - EESC/USP



Prof. Associado Glauco Augusto de Paula Caurin - EESC/USP



Prof. Associado Homero Schiabel
Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica
EESC/USP

Dedicatória

Dedico este trabalho aos meus pais Valdecir e Geny, os quais me deram apoio incondicional em qualquer circunstância durante o período de minha graduação, à minha irmã Vanessa por seu carinho e atenção e à minha namorada Jéssica por estar presente com seu amor em cada momento de minha vida.

Agradecimentos

Em primeiro lugar a Deus por derramar tantas graças em minha vida, por me conceder saúde e paz, e a Jesus Cristo, nosso Senhor, por iluminar meu caminho e conduzir meus passos.

A toda minha família que sempre me apoiou e incentivou durante essa difícil, mas recompensadora, caminhada da graduação, especialmente à minha mãe, meu valioso exemplo de vida, que me fortalece nos momentos difíceis e que empresta seu sorriso em minhas tantas alegrias.

À minha namorada Jéssica por fazer parte da minha vida, compartilhando meus sonhos e fazendo com que cada momento seja especial.

Ao Prof^o Adriano Almeida Gonçalves Siqueira pela sua orientação, paciência e amizade ao longo desses últimos anos.

Aos colegas do Laboratório de Mecatrônica, especialmente ao Bruno Jardim, à Luíza e ao Wilian que contribuíram para que esse trabalho fosse concretizado.

Aos meus amigos e colegas da graduação pelas experiências compartilhadas ao longo desses cinco anos. Ao Bruno por oferecer sua valiosa amizade e seu bom humor; ao Gabriel, Guilherme, Job, Juliano e Stenio pela divertida convivência.

Resumo

Este trabalho trata do controle robusto de força de atuadores elásticos em série (AES). Esse tipo de atuador tem sido atualmente empregado em diversos dispositivos robóticos, especialmente em órteses ativas e exoesqueletos para membros inferiores. Por meio do controle da interface entre o atuador e a carga, os AES fornecem várias vantagens em relação a atuadores tradicionais utilizados em aplicações de controle de força, como por exemplo, absorção de impacto, baixo atrito e possibilidade de armazenamento de energia, dentre outras. Além disso, o problema de controle de força pode ser tratado como um problema de controle de posição, em função da deformação do elemento elástico presente no atuador. Assim, esse trabalho aborda o desenvolvimento de um controlador robusto de impedância com critério \mathcal{H}_∞ , o qual leva em consideração as dinâmicas não modeladas e as incertezas paramétricas do modelo, atuando também na rejeição de perturbações na entrada da planta. O projeto do controlador é baseado na função de resposta em frequência (FRF) do atuador e os resultados obtidos mostram o bom desempenho do controlador.

Palavras-chave: Controle robusto, controle de força, atuadores elásticos em série, exoesqueletos para membros inferiores, órteses ativas.

Abstract

This work deals with robust force control of series elastic actuators (SEA). This kind of actuator has been applied to several robot devices recently, especially in active orthosis and lower-limb exoskeletons. With the control of the interface between the actuator and the load, SEA provide several advantages in relation to traditional actuators used in force control applications, such as, shock tolerance, low friction and possibility of energy storage, among others. In addition, the problem of force control can be seen as a position control one, because of the compression of the elastic element in the actuator. Thus, this work concerns the development of a robust impedance controller with \mathcal{H}_∞ criterion, which takes into account non-modeled dynamics and parametric uncertainties of the model, also acting in disturbance rejection in the actuator. The controller design is based on the frequency response function (FRF) of the actuator and the results obtained show the good performance of the controller.

Keywords: Robust control, force control, series elastic actuators, lower-limb exoskeletons, active orthosis.

Sumário

LISTA DE ABREVIATURAS	XI
LISTA DE TABELAS	XII
LISTA DE FIGURAS	XIII
CAPÍTULO 1: INTRODUÇÃO	1
1.1. CONTEXTUALIZAÇÃO.....	1
1.2. OBJETIVOS	2
1.3. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	2
CAPÍTULO 2: REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	3
2.1. EXOESQUELETOS PARA MEMBROS INFERIORES	3
2.2. ATUADORES ELÁSTICOS EM SÉRIE.....	7
2.3. CONTROLADORES DE FORÇA UTILIZADOS EM AES	10
CAPÍTULO 3: PROJETO DO EXOESQUELETO PARA MEMBROS INFERIORES	13
3.1. CONSTRUÇÃO DO EXOESQUELETO	13
3.2. DESENVOLVIMENTO DO AES	14
3.3. MODELAGEM DO ATUADOR.....	15
3.3.1. Análise dos parâmetros do modelo	16
CAPÍTULO 4: CONTROLE ROBUSTO COM CRITÉRIO \mathcal{H}_∞.....	17
4.1. ESTRUTURA DO CONTROLADOR ROBUSTO.....	17
CAPÍTULO 5: FUNÇÃO RESPOSTA EM FREQUÊNCIA	20
5.1. CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	20
5.2. MÉTODO UTILIZADO PARA OBTENÇÃO DA FRF DO ATUADOR.....	21
5.2.1. Obtenção dos estimadores H_1 e H_2	21

5.2.2. Funções Correlação e Autocorrelação	22
5.3. FUNÇÃO RESPOSTA EM FREQUÊNCIA ESTIMADA	22
5.3.1. Função de transferência encontrada para o AES	26
CAPÍTULO 6: PROJETO DO CONTROLADOR ROBUSTO E RESULTADOS OBTIDOS	27
6.1. CONTROLADOR ROBUSTO PROJETADO.....	27
6.2. RESULTADOS OBTIDOS E DISCUSSÃO.....	29
CAPÍTULO 7: CONCLUSÕES	33
REFERÊNCIAS	34
APÊNDICE A – FUNÇÕES UTILIZADAS DO MATLAB PARA O LEVANTAMENTO DA FRF	36

Lista de Abreviaturas

AES: Atuador(es) Elástico(s) em Série

FRF: Função de Resposta em Frequência

LTI: *linear time invariant*

MIMO: *Multiple-Input Multiple-Output*

SISO: *Single-Input Single-Output*

OTPA: Órtese Tornozelo-Pé Ativa

PI: Controlador Proporcional-Integral

PID: Controlador Proporcional-Integral-Derivativo

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Parâmetros utilizados nas funções de ponderação	28
Tabela 2 – Parâmetros utilizados no sinal de perturbação	31

Lista de Figuras

Figura 1 – Exoesqueleto BLEEX.	4
Figura 2 – Exoesqueleto XOS.....	5
Figura 3 – Exoesqueleto HAL-5.	6
Figura 4 – Exoesqueleto RoboKnee.	6
Figura 5 – Órtese Tornozelo-Pé.	7
Figura 6 – Estrutura básica de um AES.....	10
Figura 7 – Esquema de controle de força com PID e termos de compensação, fonte: Pratt et al. (1995).	11
Figura 8 – Estrutura de controle de impedância com malha interna de velocidade, fonte: Vallery et al. (2007).....	12
Figura 9 – Órtese adquirida para o projeto (esquerda) e projeto do exoesqueleto para membros inferiores (direita).....	13
Figura 10 – Órtese Tornozelo-Pé Ativa.....	14
Figura 11 – Componentes do AES.	15
Figura 12 – Diagrama de blocos da estrutura de controle robusto.....	17
Figura 13 – Diagrama de blocos para a obtenção dos estimadores $H1$ e $H2$	21
Figura 14 – Atuador construído para a realização do trabalho.	23
Figura 15 – Sinal de excitação aplicado: onda <i>Chirp</i>	23
Figura 16 – Sinal de excitação aplicado e resposta do atuador.....	24
Figura 17 – Resposta dos estimadores obtidos.	25
Figura 18 – Função coerência ordinária.	25
Figura 19 – Função de transferência encontrada para o AES.....	26
Figura 20 – Função sensibilidade versus We^{-1}	28
Figura 21 – $K(s)S(s)$ versus Wu^{-1}	29

Figura 22 – Resposta em frequência em malha fechada com controladores robusto e PID.....	30
Figura 23 – Resposta ao degrau em malha fechada utilizando controladores robusto e PID.....	30
Figura 24 – Sinal de perturbação externo aplicado na planta.	31
Figura 25 – Resposta em malha fechada do sistema com controlador robusto e PID com relação à entrada de perturbação aplicada na planta.	32

CAPÍTULO 1: INTRODUÇÃO

1.1. Contextualização

A rotina diária de atividades humanas é caracterizada pela capacidade do indivíduo em produzir e sustentar uma ampla variedade de padrões de movimento, bem como pela habilidade em mudar intencionalmente tais padrões, conforme as demandas do contexto. A utilização de dispositivos robóticos e inteligentes no auxílio de pessoas deficientes e idosas vem aumentando a cada ano. Dentre os mais promissores destes dispositivos estão os exoesqueletos para membros inferiores, que auxiliam o caminhar dando suporte, proteção e gerando forças necessárias para o movimento. Porém os avanços nesta área para pacientes com paralisia total de membros inferiores ainda deixa a desejar, pois nenhum dos dispositivos atuais confere autonomia e segurança ao usuário.

Com relação à segurança do paciente, a característica mais importante para o controlador é a incerteza do contato físico. A estabilidade da maioria dos robôs, que consideram apenas o controle de posição, é vulnerável quando em contato com objetos de dinâmica desconhecida, (RODERICK; CARIGNAN, 2005). O uso de controladores de impedância, proposto inicialmente por Hogan (1985), pode contornar este tipo de problema mesmo em casos de contatos ocorridos de forma inadvertida. A impedância mecânica de um sistema robótico pode ser entendida como o tipo de resistência que o robô oferece ao paciente quando ambos estão em contato. Pode-se, por exemplo, caracterizar o comportamento do robô como se este representasse uma mola com uma baixa rigidez, ou seja, com baixa impedância. Se o paciente tentar movimentar o robô, este não impedirá o movimento. Como neste caso a posição do robô não está sendo diretamente controlada (controla-se o comportamento da interface), instabilidades de movimento referentes à incerteza do contato não são observadas, garantindo a segurança necessária ao paciente.

Além disso, o controle de impedância também pode ser utilizado para impor uma resistência controlada ao movimento do paciente, buscando o fortalecimento dos músculos trabalhados, ou em certos casos, auxiliando o paciente a realizar o movimento quando este não tem condições próprias de fazê-lo ou sua movimentação é descoordenada.

Para a implementação do controle de força e impedância, atuadores elásticos em série têm sido aplicados em exoesqueletos devido às suas características apropriadas, dentre as quais: absorção de impactos, baixo atrito e facilidade de controle de sua impedância.

1.2. Objetivos

Este trabalho tem como objetivo desenvolver e aplicar um controlador robusto de força para um atuador elástico em série, idealizado para ser utilizado em um exoesqueleto para membros inferiores. Para tanto, deve-se obter um modelo dinâmico do atuador analiticamente e também experimentalmente, para que as incertezas do modelo possam ser levadas em consideração na obtenção do controlador. Utilizando-se a técnica de controle \mathcal{H}_∞ um controlador de força para o AES é então projetado com base na função de transferência obtida.

1.3. Organização do trabalho

A monografia está organizada da seguinte maneira:

- No Capítulo 2 é apresentada uma revisão bibliográfica sobre os assuntos pertinentes ao projeto: exoesqueletos para membros inferiores, atuadores elásticos em série e controladores de força e impedância utilizados;
- No Capítulo 3 é apresentado o projeto do exoesqueleto para membros inferiores considerado nesse trabalho, o atuador elástico em série desenvolvido para o robô e sua modelagem;
- O Capítulo 4 mostra a estrutura do controlador robusto utilizado e apresenta o projeto para a obtenção do controlador com critério \mathcal{H}_∞ ;
- No Capítulo 5 a metodologia utilizada para o levantamento experimental do modelo do atuador elástico em série é apresentada, bem como os resultados obtidos do levantamento da função resposta em frequência do atuador;
- No Capítulo 6 são apresentados e discutidos os resultados obtidos do controle robusto de força;
- As conclusões do trabalho são apresentadas no Capítulo 7.

CAPÍTULO 2: REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica dos assuntos fundamentais tratados no trabalho. Assim, temas como exoesqueletos para membros inferiores, atuadores elásticos em série e controle de força e impedância são abordados a seguir.

2.1. Exoesqueletos para membros inferiores

Nos últimos anos tem sido notável o avanço tecnológico ocorrido no campo da robótica. As aplicações envolvendo robôs rapidamente se expandiram dos clássicos robôs industriais que executavam tarefas repetitivas para o domínio de interação com o ser humano, (MOHAMMED; AMIRAT, 2009).

Por outro lado, a população mundial está envelhecendo e estimativas apontam que cerca de 35% da população terá mais que 65 anos em 2050, (MOHAMMED; AMIRAT, 2009, DELLON; MATSUOKA, 2007). Esse fato certamente exigirá que novas maneiras de assistência e atenção à saúde da população mais idosa sejam eficientemente desenvolvidas.

Tendo em vista esses fatores, torna-se claro que a necessidade por dispositivos robóticos que forneçam assistência a essa população se faz presente. Dentro desse cenário, o desenvolvimento de exoesqueletos e órteses ativas ganha destaque em função dos potenciais benefícios que esses dispositivos podem gerar.

Atualmente, vários centros de pesquisa ao redor do mundo têm apresentado suas soluções, as quais contemplam tanto a área de reabilitação de pacientes com deficiências motoras e assistência à população idosa, quanto à área militar, em que os esforços estão concentrados em fornecer aumento de força e resistência aos soldados.

De acordo com Herr (2009), exoesqueletos e órteses são definidos como dispositivos mecânicos que são essencialmente antropomórficos por natureza, são “vestidos” por um operador e se ajustam ao corpo, operando de acordo com os movimentos do operador. O autor ainda afirma que o termo “exoesqueleto” é usado para descrever um dispositivo que aumenta o desempenho de um usuário sem deficiências de locomoção, enquanto o termo “órtese” é tipicamente utilizado para fornecer assistência a uma pessoa com uma patologia nos membros.

Em vista da potencialidade desses dispositivos robóticos, Dellon e Matsuoka (2007) acreditam que órteses e exoesqueletos fornecerão destreza e movimento natural aos seus usuários, bem como auxiliar o processo de reabilitação além das habilidades dos profissionais da área.

No entanto, para que a utilização desses dispositivos robóticos promova um ganho efetivo para seus usuários vários desafios em diversas áreas devem ser solucionados, como por exemplo, a eficiência energética, o tamanho e peso excessivos dos dispositivos atuais, a portabilidade e segurança na utilização. Dentre os mais promissores exoesqueletos já construídos na atualidade estão o BLEEX, XOS e HAL-5.

O BLEEX, do inglês *Berkeley Lower Extremity Exoskeleton*, Figura 1, foi desenvolvido na Universidade da Califórnia com o objetivo de aumentar a força e a resistência do usuário, (KAZEROONI; STEGER, 2006). O dispositivo foi particularmente projetado para que o usuário possa levar pesadas cargas em suas costas, podendo assim ser utilizados por soldados, bombeiros e socorristas que atuam em situações de emergência. Basicamente o exoesqueleto é dividido em três partes: duas pernas robóticas atuadas, uma unidade de processamento e de potência e uma mochila. A unidade de potência consiste de uma fonte híbrida que alimenta o sistema hidráulico de atuação das pernas e uma fonte elétrica para alimentar a unidade de processamento e o algoritmo de controle é baseado em diversas medidas provindas do exoesqueleto.



Figura 1 – Exoesqueleto BLEEX.

A *Sarcos Research Corporation (SRC)* desenvolveu o exoesqueleto XOS, mostrado na Figura 2, que também tem o objetivo de permitir que seu usuário seja capaz de transportar cargas pesadas com o mínimo esforço possível (JACOBSEN, 2007). O exoesqueleto possui 30 graus de liberdade atuados e é controlado utilizando-se transdutores do tipo força-momento localizados em várias partes do robô. De acordo com a empresa fabricante, o exoesqueleto é capaz de caminhar a 5,6 km/h com uma carga de 68 kg, subir um plano inclinado carregando uma carga de 45 kg e consumir menos do que 6,5 kg de combustível para viajar 100 km em terreno plano.



Figura 2 – Exoesqueleto XOS.

Já o exoesqueleto HAL-5, do inglês *Hybrid Assitive Limb*, Figura 3, desenvolvido pela empresa japonesa *Cyberdyne*, utiliza-se de motores elétricos e baseia-se em sinais de EMG do usuário, identificando sua intenção a fim de controlar os motores das juntas do robô, (KAWAMOTO; SANKAI, 2005). No sentido de diminuir seu esforço computacional, o dispositivo possui algumas funções pré-estabelecidas, como levantar de uma cadeira, caminhar, subir e descer escadas e sustentar objetos pesados. Com um peso aproximado de 23 kg, é esperado que o exoesqueleto seja aplicado em reabilitação e apoio a treinos físicos, além de ser empregado em tarefas de resgate em locais de difícil acesso.



Figura 3 – Exoesqueleto HAL-5.

No que se refere a exoesqueletos para membros inferiores e órteses ativas, algumas soluções com diferentes características têm sido apresentadas. Em Pratt, Krupp e Morse (2004) é apresentada a construção de um exoesqueleto denominado *RoboKnee*, o qual atua na junta do joelho, determinando a intenção do usuário através das forças de reação do solo e da posição da junta do joelho, aplicando forças somente quando necessário. Para garantir baixa impedância ao usuário e aplicação de força apropriada, atuadores elásticos em série são utilizados para o acionamento do dispositivo. O exoesqueleto é mostrado na Figura 4.



Figura 4 – Exoesqueleto RoboKnee.

Em Blaya e Herr (2004) é apresentado o desenvolvimento de uma órtese tornozelo-pé, projetada para auxiliar na reabilitação de pessoas com problemas de locomoção, resultante de acidentes vasculares, esclerose múltipla ou paralisia cerebral, por exemplo. A órtese, mostrada na Figura 5, é também atuada por atuadores elásticos em série, os quais são controlados em função da força de reação do solo e da informação de sensores que fornecem posição angular. Dessa forma, a impedância do tornozelo é variada de acordo com a fase da marcha, sustentação e de balanço.

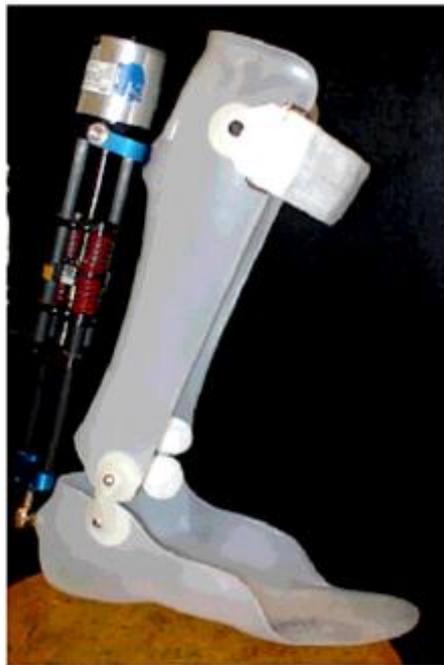


Figura 5 – Órtese Tornozelo-Pé.

2.2. Atuadores elásticos em série

Tradicionalmente, a interface entre um atuador e sua carga tem sido maximizada e, existe uma série de fatores que justificam essa premissa. Segundo Pratt et al. (1995), a rigidez aumenta a precisão, a estabilidade e a largura de banda para aplicações de controle de posição. Mesmo quando posicionamento em malha aberta ou realimentação é utilizado, a rigidez aumentada da interface minimiza erros de posição, ainda que o sistema esteja sujeito a perturbações na carga.

Além disso, nos sistemas realimentados em que o sensor de posição é colocado do lado da carga em relação à interface com o atuador, a alta rigidez não só diminui o deslocamento necessário do atuador em resposta a variações na carga, mas também aumenta a frequência de ressonância do motor. Conseqüentemente, interfaces mais rígidas permitem que a largura de banda do laço de realimentação do controle de posição seja aumentada sem comprometer a estabilidade.

Entretanto, atuadores que possuem alta rigidez em sua interface com a carga também apresentam algumas desvantagens que os tornam inaceitáveis em determinadas aplicações. A maioria das máquinas elétricas apresenta uma pobre densidade de torque, ou seja, somente apresentam alto torque para baixas velocidades, e dessa maneira, desenvolvem alta potência apenas em baixas velocidades. Para resolver o problema, caixas de redução podem ser utilizadas, entretanto, a introdução de engrenagens no atuador introduz atrito, ondulação no torque da máquina e ruído, além de, mecanicamente, fragilizar o sistema.

Em Pratt e Krupp (2004) é realizada uma avaliação das tecnologias usualmente empregadas para aplicações de controle de força. Os autores descrevem cinco tipos de atuadores e estratégias de controle: controle por corrente com atuação direta; controle por corrente com atuadores com caixas de redução; controle por corrente com cabos de transmissão com baixo atrito; células de carga com realimentação de força; e controle por pressão de fluidos.

Em um atuador com atuação direta, motores de alta qualidade são conectados à carga, sendo que o torque de saída é precisamente controlado usando a relação entre o torque e a corrente do motor. Porém, para compensar a baixa densidade de torque, as máquinas são especificadas com uma capacidade de potência muito maior que a realmente necessária, resultando em um projeto caro e inaceitável.

Como uma alternativa à atuação direta, motores mais leves e menores podem ser usados em aplicações que exigem alto torque se uma caixa de redução é utilizada. Por outro lado, o fato de introduzir engrenagens no sistema tem algumas desvantagens, tais como o atrito introduzido e o aumento da inércia refletida da saída da caixa de redução. Assim, o sistema resultante é extremamente pobre em fidelidade de força.

A introdução de cabos de transmissão no lugar da convencional caixa de transmissão implica em significativas melhorias nos atuadores. Cabos de transmissão têm baixo atrito e sua dinâmica é linear e fácil para modelar. A principal desvantagem desse tipo de acionamento é a utilização de grandes polias necessárias para obter uma razão de transmissão significativa.

No sentido de eliminar as desvantagens existentes nos sistemas de atuação anteriormente descritos, uma célula de carga e um algoritmo de controle em malha fechada podem ser utilizados. A célula de carga mede a força aplicada pelo atuador na carga, o controlador corrige o erro encontrado entre a força desejada e aquela aplicada na carga. Apesar desse tipo de atuador apresentar alta fidelidade de força e baixa impedância, tem alguns pontos fracos. Assim, uma célula de carga rígida pode acarretar problemas de estabilidade. Mesmo um movimento levemente linear causará leituras de força extremamente altas na célula. Se o controlador tiver alto ganho, irá rapidamente colocar o atuador fora da carga, fazendo a amplitude da força cair abruptamente. Dessa maneira, o controlador deveria ter baixos ganhos, o que comprometeria o desempenho do atuador quando pequenas forças fossem aplicadas.

Diferentemente de atuadores elétricos que podem realizar controle de força controlando a corrente do motor, sistemas hidráulicos e pneumáticos podem controlar a força através da pressão. Em ambos os tipos, o atrito do fluido pode significativamente comprometer a capacidade de produzir pequenas forças. Além disso, sistemas pneumáticos sofrem de baixa densidade de potência. Já os atuadores hidráulicos geralmente têm alta impedância devido ao atrito e à grande inércia do fluido. Apesar da resposta não linear e da histerese, atuadores hidráulicos e pneumáticos podem fornecer uma resposta adequada e tão rápida quanto as dos atuadores elétricos, no entanto, não são uma boa escolha para determinadas aplicações que exigem mobilidade ou onde o espaço é reduzido.

De acordo com Pratt et al. (1995), a introdução de elasticidade em série com o motor pode resolver muitos dos problemas anteriormente expostos. A estrutura básica de um atuador elástico em série (AES) pode ser vista na Figura 6.

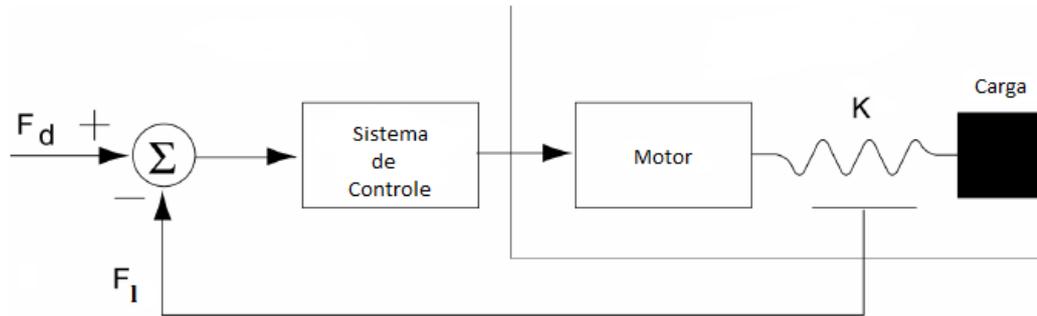


Figura 6 – Estrutura básica de um AES.

No AES, uma mola é colocada entre o motor, que pode ser elétrico, hidráulico e pneumático, e a carga. Assim, medindo-se a deformação da mola, a força aplicada na carga pode ser calculada utilizando-se a Lei de Hooke. Utilizando-se um controlador o erro existente entre a força desejada e aquela que está sendo aplicada na carga é corrigido.

Várias vantagens são citadas por Pratt e Krupp (2004) em relação ao uso de AES. As principais são: baixa impedância, alta tolerância a choques, fidelidade na transmissão de força, a estabilidade para o controle de força é aumentada, energia pode ser armazenada na mola e posteriormente reutilizada, dentre outras.

Além disso, a elasticidade em série transforma o problema de controle de força em um problema de controle de posição, o que melhora a precisão da força aplicada. Ainda segundo Pratt et al. (1995), o aumento da elasticidade em série faz com que um controle estável de força seja mais fácil de alcançar.

Em vista de todos os benefícios presentes em AES, esse tipo de atuador tem sido utilizado em vários sistemas, especialmente aqueles que interagem com ambientes desconhecidos. Alguns exemplos são robôs com pernas caminhando em terrenos acidentados, braços robóticos interagindo com pessoas, exoesqueletos utilizados para aumento de resistência e força e suspensões adaptativas, (PRATT; KRUPP, 2004).

2.3. Controladores de força utilizados em AES

O controle de robôs que interagem com o ser humano deve, além de ser estável e atender aos requisitos de desempenho, ser seguro ao operador. As técnicas de controle para

atuadores cujas interfaces com a carga são rígidas estão atualmente bem desenvolvidas, porém o controle de AES, os quais têm sido recentemente utilizados em pesquisas com exoesqueletos e órteses ativas, ainda precisa ser melhor investigado, atendendo assim tanto aos critérios de desempenho e robustez quanto ao nível de segurança proporcionada ao paciente que utiliza esses tipos de dispositivos robóticos.

O controle de força de atuadores elásticos em série é, geralmente, realizado utilizando técnicas lineares e convencionais. A primeira proposta de controlador para um AES foi idealizada por Pratt et al. (1995), os quais propuseram uma técnica linear em malha fechada utilizando um controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID) com alguns termos de compensação na malha direta. O esquema proposto pode ser visto na Figura 7, na qual é possível verificar os três termos de compensação. O termo F_d refere-se à força desejada para ser aplicada na carga, enquanto o termo $\frac{M_m}{K_s}s^2$ serve como compensação da força necessária para acelerar a massa do motor a fim de causar a deformação da mola, ao passo que o termo $K_b M_m s^2$ compensa a força requerida para acelerar o motor e provocar o movimento da carga.

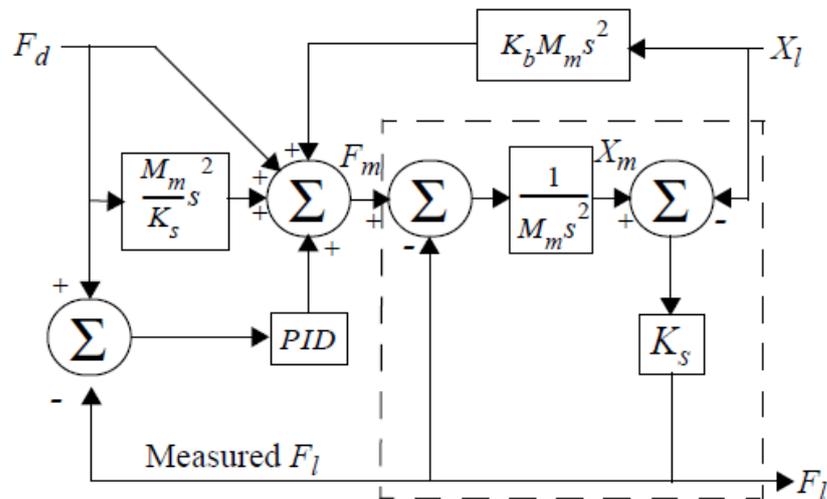


Figura 7 – Esquema de controle de força com PID e termos de compensação, fonte: Pratt et al. (1995).

Em Pratt et al. (2004) um esquema de controle com dois laços de realimentação, sendo um externo para o controle de impedância e outro interno voltado para o controle da força do atuador, é apresentado. Apesar de ser obtido um torque desejado, o laço externo de impedância controla a impedância virtual e amortecimento do laço interno, sendo o

CAPÍTULO 3: PROJETO DO EXOESQUELETO PARA MEMBROS INFERIORES

O exoesqueleto para membros inferiores considerado nesse trabalho está sendo desenvolvido no Laboratório de Mecatrônica da Escola de Engenharia de São Carlos, (GOMES; SILVEIRA; SIQUEIRA, 2011). Tanto o projeto do robô quanto o desenvolvimento dos atuadores elásticos em série utilizados são apresentados a seguir.

3.1. Construção do exoesqueleto

A órtese adquirida corresponde a uma órtese de marcha recíproca LSU (*Louisiana State University*), Figura 9, à esquerda. O projeto do exoesqueleto com a posição dos atuadores com relação à órtese e os mecanismos de acionamento de cada junta é mostrado na Figura 9, à direita. Os atuadores das juntas do quadril e das juntas dos joelhos foram posicionados no elo referente à coxa, na parte externa da órtese. Com este posicionamento, o paciente poderá se sentar utilizando o exoesqueleto. Os atuadores das juntas dos tornozelos foram posicionados na parte posterior da perna (panturrilha), com acionamento no calcanhar. Como os atuadores são lineares, é necessário criar uma articulação na parte posterior do dispositivo, na flange que prende o motor, permitindo o movimento de rotação dos mecanismos de acionamento das juntas.



Figura 9 – Órtese adquirida para o projeto (esquerda) e projeto do exoesqueleto para membros inferiores (direita).

Inicialmente considerou-se a construção da parte do exoesqueleto referente à junta do tornozelo. Ou seja, a construção de uma Órtese Tornozelo-Pé Ativa (OTPA). Para atender às necessidades biomecânicas e estruturais do projeto, foi concebida uma nova estrutura para a OTPA. Os componentes são usinados em duralumínio, material que apresenta elevada resistência mecânica e peso reduzido. A forma de fixação escolhida a confecção e adaptação de uma bota ortopédica à órtese. O primeiro protótipo da órtese pode ser vista na Figura 10. O acionamento da OTPA é realizado pelo atuador elástico em série, fixado na parte de trás do dispositivo construído.



Figura 10 – Órtese Tornozelo-Pé Ativa.

3.2. Desenvolvimento do AES

Atuadores elásticos em série são compostos basicamente por duas partes: trem de movimento e base, conforme mostra a Figura 11. A primeira parte é composta por duas peças de suporte, fixas a duas guias e a um efetuador. A base é composta por: motor, suporte para o mesmo, mancal, rolamentos, fuso, duas guias, base de suporte, plataforma de movimentação e castanha de esferas recirculantes.

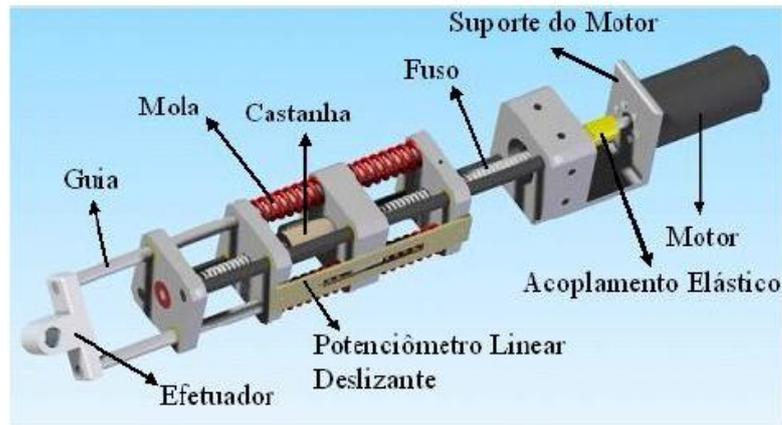


Figura 11 – Componentes do AES.

Quando o motor é acionado, a castanha move-se para frente ou para trás, fazendo com que a peça de suporte a qual está fixa comprima um par de molas (série elástica). As molas pressionam uma das plataformas do trem de movimento e transmitem força para o conjunto, que por sua vez movimentam a carga através do efetuador.

O controle de força e de impedância de AES é feito via controle de corrente, com realimentação por potenciômetro linear deslizante. Este dispositivo está fixo às duas peças de suporte que compõem o trem de movimento. Como as peças são fixas nas duas guias, a distância entre as mesmas não varia. O cursor do potenciômetro está fixo na peça de suporte da castanha. Quando esta se movimentam linearmente, comprimindo as molas, o cursor movimentam-se junto, gerando uma tensão diretamente proporcional à deformação das molas. Utilizando-se da lei de Hooke, $F = kx$, a força aplicada à carga é calculada.

3.3. Modelagem do atuador

A fim de obter um modelo matemático que represente de maneira adequada a dinâmica do AES, considera-se que o atuador é semelhante a um sistema massa-mola-amortecedor. Sendo assim, admite-se que o sistema tenha uma massa m_m , amortecimento b_m e constante elástica da mola k . Dessa maneira, sendo F_l a força na saída do atuador, a equação diferencial ordinária que representa o atuador é dada por:

$$m_m \ddot{x}_m + b_m \dot{x}_m = F_m - F_l, \quad (1)$$

onde $F_l = k(x_m - x_l)$, x_m é a posição linear do suporte da castanha, x_l é a posição relativa da carga e F_m é a força gerada pelo motor.

Aplicando a transformada de Laplace em (1) resulta:

$$m_m s^2 X_m(s) + b_m s X_m(s) = F_m(s) - F_l(s) \quad (2)$$

Utilizando-se o fato que $F_l = k(x_m - x_l)$ chega-se à seguinte função de transferência do atuador:

$$F_l(s) = \frac{F_m(s) - (m_m s^2 + b_m s)x_l(s)}{\frac{m_m}{k}s^2 + \frac{b_m}{k}s + 1} \quad (3)$$

3.3.1. Análise dos parâmetros do modelo

A massa m_m é a massa total da plataforma de movimento, estando relacionada com a inércia do rotor do motor. Para que possa ser calculada deve-se levar em consideração a influência do fuso na movimentação da castanha. Quando essa massa é elevada, a frequência de ressonância do sistema é reduzida.

Já o coeficiente de amortecimento b_m não pode ser calculado precisamente, sendo então, uma fonte de incertezas do modelo. No entanto, esse coeficiente pode ser estimado a partir da força e velocidade máximas que o efetuator pode produzir, ou seja:

$$b_m = \frac{F_{max}}{V_{max}} \quad (4)$$

A constante elástica k da mola é calculada segundo uma associação de duas molas em paralelo. Se o valor resultante for alto, então não haverá grandes deformações da mola, o que resulta em uma limitação da máxima velocidade que o atuador proporcionará.

CAPÍTULO 4: CONTROLE ROBUSTO COM CRITÉRIO \mathcal{H}_∞

O controle robusto tem o objetivo de minimizar tanto incertezas paramétricas quanto aquelas decorrentes de dinâmica não modelada de uma determinada planta, além de rejeitar as perturbações e os efeitos indesejados causados por ruídos nos sinais de controle. Dessa maneira, as técnicas de controle robusto com critério \mathcal{H}_∞ permitem o projeto de controladores que satisfaçam os critérios de desempenho ao mesmo tempo em que atuam na minimização dos efeitos decorrentes das incertezas do sistema. A estrutura básica do procedimento de projeto desses controladores é apresentada a seguir.

4.1. Estrutura do controlador robusto

O diagrama de blocos da Figura 12 ilustra o modelo utilizado para o projeto de controladores robustos, (ZHOU; DOYLE; GLOVER, 1995). Conforme pode ser observado, essa abordagem utiliza dois conjuntos de sinais de entrada e dois de sinais de saída. O vetor de sinais de entrada u refere-se aos sinais internos, enquanto w refere-se aos externos. Já o vetor de saída z é denominado saída regulada, enquanto y representa o sinal medido.

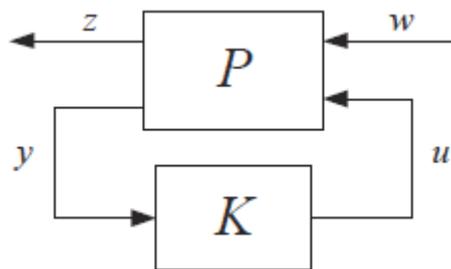


Figura 12 – Diagrama de blocos da estrutura de controle robusto.

O esquema apresentado na Figura 12 pode ser expandido para uma representação mais adequada para visualizar o modelo matemático utilizado no projeto do controlador. Esse modelo contém a planta aumentada do sistema e dessa maneira, o sistema, que de maneira geral pode apresentar várias entradas e saídas (sistema MIMO – *multiple input multiple output*), é representado pelas seguintes equações em espaço de estados:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B_1w(t) + B_2u(t) \\ z(t) = C_1x(t) + D_{11}w(t) + D_{12}u(t) \\ y(t) = C_2x(t) + D_{21}w(t) + D_{22}u(t) \end{cases} \quad (5)$$

O objetivo do controle robusto é encontrar um controlador $K(s)$ que minimiza o maior valor singular entre w e z em todas as frequências. Como o maior valor singular na frequência é definido pela norma \mathcal{H}_∞ , esse problema é conhecido como otimização \mathcal{H}_∞ . Colocado de outra maneira, o objetivo de controle é assegurar que a norma \mathcal{H}_∞ da função de transferência T_{ZW} , aquela entre o sinal medido e a saída regulada, seja limitada por um nível de atenuação γ , ou seja, $\|T_{ZW}\|_\infty < \gamma$. O parâmetro γ indica o nível de robustez do sistema, isto é, o quanto as perturbações são rejeitadas.

No sentido de se obter um controlador robusto padrão as seguintes condições simplificadoras devem ser atendidas:

- C1: (A, B_2) é estabilizável e (C_2, A) é detectável;
- C2: $D_{11} = 0$ e $D_{22} = 0$;
- C3: $D_{12}^T C_1 = 0$ e $B_1 D_{21}^T = 0$;
- C4: $D_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix}$ e $D_{21} = [0 \quad I]$;
- C5: $\begin{bmatrix} A - j\omega I & B_2 \\ C_1 & D_{12} \end{bmatrix}$ deve ter posto coluna completo para todo $\omega \in \mathbb{R}$;
- C6: $\begin{bmatrix} A - j\omega I & B_1 \\ C_2 & D_{21} \end{bmatrix}$ deve ter posto linha completo para todo $\omega \in \mathbb{R}$.

Para obter o controlador, as seguintes equações de Ricatti precisam ser resolvidas:

$$\begin{aligned} X_\infty(A - B_2 D_{12}^T C_1) + (A - B_2 D_{12}^T C_1)^T X_\infty + X_\infty(\gamma^{-2} B_1 B_1^T - B_2 B_2^T) X_\infty \\ + \hat{C}_1^T \hat{C}_1 = 0 \end{aligned} \quad (6)$$

e

$$(A - B_1 D_{21}^T C_2) Y_\infty + Y_\infty (A - B_1 D_{21}^T C_2)^T + Y_\infty (\gamma^{-2} C_1 C_1^T - C_2 C_2^T) Y_\infty + \hat{B}_1 \hat{B}_1^T = 0 \quad (7)$$

onde $\hat{C}_1 = (I - D_{12} D_{12}^T) C_1$ e $\hat{B}_1 = B_1 (I - D_{21}^T D_{21})$.

Uma solução estabilizável do controlador pode ser obtida se as matrizes X_∞ e Y_∞ são positivas definidas e se o raio espectral do produto $X_\infty Y_\infty$ satisfaz $\rho(X_\infty Y_\infty) \leq \gamma^2$. Dessa maneira, o problema a ser resolvido para o projeto do controlador robusto consiste em encontrar um γ mínimo que obedeça à desigualdade anterior.

A família de todos os controladores estabilizáveis K_∞ é dada por $K_\infty = \mathcal{F}(J, Q)$, onde Q é qualquer função de transferência estável e tal que $\|Q\|_\infty < \gamma$ e $\mathcal{F}(\dots)$ representa uma transformação linear fracional, sendo

$$J = \begin{bmatrix} J_{11} & J_{12} \\ J_{21} & J_{22} \end{bmatrix}$$

onde:

$$J_{11} = A + B_2 F_\infty + \gamma^{-2} B_1 B_1^T X_\infty + Z_\infty H_\infty (C_2 + \gamma^{-2} D_{21} B_1^T X_\infty)$$

$$J_{12} = [-Z_\infty H_\infty - Z_\infty (B_2 + \gamma^{-2} Y_\infty C_1^T D_{12})]$$

$$J_{21} = \begin{bmatrix} F_\infty \\ -(C_2 + \gamma^{-2} D_{12} B_1^T X_\infty) \end{bmatrix}$$

$$J_{22} = \begin{bmatrix} 0 & I \\ I & 0 \end{bmatrix}$$

$$F_\infty = -(B_2^T X_\infty + D_{12}^T C_1)$$

$$H_\infty = -(Y_\infty C_2^T + B_1 D_{21}^T)$$

$$Z_\infty = (I - \gamma^{-2} Y_\infty X_\infty)^{-1}$$

CAPÍTULO 5: FUNÇÃO RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

Para que um controlador possa ser projetado para atuar em determinado sistema faz-se necessário conhecer um modelo matemático da planta em questão. No entanto, devido à complexidade ou à falta de conhecimento a respeito de determinados sistemas, um modelo matemático que represente satisfatoriamente a planta pode ser difícil de ser obtido. Dessa maneira, alguns métodos experimentais podem ser aplicados no sentido de se obter uma representação do sistema físico sem que seja necessário modelá-lo a partir das leis da física clássica. Dentre essas técnicas se encontra o método da função resposta em frequência, o qual será abordado a seguir.

5.1. Considerações iniciais

Quando um sistema linear e invariante no tempo (LTI, do inglês *linear time invariant*) é excitado por um sinal senoidal com uma determinada frequência, a saída do sistema também será uma onda senoidal na mesma frequência daquela aplicada na entrada, porém podendo ter a amplitude e fase diferentes. Dessa forma, quando um sistema LTI, como é o caso de um AES, é submetido a uma varredura em frequência, a função de transferência do sistema pode ser obtida através da razão da Transformada de Fourier da saída pela Transformada de Fourier da entrada, assumindo-se que $s = j\omega$.

Nesse contexto, algumas técnicas e métodos podem auxiliar na obtenção do modelo que represente o sistema físico em questão. Dentre os estimadores mais utilizados para a obtenção da função resposta em frequência (FRF) do sistema encontram-se os estimadores H_1 e H_2 . O método que utiliza o estimador H_1 parte do pressuposto que há ruído aleatório e distorção apenas na saída do sistema, sendo que a FRF pode ser obtida com base no método dos mínimos quadrados, por exemplo. Já o método que utiliza o estimador H_2 obtém a FRF do sistema assumindo que há ruído aleatório e distorção apenas em sua entrada. Um terceiro estimador muito utilizado é o H_v , o qual assume que ruído e distorção estão presentes tanto na entrada quanto na saída do sistema em questão, sendo esse um método mais trabalhoso para obter a representação do sistema.

Em relação aos sinais de excitação aplicados nos sistemas para o levantamento da FRF estão os sinais senoidais. Assim, um dos mais utilizados sinais para excitação é aquele chamado “*Chirp*”, que consiste em um sinal senoidal com frequência variável.

Quando um sistema é submetido a uma entrada do tipo *Chirp*, ele responde desde sua frequência mais baixa até sua frequência mais alta, fazendo-se assim uma varredura completa do seu espectro.

5.2. Método utilizado para obtenção da FRF do atuador

O método aplicado nesse trabalho para a obtenção da função resposta em frequência do AES é baseado na utilização conjunta dos estimadores H_1 e H_2 com um sinal de excitação do tipo *Chirp*. Dessa maneira, a FRF do atuador é obtida por meio da razão entre os estimadores H_1 e H_2 , cujo método é conhecido como função coerência ordinária. O objetivo do método é ter como resultado a razão $\frac{H_1}{H_2} = 1$, ou o mais próximo desse valor ao longo do espectro de frequência do sistema, o que mostra que as estimativas obtidas por meio dos estimadores estão coerentes.

5.2.1. Obtenção dos estimadores H_1 e H_2

Seja um sistema físico qualquer representado pela Figura 13. O estimador H_1 é obtido por meio da seguinte relação:

$$H_1(\omega) = \frac{\text{Correlação}(i,F)}{\text{Autocorrelação}(i)} \quad (8)$$

onde, de acordo com a Figura 13 i é o sinal de excitação aplicado na planta e F é o sinal de saída medido.



Figura 13 – Diagrama de blocos para a obtenção dos estimadores H_1 e H_2 .

Já o estimador H_2 é obtido por meio da seguinte relação:

$$H_2(\omega) = \frac{\text{Autocorrelação}(F)}{\text{Correlação}(i,F)} \quad (9)$$

Tendo-se então os dois estimadores calculados, pode-se obter a função coerência ordinária, que irá mostrar quão próximas estão as estimativas obtidas por meio dos dois estimadores.

5.2.2. Funções Correlação e Autocorrelação

Para que os estimadores possam ser obtidos é necessário que sejam utilizadas as funções de correlação de autocorrelação.

A correlação entre dois sinais i e F , por exemplo, é obtida utilizando-se a densidade espectral de potência cruzada, a qual é estimada por meio do método de Welch, (WELCH, 1967). Assim, utilizando-se o software Matlab a correlação entre dois sinais é calculada pela função *cpsd*.

Já a autocorrelação de um sinal i é obtida utilizando-se a densidade espectral de potência, também estimada pelo método de Welch. No Matlab a função *pwelch* pode ser aplicada nesse caso.

Para o cálculo da função coerência ordinária, utiliza-se a função *mscohere* do Matlab.

5.3. Função Resposta em Frequência estimada

Para que a resposta em frequência do AES pudesse ser estimada, um circuito interligando o atuador utilizado nesse trabalho, mostrado na Figura 14, com o computador foi montado. Um aplicativo desenvolvido na linguagem C++ pelos integrantes do Laboratório de Mecatrônica da EESC-USP foi utilizado para enviar o sinal de excitação e adquirir a resposta do AES. Uma EPOS – um controlador de posição programável comercializado pela empresa *Maxon Motor* – foi empregada como driver de potência para aplicar a corrente necessária no atuador de acordo com a referência desejada e também para fazer a aquisição da tensão sobre o potenciômetro, a fim de convertê-la na força medida. Todo o processo foi realizado com o sistema em malha aberta e com o AES travado.

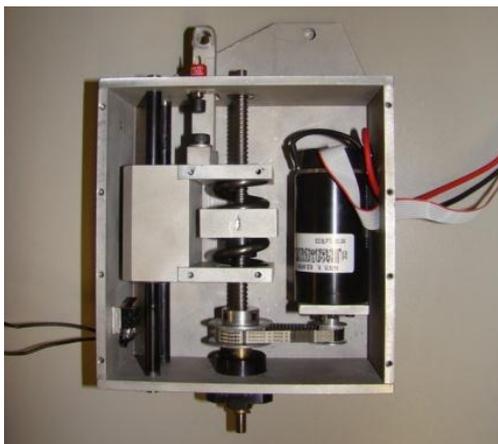


Figura 14 – Atuador construído para a realização do trabalho.

O sinal de excitação utilizado para fazer o levantamento da FRF do atuador foi uma onda *Chirp*. Conforme mencionado anteriormente esse tipo de sinal tem sua frequência variável e assim realiza uma varredura completa do espectro da planta em questão. Uma parte do sinal que foi aplicado no AES pode ser vista na Figura 15.

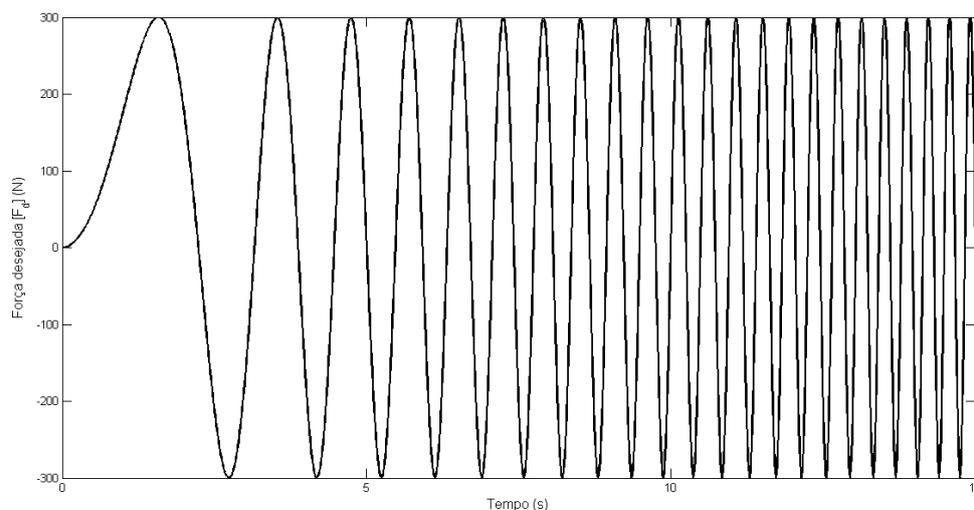


Figura 15 – Sinal de excitação aplicado: onda *Chirp*.

O levantamento da FRF foi realizado na faixa de frequências entre 3 *rad/s* até 100 *rad/s*, frequência na qual o desempenho do atuador em malha aberta encontra-se comprometido.

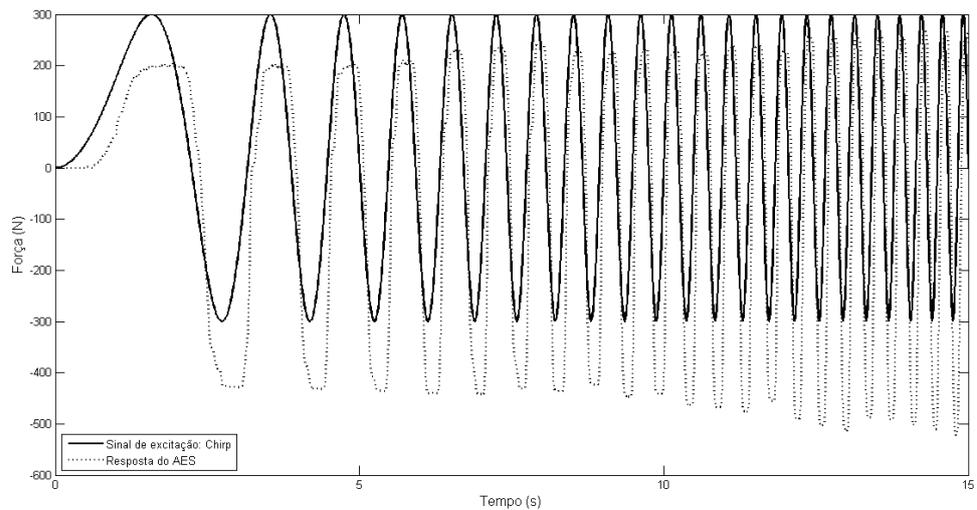


Figura 16 – Sinal de excitação aplicado e resposta do atuador.

A Figura 16 mostra o sinal de excitação aplicado no AES e a resposta obtida, estando sem nenhum controle aplicado.

A partir da varredura em frequência realizada, os dados obtidos foram utilizados em uma rotina no Matlab a fim de serem obtidos os estimadores H_1 e H_2 . O apêndice A mostra uma breve descrição fornecida pelo Matlab das funções utilizadas.

Conforme pode ser observado na Figura 17, a resposta em frequência obtida por meio dos dois estimadores apresentaram respostas bem próximas em todo o espectro de frequência analisado.

As curvas obtidas indicam um comportamento dinâmico típico de um sistema de segunda ordem, no qual há um pico de ressonância e a seguir uma queda na amplitude da planta para altas frequências.

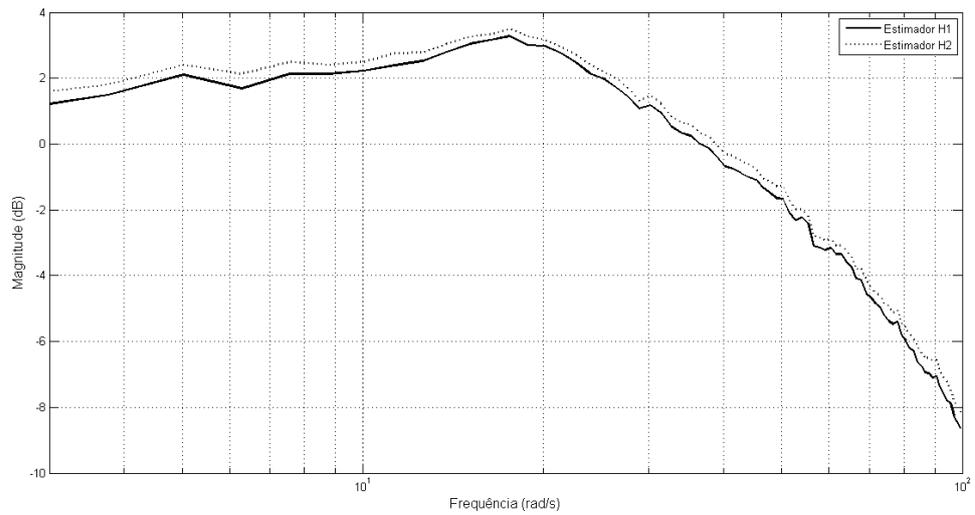


Figura 17 – Resposta dos estimadores obtidos.

Para verificar a validade dos dados obtidos, a função coerência ordinária entre os estimadores H_1 e H_2 foi realizada.

Conforme mostra a Figura 18, a função coerência ordinária apresentou um valor bem próximo da unidade sobre todo o espectro de frequência analisado. Tal fato comprova que tanto o estimador H_1 quanto o estimador H_2 podem ser utilizados para obter a função de transferência do AES.

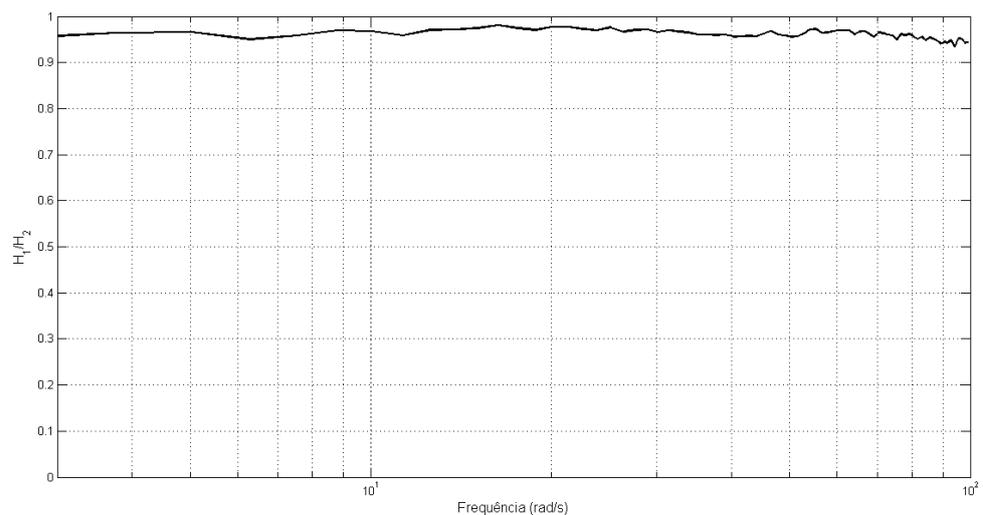


Figura 18 – Função coerência ordinária.

5.3.1. Função de transferência encontrada para o AES

Com base na FRF obtida por meio do estimador H_1 a função de transferência do atuador elástico em série utilizado nesse trabalho foi estimada.

De acordo com o modelo nominal apresentado na Seção 3.3 o AES pode ser representado como um sistema de segunda ordem. No entanto, os parâmetros do modelo não podem ser determinados precisamente, como é o caso do coeficiente de amortecimento b_m .

Sendo assim, a função de transferência foi obtida com base tanto nos parâmetros nominais quanto na resposta fornecida pelo estimador H_1 .

A Figura 19 mostra a resposta na frequência da função de transferência obtida que melhor representa a FRF obtida. A função de transferência é fornecida a seguir:

$$G_{AES}(s) = \frac{1}{4,393 \cdot 10^{-4} s^2 + 1,875 \cdot 10^{-2} s + 0,8333} \quad (10)$$

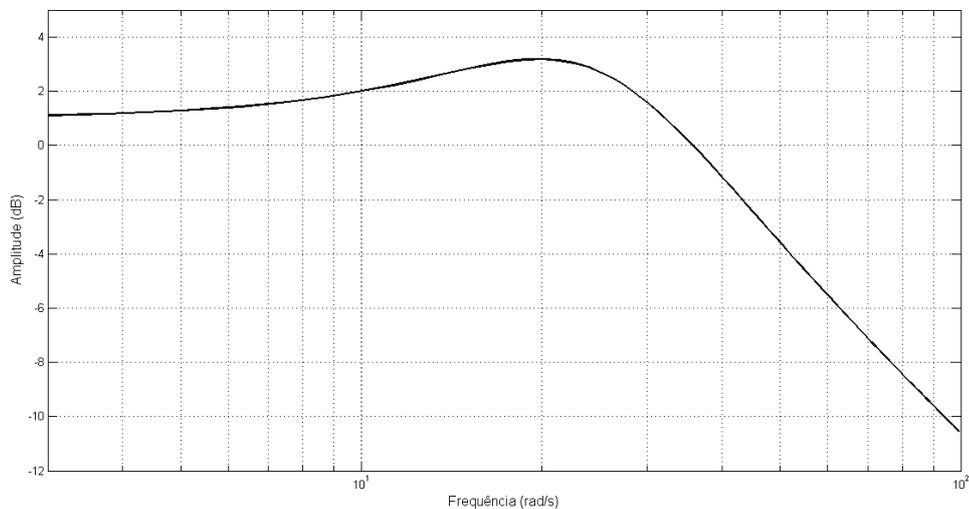


Figura 19 – Função de transferência encontrada para o AES.

CAPÍTULO 6: PROJETO DO CONTROLADOR ROBUSTO E RESULTADOS OBTIDOS

Esse capítulo mostra o controlador \mathcal{H}_∞ resultante baseado na função de transferência obtida a partir do método apresentado no capítulo anterior. Além disso, resultados de simulações mostram o bom desempenho do controlador proposto, comparado, por exemplo, com um controlador PID.

6.1. Controlador robusto projetado

A função de transferência obtida para o AES por meio do método apresentado no capítulo anterior foi utilizada para a síntese de um controlador robusto de força com critério \mathcal{H}_∞ .

Para o projeto do controlador duas funções de ponderação, a saber, W_e e W_u são determinadas a fim de obter um controlador estável e que atenda aos requisitos de desempenho desejado, (KNEPPOVÁ; KIFFMEIER; UNBEHAUEN, 1995).

A função de ponderação do erro foi determinada com a seguinte estrutura:

$$W_e(s) = \frac{\omega_{1e}(s+\omega_{2e})}{M_e(s+\omega_{1e})} \quad (11)$$

onde ω_{1e} e ω_{2e} são frequências em rad/s escolhidas convenientemente e M_e , em dB, é a amplitude da função para frequências menores que ω_{1e} .

Já a função de ponderação do sinal de controle foi escolhida com a seguinte estrutura:

$$W_u(s) = \frac{\omega_{2u}(s+\omega_{1u})}{M_u(s+\omega_{2u})} \quad (12)$$

onde ω_{1u} e ω_{2u} são frequências em rad/s escolhidas convenientemente e M_u , em dB, é a amplitude que a função assume para frequências menores que ω_{1u} .

Dessa maneira, para que os objetivos de controle sejam atendidos as seguintes condições devem ser atendidas:

$$\|S(s)\|_\infty < \|W_e^{-1}\|_\infty \quad (13)$$

$$\|K(s)S(s)\|_{\infty} < \|W_u^{-1}\|_{\infty} \quad (14)$$

Para a síntese do controlador os parâmetros listados na Tabela 1 foram determinados para atender aos requisitos de desempenho e robustez.

Tabela 1 – Parâmetros utilizados nas funções de ponderação.

M_e (dB)	ω_{1e} (rad/s)	ω_{2e} (rad/s)	M_u (dB)	ω_{1u} (rad/s)	ω_{2u} (rad/s)
-60	0,1	600	90	10^4	10^6

Sendo assim, o controlador robusto com critério \mathcal{H}_{∞} projetado para o AES apresentou as restrições impostas pelas funções de ponderação de acordo com as Figuras 20 e 21. Conforme pode-se notar nessas figuras, tanto a função sensibilidade $S(s)$ quanto a função $K(s)S(s)$, onde $K(s)$ é o controlador robusto de força, atenderam às restrições mostradas anteriormente.

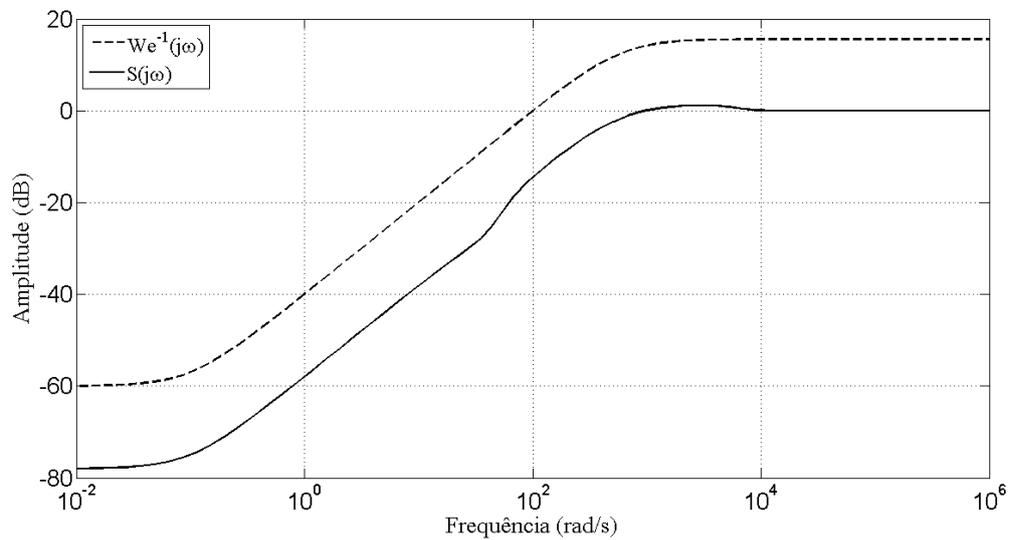


Figura 20 – Função sensibilidade versus We^{-1} .

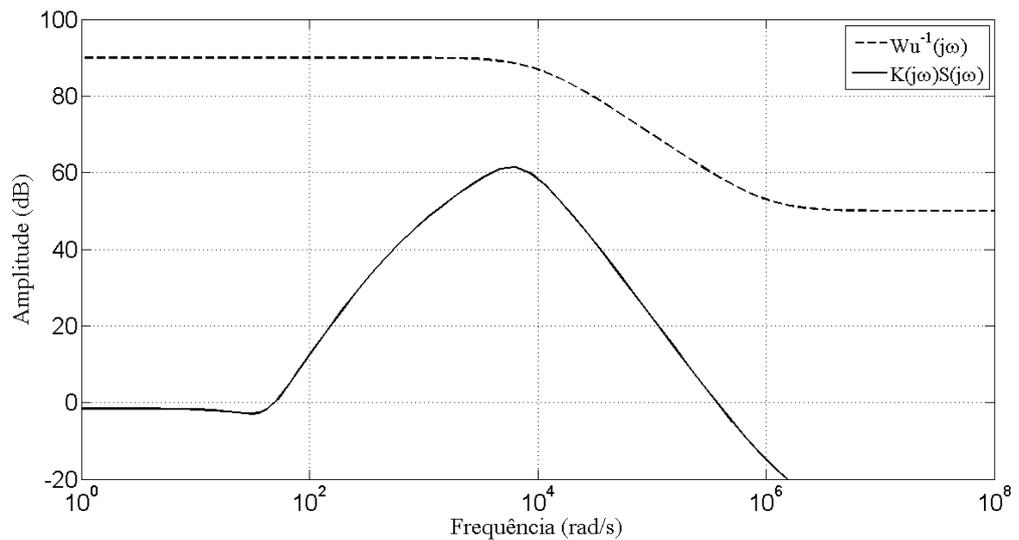


Figura 21 – $K(s)S(s)$ versus Wu^{-1} .

6.2. Resultados obtidos e discussão

A fim de verificar o desempenho do controlador robusto \mathcal{H}_∞ sintetizado, um controlador PID foi também projetado. Esse tipo de controlador foi escolhido devido ao bom desempenho que geralmente apresenta, bem como por sua capacidade de rejeitar perturbações, devido ao termo integrativo.

A Figura 22 mostra a resposta na frequência do sistema com o AES e cada controlador em malha fechada. Conforme é verificado nessa figura, a presença do controlador robusto garante uma largura de banda maior para o atuador em relação àquela alcançada com o PID. Nesse sentido, o controlado robusto \mathcal{H}_∞ de força tem seu desempenho resultante melhor do que o controlador linear de três termos.

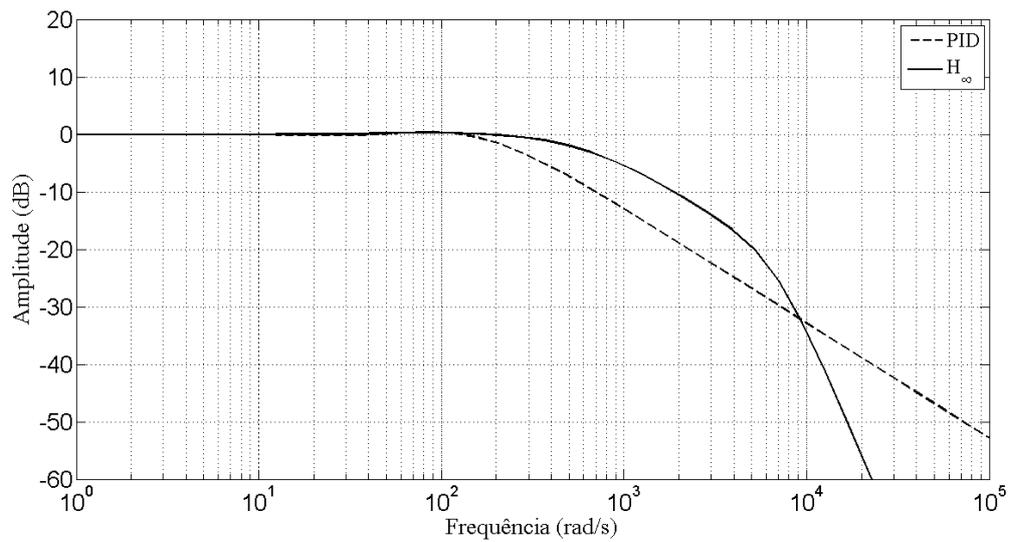


Figura 22 – Resposta em frequência em malha fechada com controladores robusto e PID.

Quando analisado no tempo, Figura 23, o desempenho resultante do sistema em malha fechada com o controlador robusto mostra-se melhor do que aquele com o controlador PID.

Além de ser mais rápido que o PID, ou seja, apresentar um tempo de subida menor, o controlador \mathcal{H}_∞ apresenta sobressinal e tempo de acomodação menores, melhorando assim a resposta dinâmica do AES.

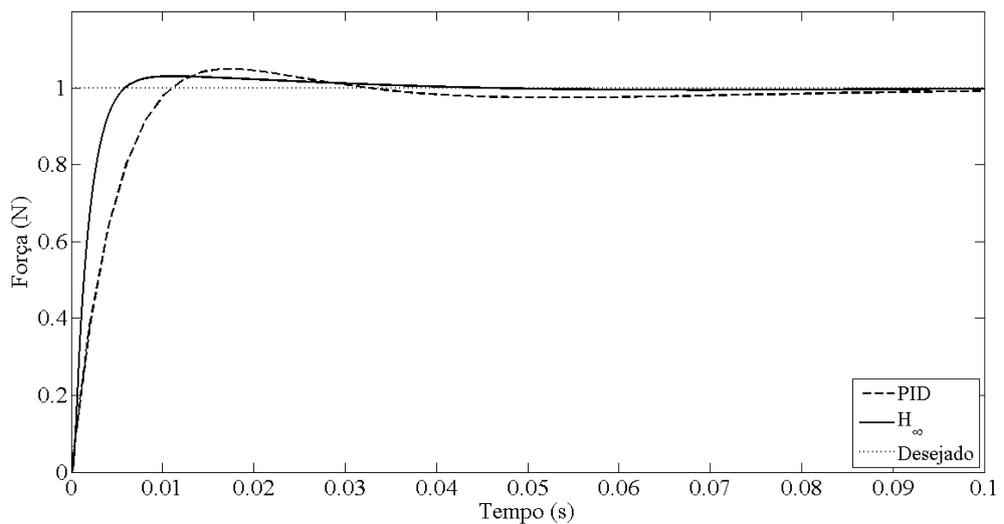


Figura 23 – Resposta ao degrau em malha fechada utilizando controladores robusto e PID.

A fim de verificar a robustez dos controladores com relação a distúrbios externos, o sinal de perturbação mostrado na Figura 24 foi aplicado na entrada do AES com cada um dos controladores.

A força de perturbação aplicada apresenta a seguinte estrutura:

$$w(t) = Ae^{-\frac{(t-t_f)^2}{2\sigma^2}} \text{sen}(\omega t) \quad (15)$$

onde A é a máxima amplitude da força de perturbação, t_f é o valor médio e σ é o desvio padrão da função. Os parâmetros utilizados encontram-se na Tabela 2.

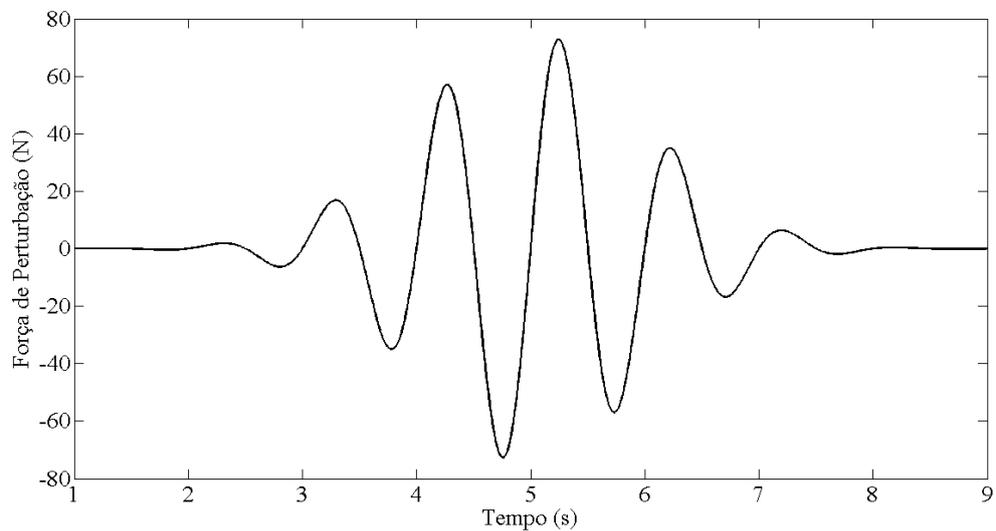


Figura 24 – Sinal de perturbação externo aplicado na planta.

Tabela 2 – Parâmetros utilizados no sinal de perturbação.

A (N)	t_f (s)	ω (rad/s)	σ
75	5	2	1

A resposta do sistema para ambos os controladores em relação à perturbação aplicada pode ser vista na Figura 25.

Mesmo com uma força de perturbação com amplitude cerca de sete vezes e meia a amplitude do sinal de referência, o desempenho do controlador robusto com critério \mathcal{H}_∞ frente à perturbação aplicada foi extremamente satisfatório, já que a saída do sistema consegue retornar rapidamente e acompanhar novamente o sinal de referência, fato que não acontece com o controlador PID, o qual é muito suscetível aos distúrbios externos aplicados.

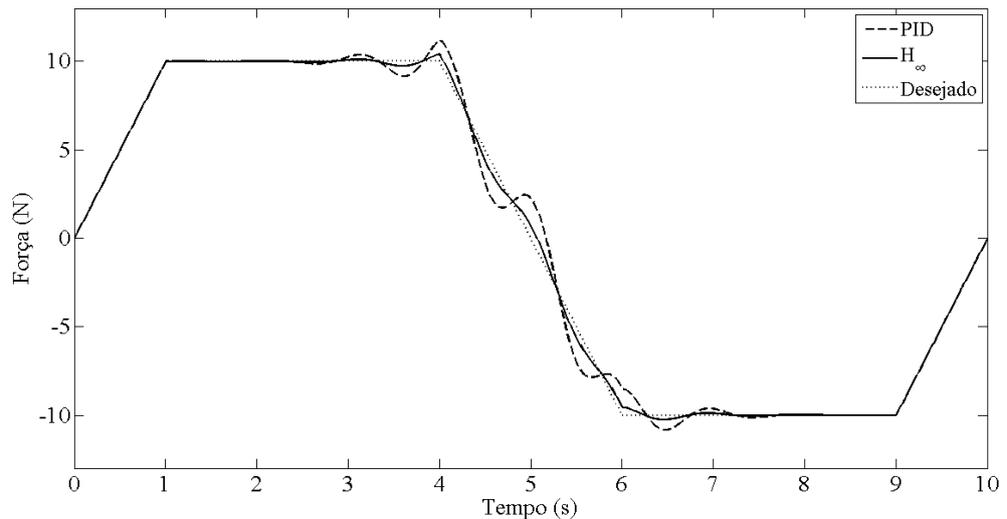


Figura 25 – Resposta em malha fechada do sistema com controlador robusto e PID com relação à entrada de perturbação aplicada na planta.

Portanto, pode-se afirmar que o desempenho do controlador robusto de força com critério \mathcal{H}_∞ atende tanto aos requisitos de desempenho, sendo rápido e estável, quanto aos requisitos de robustez, mantendo seu desempenho muito satisfatório mesmo na presença de distúrbios externos. Tal fato permite que o controlador possa ser utilizado em aplicações onde um atuador elástico em série se faz necessário, como é o caso, por exemplo, do exoesqueleto para membros inferiores para o qual o AES está sendo desenvolvido.

CAPÍTULO 7: CONCLUSÕES

Este trabalho abordou o problema do controle de força de atuadores elásticos em série. Devido às vantagens apresentadas por esse tipo de atuador em relação às tecnologias tradicionalmente empregadas em aplicações de controle de força, os AES têm sido amplamente utilizados em dispositivos robóticos que fornecem auxílio a idosos e ajudam na reabilitação de pessoas com deficiências de locomoção, como é o caso de órteses ativas e exoesqueletos para membros inferiores.

Dessa maneira, um controlador robusto de força com critério \mathcal{H}_∞ foi desenvolvido para controlar o atuador. Inicialmente, a função resposta em frequência do AES foi levantada a fim de encontrar uma função de transferência que o representasse, haja vista que há incertezas em alguns parâmetros do modelo analítico.

Utilizando a função de transferência encontrada, o controlador foi projetado e seu desempenho foi verificado e comparado ao desempenho de um controlador PID linear. Os resultados obtidos mostram que o controlador de força \mathcal{H}_∞ além de aumentar a largura de banda do AES apresenta uma resposta mais rápida e com menor sobressinal em relação ao PID. Ainda, com relação à robustez do controlador, o controlador robusto mostrou-se eficiente em rejeitar distúrbios externos aplicados na entrada da planta.

Portanto, a utilização de controladores robustos de força em atuadores elásticos em série se apresenta como uma estratégia eficiente e robusta para aplicações com órteses ativas e exoesqueletos, os quais precisam de um controle que atenda aos requisitos de desempenho e seja, sobretudo, seguro ao paciente.

Como trabalho futuro pretende-se verificar o desempenho do controlador robusto diretamente no atuador elástico em série, haja vista que no decorrer do trabalho não havia disponível uma estrutura de hardware que fornecesse o período de amostragem necessário para a discretização do controlador.

REFERÊNCIAS

BLAYA, J.A.; HERR, H. Control of a variable-impedance ankle-foot orthosis to assist drop-foot gait. **IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering**, v. 12, n. 1, p. 24-31, 2004.

CHAPEL, J.D; SU, R. Attaining impedance control objectives using \mathcal{H}_∞ design methods. In: IEEE International Conference on Robotics and Automation, 1991. **Proceedings...** 1991. p. 1482-1487.

DELLON, B.; MATSUOKA, Y. Prosthetics, Exoskeletons, and Rehabilitation. **IEEE Robotics & Automation Magazine**, March 2007.

GOMES, M.A.; SILVEIRA, G.L.M.; SIQUEIRA, A.A.G. Gait pattern adaptation for na active lower-limb orthosis based on neural networks. **Advanced Robotics**, v. 25, p. 1903-1925, 2011.

HERR, H. Exoskeletons and orthoses: classification, design challenges and future directions. **Journal of NeuroEngineering and Rehabilitation**, v. 6, n. 21, 2009.

HOGAN, N. Impedance control: an approach to manipulation. **J Dynamic Syst Measure Control**, v. 107, p. 1-24, 1985.

JACOBSEN, S. On the development of XOS, a powerful exoskeletal robot. In: **IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems**, 2007, San Diego. **Proceedings...** California, 2007.

KAWAMOTO, H.; SANKAI, Y. Power assist method based on phase sequence and muscle force condition for HAL. **Advanced Robotics**, v. 19, p. 717-734, 2005.

KAZEROONI, H.; STEGER, R. The Berkeley lower extremity exoskeleton. **Journal of Dynamic Systems, Measurements and Control – Trans ASME**, v. 128, p. 14-25, 2006.

KNEPPOVÁ, V; KIFFMEIER, U; UNBEHAUEN, H. Weighting function selection in \mathcal{H}_∞ optimal control with application to a thyristor-driven DC motor. In: American Control Conference, 1995. **Proceedings...** Seattle, Washington, June 1995.

MOHAMMED, S.; AMIRAT, Y. Towards intelligent lower limb wearable robots: challenges and perspectives – state of the art. In: IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics, 2009, Bangkok. **Proceedings...** Thailand, 2009. p. 312-317.

PRATT, G.A.; WILLIAMSON, M.M.; DILLWORTH, P.; PRATT, J.; ULLAND, K.; WRIGHT, A. Stiffness isn't everything. In: Fourth International Symposium on Experimental Robotics, 1995, Stanford. **Proceedings...** California, 1995.

PRATT, G.A.; WILLISON, P.; BOLTON, C.; HOFMAN, A. Late motor processing in low-impedance robots: impedance control of series elastic actuators. In: American Control Conference, Boston, 2004. **Proceedings...** Massachusetts, 2004.

PRATT, J.; KRUPP, B.T. Series elastic actuators for legged robots. In: Spie the International Society for Optical Engineering, 2004. **Proceedings...** Spie, 2004. p. 135-144.

PRATT, J.; KRUPP, B.T.; MORSE, C.J. The RoboKnee: an exoskeleton for enhancing strength and endurance during walking. In: IEEE International Conference on Robotics and Automation, 2004, New Orleans. **Proceedings...** Los Angeles, 2004. p. 2430-2435.

RODERICK, S.N.; CARIGNAN, C.R. An approach to designing software safety systems for rehabilitation robots. In: 9th International Conference on Rehabilitation Robotics, 2005. **Proceedings...** p. 252-257.

VALLERY, H.; EKKELINKAMP, R.; VAN DER KOOIJ, H.; BUSS, M. Passive and accurate torque control of series elastic actuators. In: IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, 2007, San Diego. **Proceedings...** California, 2007. p. 3534-3538.

WELCH, P.D. The use of fast Fourier transform for the estimation of power spectra: a method based on time averaging over short, modified periodograms. **IEEE Trans. Audio Electroacoustics**, v. 15, p. 70-73, 1967.

ZHOU, K.; DOYLE, J.C.; GLOVER, K. **Robust and Optimal Control**. Prentice Hall, 1995.

APÊNDICE A – Funções utilizadas do Matlab para o levantamento da FRF

```
function varargout = cpsd(x,y,varargin)
%CPD    Cross Power Spectral Density (CPSD) estimate via Welch's method.
%   Pxy = CPSD(X,Y) returns the Cross Power Spectral Density estimate,
%   Pxy, of the discrete-time signal vectors X and Y using Welch's
%   averaged, modified periodogram method. By default, X and Y are
%   divided into eight sections with 50% overlap, each section is
windowed
%   with a Hamming window and eight modified periodograms are computed
and
%   averaged.
%
%   If the length of X and Y are such that it cannot be divided exactly
%   into eight sections with 50% overlap, X and Y will be truncated
%   accordingly.
%
%   Pxy is the distribution of power per unit frequency. For real
signals,
%   CPSD returns the one-sided Cross PSD by default; for complex signals,
%   it returns the two-sided Cross PSD. Note that a one-sided Cross PSD
%   contains the total power of the input signal.
%
%   Pxy = CPSD(X,Y,WINDOW), when WINDOW is a vector, divides X into
%   overlapping sections of length equal to the length of WINDOW, and
then
%   windows each section with the vector specified in WINDOW. If WINDOW
is
%   an integer, X and Y are divided into sections of length equal to that
%   integer value, and a Hamming window of equal length is used. If the
%   length of X and Y are such that it cannot be divided exactly into
%   integer number of sections with 50% overlap, they will be truncated
%   accordingly. If WINDOW is omitted or specified as empty, a default
%   window is used to obtain eight sections of X and Y.
%
%   Pxy = CPSD(X,Y,WINDOW,NOVERLAP) uses NOVERLAP samples of overlap from
%   section to section. NOVERLAP must be an integer smaller than the
%   WINDOW if WINDOW is an integer. NOVERLAP must be an integer smaller
%   than the length of WINDOW if WINDOW is a vector. If NOVERLAP is
%   omitted or specified as empty, the default value is used to obtain a
%   50% overlap.
%
%   [Pxy,W] = CPSD(X,Y,WINDOW,NOVERLAP,NFFT) specifies the number of FFT
%   points used to calculate the Cross PSD estimate. For real signals,
Pxy
%   has length (NFFT/2+1) if NFFT is even, and (NFFT+1)/2 if NFFT is odd.
%   For complex signals, Pxy always has length NFFT. If NFFT is
specified
%   as empty, the default NFFT -the maximum of 256 or the next power of
%   two greater than the length of each section of X (and Y)- is used.
%
%   Note that if NFFT is greater than the segment the data is zero-
padded.
```

```

% If NFFT is less than the segment, the segment is "wrapped" (using
% DATAWRAP) to make the length equal to NFFT. This produces the correct
% FFT when NFFT < L, L being signal or segment length.
%
% W is the vector of normalized frequencies at which the PSD is
% estimated. W has units of rad/sample. For real signals, W spans the
% interval [0,Pi] when NFFT is even and [0,Pi) when NFFT is odd. For
% complex signals, W always spans the interval [0,2*Pi).
%
% [Pxy,F] = CPSD(X,Y,WINDOW,NOVERLAP,NFFT,Fs) returns a Cross PSD
% computed as a function of physical frequency (Hz). Fs is the
sampling
% frequency specified in Hz. If Fs is empty, it defaults to 1 Hz.
%
% F is the vector of frequencies at which the Cross PSD is estimated
and
% has units of Hz. For real signals, F spans the interval [0,Fs/2]
when
% NFFT is even and [0,Fs/2) when NFFT is odd. For complex signals, F
% always spans the interval [0,Fs).
%
% [...] = CPSD(...,'twosided') returns a two-sided Cross PSD of the
real
% signals X and Y. In this case, Pxy will have length NFFT and will be
% computed over the interval [0,2*Pi) if Fs is not specified and over
% the interval [0,Fs) if Fs is specified. Alternatively, the string
% 'twosided' can be replaced with the string 'onesided' for real
% signals. This would result in the default behavior. The string
% 'twosided' or 'onesided' may be placed in any position in the input
% argument list after NOVERLAP.
%
% CPSD(...) with no output arguments by default plots the Cross PSD
% estimate in dB per unit frequency in the current figure window.
%
% EXAMPLE:
%     Fs = 1000;    t = 0:1/Fs:.296;
%     x = cos(2*pi*t*200)+randn(size(t)); % A cosine of 200Hz plus
noise
%     y = cos(2*pi*t*100)+randn(size(t)); % A cosine of 100Hz plus
noise
%     cpsd(x,y,[],[],[],Fs,'twosided'); % Uses default window,
overlap & NFFT.
%
% See also PWELCH, PERIODOGRAM, PCOV, PMCOV, PBURG, PYULEAR, PEIG,
PMTM,
% PMUSIC, SPECTRUM, DSPDATA.
%
% Author(s): P. Pacheco
% Copyright 1988-2006 The MathWorks, Inc.
% $Revision: 1.1.6.6 $ $Date: 2007/12/14 15:04:09 $
%
% References:
% [1] Petre Stoica and Randolph Moses, Introduction To Spectral
% Analysis, Prentice-Hall, 1997, pg. 15
% [2] Monson Hayes, Statistical Digital Signal Processing and
% Modeling, John Wiley & Sons, 1996.

```

```

error(nargchk(1,7,nargin,'struct'));
error(nargoutchk(0,3,nargout,'struct'));

esttype = 'cpsd';
% Possible outputs are:
%     Plot
%     Pxx
%     Pxx, freq
[varargout{1:nargout}] = welch({x,y},esttype,varargin{:});

% [EOF]

function varargout = pwelch(x,varargin)
%PWELCH Power Spectral Density estimate via Welch's method.
% Pxx = PWELCH(X) returns the Power Spectral Density (PSD) estimate,
% Pxx, of a discrete-time signal vector X using Welch's averaged,
% modified periodogram method. By default, X is divided into eight
% sections with 50% overlap, each section is windowed with a Hamming
% window and eight modified periodograms are computed and averaged.
%
% If the length of X is such that it cannot be divided exactly into
% eight sections with 50% overlap, X will be truncated accordingly.
%
% Pxx is the distribution of power per unit frequency. For real
signals,
% PWELCH returns the one-sided PSD by default; for complex signals, it
% returns the two-sided PSD. Note that a one-sided PSD contains the
% total power of the input signal.
%
% Note also that the default window (Hamming) has a 42.5 dB sidelobe
% attenuation. This may mask spectral content below this value
(relative
% to the peak spectral content). Choosing different windows will enable
% you to make tradeoffs between resolution (e.g., using a rectangular
% window) and sidelobe attenuation (e.g., using a Hann window). See
% WinTool for more details.
%
% Pxx = PWELCH(X,WINDOW), when WINDOW is a vector, divides X into
% overlapping sections of length equal to the length of WINDOW, and
then
% windows each section with the vector specified in WINDOW. If WINDOW
is
% an integer, X is divided into sections of length equal to that
integer
% value, and a Hamming window of equal length is used. If the length
of
% X is such that it cannot be divided exactly into integer number of
% sections with 50% overlap, X will be truncated accordingly. If
WINDOW
% is omitted or specified as empty, a default window is used to obtain
% eight sections of X.
%
% Pxx = PWELCH(X,WINDOW,NOVERLAP) uses NOVERLAP samples of overlap from
% section to section. NOVERLAP must be an integer smaller than the
WINDOW

```

```

% if WINDOW is an integer. NOVERLAP must be an integer smaller than
the
% length of WINDOW if WINDOW is a vector. If NOVERLAP is omitted or
% specified as empty, the default value is used to obtain a 50%
overlap.
%
% [Pxx,W] = PWELCH(X,WINDOW,NOVERLAP,NFFT) specifies the number of FFT
% points used to calculate the PSD estimate. For real X, Pxx has
length
% (NFFT/2+1) if NFFT is even, and (NFFT+1)/2 if NFFT is odd. For
complex
% X, Pxx always has length NFFT. If NFFT is specified as empty, the
% default NFFT -the maximum of 256 or the next power of two
% greater than the length of each section of X- is used.
%
% Note that if NFFT is greater than the segment the data is zero-
padded.
% If NFFT is less than the segment, the segment is "wrapped" (using
% DATAWRAP) to make the length equal to NFFT. This produces the correct
% FFT when NFFT < L, L being signal or segment length.
%
% W is the vector of normalized frequencies at which the PSD is
% estimated. W has units of rad/sample. For real signals, W spans the
% interval [0,Pi] when NFFT is even and [0,Pi) when NFFT is odd. For
% complex signals, W always spans the interval [0,2*Pi).
%
% [Pxx,W] = PWELCH(X,WINDOW,NOVERLAP,W) where W is a vector of
% normalized frequencies (with 2 or more elements) computes the
% PSD at those frequencies using the Goertzel algorithm. In this
% case a two sided PSD is returned. The specified frequencies in W are
% rounded to the nearest DFT bin commensurate with the signal's
% resolution.
%
% [Pxx,F] = PWELCH(X,WINDOW,NOVERLAP,NFFT,Fs) returns a PSD computed as
% a function of physical frequency (Hz). Fs is the sampling frequency
% specified in Hz. If Fs is empty, it defaults to 1 Hz.
%
% F is the vector of frequencies at which the PSD is estimated and has
% units of Hz. For real signals, F spans the interval [0,Fs/2] when
NFFT
% is even and [0,Fs/2) when NFFT is odd. For complex signals, F always
% spans the interval [0,Fs).
%
% [Pxx,F] = PWELCH(X,WINDOW,NOVERLAP,F,Fs) where F is a vector of
% frequencies in Hz (with 2 or more elements) computes the PSD at
% those frequencies using the Goertzel algorithm. In this case a two
% sided PSD is returned. The specified frequencies in F are rounded to
% the nearest DFT bin commensurate with the signal's resolution.
%
% [...] = PWELCH(...,'twosided') returns a two-sided PSD of a real
signal
% X. In this case, Pxx will have length NFFT and will be computed over
% the interval [0,2*Pi) if Fs is not specified and over the interval
% [0,Fs) if Fs is specified. Alternatively, the string 'twosided' can
be
% replaced with the string 'onesided' for a real signal X. This would
% result in the default behavior. The string 'twosided' or 'onesided'

```

```

% may be placed in any position in the input argument list after
NOVERLAP.
%
% PWELCH(...) with no output arguments by default plots the PSD
% estimate in dB per unit frequency in the current figure window.
%
% EXAMPLE:
%     Fs = 1000;    t = 0:1/Fs:.296;
%     x = cos(2*pi*t*200)+randn(size(t)); % A cosine of 200Hz plus
noise
%     pwelch(x,[],[],[],Fs,'twosided'); % Uses default window, overlap &
NFFT.
%
% See also PERIODOGRAM, PCOV, PMCOV, PBURG, PYULEAR, PEIG, PMTM,
PMUSIC,
% SPECTRUM, DSPDATA.

% Author(s): R. Losada
% Copyright 1988-2006 The MathWorks, Inc.
% $Revision: 1.28.4.11 $ $Date: 2007/12/14 15:05:47 $

% References:
% [1] Petre Stoica and Randolph Moses, Introduction To Spectral
% Analysis, Prentice-Hall, 1997, pg. 15
% [2] Monson Hayes, Statistical Digital Signal Processing and
% Modeling, John Wiley & Sons, 1996.

error(nargchk(1,7,nargin,'struct'));
error(nargoutchk(0,3,nargout,'struct'));

esttype = 'psd';
if nargin > 1 & ischar(varargin{end}) & strcmpi(varargin{end},'ms'), %#ok
    esttype = 'ms';
    varargin(end)=[];
end

% Possible outputs are:
%     Plot
%     Pxx
%     Pxx, freq
[varargout{1:nargout}] = welch(x,esttype,varargin{:});

% [EOF]

function varargout = mscohere(x,y,varargin)
%MSCOHERE Magnitude Squared Coherence Estimate.
% Cxy = MSCOHERE(X,Y) estimates the magnitude squared coherence
estimate
% of the system with input X and output Y using Welch's averaged
% periodogram method. Coherence is a function of frequency with
values
% between 0 and 1 that indicate how well the input X corresponds to the
% output Y at each frequency.
%
% Pxx is the PSD estimate of X, and Pxy is the Cross PSD estimate of X

```

```

% and Y, using Welch's averaged, modified periodogram method. By
% default, X is divided into eight sections with 50% overlap, each
% section is windowed with a Hamming window and eight modified
% periodograms are computed and averaged. See "help pwelch" and "help
% cpsd" for complete details.
%
% The magnitude squared of the length NFFT DFTs of the sections of X
and
% the sections of Y are averaged to form Pxx and Pyy, the Power
Spectral
% Densities of X and Y respectively. The products of the length NFFT
DFTs
% of the sections of X and Y are averaged to form Pxy, the Cross
Spectral
% Density of X and Y. The magnitude squared coherence Cxy is given by
%  $Cxy = (\text{abs}(Pxy).^2) ./ (Pxx.*Pyy)$ 
%
%  $Cxy = \text{MSCOHERE}(X,Y,WINDOW)$ , when WINDOW is a vector, divides X and Y
% into overlapping sections of length equal to the length of WINDOW,
and
% then windows each section with the vector specified in WINDOW. If
% WINDOW is an integer, X and Y are divided into sections of length
equal
% to that integer value, and a Hamming window of equal length is used.
%
%  $Cxy = \text{MSCOHERE}(X,Y,WINDOW,NOVERLAP)$  uses NOVERLAP samples of overlap
% from section to section. NOVERLAP must be an integer smaller than
the
% WINDOW if WINDOW is an integer. NOVERLAP must be an integer smaller
% than the length of WINDOW if WINDOW is a vector. If NOVERLAP is
% omitted or specified as empty, the default value is used to obtain a
% 50% overlap.
%
%  $[Cxy,W] = \text{MSCOHERE}(X,Y,WINDOW,NOVERLAP,NFFT)$  specifies the number of
% FFT points used to calculate the PSD and CPSD estimates. For real X
% and Y, Cxy has length  $(NFFT/2+1)$  if NFFT is even, and  $(NFFT+1)/2$  if
% NFFT is odd. For complex X or Y, Cxy always has length NFFT. If
NFFT
% is specified as empty, the default NFFT -the maximum of 256 or the
next
% power of two greater than the length of each section of X (or Y)- is
% used.
%
%  $[Cxy,F] = \text{MSCOHERE}(X,Y,WINDOW,NOVERLAP,NFFT,Fs)$  returns the magnitude
squared coherence computed as a function of physical frequency (Hz).
% Fs is the sampling frequency specified in Hz. If Fs is empty, it
% defaults to 1Hz.
%
% F is the vector of frequencies at which the Cxy is estimated and has
% units of Hz. For real signals, F spans the interval  $[0,Fs/2]$  when
NFFT
% is even and  $[0,Fs/2)$  when NFFT is odd. For complex signals, F always
% spans the interval  $[0,Fs)$ .
%
%  $[...] = \text{MSCOHERE}(...,'whole')$  returns the magnitude squared coherence
% computed over the whole Nyquist interval for the real signals X and
Y.
% In this case, Cxy will have length NFFT and will be computed over the

```

```

% interval [0,2*Pi) if Fs is not specified and over the interval [0,Fs)
% if Fs is specified. Alternatively, the string 'whole' can be
replaced
% with the string 'half' for real signals. This would result in the
% default behavior. The string 'whole' or 'half' may be placed in any
% position in the input argument list after NOVERLAP.
%
% MSCOHERE(...) with no output arguments plots the magnitude squared
% coherence estimate in the current figure window.
%
% EXAMPLE:
%     s1 = RandStream.create('mrg32k3a');
%     h = fir1(30,0.2,rectwin(31));
%     h1 = ones(1,10)/sqrt(10);
%     r = randn(s1,16384,1);
%     x = filter(h1,1,r);
%     y = filter(h,1,x);
%     noverlap = 512; nfft = 1024;
%     mscohere(x,y,hanning(nfft),noverlap,nfft); % Plot estimate.
%
% See also TFESTIMATE, CPSD, PWELCH, PERIODOGRAM, SPECTRUM.
%
% Author(s): P. Pacheco
% Copyright 1988-2008 The MathWorks, Inc.
% $Revision: 1.1.6.5 $ $Date: 2008/10/31 06:59:26 $

error(nargchk(2,7,nargin,'struct'))

esttype = 'mscohere';
% Possible outputs are:
%     Plot
%     Cxy
%     Cxy, freq
[varargout{1:nargout}] = welch({x,y},esttype,varargin{:});

if nargout == 0,
    title('Coherence Estimate via Welch');
end

% [EOF]

```