

OK

CONSULTA
FD-3676
Ed.rev.

São Paulo
2004

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do título de
Mestre em Engenharia.

**CONTROLE DE UM SISTEMA DE TELEOPERAÇÃO MESTRE-
ESCRAVO COM RETORNO DE FORÇA APLICADO À
ROBÓTICA CIRÚRGICA**

LUIZ FELIPE DE CASTRO E SILVA VIDAL

LUIZ FELIPE DE CASTRO E SILVA VIDAL

**CONTROLE DE UM SISTEMA DE TELEOPERAÇÃO MESTRE-
ESCRAVO COM RETORNO DE FORÇA APLICADO À
ROBÓTICA CIRÚRGICA**

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do título de
Mestre em Engenharia.

Área de Concentração:
Engenharia Mecatrônica

Orientador:
Lucas Antonio Moscato

São Paulo
2004

Aos meus pais Walter e Sandra.

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador Prof.Dr.Lucas Antonio Moscato pelo apoio e confiança em mim depositada.
Ao meu irmão Walter e minha irmã Raphaela pelo apoio e incentivo.
À Fundação para o Desenvolvimento Tecnológico da Engenharia(FDTE) pelo apoio financeiro.
A todos que direta ou indiretamente contribuíram para a execução deste trabalho.

Esse trabalho apresenta o projeto e implementação do controle de um sistema de teleoperação mestre-escravo de um grau de liberdade com retorno de força, visando aplicação em robótica cirúrgica através da maximização da fidelidade do sistema. É utilizada como medida de fidelidade a sensibilidade do sistema ou seja: o quão pequena pode ser a mudança na "dureza" do ambiente e ainda assim ser "detectada" pelo operador. Essa medida de fidelidade é apropriada para aplicação em telecirurgia onde a habilidade de distinguir pequenas mudanças na "dureza" é essencial em tarefas tal como a detecção de tumores. O projeto leva em conta um método de retorno de força dentre alguns dos métodos abordados. Uma descrição do sistema de teleoperação é feita e modelos desse sistema são obtidos e utilizados no projeto do controle.

RESUMO

ABSTRACT

This work presents a one degree of freedom master-slave teleoperation system control design and implementation, which aims the application in surgical robotics by means of the system fidelity optimization. It's used as a fidelity measure the system sensibility which means how small can be the environment stiffness change and even so, it can be detected by the operator. This fidelity measure is appropriate for the application of telesurgery, where the ability to distinguish small changes in tissue compliance is essential for tasks such as tumor detection. The design takes into account one force feedback method among some of the approached methods. The experimental teleoperation system is described, some models are extracted from this system and used in the control design.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	
LISTA DE SÍMBOLOS	
RESUMO	
“ABSTRACT”	
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 OBJETIVOS	3
1.2 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	3
2 MÉTODOS DE CONTROLE	5
2.1 INTRODUÇÃO	5
2.2 DEFINIÇÕES	6
2.2.1 Impedância e admitância em um sistema de teleoperação	6
2.2.2 Matriz H de um sistema de teleoperação	6
2.2.3 Sistema de teleoperação ideal	7
2.2.4 Transparencia	7
2.3 MODELAGEM DO SISTEMA DE TELEOPERAÇÃO	8
2.4 RETORNO DE FORÇA BASEADO EM MEDIÇÃO DIRETA DE FORÇA	11
2.4.1 Matriz H do sistema	12
2.5 RETORNO DE FORÇA BASEADO EM ERRO DE POSIÇÃO	14
2.5.1 Matriz H do sistema	14
2.6 MEDIÇÃO DIRETA MODIFICADA	16
2.6.1 Matriz H do sistema	17
2.7 CONTROLE DE IMPEDÂNCIA	18
2.7.1 Controle de impedância por Colgate(1993)	19
3 SISTEMA DE TELEOPERAÇÃO DE 1 GRAU DE LIBERDADE	20
3.1 INTRODUÇÃO	20
3.2 DESCRIÇÃO DO SISTEMA	20
3.2.1 Sistema mestre e sistema escravo	21
3.2.2 Sensor de posição	21
3.2.3 Sensor de força	21

6	6.1 INTRODUÇÃO.....	51
	6.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE.....	51
	6.3 IMPLEMENTAÇÃO DOS CONTROLADORES.....	52
	6.4 RETORNO DE FORÇA.....	54
6	PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE.....	51
	5.1 INTRODUÇÃO.....	36
	5.2 INFLUÊNCIA DOS MÉTODOS DE CONTROLE.....	36
	5.2.1 Retorno de força baseado em medição direta de força.....	36
	5.2.2 Retorno de força baseado em erro de posição.....	39
	5.2.3 Medição direta modificada.....	41
	5.3 INFLUÊNCIA DO AMBIENTE.....	42
	5.3.1 Retorno de força baseado em medição direta de força.....	42
	5.3.2 Retorno de força baseado em erro de posição.....	44
	5.3.3 Medição direta modificada.....	45
	5.4 INFLUÊNCIA DO DESEMPENHO.....	46
	5.4.1 Retorno de força baseado em medição direta de força.....	48
	5.4.2 Retorno de força baseado em erro de posição.....	49
5	ANÁLISE DE ESTABILIDADE.....	36
	4.1 INTRODUÇÃO.....	26
	4.2.MODELO MATEMÁTICO PARA O MOTOR(TENSÃO E POSIÇÃO).....	26
	4.2.1 Determinação do modelo matemático.....	26
	4.3 DETERMINAÇÃO EXPERIMENTAL DAS CONSTANTES K E T.....	27
	4.4 MODELO MATEMÁTICO PARA O MOTOR(TENSÃO E CORRENTE).....	29
	4.4.1 Determinação do modelo matemático.....	29
	4.5 DETERMINAÇÃO EXPERIMENTAL DAS CONSTANTES A,B E C.....	31
	4.6 MODELO DINÂMICO DO MESTRE E OPERADOR HUMANO.....	33
	4.7 MODELO DINÂMICO DO ESCRAVO E AMBIENTE.....	34
	4.8 IMPEDÂNCIA DO MESTRE E DO ESCRAVO.....	35
4	MODELOS DO SISTEMA.....	26
	3.2.4 Circuito de interfacçamento dos encoders.....	22
	3.2.5 Placa de aquisição.....	24

6.4.1 Retorno de força baseado em medição direta de força.....	54
6.5 SOFTWARE DE CONTROLE.....	57
6.5.1 Inicialização da placa de aquisição.....	58
6.5.2 Definição das constantes do sistema.....	58
6.5.3 Leitura dos dados pela placa de aquisição.....	59
6.5.4 Ajuste de offset.....	59
7 CONCLUSÃO.....	60
7.1 CONCLUSÕES DO SISTEMA DE TELEOPERAÇÃO EXPERIMENTAL.....	60
7.1.1 Sensor de força.....	60
7.2 CONCLUSÕES DO CONTROLE DO SISTEMA.....	60
7.2.1 Controle de posição.....	60
7.2.2 Controle de força.....	61
7.2.3 Método de controle.....	62
7.2.4 Metodologia do projeto do controle.....	62
7.3 TRABALHOS FUTUROS.....	62
ANEXO A – ENCODERS ÓPTICOS.....	64
ANEXO B – STRAIN GAGES.....	65
ANEXO C – DISCRETIZAÇÃO DE CONTROLADORES E EQUAÇÃO DE	
DIFERENÇAS.....	67
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	70
APÊNDICE I (Programa de controle do sistema de teleoperação)	
APÊNDICE II (Programas do Matlab)	

2	VERTUT, 1985).....
3	FIG. 1.2 SISTEMA DE TELEOPERAÇÃO MESTRE-ESCRAVO (EM TOWNSEND ET AL, 1999).
5	FIG. 2.1 ESTRATÉGIA DE CONTROLE.....
9	FIG. 2.2 MODELAGEM DO SISTEMA.....
10	FIG. 2.3 MODELO DO MESTRE.....
11	FIG. 2.4 MODELO DO ESCRAVO.....
11	FIG. 2.5 MODELO DO SISTEMA DE TELEOPERAÇÃO.....
12	FIG. 2.6 MEDIÇÃO DIRETA DE FORÇA (EM FLEMMER(1999)).....
14	FIG. 2.7 RETORNO DE FORÇA BASEADO EM ERRO DE POSIÇÃO (EM FLEMMER(1999)).....
17	FIG. 2.8 MEDIÇÃO DIRETA MODIFICADA (EM FLEMMER(1999)).....
19	FIG. 2.9 CONTROLE DE IMPEDÂNCIA POR COLGATE(1993)(EM FLEMMER(1999)).....
20	FIG. 3.1 SISTEMA DE TELEOPERAÇÃO MESTRE-ESCRAVO.....
22	FIG. 3.2 PONTE DE WHEATSTONE E AMPLIFICADOR.....
23	FIG. 3.3 CIRCUITO DE INTERFACIAMENTO DOS ENCODERS.....
23	FIG. 3.4 CIRCUITO OSCILADOR.....
24	FIG. 3.5 AUMENTO DE RESOLUÇÃO DO ENCODER.....
28	FIG. 4.1 DETERMINAÇÃO GRÁFICA DE K E T.....
29	FIG. 4.2 RESPOSTA À ENTRADA DEGRAU.....
31	FIG. 4.3 AQUISIÇÃO DA CORRENTE NO MOTOR.....
32	FIG. 4.4 RESPOSTA À ENTRADA DEGRAU.....
33	FIG. 4.5 MODELO DINÂMICO (MESTRE E OPERADOR HUMANO).....
34	FIG. 4.6 MODELO DINÂMICO DO ESCRAVO E AMBIENTE.....
36	FIG. 5.1 MEDIÇÃO DIRETA DE FORÇA (EM FLEMMER(1998)).....
39	FIG. 5.2 RETORNO DE FORÇA BASEADO EM ERRO DE POSIÇÃO.....
41	FIG. 5.3 MEDIÇÃO DIRETA MODIFICADA.....
43	FIG. 5.4 LUGAR DAS RAÍZES (MEDIÇÃO DIRETA DE FORÇA COM $G^p = 150, G^d = 1$).....
44	FIG. 5.5 LUGAR DAS RAÍZES (ERRO DE POSIÇÃO COM $G^f = 150$ E $G^p = 1$).....

LISTA DE FIGURAS

45	FIG.5.6 LUGAR DAS RAÍZES(MEDIÇÃO DIRETA MODIFICADA).....
46	FIG.5.7 LUGAR DAS RAÍZES (FREQUÊNCIA DE CORTE DE G_f DIMINUIDA).....
49	FIG.5.8 LUGAR DAS RAÍZES(MEDIÇÃO DIRETA COM $Z_e = \frac{s}{2}$).....
50	FIG.5.9 LUGAR DAS RAÍZES(ERRO DE POSIÇÃO COM $Z_e = \frac{s}{2}$).....
52	FIG.6.1 ESTRATÉGIA DE CONTROLE.....
54	FIG.6.2 MEDIÇÃO DIRETA DE FORÇA(EM FLEMMER(1998)).....
56	FIG.6.3 LUGAR DAS RAÍZES PARA O SISTEMA G(S).....
57	FIG.6.4 GRÁFICO $G_{f_{max}}$ VERSUS K_e
58	FIG.6.5 FLUXOGRAMA DO SOFTWARE.....
61	FIG.7.1 POSIÇÃO ANGULAR DO ESCRAVO E MESTRE.....
61	FIG.7.2 FORÇA NO MESTRE E FORÇA NO ESCRAVO.....
64	FIG.A.1 ENCODER.....
65	FIG.B.1 STRAIN GAGE.....

h_{11}	Impedância do mestre(parâmetro da matriz H).
h_{12}	Relação de força do escravo para o mestre(parâmetro da matriz H)).
h_{21}	Relação de velocidade do escravo para o mestre(parâmetro da matriz H).
h_{22}	Inverso da impedância do escravo(parâmetro da matriz H).
F_r	Transformada de Laplace da força refletida.
V_s	Transformada de Laplace da velocidade do escravo.
V_m	Transformada de Laplace da velocidade do mestre.
F_e	Transformada de Laplace da força de contato.
Z_t	Impedância transmitida.
Z_e	Impedância do ambiente
f_{am}	Força do atuador mestre.
f_r	Força que o operador aplica no mestre.
f_e	Força de contato.
f_{as}	Força do atuador escravo.
$Z_m(s), Z_e(s)$	Impedância do mestre.
$Z(s)$	Impedância.
K_s, K_h	Constantes da mola.
x_{sd}	Posição desejada do escravo.
x_s	Posição do escravo.
F_{am}	Transformada de Laplace de f_{am} .
F_{as}	Transformada de Laplace de f_{as} .
X_{sd}	Transformada de Laplace de x_{sd} .
X_s	Transformada de Laplace de x_s .

LISTA DE SIMBOLOS

G_p	Ganho de posição.
G_f	Ganho de retorno de força.
G_s	Constante
$G_f(s), G_s$	Filtro passa baixa
$Z_s(s), Z_s$	Impedância do escravo.
$\Delta Z_e(s)$	Variação da impedância do ambiente.
f	Frequência dos pulsos no circuito oscilador
T	Torque.
K_t	Constante de torque do motor.
E	Tensão aplicada no motor.
R	Resistência do motor.
i	Corrente no motor.
α	Constante de velocidade.
ω	Velocidade angular do motor.
J	Momento de inércia do motor.
b	Constante de velocidade.
k	Constante de corrente.
θ	Posição angular do eixo do motor.
K	$k/(bR+k\alpha)$
T	$RJ/(bR+k\alpha)$
A, B, C	Constantes da função de transferência que relaciona corrente e tensão para o motor
x_h	Posição do operador
x_m	Posição do mestre
K_e	Constante da mola que modela o ambiente.
S	$1 - h_2s$
θ_s	Transformada de Laplace da posição do escravo.
θ_m	Transformada de Laplace da posição do mestre.
E	Erro de posição.
H(s)	Função de transferência do controlador.

k_p, k_d	Constantes do controlador de posição.
k_{pf}, k_{dff}	Constantes do controlador digital de força.
T_a	Período de amostragem.
$k_d, \frac{k_d}{2T_a}$	
X_m	Transformada de Laplace da velocidade do mestre.
X_h	Transformada de Laplace da velocidade do operador.
X_s	Transformada de Laplace da velocidade do escravo.
G(s)	Função de transferência X_m / X_h .
G_{fmax}	Ganho de retorno de força máximo.
A	Seção transversal do fio.
l	Comprimento do fio.
p	Resistividade.
K	Constante do strain gage.

Nos anos 40, Goertz e sua equipe no Laboratório Nacional de Argonne (ANL) desenvolveram um manipulador mecânico mestre/escravo (fig. 1.1) sem reflexão de força e mais tarde com capacidade de reflexão de força. A reflexão de força se refere a capacidade de refletir forças externas experimentadas pelo manipulador escravo para o manipulador mestre e é comumente descrito como controle bilateral. Nos anos 50, Goertz e sua equipe desenvolveram um manipulador mestre/escravo elétrico no qual cada servo-junta do escravo era ligada à servo-junta do mestre, visto que tanto o mestre quanto o escravo eram cinematicamente similares. Carl Flatau deu maiores contribuições nos anos 60. Manipuladores hidráulicos também foram usados no começo da telemanipulação, começando com o sistema Handyman desenvolvido por Mosher e seu grupo na General Electric no final dos anos 50. Hoje, os atuadores hidráulicos não são comumente utilizados para ambientes de alta radiação porque o fluido hidráulico sofre uma degradação induzida pela radiação. Os sistemas de teleoperação mestre-escravo são compostos de 3 sub-sistemas: um sistema mestre, um sistema escravo e um sistema de comunicação (fig. 1.2). O sistema de comunicação liga o mestre ao escravo transmitindo informação do mestre para o escravo e vice-versa; por exemplo, a informação da posição do mestre, posição do escravo e a força exercida pelo escravo quando em contato com um objeto. São utilizados em vários ambientes tais como ambientes radioativos, ambientes submarinos, espaciais e cirúrgicos. Um sistema de teleoperação tem por finalidade a execução de uma tarefa a distância, em um ambiente hostil no qual o acesso ao ser humano é impossível ou pouco adequado. A teleoperação terá um papel significativo em futuras operações espaciais como em construções e operações em plataformas distantes e veículos. Uma outra área onde é promissora a aplicação de sistemas de teleoperação é, na área médica, a realização de cirurgias, onde através de um sistema de teleoperação mestre-escravo, um cirurgião poderia realizar uma operação em um paciente que se encontra a vários quilômetros de distância. Além da realização de cirurgias a distância, um sistema de teleoperação mestre-escravo provê uma maior precisão ao cirurgião visto que movimentos feitos pela mão do cirurgião podem ser escalonados em pequenos movimentos do manipulador escravo. O cirurgião, durante uma telecirurgia, experimenta sensação de força (reflexão de força), sinal este enviado

I INTRODUÇÃO

pelos braços manipuladores robóticos sendo manipulados. Esse "feedback" é conseguido através de pequenos servo-motores, controlados por computador. O retorno de força adicionado aos sistemas de teleoperação mestre-escravo aumenta o desempenho de tais sistemas como mostrado por alguns autores (Hannaford, 1989; Hannaford et al, 1991; Chan et al 1996; Zhu et al, 1995; Lazeroms et al, 1996; Wagner, 2002 etc). Existe uma série de estratégias de controle de sistemas de teleoperação, e uma possível estratégia seria medir a posição do braço mestre e transmitir essa informação para o braço escravo, que se move em resposta a essa informação, um sensor de força neste braço é usado para fornecer informação de força traduzidos nos torques nos motores do braço mestre. As estratégias de controle englobam um método de controle que são os métodos de prover o retorno de força. Um grande número de métodos para prover retorno de força já foram sugeridos tais como: retorno de força baseado em medição direta de força, retorno de força baseado em diferença de posição, medição direta modificada, controle de impedância etc.

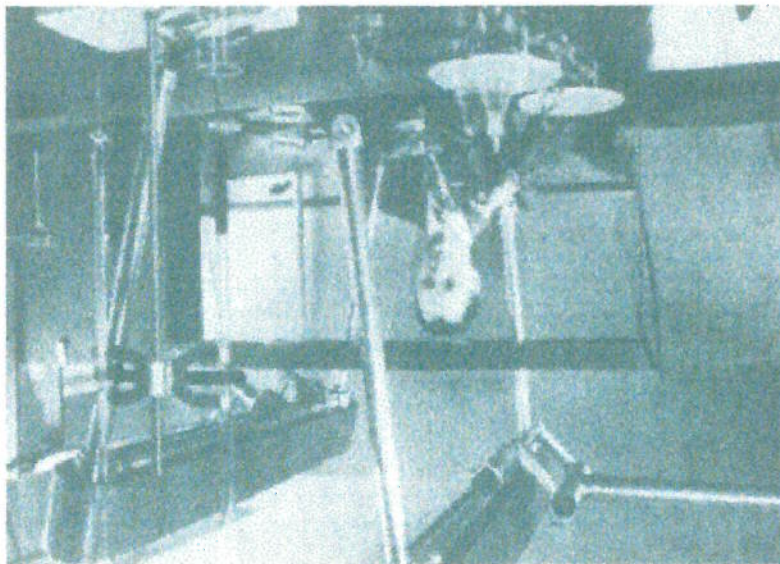


Fig.1.1 Goertz e seu primeiro manipulador mecânico mestre-escravo.(em vertut,1985)

Capítulo 2: trata de alguns métodos de controle utilizados em sistemas de teleoperação com retorno de força. No projeto do sistema de teleoperação será levado em conta um desses métodos.

Capítulo 3: temos uma descrição do sistema teleoperação de um grau de liberdade a ser controlado.

Capítulo 4: são extraídos alguns modelos do sistema de teleoperação experimental descrito no capítulo 3. Esses modelos serão úteis no projeto do sistema.

Capítulo 5: temos uma análise dos fatores que influenciam a estabilidade do sistema.

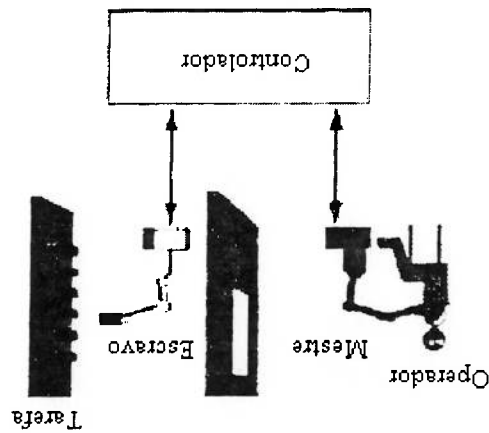
Capítulo 6: temos o projeto e implementação do sistema de teleoperação levando em conta os modelos extraídos no capítulo 4 e um método de controle do capítulo 2.

1.2 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Esse trabalho tem como objetivo o projeto e implementação do controle de um sistema de teleoperação mestre-escravo de um grau de liberdade com retorno de força visando aplicação em robótica cirúrgica. O projeto consiste na definição de uma arquitetura para o sistema de controle, na definição dos controladores, na definição de um método de retorno de força e no dimensionamento dos ganhos do sistema. Os ganhos do sistema de controle devem ser dimensionados de forma a maximizar a fidelidade do sistema de teleoperação possuindo como restrição a estabilidade.

1.1 OBJETIVOS

Fig.1.2 Sistema de teleoperação mestre-escravo (em Townsend et al, 1999).



Capítulo 7: temos a conclusão do trabalho.

2 MÉTODOS DE CONTROLE

2.1 INTRODUÇÃO

As estratégias de controle de sistemas de teleoperação com retorno de força englobam um método de controle que é o método de se prover o retorno de força (ex:fig 2.1).Um grande número de métodos para prover retorno de força já foram sugeridos(Flemmer,1999).Neste capítulo serão abordados alguns desses métodos tais como:retorno de força baseado em medição direta de força,retorno de força baseado em erro de posição,medição direta modificada e controle de impedância.

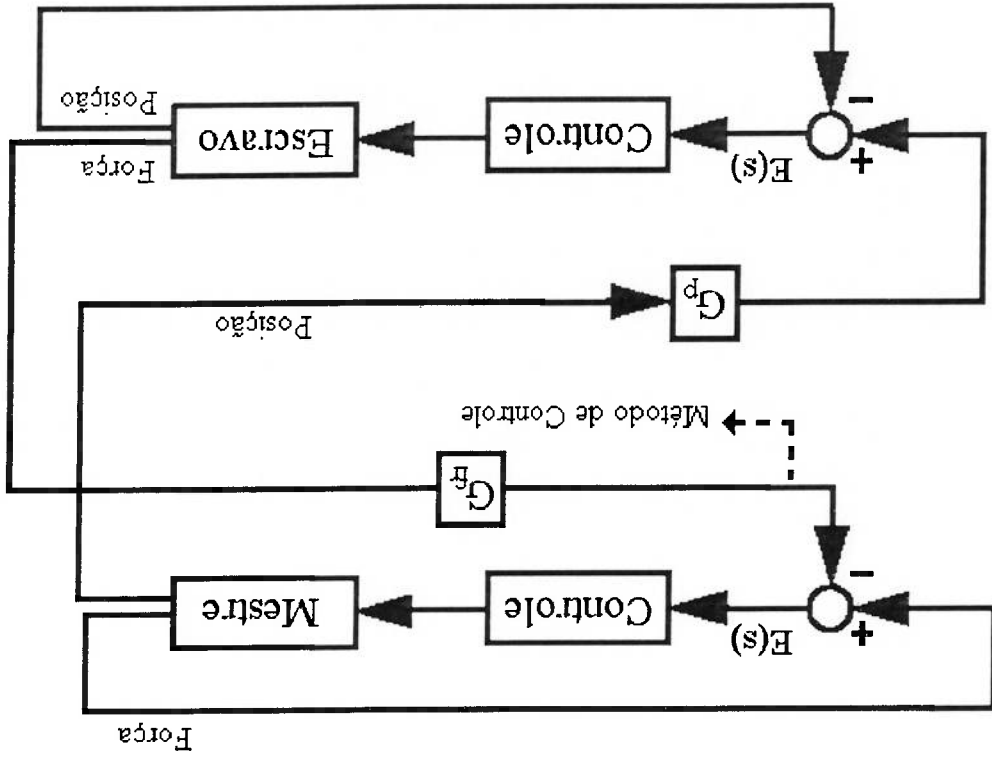


Fig.2.1 Estratégia de controle

2.2 DEFINIÇÕES

2.2.1 Impedância e admitância em um sistema de teleoperação

De acordo com Hogan (1985), diz-se que um objeto possui impedância $Z(s)$ quando aceitando movimento (velocidade $(V(s))$) como entrada produz uma força como saída $(F(s) = Z(s)V(s))$. Uma impedância linear pode ser modelada por um sistema massa-mola-amortecedor, ou seja $Z(s) = Ms + B + \frac{K}{s}$, onde M, B e K são a massa, a constante do amortecedor e constante da mola. A admitância é definida como o inverso da impedância denotada como $Y(s)$.

2.2.2 Matriz H de um sistema de teleoperação

Segundo Hannaford (1989), o comportamento de um sistema de teleoperação pode ser descrito por um mapeamento entre velocidade do mestre e força de contato em força refletida e velocidade do escravo. Esse mapeamento é chamado de matriz H

$$\begin{bmatrix} F_r \\ V_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & -h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_m \\ F_e \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Onde os elementos da matriz H são definidos como:

h_{11} → Impedância do mestre.

h_{12} → Relação de força do escravo para o mestre.

h_{21} → Relação de velocidade do escravo para o mestre.

h_{22} → Inverso da impedância do escravo.

F_r → Transformada de Laplace da força refletida.

V_s → Transformada de Laplace da velocidade do escravo.

V_m → Transformada de Laplace da velocidade do mestre.

F_e → Transformada de Laplace da força de contato.

$$h_{11} = \frac{V_m}{F_r} \text{ quando } F_e = 0 \quad (2.2)$$

$$h_{12} = \frac{F_r}{F_e}, \text{ quando } V_m = 0 \quad (2.3)$$

$$h_{21} = \frac{V_s}{V_m}, \text{ quando } F_e = 0 \quad (2.4)$$

$$h_{22} = \frac{-V_s}{F_e}, \text{ quando } V_m = 0 \quad (2.5)$$

2.2.3 Sistema de teleoperação ideal

De acordo com Flemmer(1999), a matriz H de um sistema de teleoperação ideal apresenta h_{11} próximo de zero (idealmente zero) para todas as frequências, h_{12} e h_{21} independentes da frequência e h_{22} o valor mais baixo possível. Então a matriz H de um sistema de teleoperação ideal seria, de acordo com equação (2.6),

$$H^{ideal} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

2.2.4 Transparência

Transparência é usada como medida de desempenho de um sistema de teleoperação por Lawrence(1993) e Colgate(1993). É definida como a razão entre a impedância transmitida para o operador e a impedância vista pelo escravo (do ambiente). Quanto mais próxima de 1 for essa razão em uma determinada faixa de frequência, melhor o desempenho do sistema. A impedância transmitida pode ser colocada em função dos parâmetros híbridos como:

$$Z_t = \frac{h_{11} - (h_{12}h_{22} + h_{21}Z_e)}{1 - h_{22}Z_e} \quad (2.7)$$

Onde:

Z_t = Impedância transmitida.

Z_e = Impedância do ambiente

A equação (2.7) pode ser demonstrada utilizando a equação (2.1) temos então:

$$F_r = h_{11}V_m + h_{12}F_e \quad (2.8)$$

Antes de abordarmos os métodos de controle se faz necessário uma modelagem do sistema de teleoperação. Utilizando o conceito de impedância temos uma modelagem do sistema de teleoperação como na figura 2.2. Em Flemmer(1998) o mestre e o

2.3 MODELAGEM DO SISTEMA DE TELEOPERAÇÃO

$$Z_t = \frac{1 - h_{22}Z_e}{h_{11} - (h_{12}h_{21} + h_{12}h_{22})Z_e}$$

Tirando Z_t em (2.15) temos :

$$Z_t = h_{11} - h_{12}Z_e [h_{21} - h_{22} \frac{Z_t - h_{11}}{h_{12}}] \quad (2.15)$$

Substituindo (2.14) em (2.13) temos:

$$\frac{F_e}{Z_t - h_{11}} = \frac{V_m}{h_{12}} \quad (2.14)$$

Dividindo (2.8) por V_m temos:

$$Z_t = h_{11} - h_{12}Z_e (h_{21} - h_{22} \frac{F_e}{V_m}) \quad (2.13)$$

Dividindo (2.9) por V_m e substituindo $\frac{F_e}{V_m}$ em (2.12) temos:

$$Z_t = h_{11} - h_{12}Z_e \frac{V_s}{V_m} \quad (2.12)$$

Dividindo (2.8) por V_m e de (2.10) e (2.11) temos:

$$Z_e = - \frac{F_e}{V_s} \quad (2.11)$$

$$Z_t = \frac{F_r}{V_m} \quad (2.10)$$

Temos que:

$$V_s = h_{21}V_m - h_{22}F_e \quad (2.9)$$

atuador escravo é modelado como uma massa e um amortecedor enquanto que nessa nova modelagem temos uma generalização da impedância do mestre indicada por $Z^m(s)$, e a impedância do atuador escravo indicada por $Z(s)$. Na figura 2.2 temos então que o operador é modelado por uma mola, o mestre por uma impedância, o escravo por uma mola e uma impedância e o ambiente por uma impedância.

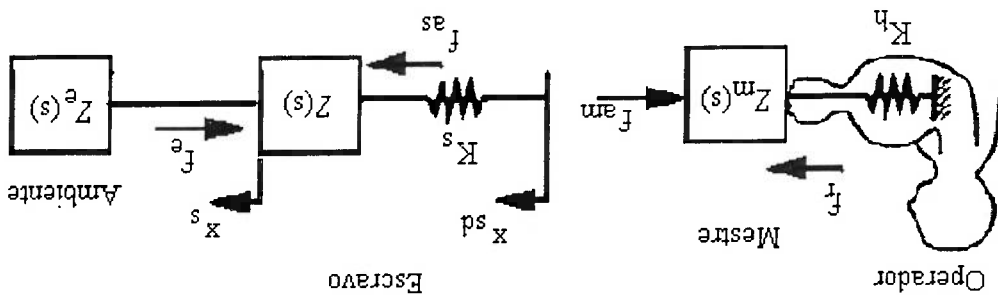


Fig.2.2 Modelagem do sistema

Na figura 2.2 temos:

f^{am} → Força do atuador mestre.

f_r → Força que o operador aplica no mestre.

f^e → Força de contato.

f^{as} → Força do atuador escravo.

$Z^m(s)$ → Impedância do mestre.

$Z^e(s)$ → Impedância do ambiente.

$Z(s)$ → Impedância.

K_s, K_h → Constantes da mola.

x^{sd} → Posição desejada do escravo.

x_s → Posição do escravo.

Temos então o seguinte equacionamento para o mestre:

$$F_r - F^{am} = Z^m(s)V^m$$

onde F^{am}, F_r e V^m são respectivamente as transformadas de Laplace de f^{am}, f_r e $\frac{dx^m}{dt}$. Temos o modelo do mestre em diagrama de blocos na figura 2.3.

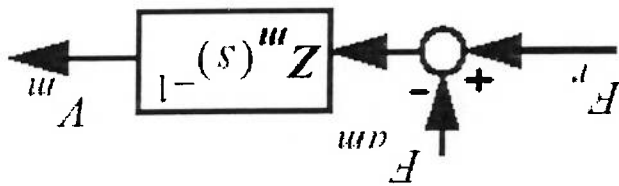


Fig.2.3 Modelo do mestre

Para o escravo temos:

$$F^{as} - F^e = Z(s)V_s \quad (2.16)$$

Onde F^{as}, F^e, V_s são respectivamente as transformadas de Laplace de $f^{as}, f^e, \frac{dx_s}{dt}$.

Da figura 2.2 temos que f^{as} pode ser dado por:

$$f^{as} = K^s(x^{sd} - x^s) \quad (2.17)$$

Aplicando a transformada de Laplace nos dois lados da equação (2.17) e substituindo

em (2.16) temos:

$$K^s(X^{sd} - X^s) - F^e = Z(s)V_s \quad (2.18)$$

Onde X^{sd}, X^s, F^e e V_s são as transformadas de Laplace de x^{sd}, x^s, f^e e

$\frac{dx_s}{dt}$ respectivamente.

$$\Rightarrow K^s X^{sd} - F^e - X^s = Z(s)V_s + \frac{K^s}{s} V_s$$

$$\Rightarrow K^s X^{sd} - F^e = Z(s)V_s \quad (2.19)$$

$$\text{Onde } Z^s(s) = Z(s) + \frac{K^s}{s} \quad (2.20)$$

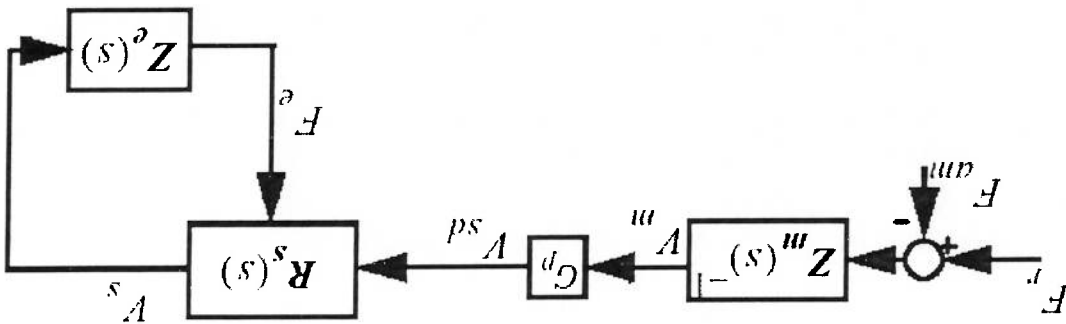
A figura 2.4 ilustra a dinâmica do escravo em diagrama de blocos.

Um método simples de prover retorno de força consiste em medir-se a força sentida pelo o escravo, quando em contato com um objeto através de um sensor de força e refletir essa força para o mestre através do controle de torque de seus atuadores. A força refletida para os atuadores do mestre é definida por:

2.4 RETORNO DE FORÇA BASEADO EM MEDIÇÃO DIRETA DE FORÇA

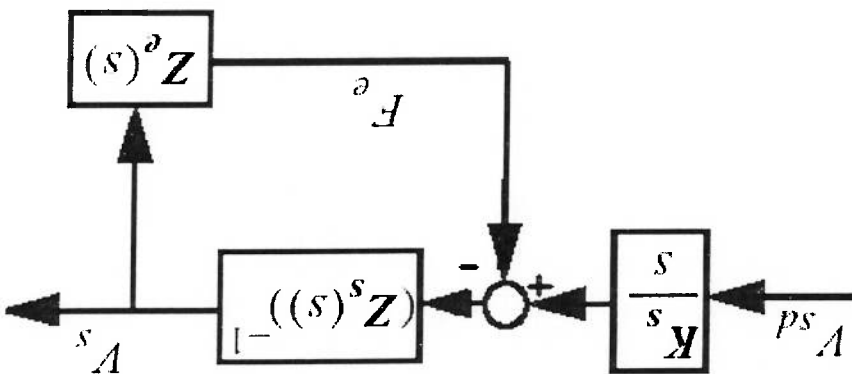
Onde G^p é o ganho de posição relacionando a velocidade desejada do escravo com a velocidade do mestre e $R_s(s)$ da figura 2.4.

Fig.2.5 Modelo do sistema de teleoperação



O modelo do sistema de teleoperação mestre e escravo pode ser expresso em diagrama de blocos como na figura 2.5.

Fig.2.4 Modelo do escravo



$$F^{am} = G_{fj} F_e \quad (2.21)$$

Onde F_e é a transformada de Laplace da força medida pelo sensor de força, G_{fj} é uma constante (ganho do retorno de força), F^{am} é a transformada de Laplace da força gerada pelo atuador mestre. Utilizando os modelos para o escravo e mestre das figuras 2.3 e 2.4, a representação em diagrama de blocos do método de retorno de força é ilustrado, na figura 2.6.

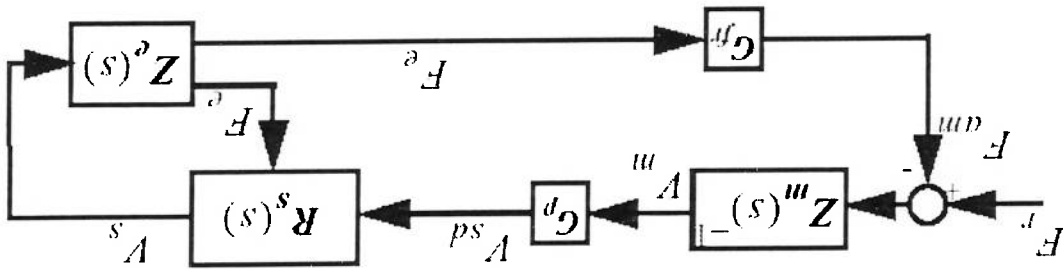


Fig.2.6 Medição direta de força(em Flemmer(1999))

2.4.1 Matriz H do sistema

Para efeito de comparação dos métodos de retorno de força, seria útil achar a matriz H para o sistema de teleoperação da figura 2.6. Da figura 2.3 temos:

$$F_r - F^{am} = Z^m(s) V^m$$

$$\Rightarrow F_r - G_{fj} F_e = Z^m(s) V^m \quad (2.22)$$

Temos de (2.2):

$$h_{11} = \frac{F_r}{F_e} \text{ quando } F_e = 0$$

Fazendo $F_e = 0$ em (2.22) temos:

$$h_{11} = \frac{F_r}{Z^m(s) V^m} = Z^m(s)$$

De (2.3) temos:

$$h_{12} = \frac{F_e}{F_r}, \text{ quando } V^m = 0$$

Como pode ser vista da equação (2.25) a relação de velocidade entre escravo e mestre h_{21} é dependente da frequência, o que não é desejável para um sistema de teleoperação. De acordo com Kim (1992) e Lawrence (1993) esse método de controle sofre de problemas de estabilidade se escolhermos G_{fj} muito alto. No capítulo 5 o problema da estabilidade será mais detalhadamente estudado.

$$H = \begin{bmatrix} Z^s Z^s(s) & \frac{Z^s(s)}{K^s G^p} \\ Z^m(s) & G_{fj} \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Então a matriz H completa resulta:

$$h_{22} = Z^{-1}(s)$$

Fazendo $V^m = 0$ em (2.23) com $V^{sd} = G^p V^m$ temos:

$$h_{22} = \frac{F_e}{-V^s}, \text{ quando } V^m = 0$$

De (2.5) temos:

$$\Leftrightarrow h_{21} = \frac{K^s G^p}{Z^s(s)}$$

$$V^s = Z^{-1}(s) \frac{K^s}{s} G^p V^m \quad (2.24)$$

Fazendo $F_e = 0$ em (2.23) e sabendo que $V^{sd} = G^p V^m$ temos:

$$h_{21} = \frac{V^m}{V^s}, \text{ quando } F_e = 0$$

De (2.4) temos:

$$V^s = Z^{-1}(s) (V^{sd} - F_e) \quad (2.23)$$

De (2.19) temos:

$$h_{12} = \frac{G_{fj} F_e}{G_{fj} F_e} = G_{fj}$$

Fazendo $V^m = 0$ em (2.22) temos:

2.5 RETORNO DE FORÇA BASEADO EM ERRO DE POSIÇÃO

Esse é um outro método de prover um retorno de força. A força que deve ser gerada pelo torque do atuador mestre deve ser proporcional a diferença de posição entre o mestre e o escravo ou seja:

$$F_{am} = G_{fp} (X_{sd} - X_s) \tag{2.26}$$

Como podemos ver, nesse método não existe um sensor de força como no método anterior. A representação em diagrama de blocos desse método é como ilustrado na figura 2.7.

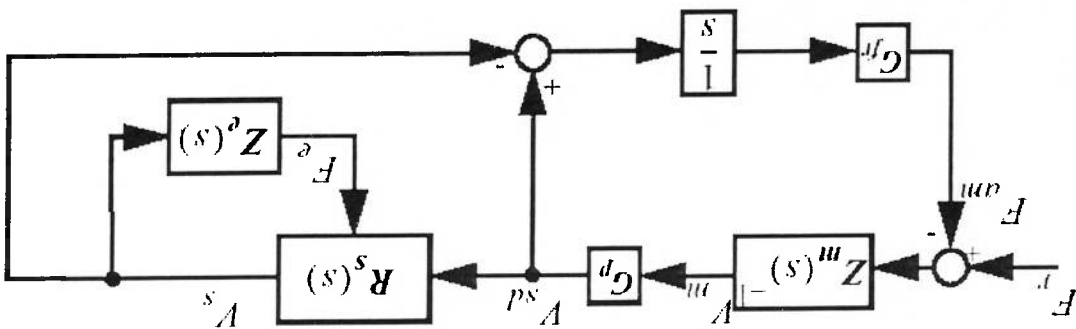


Fig.2.7 Retorno de força baseado em erro de posição(em Flemmer(1999))

2.5.1 Matriz H do sistema

$$h_{11} = \frac{F_r}{V_m} \text{ com } F_e = 0$$

Da figura 2.3 temos:

$$F_r - F_{am} = Z^m(s) V_m \Rightarrow \frac{F_r}{V_m} = Z^m(s) + \frac{F_{am}}{V_m}$$

De (2.26) temos:

$$F_{am} = G_{fp} (X_{sd} - X_s)$$

$$\Rightarrow F_{am} = \frac{G_{fp}}{s} (G_{fp} V_m - V_s) \tag{2.28}$$

$$\Leftrightarrow F_{am}^m = \frac{V^m}{G_{f^r}} (G_p - \frac{V^m}{V^s})$$

(2.29)

De (2.23) temos:

$$V^s = Z^{-1}(s) \left(\frac{K^s}{s} V^{sd} - F^e \right) \text{ com } V^{sd} = G^p V^m$$

Fazendo $F^e = 0$ temos:

$$\frac{V^m}{V^s} = \frac{V^m}{Z^{-1}(s) K^s G^p}$$

(2.30)

Substituindo (2.30) em (2.29) e (2.29) em (2.27) temos:

$$h_{11} = \frac{V^m}{F_r} = Z^m(s) + \frac{G_{f^r} G^p}{K^s} \left(1 - \frac{Z^s Z^s(s)}{K^s} \right)$$

$$h_{12} = \frac{F_r^e}{F_r} \text{ quando } V^m = 0$$

De (2.23) com $V^m = 0$ desde que $V^{sd} = G^p V^m$

$$V^s = -Z^{-1}(s) F^e$$

(2.31)

De (2.28) temos:

$$F_{am}^m = \frac{G_{f^r}}{G^p} (G^p V^m - V^s)$$

Fazendo $V^m = 0$ temos:

$$F_{am}^m = -\frac{V^s}{G_{f^r}}$$

(2.32)

Substituindo (2.31) em (2.32) temos:

$$F_{am}^m = \frac{V^s}{G_{f^r}} Z^{-1}(s) F^e$$

(2.33)

Substituindo (2.33) em $F_r - F_{am}^m = Z^m(s) V^m$ com $V^m = 0$ temos:

$$h_{12} = \frac{F_r^e}{F_r} = \frac{F_r^e}{G_{f^r}} Z^{-1}(s)$$

$$h_{21} = \frac{V^m}{V^s}, \text{ quando } F^e = 0$$

no sinal do sensor de força e utilizando o sinal filtrado para alterar V^{sd} (fig.2.8).
 mantendo o sistema estável por meio da utilização de um filtro passa baixa $G_f(s)$
 Esse método é uma tentativa de melhorar o desempenho do sistema de teleoperação

2.6 MEDIÇÃO DIRETA MODIFICADA

quando este é movido mais rápido do que o escravo.
 h_{11} possui um termo extra que descreve forças que podem ser sentidas pelo mestre
 De (2.34) podemos observar que h_{12} e h_{21} são dependentes da frequência e que

$$H = \begin{bmatrix} Z^m(s) + \frac{G_f G_p}{s} \left(1 - \frac{K_s}{K_s} \right) \frac{K_s G_p}{s} \frac{Z^s(s)}{1} \\ \frac{G_f}{K_s} \frac{Z^s(s)}{1} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

A matriz H completa do sistema resulta:

$$h_{22} = -\frac{V^s}{F^e} = -\frac{F^e}{Z^s(s)}$$

$$V^s = -Z^s^{-1}(s) F^e$$

Fazendo $V^m = 0$ temos:

$$V^s = Z^s^{-1}(s) \left(\frac{K_s}{s} G^p V^m - F^e \right)$$

Temos:

$$h_{22} = \frac{F^e}{-V^s}, \text{ quando } V^m = 0$$

$$h_{21} = \frac{V^m}{V^s} = Z^s^{-1}(s) \frac{K_s G^p}{s} \frac{Z^s(s)}{K_s G^p}$$

Fazendo $F^e = 0$ temos:

$$V^s = Z^s^{-1}(s) \left(\frac{K_s}{s} G^p V^m - F^e \right)$$

Temos:

2.6.1 Matriz H do sistema

$$h_{11} = \frac{F_r}{V_m} \text{ com } F_e = 0$$

Do diagrama de blocos da figura 2.8 temos:

$$F_r - G_f G_f(s) F_e = Z_m(s) V_m$$

(2.35)

Temos então fazendo $F_e = 0$:

$$h_{11} = \frac{F_r}{V_m} = Z_m(s)$$

$$h_{12} = \frac{F_r}{F_e} \text{ quando } V_m = 0$$

Temos de (2.35)

$$F_r - G_f G_f(s) F_e = Z_m(s) V_m$$

Fazendo $V_m = 0$ temos:

$$h_{12} = \frac{F_r}{F_e} = G_f G_f(s)$$

$$h_{21} = \frac{V_m}{F_e} \text{ quando } F_e = 0$$

De (2.23) e do diagrama de blocos da figura 2.8 Temos:

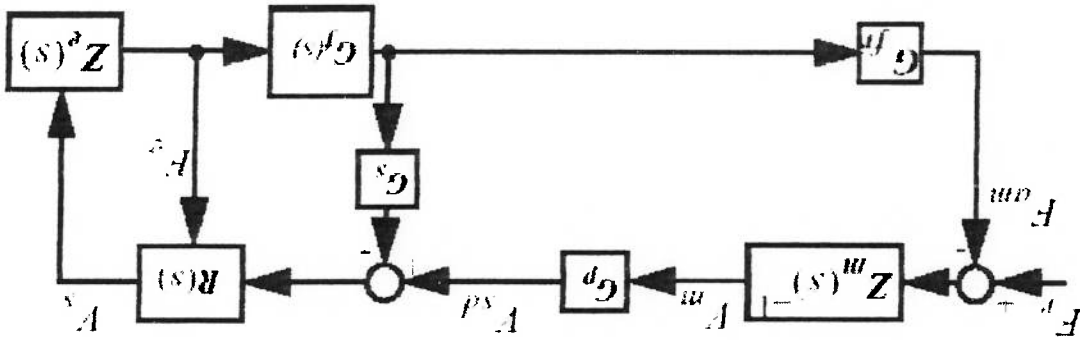


Fig.2.8 Medição direta modificada.(em Flemmer(1999))

Neste método o controle do torque do atuador mestre é baseado não só em informação da força sentida pelo escravo mas de sua posição ou velocidade também. Esse método é discutido de diversos pontos de vista por diversos autores tais como: Lee et al (1992), Chan et al (1994, 1996), Hannaford (1989), Colgate (1993).

2.7 CONTROLE DE IMPEDÂNCIA

$$H = \begin{bmatrix} Z^m(s) & K^s G^p \\ G^f G^j(s) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z^s(s) \\ s \end{bmatrix} + 1 \quad (2.37)$$

A matriz H completa do sistema resulta:

$$h_{22} = -\frac{F^e}{V^s} = -\frac{F^e}{V^s} \frac{Z^s(s)}{1 + K^s G^s G^j(s)}$$

Temos então:

$$V^s = -Z^s \frac{F^e}{V^s} = -Z^s \frac{F^e}{V^s} \frac{Z^s(s)}{1 + K^s G^s G^j(s)} + F^e$$

De (2.36) fazendo $V^m = 0$ temos:

$$h_{22} = -\frac{F^e}{V^s}, \text{ quando } V^m = 0$$

$$h_{21} = \frac{V^m}{V^s} = \frac{V^m}{K^s G^p}$$

Fazendo $F^e = 0$ temos:

$$V^s = Z^s \frac{V^m}{K^s G^p} = Z^s \frac{V^m}{K^s G^p} - \frac{F^e}{V^s} \frac{Z^s(s)}{1 + K^s G^s G^j(s)} \quad (2.36)$$

Com $V^{sd} = G^p V^m$ temos:

$$V^s = Z^s \frac{V^{sd}}{K^s} = Z^s \frac{V^{sd}}{K^s} - \frac{F^e}{V^s} \frac{Z^s(s)}{1 + K^s G^s G^j(s)}$$

2.7.1 Controle de impedância por Colgate(1993)

Se considerarmos um sistema de teleoperação utilizando como método de retorno de força a medição direta de força, o método proposto por Colgate(1993) acrescenta um termo $\Delta Z_e(s)V_s$ à informação de força (fig 2.9).

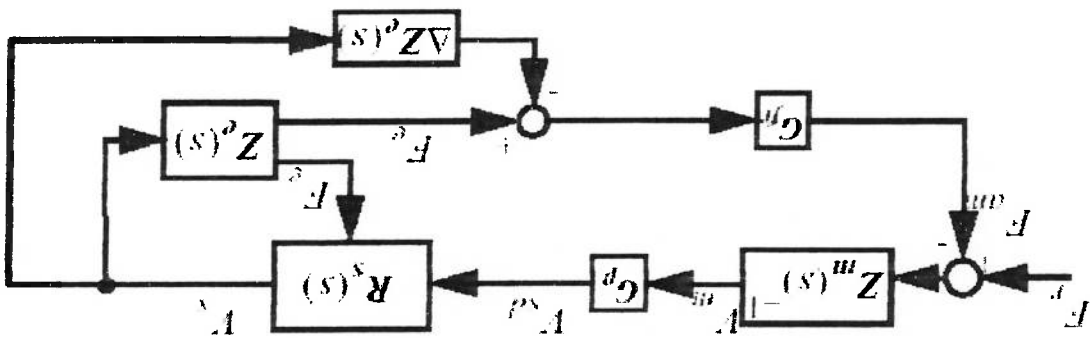


Fig.2.9 Controle de impedância por Colgate(1993)(em Flemmer(1999))

Nesse método temos da figura 2.9 que a força no atuador mestre é dada por:

$$F_m^{am} = G_f(F_e - \Delta Z_e(s)V_s) \tag{2.38}$$

Procedendo como no item (2.5) pode-se derivar a matriz H para esse método. Temos

então:

$$H = \begin{bmatrix} Z_m(s) - G_f G_p \frac{\Delta Z_e(s) K_s}{Z_s(s)} \\ \frac{Z_s(s)}{1} + G_f \frac{\Delta Z_e(s)}{Z_s(s)} \end{bmatrix} \tag{2.39}$$

3 SISTEMA DE TELEOPERAÇÃO DE 1 GRAU DE

LIBERDADE

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é descrito o sistema de teleoperação mestre-escravo de um grau de liberdade com retorno de força ao qual se planeja um controle.

3.2 DESCRIÇÃO DO SISTEMA

O sistema de teleoperação é composto de um manipulador mestre e um escravo, ambos de um grau de liberdade consistindo de um servomotor DC com encoders de 500 traços (fig.3.1). Acoplado ao eixo de cada motor temos uma barra de alumínio de dimensões 210mm x 14mm. Em cada barra de alumínio foram colados strain gages para prover o retorno de força

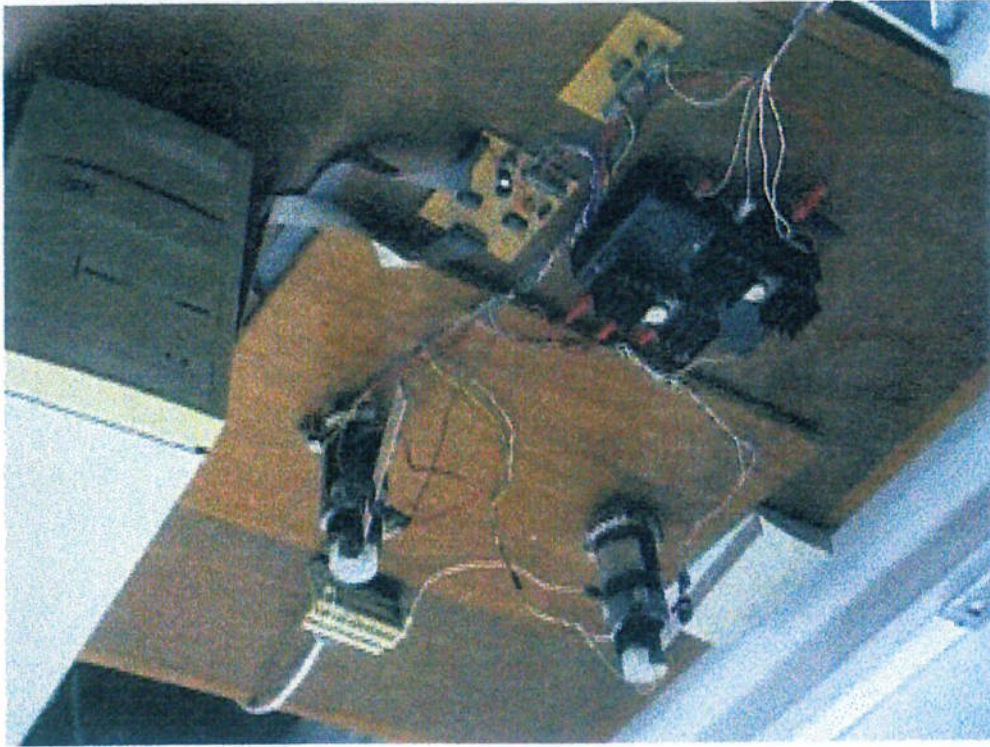


Fig.3.1 Sistema de teleoperação mestre-escravo

3.2.1 Sistema mestre e sistema escravo

O mestre e o escravo no sistema de teleoperação da figura 3.1 são representados por motores DC.

3.2.1.1 Controle eletrônico de um motor DC.

O controle de velocidade de motores DC é realizado através de amplificadores lineares e PWM. Embora ambos possam ser utilizados para o controle de velocidade de um motor DC, o PWM tem a vantagem de ter uma dissipação de potência minimizada. No sistema de teleoperação da figura 3.1 foi utilizado para controlar velocidade e sentido de rotação dos motores um amplificador operacional, o LM12CLK por ser uma solução mais simples.

3.2.2 Sensor de posição

No sistema de teleoperação mestre-escravo a variação da posição do escravo deve ser proporcional à variação de posição do mestre. Sendo assim devemos ter sensores de posição no mestre e no escravo para medição dessas variações. Sensores de posição, que convertem uma grandeza mecânica em uma grandeza elétrica, podem ser analógicos (ex: potenciômetros) ou digitais (ex: encoders). No sistema de teleoperação (fig. 3.1) foram utilizados encoders ópticos com precisão de 500 traços.

3.2.3 Sensor de força

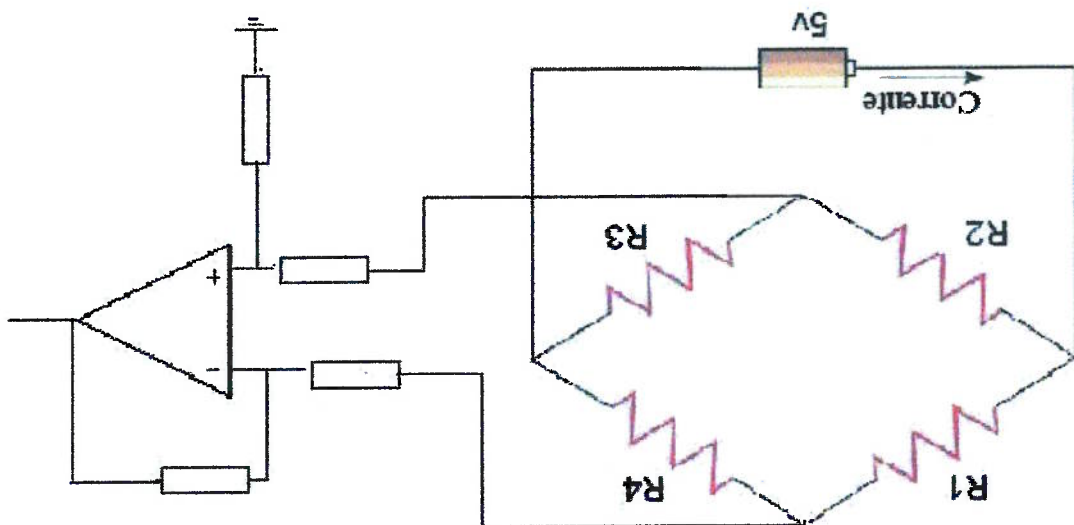
Foram colados em cada barra de alumínio da figura 3.1 strain gages para medição de força. Foram colados 4 extensômetros em cada uma das barras de alumínio da figura 3.1, formando uma ponte completa (circuito da figura 3.2 com os 4 resistores substituídos por extensômetros). Foram colados 2 extensômetros em cada face da barra e colocados no circuito da figura 3.2 de forma a ficar em lados opostos (ou seja R1 e R3 são extensômetros em um lado da face da barra de alumínio e R2 e R4 são extensômetros no lado oposto). Feito dessa forma todos os 4 extensômetros na barra vão agir com mesmo sinal de contribuição (positivo ou negativo).

3.2.4 Circuito de interaceamento dos encoders

Foi desenvolvida uma placa com o HCTL 2016, cuja função é realizar o interaceamento dos encoders. O HCTL 2016 realiza a contagem dos pulsos dos encoders além de identificar o sentido de rotação. O esquema da placa é como na figura 3.3. A placa utiliza o CI 555 como circuito oscilador (fig.3.4).

Foi utilizado um amplificador operacional numa montagem diferencial de ganho 1000, para amplificar o sinal de saída do circuito. Foram utilizados dois circuitos da figura 3.2 (um para o mestre e outro para o escravo).

Fig.3.2 Ponte de Wheatstone e amplificador



$$f = \frac{1.44}{(R1 + R2) \times C}$$

A frequência dos pulsos no circuito oscilador é dada por:

Fig.3.4 Circuito oscilador

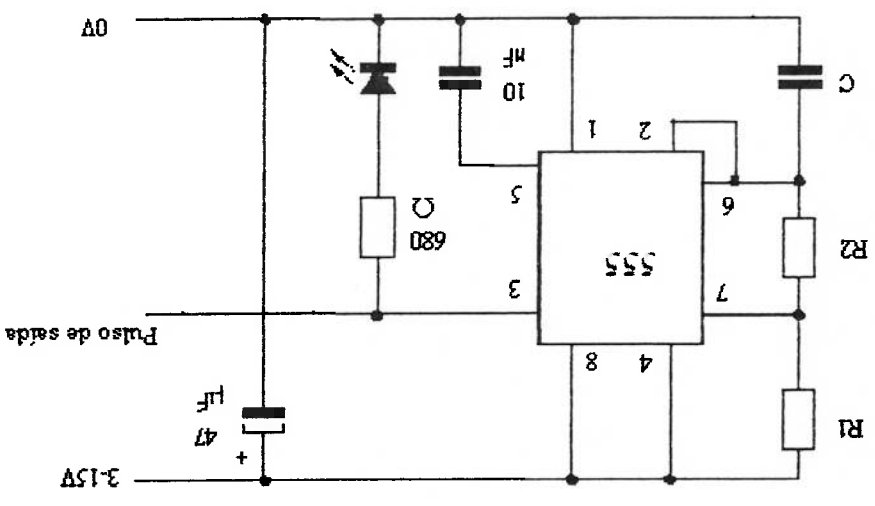
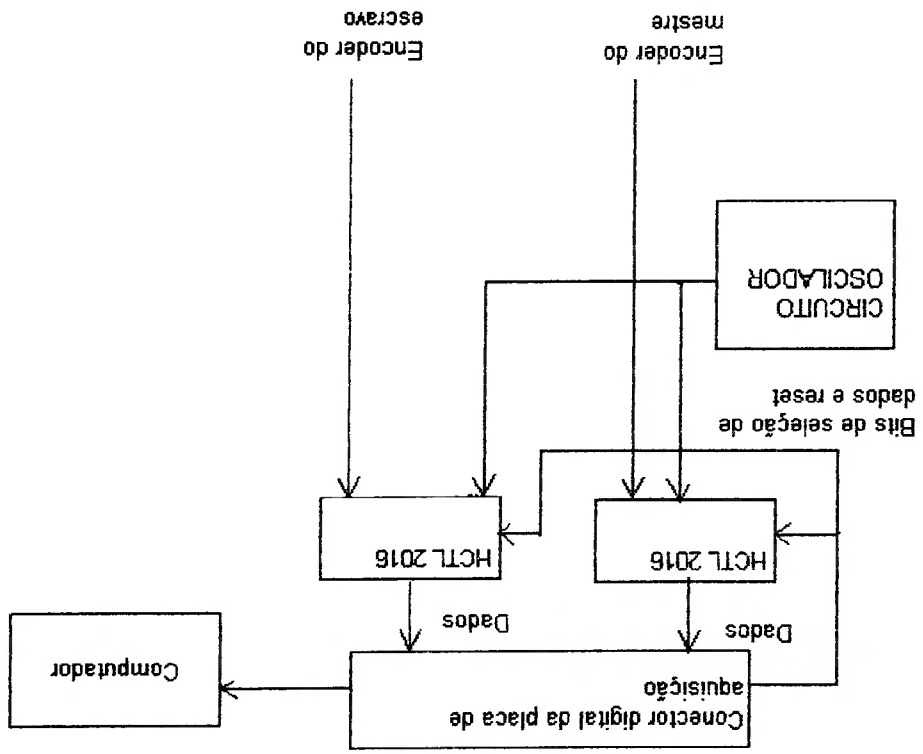


Fig.3.3 Circuito de interfaceamento dos encoders.



O CI HCTL2016 multiplica a resolução do encoder por 4 detectando as bordas dos sinais A e B gerados pelo encoder (fig.3.5).

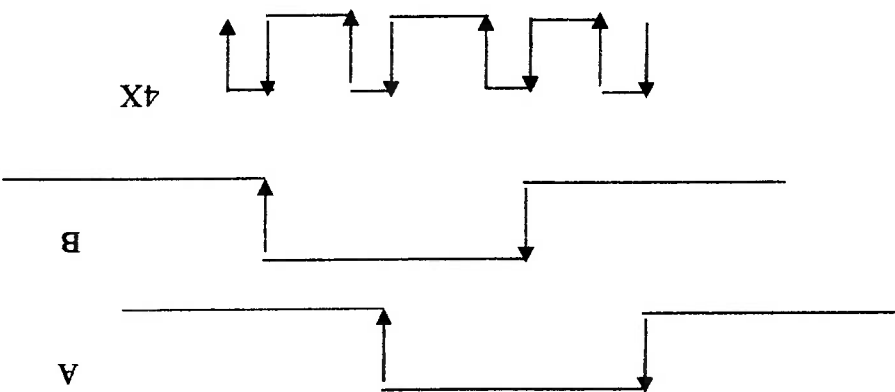


Fig.3.5 Aumento de resolução de encoder

3.2.5 Placa de aquisição

Para aquisição dos dados de posição do mestre e do escravo assim como dos sinais de força, foi utilizada a placa de aquisição CAD 12/36, da Lynx

A placa CAD12/36 possui os seguintes recursos:

-Conversor Analógico-Digital(A/D), para leitura de sinais analógicos.

-Entradas e saídas digitais que permitem a leitura e acionamento de variáveis digitais.

-Base de tempo interno e contadores, que permitem temporizar as operações do

sistema.

-Expansão para conexão de subsistemas, geralmente conversores Digital-Analógicos(D/A).

Conectores de entrada e saída

Sinais externos são ligados a placa CAD12/36 através de três conectores:

CN1 → Sinais de controle e entrada e saída analógica.

CN2 → Saídas digitais.

CN5 → Entradas digitais.

O conector CN1 foi utilizado para leitura de sinais de força e saída de sinais para o controle de posição do escravo. O conector CN5 foi utilizado para leitura da posição angular do eixo dos motores pelos encoders. O conector CN2 foi utilizado para saída de sinais de controle para a placa de interfaceamento dos encoders.

4 MODELOS DO SISTEMA

4.1 INTRODUÇÃO

O controle do sistema de teleoperação deve ser projetado de forma otimizar a performance tendo como restrição a estabilidade do sistema. Para o estudo da estabilidade do sistema alguns modelos devem ser obtidos. Neste capítulo são deduzidos modelos para o sistema de teleoperação da figura 3.1, como por exemplo: modelo matemático da impedância do mestre e do escravo (obtidos a partir dos modelos matemáticos que relaciona a tensão e a posição angular do eixo do motor e a tensão e corrente no motor), modelo do mestre e operador humano e modelo do escravo.

4.2. MODELO MATEMÁTICO PARA O MOTOR (TENSÃO E POSIÇÃO)

Para o projeto do sistema de controle da posição angular do eixo do motor pela tensão, é preciso determinar um modelo matemático que relaciona a tensão e posição angular do eixo do motor.

4.2.1 Determinação do modelo matemático

Das equações que regem o funcionamento do motor DC temos:

$$E = Ri + \alpha \omega \Rightarrow E = Ri + \alpha d\theta/dt \quad (4.1)$$

$$Jd\omega/dt + b\omega = ki \Rightarrow Jd^2\theta/dt^2 + b d\theta/dt = ki \quad (4.2)$$

onde:

E → Tensão aplicada no motor.

R → Resistência do motor.

i → Corrente no motor.

α → Constante de velocidade.

ω → Velocidade angular do motor.

J → Momento de inércia do motor.

b → Constante de velocidade.

k → Constante de corrente.

$\theta \rightarrow$ Posição angular do eixo do motor.

Aplicando a transformada de Laplace nas equações acima temos:

$$RI(s) + \alpha s \theta(s) = E(s) = I(s) = (E(s) - \alpha s \theta(s)) / R \quad (4.3)$$

$$Js^2 \theta(s) + bs \theta(s) = kI(s) \quad (4.4)$$

Usando (4.3) em (4.4) temos:

$$Js^2 \theta(s) + bs \theta(s) = k(E(s) - \alpha s \theta(s)) / R$$

$$\theta(s) [Js^2 + Bs + k\alpha s / R] = kE(s) / R$$

$$\theta(s) / E(s) = k / (RJs^2 + BRs + k\alpha s) \text{ dividido por } (bR + k\alpha) / k\alpha$$

temos:

$$\theta(s) / E(s) = [k / (bR + k\alpha)] / [s^2 + sR / (Br + k\alpha) + 1]$$

Logo a função de transferência que relaciona $\theta(s)$ e $E(s)$ pode ser escrita como:

$$\theta(s) / E(s) = K / [s(Ts + 1)] \quad (4.5)$$

Onde:

$$K = k / (bR + k\alpha)$$

$$T = R / (bR + k\alpha)$$

No presente trabalho foram determinadas as constantes K e T experimentalmente, como será mostrado a seguir.

4.3 DETERMINAÇÃO EXPERIMENTAL DAS CONSTANTES K

e T

O procedimento experimental utilizado consiste em aplicar um degrau de tensão na alimentação do motor, e através da curva $\theta(t)$ obter-se os valores de K e T . Para mostrar como funciona o procedimento gráfico, aplicamos um degrau de tensão de

amplitude A na função de transferência (4.5), e calculamos a transformada inversa de

$\theta(s)$.

Temos:

$$\theta(s) = K/[s(Ts+1)] \times A/s$$

A transformada inversa de $\theta(s)$ acima é: $\theta(t) = KAT \exp(-1/Tt) - KAT + KAt$ (4.6).

Pode ser visto pela equação (4.6) que $\theta(t)$ tende para a reta $y = -KAT + KAt$ quando t cresce. Em outras palavras, podemos determinar as constantes K e T diretamente da

curva $\theta(t)$ (fig.4.1).

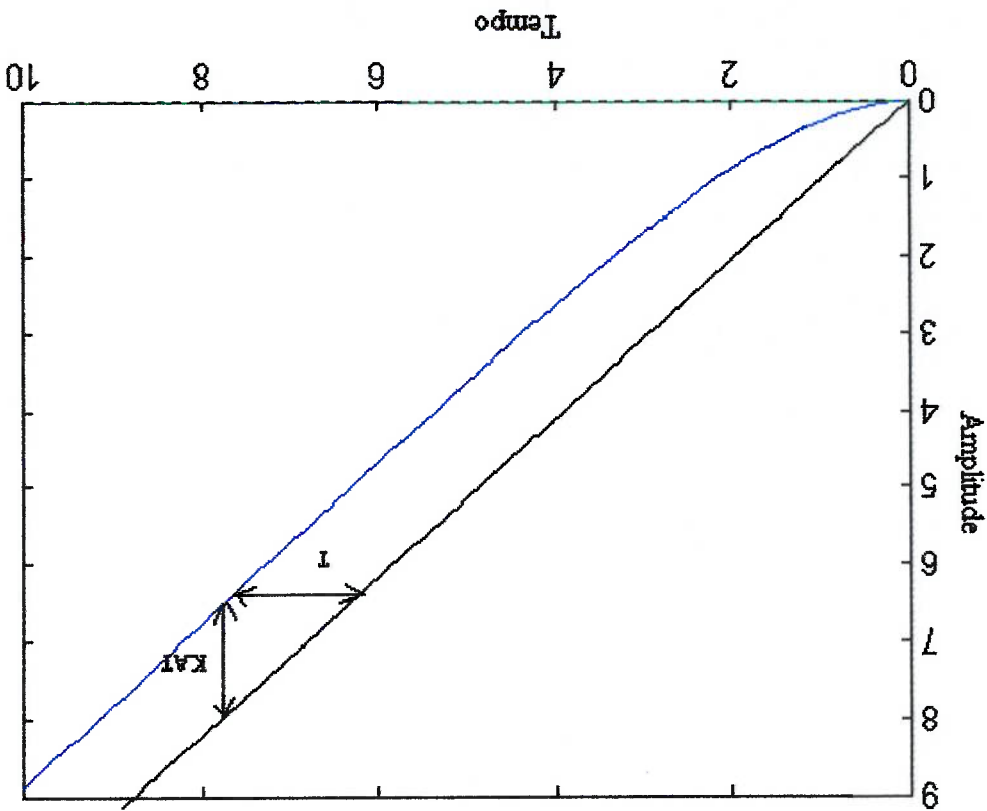


Fig.4.1 Determinação gráfica de K e T

Onde a reta no gráfico, é a reta partindo da origem e paralela a reta $y = -KAT + KAt$. A curva $\theta(t)$ foi determinada do experimento aplicando-se um degrau de tensão de 8volts ao sistema(motor+sistema mecânico que acopla o eixo do motor) e foi realizada a aquisição da posição do eixo do motor através de um encoder com uma placa de aquisição. O gráfico da posição do eixo do motor em função do tempo obtido através desse experimento está ilustrado na figura 4.2.

Na determinação das impedâncias do atuador mestre e escravo seria útil determinar o modelo matemático da tensão e corrente no motor.

4.4.1 Determinação do modelo matemático

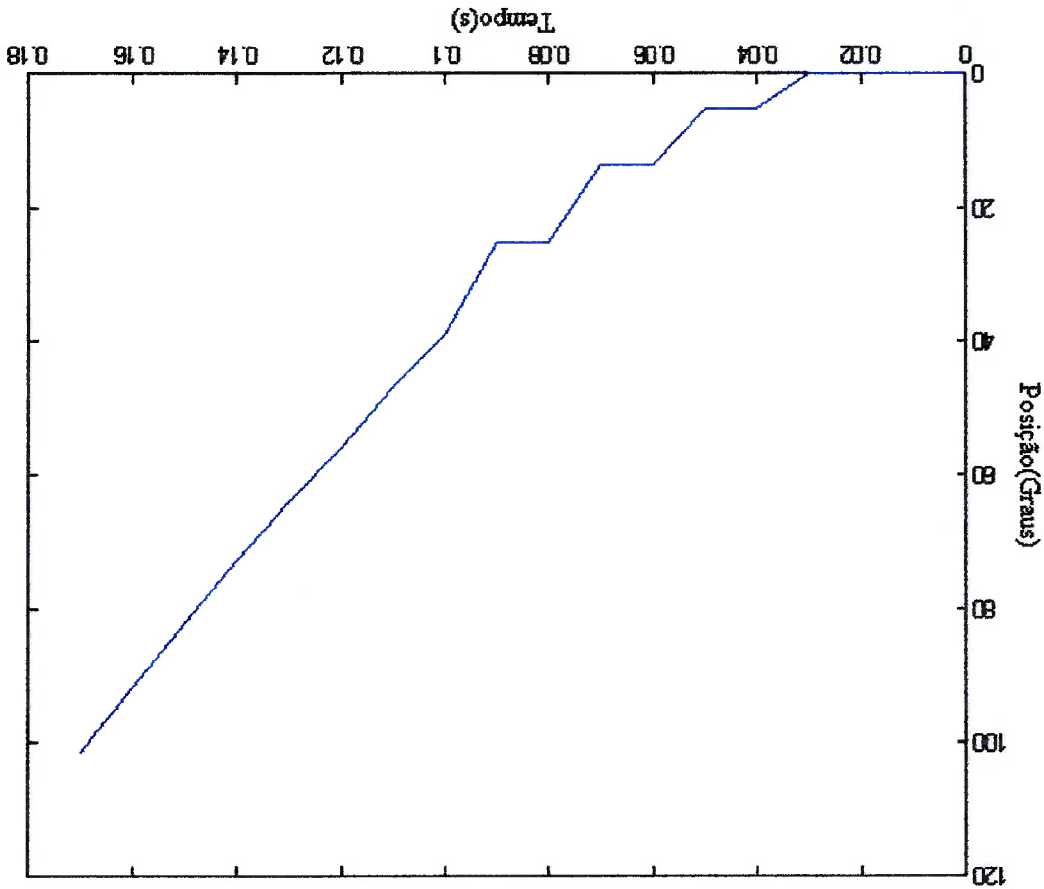
Temos as seguintes equações para o motor DC:

4.4 MODELO MATEMÁTICO PARA O MOTOR (TENSÃO E CORRENTE)

$$\theta(s) = \frac{114.2}{s(0.06s + 1)} E(s) \quad (4.6)$$

Através do procedimento gráfico explicado anteriormente, podemos determinar K e T do gráfico da figura 4.2, chegando a seguinte função de transferência que relaciona tensão e posição do motor.

Fig.4.2 Resposta à entrada degrau



$$E = Ri + \alpha \omega \quad (4.7)$$

$$J d\omega/dt + b\omega = ki \quad (4.8)$$

onde:

$E \rightarrow$ Tensão aplicada no motor.

$R \rightarrow$ Resistência do motor.

$i \rightarrow$ Corrente no motor.

$\alpha \rightarrow$ Constante de velocidade.

$\omega \rightarrow$ Velocidade angular do motor.

$J \rightarrow$ Momento de inércia do motor.

$b \rightarrow$ Constante de velocidade.

$k \rightarrow$ Constante de corrente.

Aplicando a transformada de Laplace nas equações (4.7) e (4.8) acima temos o seguinte:

$$E(s) = Ri(s) + \alpha \omega(s)$$

$$Js\omega(s) + b\omega(s) = ki(s)$$

$$\omega(s)[Js + b] = ki(s)$$

$$\omega(s) = ki(s)/(Js + b)$$

$$E(s) = I(s)(RJs + Rb + \alpha k)/(Js + b)$$

Então:

$$I(s)/E(s) = (Js + b)/(RJs + Rb + \alpha k)$$

que pode ser escrito na seguinte forma:

$$I(s)/E(s) = (s + A)/(Bs + C) \quad (4.9)$$

As constantes A, B e C foram determinadas experimentalmente como será mostrado a seguir.

4.5 DETERMINAÇÃO EXPERIMENTAL DAS CONSTANTES A, B e C

O procedimento experimental consiste em aplicar um degrau de tensão de amplitude D no motor e através do gráfico da corrente do motor $i(t)$, calcula-se os valores das constantes A, B e C. A aquisição dos valores de corrente no motor para um degrau de tensão é feita através de um sensor de corrente em série com o motor. O sensor de

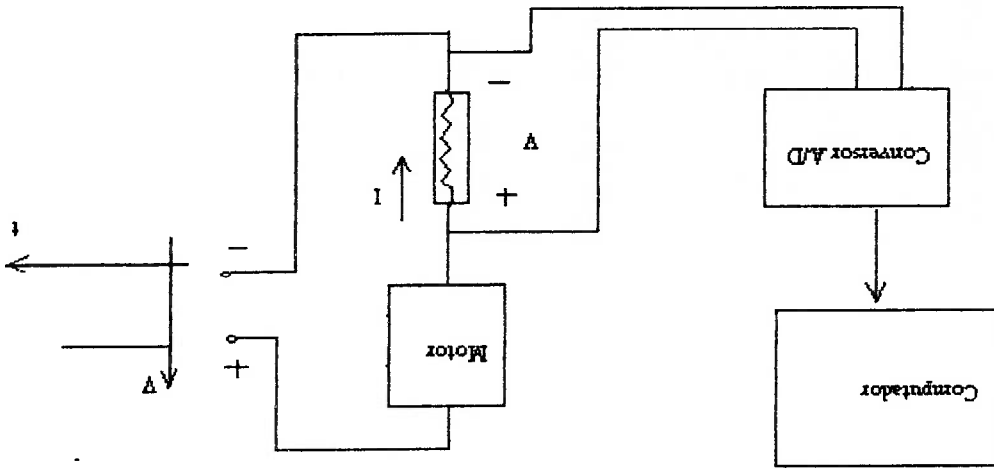


Fig.4.3 Aquisição da corrente no motor

corrente utilizado foi um resistor em série com o motor. Os valores de corrente são então medidos através da tensão no resistor como mostrado na figura 4.3. Para mostrar o procedimento gráfico, aplicamos um degrau de tensão D na função de transferência (4.9), e calcula-se a transformada inversa de $I(s)$. Temos:

$$I(s) = (s+A)/(Bs+C) \times D/s$$

A transformada inversa de $I(s)$ é: $i(t) = D/A/C + D[(C-AB)/C] \cdot 1/B \cdot \exp[-(C/B)t]$. (4.10) Foi obtido experimentalmente o seguinte gráfico de corrente para um degrau de tensão de 8 volts. (fig.4.4).

$$I(s) = \frac{E(s)}{s+215} = \frac{12s+860}{s+215}$$

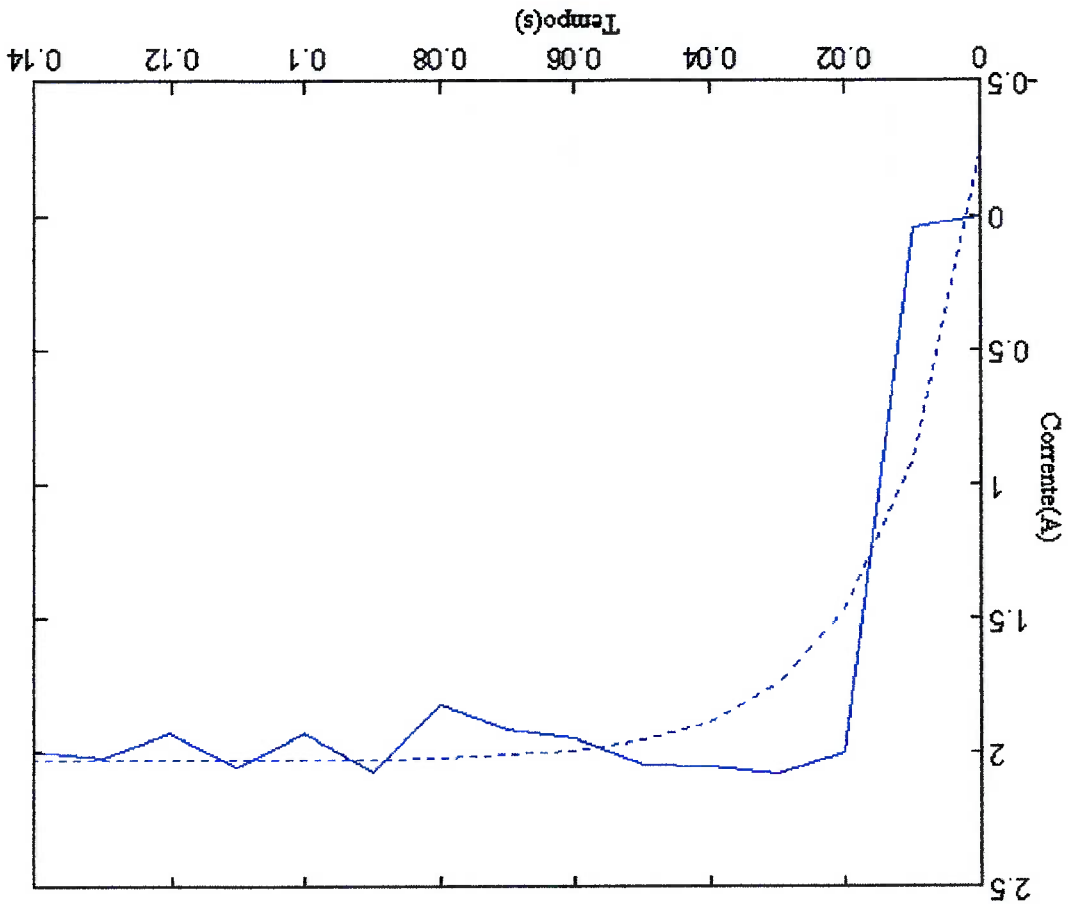
(4.11)

relaciona a tensão e a corrente no motor :
 onde tiramos que $A=215$. Chegamos então a seguinte função de transferência que
 Do gráfico da figura 4.4 temos que o valor da assíntota horizontal é $DA/C=2$, de

$$12/C=14 \Rightarrow C=860$$

B é a resistência do motor temos $B=12$ então:
 e do gráfico da figura 4.4 obtido experimentalmente, temos que $\tau=14\text{ms}$, logo, como
 Da equação de corrente (4.10) obtém-se que a constante de tempo é dada por: $\tau=B/C$.

Fig.4.4 Resposta à entrada degrau



4.6 MODELO DINÂMICO DO MESTRE E OPERADOR HUMANO

Da modelagem do sistema de teleoperação (item 2.3), temos o modelo dinâmico do mestre e operador humano da figura 4.5.

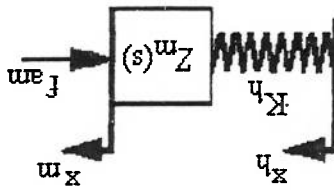


Fig.4.5 Modelo dinâmico (mestre e operador humano)

Onde :

x_h → Posição do operador

x_m → Posição do mestre

K_h → Constante da mola.

f_{am} → Força do atuador mestre.

$Z_m(s)$ → Impedância do mestre

Temos então o seguinte equacionamento:

$$Z_m(s)V_m = -F_{am} + K_h(X_h - X_m)$$

Através do experimento fazendo $V_m = 0$ temos :

$$K_h = \frac{f_{am}}{(x_h - x_m)}$$

Temos então:

$$K_h \cong 42.$$

4.7 MODELO DINÂMICO DO ESCRAVO E AMBIENTE

Da modelagem do sistema de teleoperação (item 2.3), temos o modelo dinâmico do escravo e ambiente da figura 4.6.

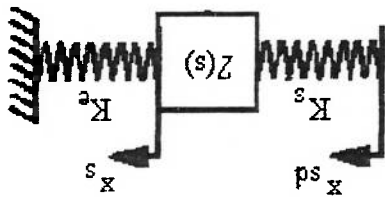


Fig.4.6 Modelo dinâmico do escravo e ambiente

Onde:

x^{sd} → Posição desejada do escravo

x_s → Posição do escravo.

K_s → Constante da mola

$Z(s)$ → Impedância.

O ambiente é modelado como uma mola de constante K_e

Temos então o seguinte equacionamento:

$$Z_s(s)V_s = K_s(X^{sd} - X_s) - F_e$$

Através do experimento fazendo $V_s = 0$ temos:

$$K_s = \frac{f_e}{(x^{sd} - x_s)}$$

Temos então:

$$K_s = 0.7$$

4.8 IMPEDÂNCIA DO MESTRE E DO ESCRAVO

No item (2.2.1) foi definida impedância como sendo :

$$Z(s) = \frac{F}{V}$$

Dessa forma, dividindo (4.11) por (4.6) temos:

$$\frac{I(s)/E(s)}{I(s)} = \frac{\theta(s)}{I(s)} = \frac{1370s + 98212}{0.06s^3 + 13.9s^2 + 215s}$$

Como o torque no motor é proporcional a corrente então temos a seguinte medida de

impedância do mestre:

$$Z_m(s) = \frac{I(s)}{s\theta(s)} = \frac{0.06s^3 + 13.9s^2 + 215s}{1370s^2 + 98212s} \quad (4.12)$$

Para o escravo temos de (2.20):

$$Z_s(s) = Z(s) + \frac{K}{s}$$

como $Z(s) = Z_m(s)$ temos que:

$$Z_s(s) = \frac{0.06s^3 + 13.9s^2 + 215s}{1370s^2 + 98212s} + \frac{s}{K} \Rightarrow Z_s(s) = \frac{1370s^3 + 98212s^2}{0.06s^4 + 13.9s^3 + 900.2s^2 + 49106s} \quad (4.13)$$

5 ANÁLISE DE ESTABILIDADE

5.1 INTRODUÇÃO

Depois de obtidos os modelos do sistema pode-se fazer um estudo da estabilidade. A estabilidade do sistema de teleoperação depende do hardware (sistema mestre e sistema escravo) da estratégia de controle (método de controle, controle de força), do ambiente ($Z_e(s)$) de contato com o escravo e do desempenho requerido para o sistema. Neste capítulo é estudada a influência dos métodos de controle, do ambiente e do desempenho para a estabilidade do sistema.

5.2 INFLUÊNCIA DOS MÉTODOS DE CONTROLE

5.2.1 Retorno de força baseado em medição direta de força.

Como foi visto no item (2.4), esse é um método de prover retorno de força onde a força do atuador mestre é dada por (2.21) ou seja:

$$F_{am} = G_{ff} F_e.$$

Levando em conta o diagrama de blocos da figura 2.6 temos o diagrama de blocos da figura 5.1.

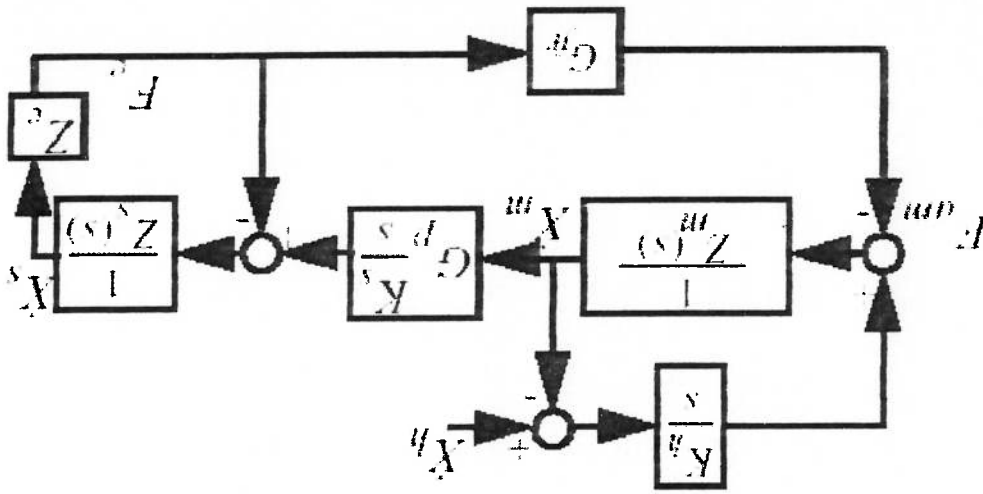


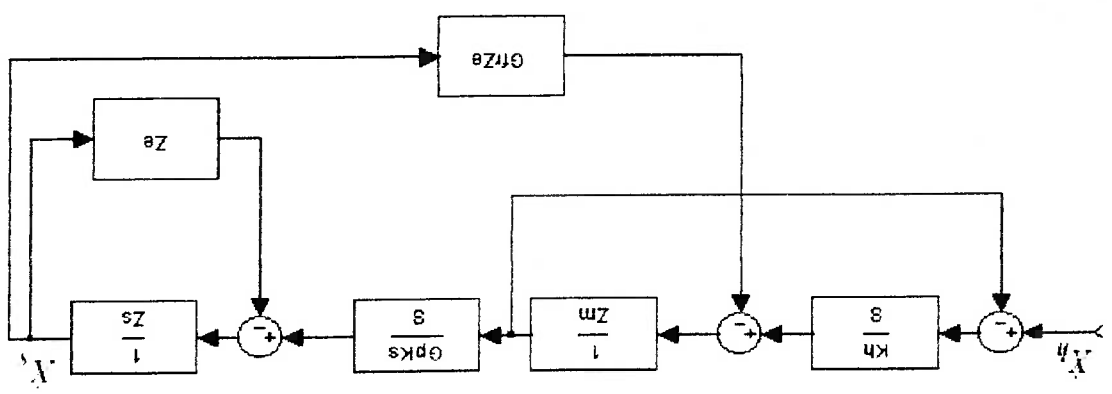
Fig.5.1 Medição direta de força (em Flemmer(1998))

O sistema em estudo é o sistema com função de transferência $G(s)$ tal que:

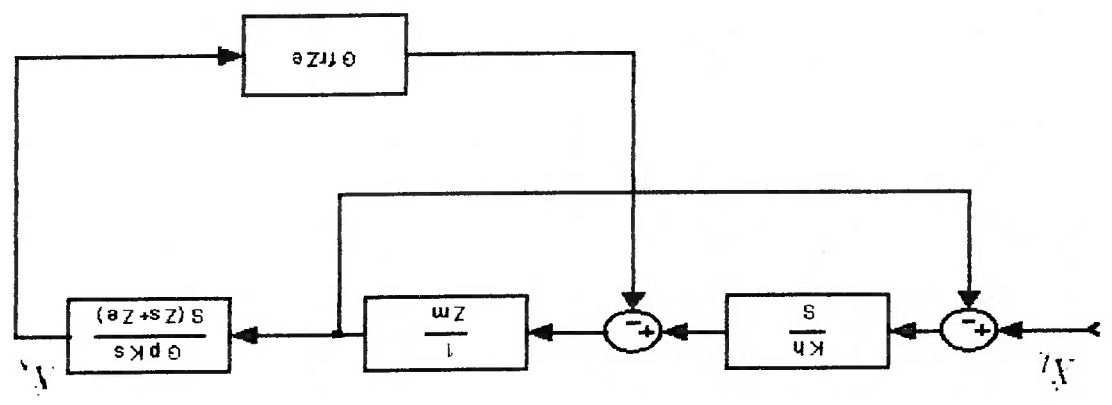
$$\dot{X}^m = G(s) X^h$$

(5.12)

A função de transferência $G(s)$ pode ser determinada manipulando o diagrama de blocos da figura 5.1 que pode ser colocado na forma abaixo.



Simplificando o diagrama de blocos acima temos:



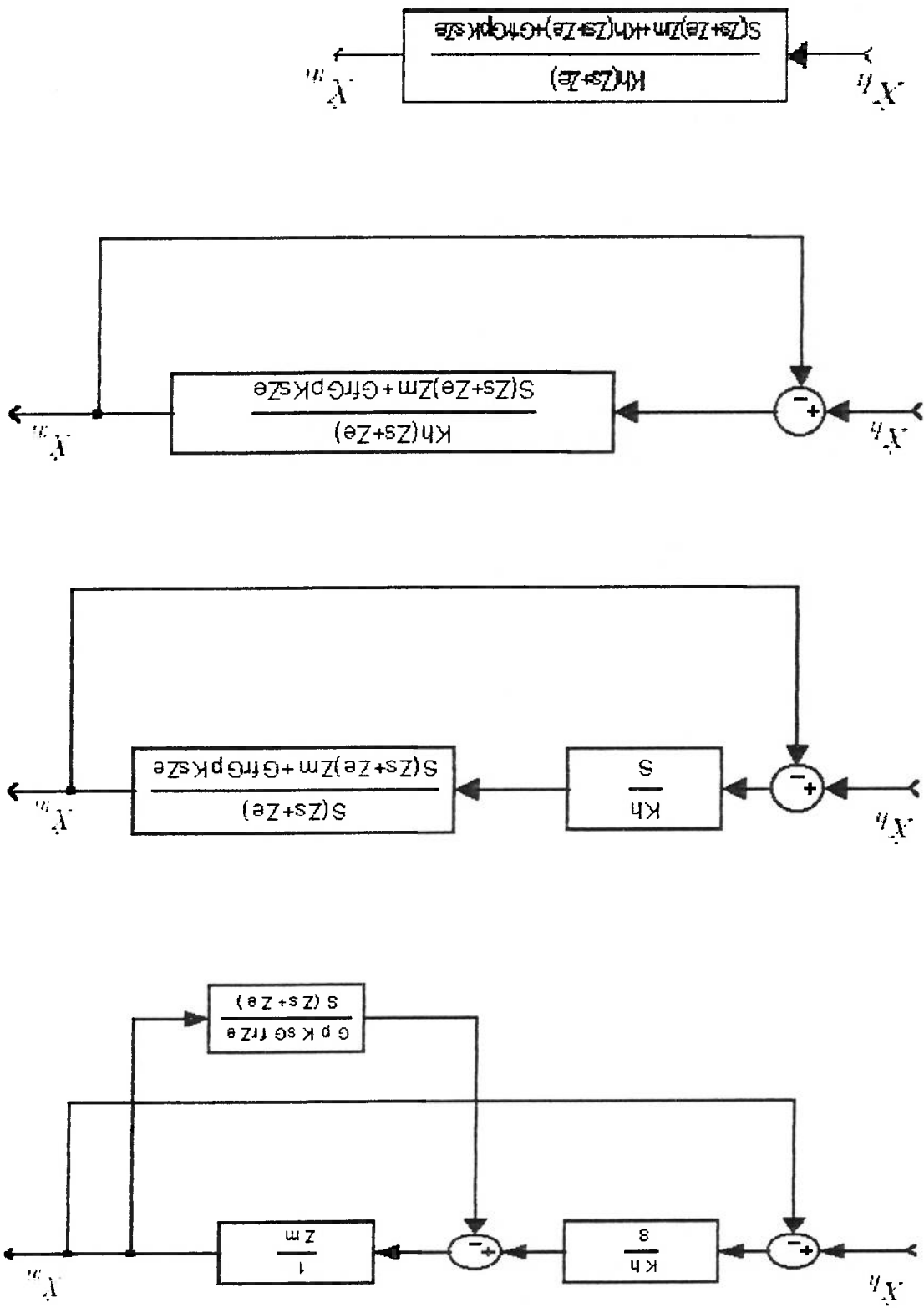
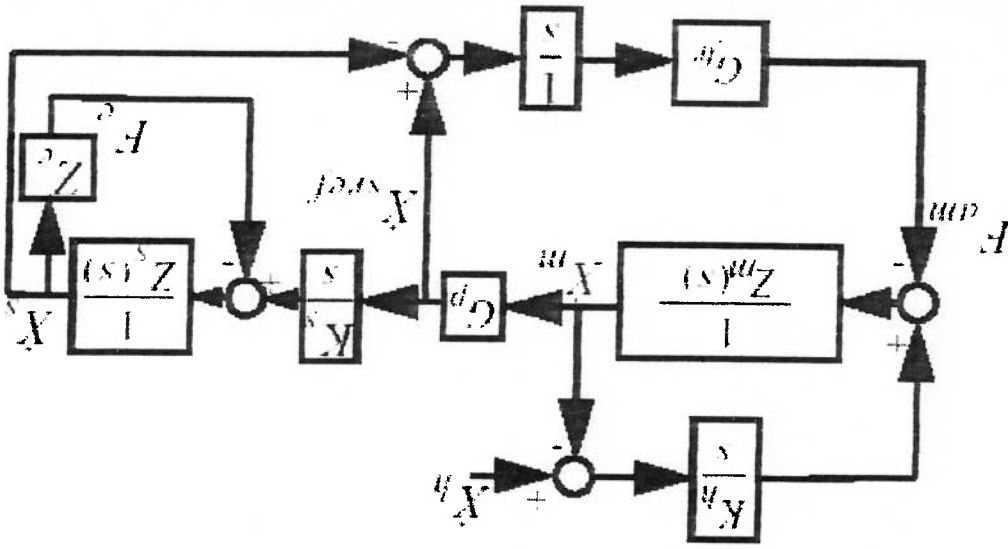


Fig.5.2 Retorno de força baseado em erro de posição



Considerando a dinâmica do operador temos o diagrama de blocos da figura 5.2:

$$F^{am} = G_{fp}(X^{sd} - X^s)$$

dada pela eq.(2.26) ou seja:

Esse é outro método de prover retorno de força onde a força do atuador mestre é

5.2.2 Retorno de força baseado em erro de posição

$$s(Z_s + Z_e)Z^m + K_h(Z_s + Z_e) + G_{fp}G^pK_sZ^e = 0 \quad (5.2)$$

seus polos, e para isso determinamos a equação característica. Temos então:

A estabilidade do sistema $G(s)$ pode então ser estudada a partir da localização dos

$$G(s) = \frac{K_h(Z_s + Z_e)}{s(Z_s + Z_e)Z^m + K_h(Z_s + Z_e) + G_{fp}G^pK_sZ^e} \quad (5.1)$$

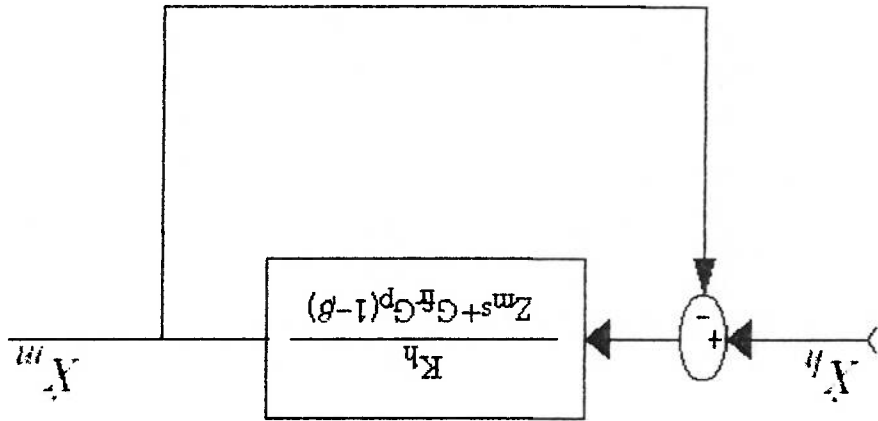
Então, temos que a função de transferência $G(s) = X^m/X^h$ é dada por:

$$\Leftrightarrow Z^m s^2 (Z^s + Z^e) + s G^f G^d (Z^s + Z^e) - K^s G^f G^d + K^h s (Z^s + Z^e) = 0 \quad (5.3)$$

$$\Leftrightarrow Z^m s + G^f G^d \left[1 - \frac{K^s (Z^s + Z^e)}{K^s} \right] + K^h = 0$$

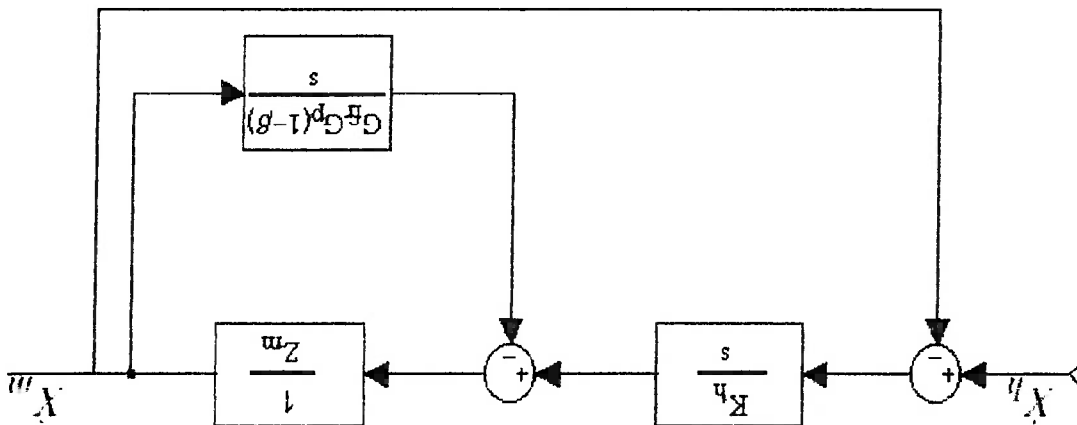
$$Z^m s + G^f G^d (1 - \beta) + K^h = 0$$

Temos então a equação característica:



Ainda simplificando temos:

$$\text{onde } \beta = \frac{K^s (Z^s + Z^e)}{K^s}$$



Simplificando o diagrama de blocos da figura 5.2 temos:

5.2.3 Medição direta modificada

Considerando o diagrama de bloco da figura 2.8 temos o diagrama de blocos da figura 5.3 levando em conta a dinâmica do operador.

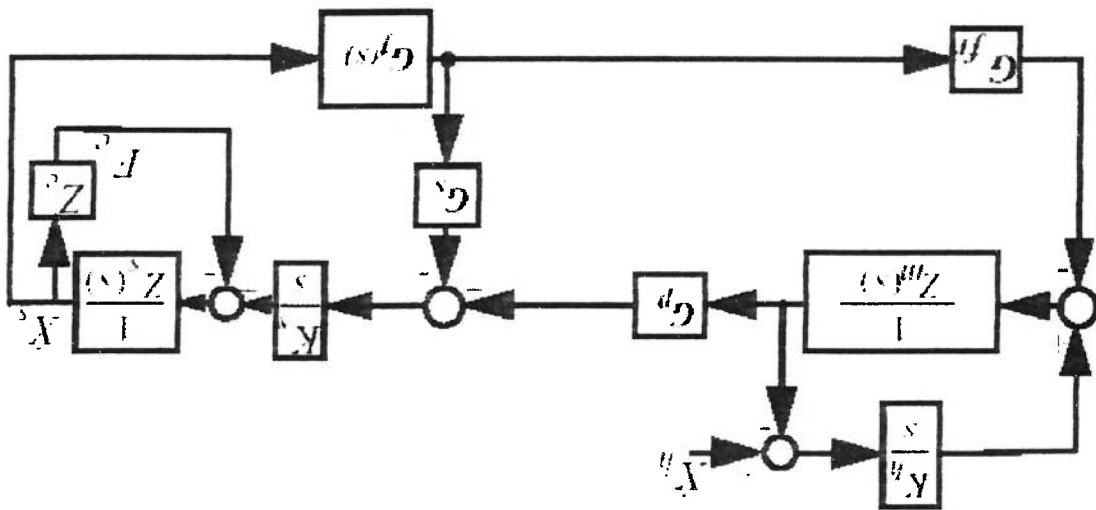
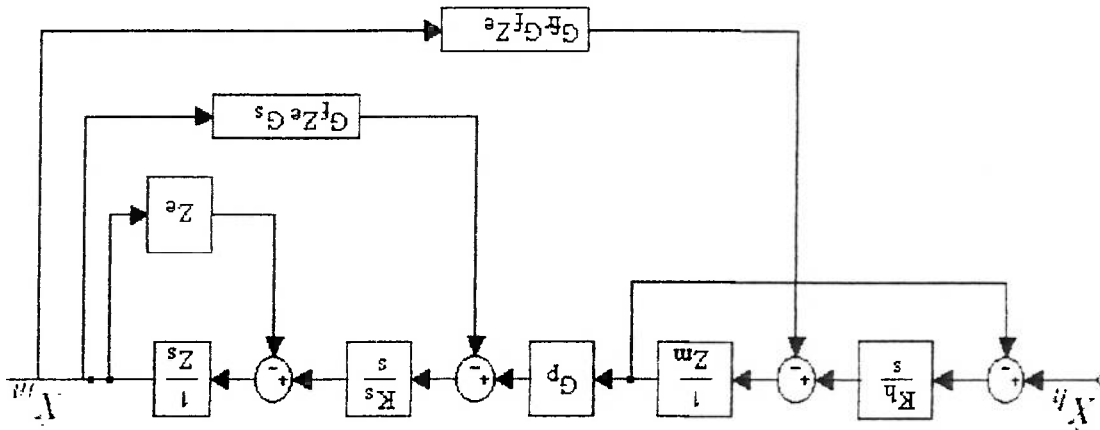


Fig.5.3 Medição direta modificada

Realizando simplificações no diagrama de blocos da figura 5.3 temos:



5.3 INFLUÊNCIA DO AMBIENTE

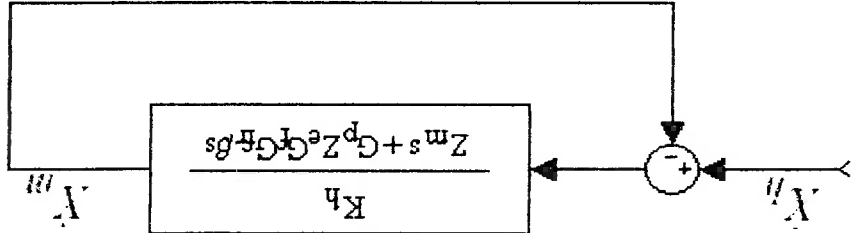
5.3.1 Retorno de força baseado em medição direta de força

A influência desse método de controle na estabilidade do sistema pode ser vista pela eq.(5.2):

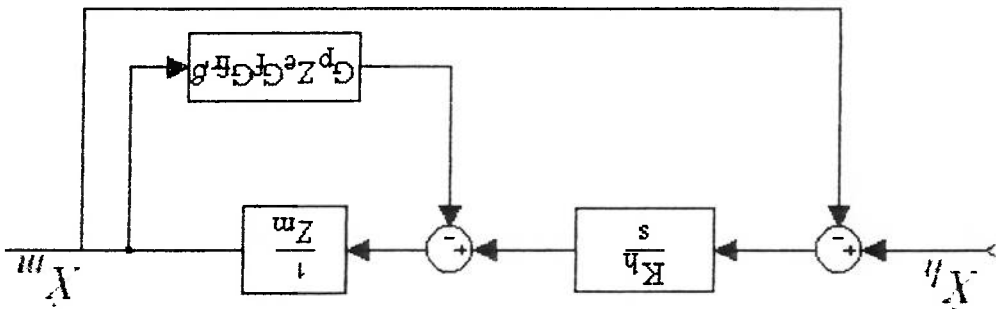
$$s(Z_s + Z_e)Z^m + K_h(Z_s + Z_e) + G^f G^p K_s Z^e = 0$$

$$s^2(Z_s + Z_e)Z^m + K_s G^s G^f Z^e Z^m + G^p Z^e Z^m s + G^f G^p K_s s + s(Z_s + Z_e)K_h + K_h K_s G^s G^f Z^e = 0 \quad (5.4)$$

Temos então a equação característica para esse método de controle :



onde $\beta = \frac{K_s}{s(Z_s + Z_e) + K_s G^s G^f Z^e}$



Para estudarmos a influência do ambiente variamos Z_e na eq.(5.2). As soluções da eq.(5.2) variando Z_e podem ser plotadas em um gráfico chamado de lugar das raízes. As soluções da eq.(5.2) são chamadas de polos do sistema. De acordo com a localização desses polos o sistema pode ser estável ou instável. Considerando os modelos do sistema determinados no capítulo 4 tais como Z_s, Z_m, K_h, K_s , podemos ver a influência do ambiente no gráfico do lugar das raízes na figura 5.4.

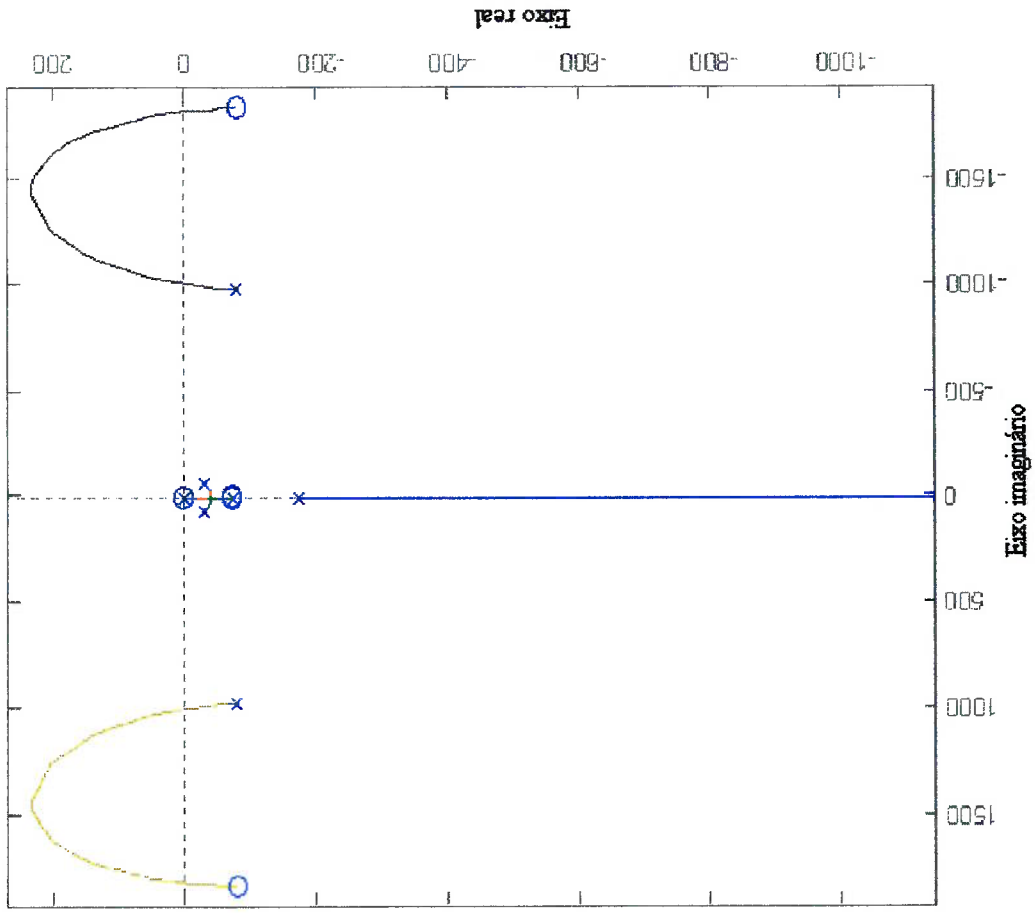


Fig.5.4 Lugar das raízes(medição direta de força com $G_f = 150, G_p = 1$)

Do gráfico do lugar das raízes temos que os polos do sistema começam a passar do lado esquerdo para o lado direito do plano complexo a partir de $Z_e \approx 0.003$. A partir desse valor de Z_e o sistema torna-se instável até $Z_e \approx 0.6$.

5.3.2 Retorno de força baseado em erro de posição

A equação característica para esse método é dada pela eq.(5.3), ou seja:

$$Z_m s^2 (Z_s + Z_e) + s G_f G_p (Z_s + Z_e) - K_s G_f G_p + K_h s (Z_s + Z_e) = 0$$

Substituindo Z_m, Z_s, K_s, K_h e considerando $G_p = 1$ e $G_f = 150$, podemos traçar o gráfico do lugar das raízes variando o ambiente, ou seja, variando Z_e . Temos então o gráfico da figura 5.5.

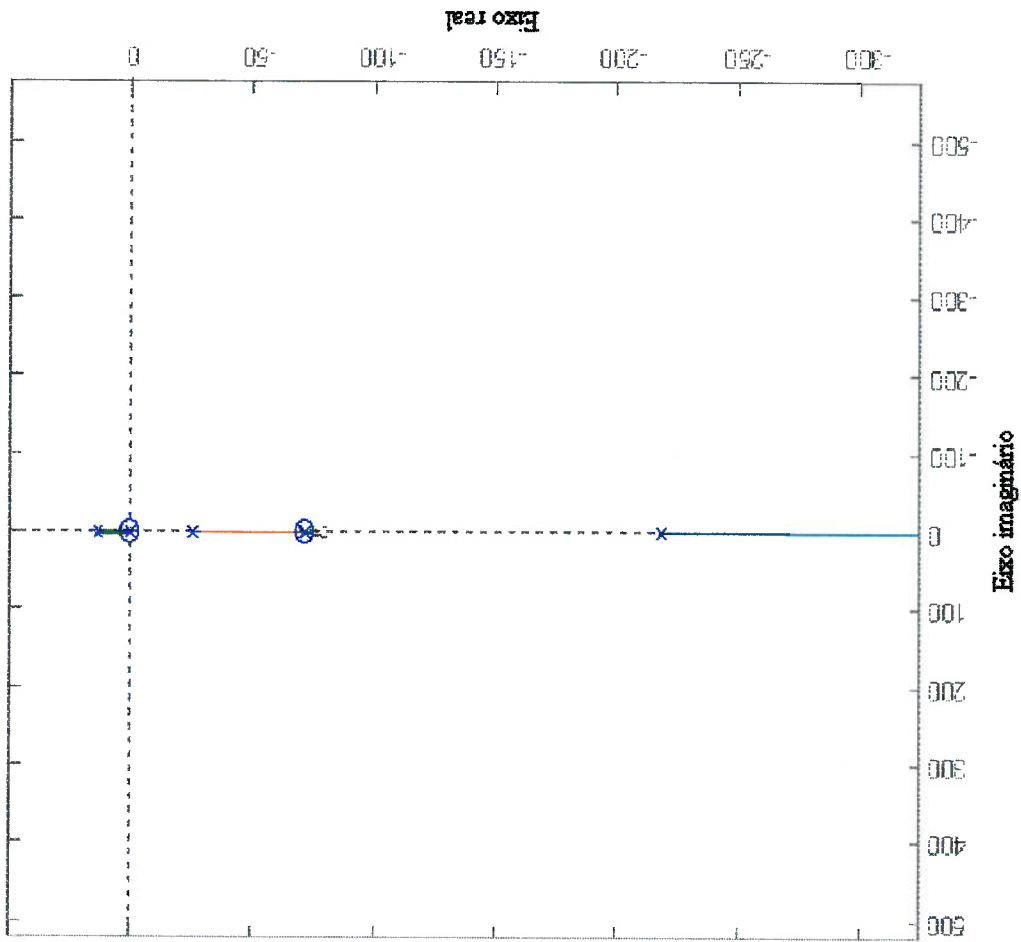


Fig.5.5 Lugar das raízes(erro de posição com $G_f = 150$ e $G_p = 1$)

O gráfico da figura 5.5 mostra que a medida que Z_e vai variando de zero até infinito os polos que se localizam do lado direito do plano complexo vão se aproximando da região de estabilidade.

5.3.3 Medição direta modificada

Temos a equação característica para esse método dada pela eq.(5.4), ou seja:

$$s^2(Z_s + Z_e)Z_m + K_s G_s G_f Z_e Z_m s + G_p Z_e G_f K_s s + s(Z_s + Z_e)K_h + K_h K_s G_s G_f Z_e = 0$$

Substituindo Z_m, Z_s, K_s, K_h e considerando $G_p = 1, G_f = 20 \cdot 10^3, G_s = 0.5,$ podemos traçar o gráfico do lugar das raízes variando o ambiente, ou $G_f = \frac{1}{s + 100}$.

seja, variando Z_e . Temos então o gráfico da figura 5.6.

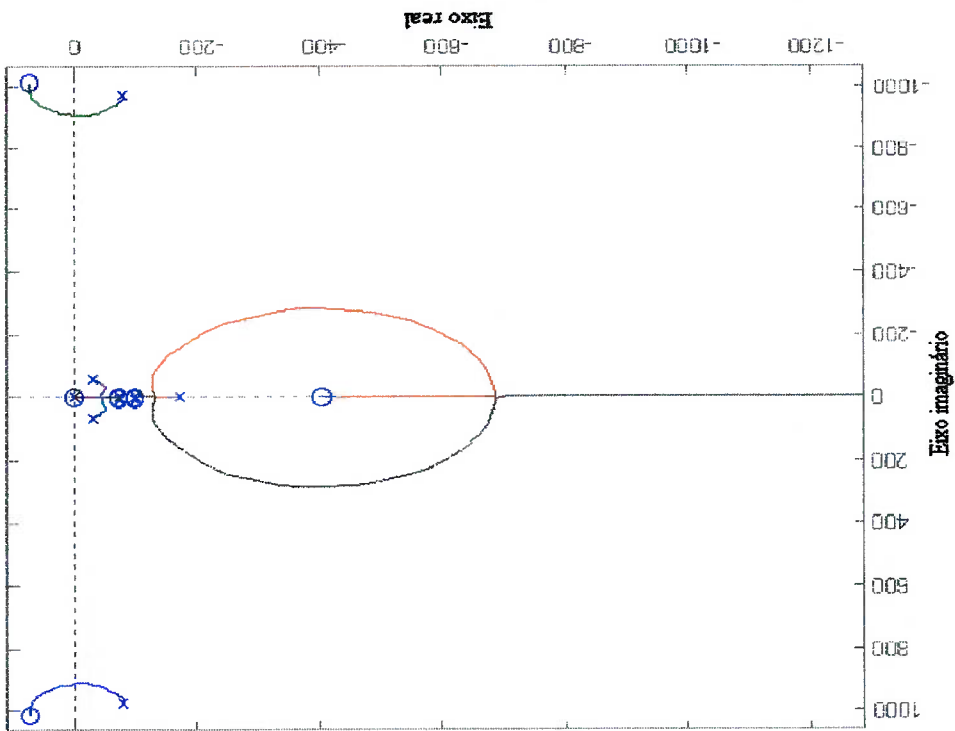


Fig.5.6 Lugar das raízes(medição direta modificada)

Do gráfico da figura 5.6 temos que para um valor de $Z_e \approx 0.03$, o sistema começa a ter polos do lado direito do plano complexo tornando-se assim instável. Diminuindo a frequência de corte do filtro G_f , ou seja, considerando por exemplo $G_f = \frac{1}{s + 800}$, faz com que os polos que estão do lado direito do plano complexo se desloquem mais para o lado esquerdo ou região de estabilidade como mostrado na figura 5.7.

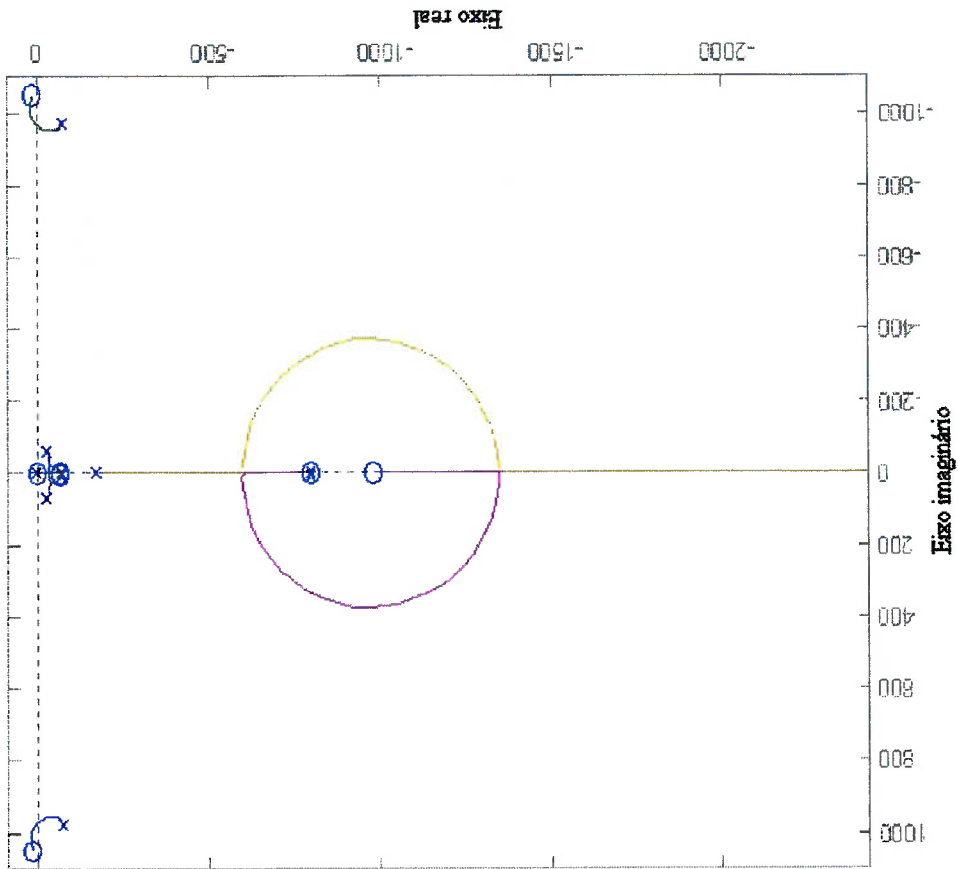


Fig.5.7 Lugar das raízes (frequência de corte de G_f diminuída)

5.4 INFLUÊNCIA DO DESEMPENHO

Existem diversas maneiras de se analisar o desempenho de sistemas de teleoperação. No presente trabalho, o desempenho é analisado em termos da fidelidade do sistema. A transparência do sistema definida por Lawrence(1993),(item (2.2.4))

relacionando a impedância transmitida com a impedância do ambiente, pode ser usada como medida de fidelidade. Sherman et al (2000, 2001) definem uma outra medida de fidelidade como sendo mais apropriada para aplicação em telecirurgia que é a sensibilidade do sistema ou seja: quanto pequena pode ser a mudança na "dureza" do ambiente e ainda assim ser "detectada" pelo operador. Segundo Sherman et al (2000, 2001) a habilidade de distinguir pequenas mudanças na "dureza" do tecido é essencial na detecção de tumores. Em termos quantitativos, essa medida de fidelidade pode ser definida por:

$$\left| \frac{dZ_t}{dZ_e} \right| \quad (5.5)$$

De (2.7) temos que a impedância transmitida se relaciona com a impedância do ambiente pela seguinte equação:

$$Z_t = \frac{h_{11} - (h_{11}h_{22} + h_{12}h_{21})Z_e}{1 - h_{22}Z_e}$$

Temos então:

$$\left| \frac{dZ_t}{dZ_e} \right| = \left| \frac{-h_{12}h_{21}}{(1 - h_{22}Z_e)^2} \right| \quad (5.6)$$

Considerando a matriz H dos métodos de controle estudados no capítulo 2 e a eq.(5.6), temos as seguintes expressões que definem a sensibilidade do sistema de teleoperação configurado nos métodos analisados neste capítulo:

$$\left| \frac{dZ_t}{dZ_e} \right| = \left| \frac{-G_f K_s G_p}{2 \left[1 - \frac{Z_s}{Z_e} \right]} \right| \quad \text{(Medição direta)} \quad (5.7)$$

$$\left| \frac{dZ_e}{dZ_f} \right| = \frac{\left| s^2 Z_s^2 \left[1 - \frac{Z_s}{1} Z_e \right] \right|}{\left| -G_f K_s G_p \right|} \quad \text{(Erro de posição)} \quad (5.8)$$

$$\left| \frac{dZ_e}{dZ_f} \right| = \frac{\left| s Z_s \left\{ 1 - \frac{Z_s}{1} \left[\frac{K_s G_s G_f}{s} + 1 \right] Z_e \right\} \right|}{\left| -G_f G_f K_s G_p \right|} \quad \text{(Medição direta modificada)} \quad (5.9)$$

Das expressões acima podemos ver que a sensibilidade do sistema depende do ganho de retorno de força (G_f) e do ambiente (Z_e), visto que as outras variáveis presentes na expressão da sensibilidade são dependentes do hardware do sistema, que é fixo (Z_s), e do controle de posição (com exceção da eq.(5.9) onde temos ainda G_f e G_s , sendo um filtro e uma constante respectivamente). Podemos então analisar a influência da sensibilidade do sistema em termos do ganho de retorno de força (G_f), fixando um ambiente Z_e .

5.4.1 Retorno de força baseado em medição direta de força

Substituindo Z_m, Z_s, K_s, K_h na eq.(5.2), considerando $G_p = 1$ e fixando $Z_e = \frac{s}{2}$ (por exemplo), podemos traçar o gráfico do lugar das raízes

variando G_f . Temos então o gráfico da figura 5.8.

gráfico da figura 5.9.

$Z_e = \frac{s}{2}$, podemos traçar o gráfico do lugar das raízes variando G_f . Temos então o

Substituindo Z_m, Z_s, K_s, K_h na eq.(5.3), considerando $G_p = 1$ e fixando

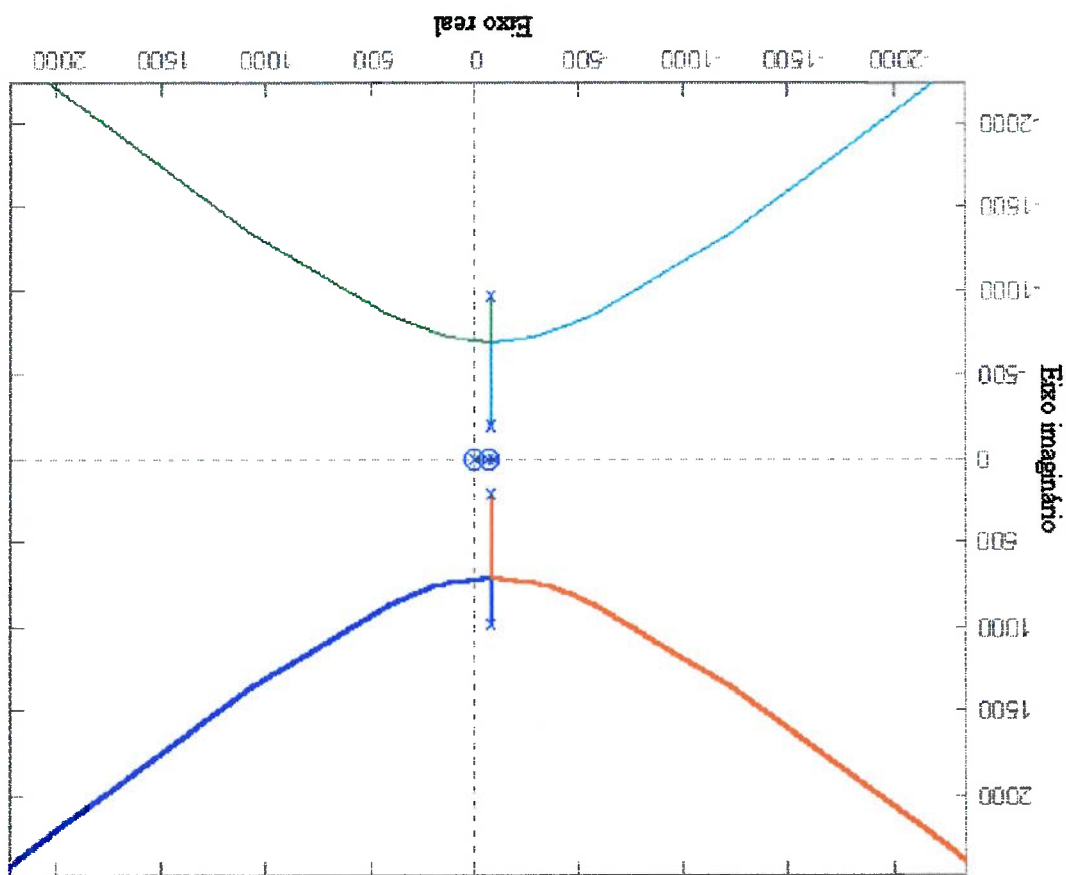
5.4.2 Retorno de força baseado em erro de posição

estabilidade do sistema é $G_f \approx 296$.

Do lugar das raízes vemos que o sistema passa a ter pólos do lado direito do plano

complexo a partir de $G_f \approx 296$. Então o valor máximo de G_f mantendo a

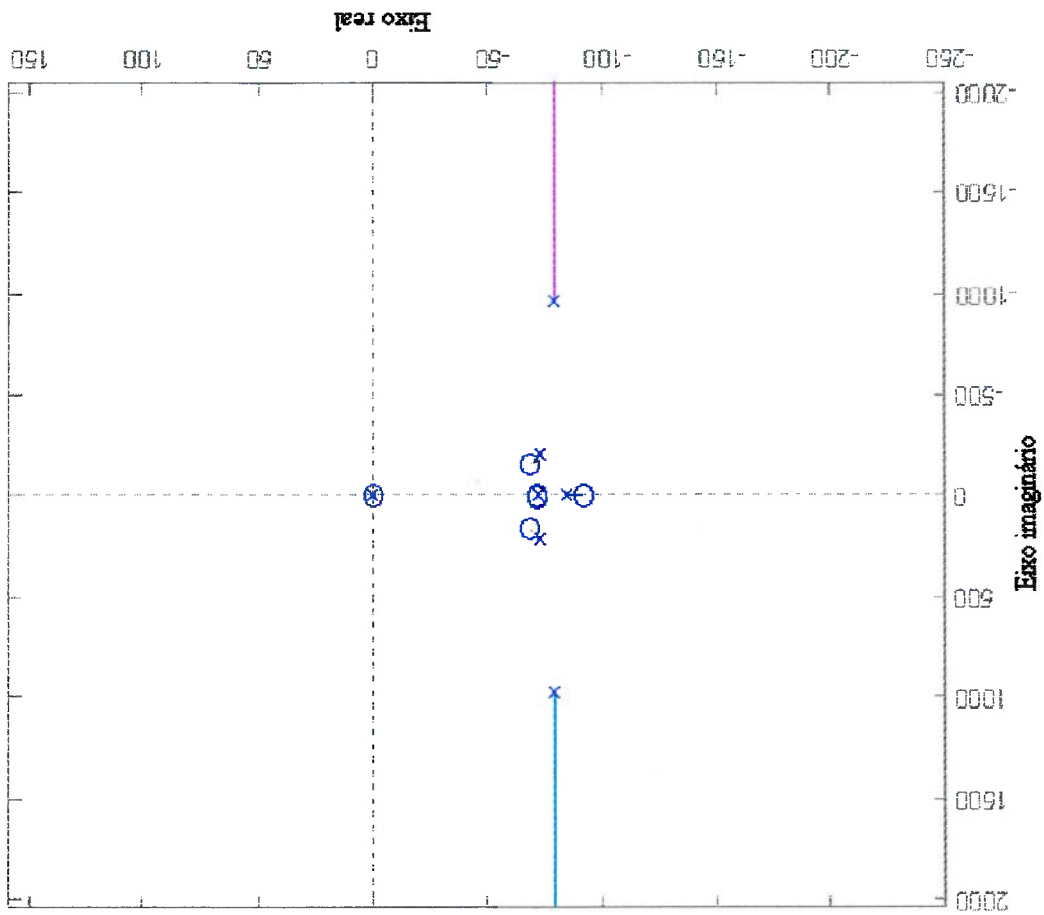
Fig.5.8 Lugar das raízes(medição direta com $Z_e = \frac{s}{2}$)



$$Z_e = \frac{s}{2}$$

Do lugar das raízes vemos que o sistema não tem pólos do lado direito do plano complexo, de forma que nunca torna-se instável para o ambiente de impedância

Fig.5.9 Lugar das raízes(erro de posição com $Z_e = \frac{s}{2}$)



6 PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE

6.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo temos o projeto e implementação do controle do sistema de teleoperação. Uma estratégia de controle foi considerada que consiste numa arquitetura de controle, no controle de posição e força e um método de controle. O retorno de força é projetado de forma a maximizar a fidelidade do sistema com restrição na estabilidade e a medida de fidelidade utilizada é a proposta por Sherman et al (2000, 2001), sendo mais apropriada para a robótica cirúrgica.

6.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

A estratégia de controle adotada é como ilustrada na figura 6.1, onde a posição do mestre é medida por um encoder e utilizada como referência para o escravo e a força utilizada como referência para o atuador mestre é dada pelo método de medição direta de força ou seja a força é medida por um sensor de força (strain gage) e amplificada por um ganho G_f . No controle de força do mestre e posição do escravo foram utilizados controladores PD.

Temos então:

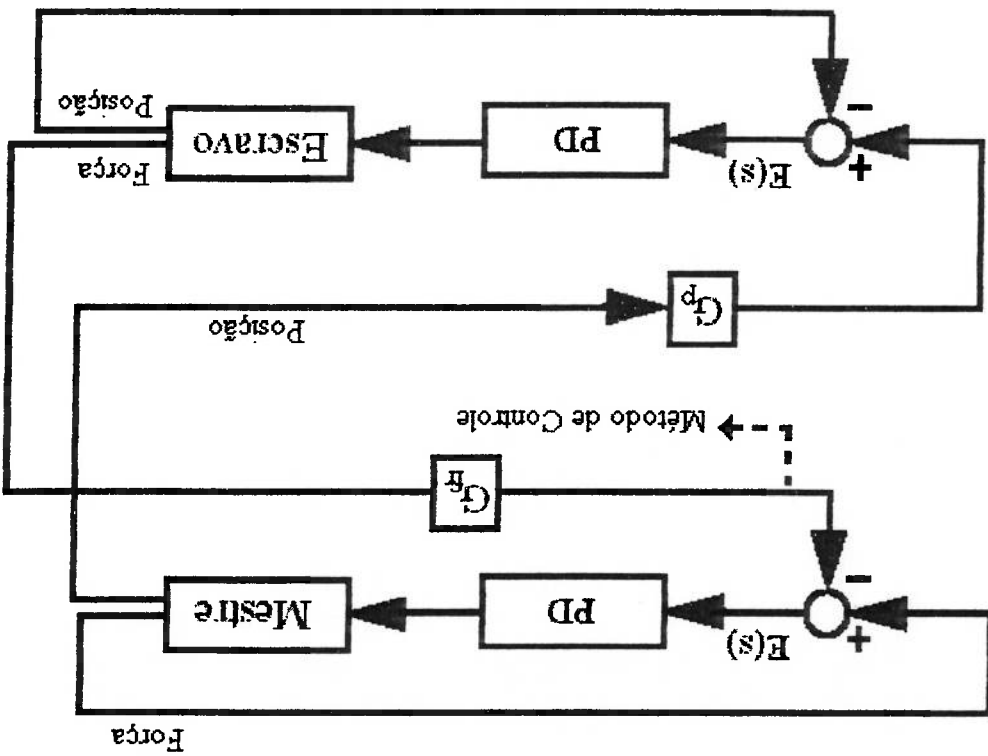
$$s = \frac{T_a(z+1)}{2(z-1)}$$

Utilizando o método de Tustin de discretização de controladores devemos fazer:

$$H(s) = k_p + k_d s$$

6.3 IMPLEMENTAÇÃO DOS CONTROLADORES
 Como foi dito anteriormente, para o controle de força e posição foram utilizados controladores PD. Não foi utilizada a componente integradora, pois segundo Kallio (1995), essa componente gera problemas tanto no controle de posição quanto no controle de força. Para implementação em software do controle PD devemos determinar a equação de diferenças que é obtida a partir da discretização do controlador. Para um controle PD temos:

Fig.6.1 Estratégia de controle



$$k_{pf} = 0.8$$

Para o controle de força temos:

$$E(n+1) = 0.08Erro(n+1) + 0.008Erro(n) + 0.008Erro(n+1) - 0.008Erro(n) - E(n) \quad (6.4)$$

Temos então:

$$k_{dd} = 0.008$$

$$k_p = 0.08$$

As constantes k_p e k_{dd} foram determinadas experimentalmente chegando a :
com $E(0) = 0$ e $Erro(0) = 0$.

$$E(n+1) = k_p Erro(n+1) + k_p Erro(n) + k_{dd} Erro(n+1) - k_{dd} Erro(n) - E(n) \quad (6.3)$$

Calculando a transformada Z inversa de ambos os membros da eq.(6.2) temos:

$$k_{dd} = 2 \frac{T_a}{k_d}$$

Onde:

$$H(z) = \frac{E(z)}{Erro(z)} = k_p + k_{dd} \frac{z+1}{z-1} = \frac{k_p z + k_{dd} z + 1}{z-1} = \frac{k_p z + k_{dd} z + 1}{k_p z + k_{dd} z - 1} \Rightarrow zE(z) + E(z) = k_p z Erro(z) + k_p Erro(z) + k_{dd} z Erro(z) - k_{dd} Erro(z) \quad (6.2)$$

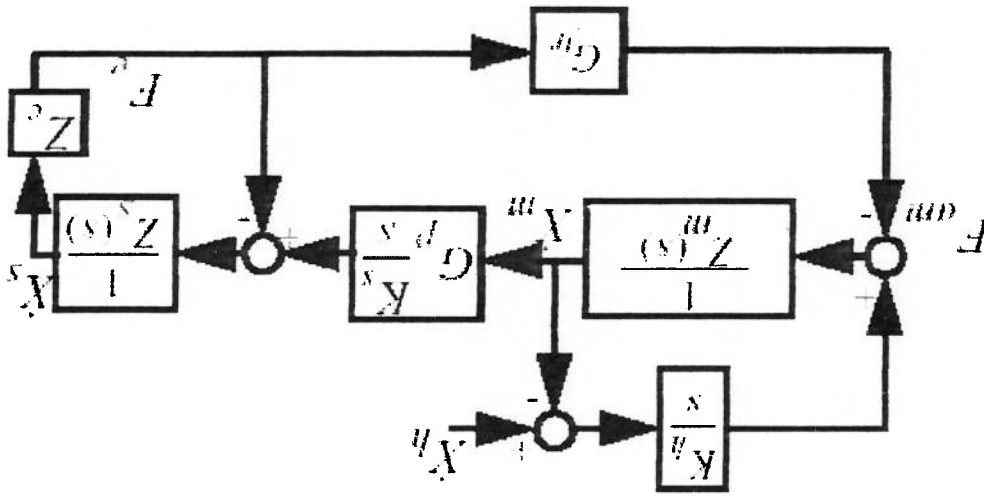
Da eq.(6.1) podemos escrever:

Equação de diferenças

$$H(z) = k_p + 2 \frac{T_a}{k_d} \frac{z+1}{z-1} \quad (6.1)$$

O projeto do retorno de força tem como objetivo dimensionar G_f (fig.6.2) de forma a maximizar a fidelidade mantendo a estabilidade para um determinado Z_e . A impedância do ambiente (Z_e) considerada é a que proporciona o pior caso. Para sabermos o quanto grande G_f pode ser sem afetar a estabilidade do sistema, devemos estudar a variação da localização dos polos do sistema com a variação de G_f (como

Fig.6.2 Medição direta de força (em Flemmer(1998))



No item (5.2.1) temos o diagrama de blocos da figura 6.2.

6.4.1 Retorno de força baseado em medição direta de força

Para o projeto do retorno de força devemos visar uma maximização do desempenho mantendo-se a estabilidade. O desempenho no retorno de força é medido através da fidelidade do sistema de teleoperação definida por Sherman et al(2000,2001). No projeto do retorno de força foi considerado o método de medição direta de força.

6.4 RETORNO DE FORÇA

$$E(n+1) = 0.8\text{Erro}(n+1) + 0.000002\text{Erro}(n+1) - 0.000002\text{Erro}(n) - E(n)$$

Temos então:

$$k_{adj} = 0.000002$$

foi feito no item(5.4.1)). De acordo com o diagrama da figura 6.2, o sistema em estudo será então o sistema com função de transferência $G(s)$ tal que:

$$\bullet \bullet X^m = G(s) X^h \tag{6.5}$$

Fazendo simplificações como no item(5.2.1), temos que a função de transferência

$$\bullet \bullet G(s) = X^m / X^h \quad \text{é dada pela eq.(5.1), ou seja:}$$

$$G(s) = \frac{K^h(Z^s + Z^e)}{s(Z^s + Z^e)Z^m + K^h(Z^s + Z^e) + G^f G^p K^s Z^e} \tag{6.6}$$

A equação característica do sistema é dada por:

$$1 + G^f \frac{G^p K^s Z^e}{s(Z^s + Z^e)Z^m + K^h(Z^s + Z^e)} = 0 \tag{6.7}$$

Considerando $G^p = 1, Z^e = \frac{2}{s} e K^s, K^h, Z^s, Z^m$ no capítulo 4 temos a seguinte

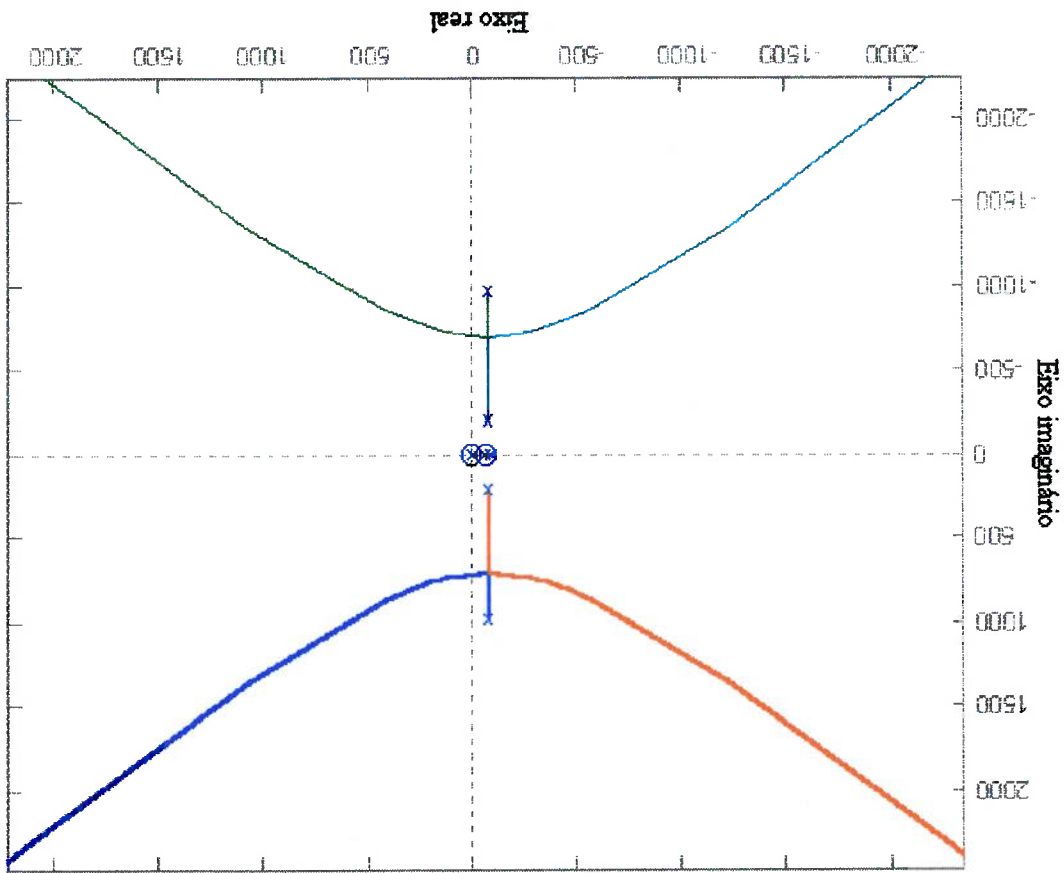
equação característica:

$$(6.8) \quad 1 + G^f \frac{4.932s^{14} + 2639s^{13} + 5.475 \times 10^6 s^{12} + 1.909 \times 10^9 s^{11} + 4.808 \times 10^{11} s^{10} + 6.661 \times 10^{13} s^9 + 4.255 \times 10^{15} s^8 + 9.947 \times 10^{16} s^7}{3.6 \times 10^9 s^{10} + 7.742 \times 10^{11} s^9 + 5.55 \times 10^{13} s^8 + 1.326 \times 10^{15} s^7} = 0$$

As soluções da equação (6.8) (gráfico do lugar das raízes) pode ser visto na figura 5.8, reproduzido aqui na figura 6.3.

Do lugar das raízes vemos que o sistema $G(s)$ passa a ter pólos do lado direito do plano S a partir de $G_f \approx 296$. Então o valor máximo de G_f mantendo a estabilidade do sistema é $G_f \approx 296$. Esse valor máximo de G_f está associado a um ambiente de impedância $Z_e = \frac{s}{2}$. O valor que deve ser adotado para G_f no projeto é obtido variando o ambiente Z_e e considerando o pior caso para o valor máximo de G_f . Para cada Z_e fixado em (6.7), pode ser traçada uma curva do lugar das raízes e obtido o G_f máximo. O gráfico do valor máximo de G_f em função de K_e é dado pela figura 6.4. (o ambiente é considerado como $\frac{K_e}{s}$) No gráfico da figura 6.4 podemos ver que o pior caso ocorre para $Z_e \approx 42$. Temos então:

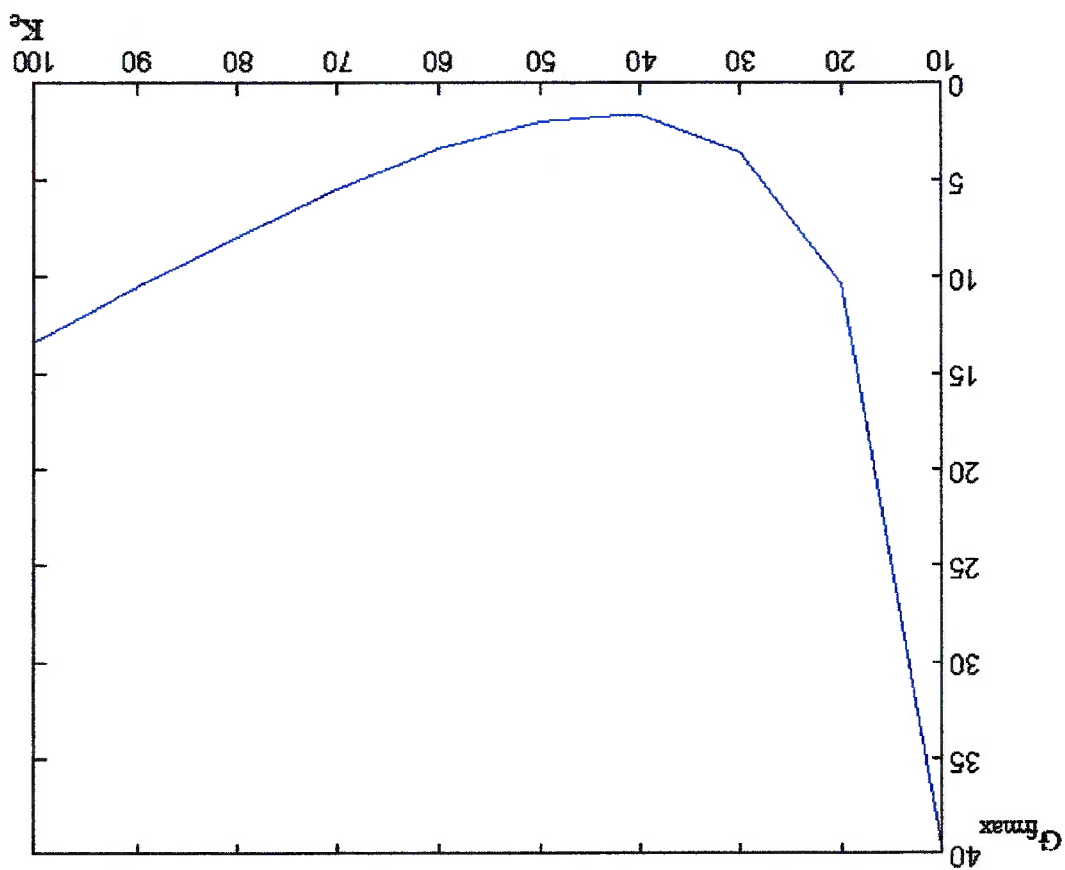
Fig.6.3 Lugar das raízes para o sistema $G(s)$



6.5. Todo o controle do sistema de teleoperação da figura 3.1 foi implementado em software desenvolvido em Visual C++ cujo o fluxograma é apresentado na figura

6.5 SOFTWARE DE CONTROLE

Fig.6.4 Gráfico G_{fmax} versus K_e



$$G_{fmax} \approx 1.59$$

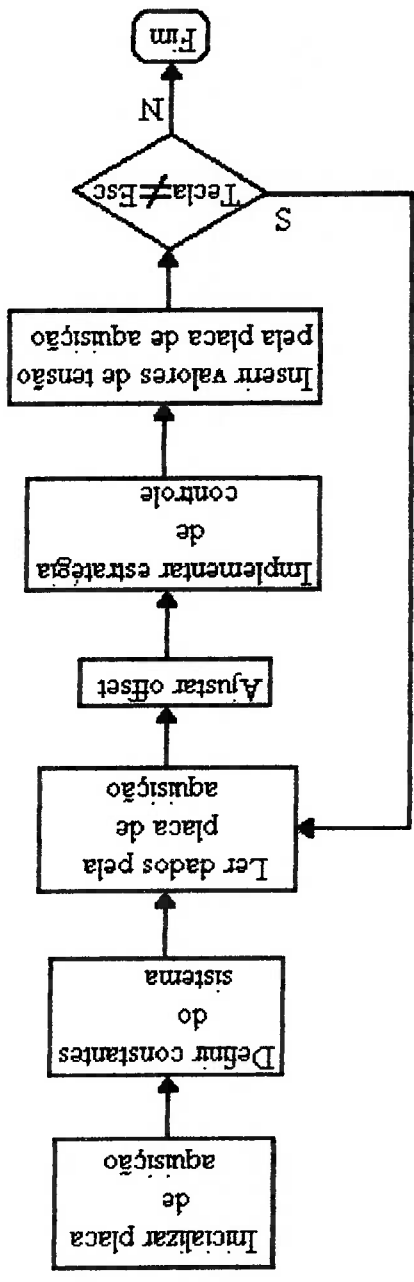
6.5.1 Inicialização da placa de aquisição

Antes de utilizar as funções da placa, é necessário carregar os valores iniciais dos diversos registradores.

6.5.2 Definição das constantes do sistema

As constantes dos controladores K_p, K_d etc.

Fig.6.5 Fluxograma do software



6.5.3 Leitura dos dados pela placa de aquisição

Valores como posição angular do eixo dos motores obtidos através dos encoders e sinal de força através dos sensores de força são lidos através dos conectores digitais (CNS e CNI) da placa de aquisição.

6.5.4 Ajuste de offset

O sinal de saída do amplificador da figura 3.2 possui um offset devido ao fato de os extensômetros na ponte de Wheatstone não possuírem resistências rigorosamente iguais. Nesse caso é feito um ajuste por software fazendo a aquisição de 100 pontos, fazendo uma média dos pontos e subtraindo do sinal de offset..

6.5.5 Implementação da estratégia de controle

E a implementação da estratégia de controle esquematizada na figura 6.1 em software. Os controladores PD são implementados através das suas equações de diferenças.

7 CONCLUSÃO

7.1 CONCLUSÕES DO SISTEMA DE TELEOPERAÇÃO EXPERIMENTAL

7.1.1 Sensor de força

Foram utilizados como sensor de força strain gages. Os strain gages quando colados numa superfície têm suas resistências mudadas causando um desequilíbrio na ponte de wheatstone e consequentemente um sinal de offset na saída do amplificador. Esse sinal de offset não é desejável visto que isso vai fazer com que uma força seja refletida para o mestre mesmo quando não existe nenhum obstáculo do lado do escravo. Para resolver esse problema de offset, ou se aumenta a complexidade no circuito condicionador do sinal do strain gage ou se faz um ajuste por software.

7.2 CONCLUSÕES DO CONTROLE DO SISTEMA

7.2.1 Controle de posição

Para o controle de posição foi utilizado e implementado em software em visual C++ um controlador PD. O resultado do controle de posição é dado na figura 7.1 (foi escolhido $G_p = 1$). Na figura 7.1 a curva azul é a posição angular do mestre e a curva vermelha a posição angular do escravo em graus. Na curva 7.1 temos um erro de posição de $+3$ graus. Temos que o controle PD para a posição do escravo se mostra satisfatório desde que não se exija uma precisão muito grande. Dubowsky (1998) chama a atenção para os atritos nas juntas de manipuladores impedindo um controle preciso de posição. As constantes do controlador de posição foram ajustadas experimentalmente.

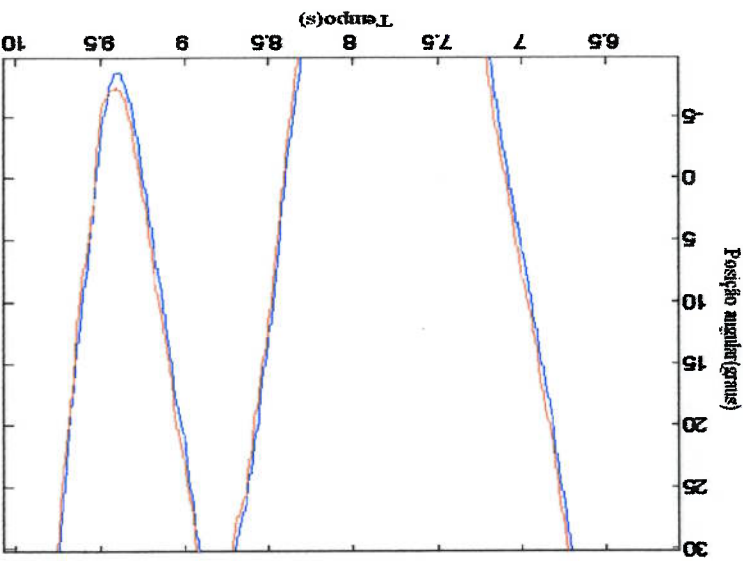


Fig.7.1 Posição angular do escravo e mestre

7.2.2 Controle de força

Para o controle de força foi utilizado e implementado em software em visual C++ um controlador PD. O resultado pode ser visto na figura 7.2 onde temos a força no mestre em azul e a força no escravo em vermelho. O ganho de retorno de força obtido no projeto é de aproximadamente $C_f \approx 1.59$, o que não é uma alta sensibilidade.

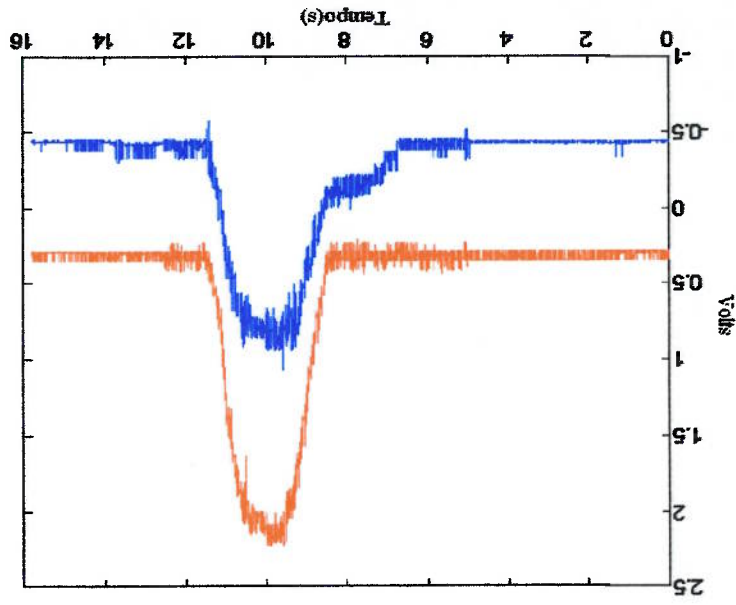


Fig.7.2 Força no mestre e força no escravo

7.2.3 Método de controle

O Método de controle utilizado no projeto foi o método de medição direta de força. Embora seja um método simples e usual, outros métodos mostraram-se melhores em alguns aspectos, como por exemplo:

- No método de retorno de força baseado em erro de posição não se tem a necessidade do uso de sensor de força, sendo uma vantagem em telecirurgia, principalmente quando esse sensor de força estiver localizado na parte do instrumento dentro do paciente, gerando problemas de esterilização, sem contar o custo adicionado ao sistema de telecirurgia como produto.
- Utilizando-se o método de medição direta modificada, temos a possibilidade de aumentar o ganho de retorno de força, aumentando a fidelidade do sistema e mantendo a estabilidade, através da utilização de um filtro passa baixa na

informação de força medida pelo sensor.

7.2.4 Metodologia do projeto de controle

O projeto de controle foi baseado na maximização da fidelidade do sistema com restrição na estabilidade. A sensibilidade definida por Sherman et al (2000, 2001) mostra-se mais apropriada como medida de fidelidade para aplicação em robótica cirúrgica, visto que a sensibilidade está associada com distinguir mudanças na “dureza” do tecido, essencial na detecção de tumores. A vantagem da metodologia de projeto utilizada reside no fato de que não é necessário conhecer o ambiente de contato com o escravo, visto que o pior caso é considerado no gráfico do ganho de retorno de força máximo ($G_{f\max}$) em função do ambiente (Z^e), garantindo a estabilidade do sistema.

7.3 TRABALHOS FUTUROS

Como sugestões de trabalhos futuros podemos ter:

- Melhorar o controle de torque de atuador mestre;

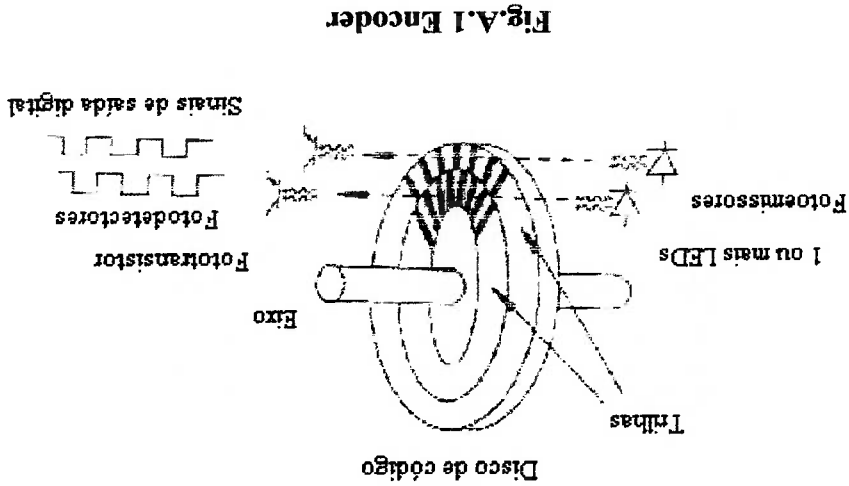
- Projetar um controle para o sistema de teleoperação utilizando um outro método de prover retorno de força e comparar com o método de medição direta de força;
- Testar outros tipos de sensores para medir a força de contato do escravo com o ambiente e comparar com a utilização de strain gages;
- Levantar em conta no projeto do controle um atraso de tempo na transmissão da informação da posição do mestre para o escravo e da informação da força de contato do escravo para o mestre;
- Utilizar todos os passos do projeto do controle de um sistema de teleoperação apresentadas em detalhes nesse trabalho(tais como: definição de uma estratégia de controle, modelagem do sistema, análise de estabilidade) em um sistema real de telecirurgia.

ANEXO A – Encoders Ópticos

No sistema de teleoperação mestre-escravo a variação da posição do escravo deve ser proporcional à variação de posição do mestre. Sendo assim devemos ter sensores de posição no mestre e no escravo para medição dessas variações. Sensores de posição, que convertem uma grandeza mecânica em uma grandeza elétrica, podem ser analógicos (ex: potenciômetros) ou digitais (ex: encoders). No sistema de teleoperação (fig. 3.1) foram utilizados encoders ópticos com precisão de 500 traços.

Encoders ópticos

Um encoder óptico é um dispositivo que converte movimento em uma sequência de pulsos digitais. O princípio de funcionamento baseia-se na interrupção ou não da luz emitida por fotoemissores (LEDs) por um disco que gira com o eixo do encoder, fazendo com que fototransistores liguem ou desliguem dependendo se a luz emitida pelos fotoemissores é interrompida ou não pelo disco (fig. 3.2).



Para determinação do sentido de rotação duas ondas quadradas são geradas pelo encoder. Dependendo do sentido de rotação essas ondas estarão atrasadas ou adiantadas, uma em relação a outra. No sistema de teleoperação (fig. 3.1) foram utilizados encoders com precisão de 500 traços.

ANEXO B – Strain Gages

Foram colados em cada barra de alumínio (fig.3.1) strain gages para medição de força. Strain gage ou extensômetro elétrico, sob sua forma mais simples, é um dispositivo constituído por um fio colado sobre um suporte, e é colocado de forma que a maior parte de seu comprimento seja distribuído paralelamente a uma direção

fixa fig. 1c

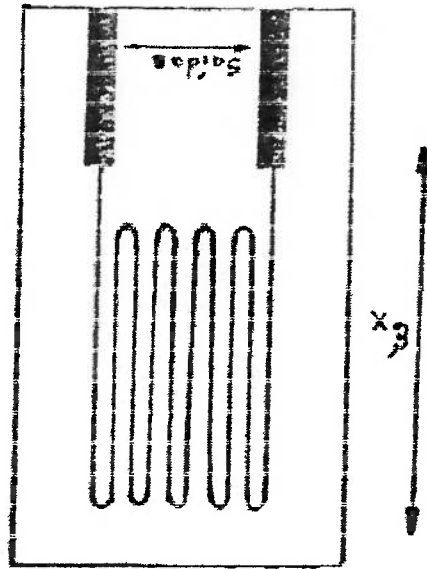


Fig. B.1 Strain gage

Dessa forma para conhecer a deformação de uma estrutura segundo uma direção dada, coloca-se o extensômetro com fios paralelos a esta direção.

Princípio de funcionamento

Se as tiras que constituem o extensômetro estão alinhadas segundo uma direção admite-se como uma primeira aproximação que estas estão submetidas às mesmas deformações que a superfície sobre a qual o extensômetro está colado. Considerando-se que um fio muito fino submetido a uma tração (dentro do seu limite elástico) alonga-se tendo sua seção diminuída e sendo ϵ o alongamento relativo, o diâmetro sofrerá uma diminuição relativa de $-\mu\epsilon$, sendo μ o coeficiente de Poisson, (um número

próximo de 0.3 para a maioria dos metais). Sabendo-se que a resistência de um fio

conductor é dada por:

$$R = \rho l/A,$$

Onde:

A → Seção transversal do fio.

l → Comprimento do fio.

ρ → Resistividade.

Por derivação logarítmica chega-se a:

$$\Delta R/R = \Delta \rho/\rho + \Delta l/l - \Delta A/A.$$

ou:

$$\Delta R/R = \Delta \rho/\rho + (\Delta l/l)(1 + 2\mu).$$

Admitindo-se uma resistividade constante temos:

$$\Delta R/R = K'(\Delta l/l).$$

Onde K' é uma constante que depende do metal do extensômetro.

Os extensômetros utilizados no experimento possuem $K' = 2.1$.

ANEXO C – Discretização de controladores e equação de

diferenças

Foi utilizado o método de tustin para discretização dos controladores PD de força e posição do sistema de teleoperação (fig. 3.1). O objetivo da discretização no tempo é a obtenção da equação de diferenças que será implementada em software. Vários métodos podem ser utilizados para discretizar um controlador. Alguns dos métodos mais usuais são:

-Método de diferenças a frente (ou método de Euler).

-Método de diferenças atrás

-Transformação Bilinear, ou método de aproximação de Tustin.

Método de diferenças a frente (ou método de Euler)

No método de diferenças para frente, a primeira derivada no tempo de uma função é aproximada por uma diferença no tempo da forma:

$$\frac{dx(t)}{dt} \approx \frac{x(t+T_a) - x(t)}{T_a}$$

Calculando a transformada de Laplace do lado esquerdo e a transformada Z do lado direito da equação acima temos:

$$sX(s) \approx \frac{Z(z)X(z) - X(z)}{T_a} = \frac{Z(z)X(z) - 1X(z)}{T_a}$$

Para que os dois lados da equação acima sejam equivalentes ou aproximadamente iguais devemos ter:

$$s \approx \frac{Z(z) - 1}{T_a}$$

ou seja, a função $H(z)$ equivalente a função $H(s)$ pode ser obtida pela substituição de s pela expressão de z dada pela equação acima, ou seja:

$$H(z) \approx H(s) \text{ fazendo } s = \frac{T}{z-1}$$

Método de diferenças atras

No método de diferenças atras a aproximação da primeira derivada de uma função é dada por :

$$\frac{dx(t)}{dt} \approx \frac{x(t) - x(t-T)}{T}$$

Calculando a transformada de Laplace do lado esquerdo e a transformada Z do lado direito temos:

$$sX(s) \approx \frac{X(z) - z^{-1}X(z)}{T} = \frac{X(z)(1 - z^{-1})}{T} = \frac{X(z)(z-1)}{zT}$$

Temos então a seguinte aproximação entre s e z :

$$s \approx \frac{z-1}{T}$$

Dessa forma para uma função $H(s)$ a função equivalente em tempo discreto $H(z)$ pode ser obtida por:

$$H(z) = H(s) \text{ fazendo } s = \frac{z-1}{T}$$

Transformação Bilinear, ou método de aproximação de Tustin

No método de Tustin utiliza-se o método de integração trapezoidal. Nesse caso temos a seguinte equivalência:

$$s = \frac{z(z-1)}{T^a(z+1)}$$

Dessa forma para uma função $H(s)$ a função equivalente em tempo discreto $H(z)$

pode ser obtida por:

$$H(z) = H(s) \text{ fazendo } s = \frac{z(z-1)}{T^a(z+1)}$$

A discretização no tempo nos fornece uma função em z ($G(z)$). Para se obter a

equação de diferenças a partir de $G(z)$ procede-se da seguinte forma. Seja a seguinte

função de transferência genérica de ordem n :

$$Y(z) = G(z) = \frac{U(z)}{b^m z^m + b^{m-1} z^{m-1} + \dots + b^1 z + b_0}$$

$$= \frac{z^u z^u (a^u z^{-u} + a^{u-1} z^{-u-1} + \dots + a^1 z^{-u+1} + a_0 z^{-u})}{b^m z^m + b^{m-1} z^{m-1} + \dots + b^1 z + b_0}$$

onde $m \leq n$. Deve-se primeiramente colocar a função $G(z)$ em função de potências

negativas de z . Dividindo-se em cima e em baixo por z^{-n} , temos:

$$Y(z) = G(z) = \frac{U(z)}{b^m z^{m-u} + b^{m-1} z^{m-1-u} + \dots + b^1 z^{1-u} + b_0 z^{-u}}$$

Multiplicando-se $Y(z)$ pelo denominador de $G(z)$ e $U(z)$ pelo numerador de

$G(z)$, temos:

$$Y(z) \lambda_1 z^{1-u} + \dots + Y(z) \lambda_{(1-u)-} z^{1-u} + Y(z) \lambda_u z^0 + Y(z) \lambda_{(1-u)-} z^1 q + \dots + Y(z) \lambda_{(m-1+u)-} z^{1-m} q$$

$$= Y(z) \lambda_1 z^{1-u} + \dots + Y(z) \lambda_{(1-u)-} z^{1-u} + Y(z) \lambda_u z^0 + Y(z) \lambda_{(1-u)-} z^1 q + \dots + Y(z) \lambda_{(m-1+u)-} z^{1-m} q$$

Calculando-se então a transformada inversa, temos a seguinte equação de diferenças:

$$\lambda(kT^a) = -a^{u-1} \lambda(kT^a) - \dots - a^1 \lambda(kT^a) - (u-1) \lambda(kT^a) - a^0 \lambda(kT^a) + u \lambda(kT^a) +$$

$$b^m \lambda(kT^a) - (u-1) b^{m-1} \lambda(kT^a) + \dots + b^1 \lambda(kT^a) + b^0 \lambda(kT^a) - u \lambda(kT^a) +$$

Referências Bibliográficas

- Çavusoglu, M.C., Sherman, A., Tendick, F., " Bilateral Controller Design For Telemanipulation in Soft Environments", Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation, Seoul, Korea, 2001.
- Çavusoglu, M.C., Sherman, A., Tendick, F., Comparison of teleoperator control architectures for palpation task. Proceedings of IMECE '00 symp. on haptic interface for Virtual Environment and Teleoperator Systems. Orlando, Florida, USA, 2000.
- Colgate J. Edward, Robust, Impedance Shaping Telemanipulation, IEEE transaction on robotics and automation, vol 9, no4, pp374-384, 1993.
- Chan T.F., Everett S., Dubey R., Variable damping impedance control of bilateral telerobotic system, Proceedings of the IEEE conference on robotics and automation, Minneapolis, pp 2033-2040, 1996.
- Chan T.F., Dubey R.V., Design and experimental studies of a generalized bilateral controller for a teleoperator system with a six dof master and a seven dof slave. Proceedings of the 1994 IEEE international conference on robotics and automation, San Diego, pp 2612-2619, 1994.
- Dubowsky, S., Morel, G., Jagnemma, K., A model-free fine position control method using the base-sensor with application to a hydraulic manipulator. Symposium on robot control, SYROCO '98, 1998.
- Flemmer, H., Controlling Master Slave Systems with Force Reflection. Technical report, Department of Machine Design, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, 1999.
- Flemmer, H., Eriksson, B., Wikander, J., Control Methods for force Reflective Master Slave Systems. Proceedings of the 6th UK Mechatronics Forum International Conference, Skövde, Sweden, pp 843-848, 1998.

- Hannaford, B., A design framework for Teleoperators with kinesthetic feedback, IJEE transactions on robotics and automation, vol 5, no4, pp 426-434, 1989.
- Hannaford B., Wood Laurie, McAffe Douglas A, Zak Hya, Performance evaluation of a six-axis generalized force-reflecting teleoperator, IJEE transaction on systems, man and cybernetics, vol 21, no 3, pp 620-633, 1991.
- Hogan N., An approach to manipulation, part II-Implementation, Transaction of the ASME Journal of dynamic systems, measurement and control, vol 107, 1985.
- Hurtado, G.J., Né P.R., Iniciação à extensometria.
- Kallio, P., Koivo, H.N., A 1 DOF minitelemanipulator: design and control, IASTED international conference on robotics and manufacturing, Cancun, México, 14-17 June, 1995.
- Kim W.S., Development of new force reflecting control schemes and application to a telebot training simulator, Proceedings of the 1992 IEEE International Conference on Robotics and automation, Nice, France, pp 1412-1419, 1992.
- Lawrence Dale A., Stability and transparency in bilateral teleoperation, IJEE transaction on robotics and automation, vol 9, no5, pp 624-637, 1993.
- Lazeroms M., Van Der Ham A., Jongkind W., Honderd G., Force-Feedback for minimal invasive instruments, Symposium on Robotics and Cybernetics, CESA '96 IMACS Multiconference, Computation Engineering in Systems Applications, Gert EC Lille-Cite Scientifique, Lille, France, pp.228-231, 1996.
- Lee Sukhan, Lee S.Hahk, An Advanced Teleoperator Control System: Design and Evaluation, Proceedings of the 1992 IEEE International Conference on Robotics and automation, Nice, France, pp 859-864, 1992
- Manual do usuário e de referência da placa de aquisição CAD 12/36 da Lynx.

- Sheridan, T.B., Teletrobotics. *Automatica*, vol.25, No.4, pp.487-507, 1992.
- Townsend, T.W., Guertin, A.G., Teleoperator slave-WAM design methodology. Volume 26-number3-pp.167-177, 1999.
- Vertut J., Coiffet P., Teleoperation and Robotics Evolution and Development, Robot Technology Volume 3A, Kogan page, 1985.
- Wagner, C.R., Styliopoulos, N., Howe, R.D., " The Role of Force Feedback In Surgery: Analysis Of Blunt Dissection. Presented at the tenth Symposium on haptic Interface for Virtual Environment and Teleoperator Systems, Orlando, 2002.
- Zhu M., Saleudean S.E., Achieving transparency for teleoperator systems under position and force control, Proc. 1995 IEEE/RSSJ Int.conf.intel.robot.syst., Pittsburgh, PA, pp 7-12, 1995.

(Programa de controle do sistema de teleoperação)

APÊNDICE I

```

#include <dos.h>
#include <time.h>
#include <conio.h>
#include <stdio.h>
#include <windows.h>
#include <math.h>
#define endbase 0x0380
#define pot 4
#define g1 0x70
#define B1p 0x80
#define ENCODER "encoder.txt"
#include <iostream.h>
#pragma intrinsic(outp,unsigned short port,int databyte);
#pragma intrinsic(inp,unsigned short port);
float tensao[5],leitura[pot];
//ROTINA PARA INSERIR UM VALOR DE TENSÃO
void inserir(float tens,int canal)
{ int val;
  val=tens*127/10;
  if (val>127) val=127;
  if (val<-127) val=-127;
  outp(endbase+8*2*canal,val);
  outp(endbase+9+2*canal,val);
}
// ROTINA LEITOR
float leitor(char canal)
{ int a;
  outp(endbase+4,2);
  outp(endbase+5,canal);
do
{
  a=inp(endbase+3);
  while ((a & 0x0001)==0);
  a=inp(endbase+4);
  a+=inp(endbase+5)<<8);
  return(a);
}
// ROTINA LEIA
void leia()
{ int i;
  for(i=0;i<pot;i++)
  {
    leitura[i]=leitor(i);
    tensao[i]=10*leitura[i]/32768;
  }
  outp(endbase+4,1);
  outp(endbase+5,0);
}

```



```

// INICIALIZAÇÃO DA PLACA
void inicializa(void)
{
    int aux, canal;

    // ROTINA MODO ZERO
    outp(endbase+4,3);
    outp(endbase+5,0);

    //ROTINA PROGRAMA MEMÓRIA
    outp(endbase+4,0);
    outp(endbase+5,15);

    for (canal=0; canal<pot; canal++)
    {
        outp(endbase+4,1);
        outp(endbase+5, canal);
        outp(endbase+4,4);
        outp(endbase+5, BIP | G1 | canal);
    }

    // ROTINA AUTOCALIBRAR
    outp(endbase+4,6);
    outp(endbase+5,0);
    sleep(1000);

    //ROTINA ESVAZIAR FIFO
    outp(endbase+4,5);
    outp(endbase+5,0);
    outp(endbase+4,1);
    outp(endbase+5,0);

    for (canal=0; canal<pot; canal++)
    {
        outp(endbase+4,2);
        outp(endbase+5, canal);
        do
        {
            aux=inp(endbase+3);
            while((aux & 0x0001)==0);
            sleep(20);
            aux=inp(endbase+4);
            aux=aux+(inp(endbase+5)<<8);
        }
    }

    //FIM DA FUNCAO
    outp(endbase+4,1);
    outp(endbase+5,0);
}

FILE *encoder;
float kpf, kdf, tm, errorf, valor1, valor2, offset2, offset1, kp, kd, erroa, erro, te, tea, tma, errofa

```

```

!
int pul,pull,bmais,bmenos,bmenos1,bmais1,l,pulso,pulso1;
/*****Função que armazena os pontos do experimento*****/
void gravar()
{
encoder=fopen(ENCODER,"a");
/*printf(encoder,"%f %f %f\n",k*erro,tensao[2]/0.47); */
printf(encoder,"%f %f %f %f %f %f\n",0.18*pulso1,0.18*pulso,0.18*erro,tensao[0]/0.47,erro,tensao[1],tensao[2]);
fclose(encoder);
}
/*****
void main()
{ inicializa();
char tecla;
tecla='l';
kp=0.08;
kd=0.008;
kpf=0.8;
kdf=0.000002;
erroa=0;
tea=0;
tma=0;
pulso=0;
pulso1=0;
errota=0;
insrir(0,0);
sleep(1);
outp(endbase+7,7);
valor1=0;
valor2=0;
printf("pegando offset");
for(i=0;i<100;i++)
{leia();
valor2=valor2+abs(tensao[2]);
valor1=valor1+abs(tensao[1]);
offset1=valor1/100;
offset2=valor2/100;
printf("\n offset= %f %f",offset1,offset2);
tm=0;
while (tecla !='f' )
{ insrir(0,3);
sleep(1);
}
leia();
/*****ajuste de offset*****/
if (tensao[1]>0)
{tensao[1]=tensao[1]+offset1+0.9;
}
else tensao[1]=tensao[1]-offset1+0.9;
if (tensao[2]>0)
{tensao[2]=tensao[2]+offset2-0.3;
}
}

```

```

else tensao[2]=tensao[2]-offset2-0.3;
/*****
/****Retorno de forga****
errof=tensao[1]-1.59*tensao[2]; /**** mestre-escravo****
tm=kpf*errof+kdf*errof+kpf*errofa-tma;
tma=tm;
errofa=errof;
if(te<0 && errof<0)
tm=abs(tm);
if(te>0 && errof>0)
tm=-abs(tm);
insert(tm,2);
/****
for(i=0;i<50;i++)
{outp(endbase+7,15);
outp(endbase+7,11); }
outp(endbase+7,8);
for(i=0;i<3;i++){
bma1=inp(endbase+6);
bma2=inp(endbase+7);
outp(endbase+7,11);
for(i=0;i<3;i++){
bmenos=inp(endbase+6);
bmenos=inp(endbase+7);
insert(5,3); /**** teste de periodo =2ms****
/
if((bma1>=0) && (bma1<=127))
{
if((bmenos>=-128) && (bmenos<0))
pui=256*bma1+bmenos+256;
if((bmenos>=0) && (bmenos<=127))
pui=256*(bma1+256)+bmenos;
}
if((bma1>=-128) && (bma1<0))
{
if((bmenos>=-128) && (bmenos<0))
pui=256*(bma1+256)+bmenos+256;
if((bmenos>=0) && (bmenos<=127))
pui=256*(bma1+256)+bmenos;
}
}
/**** ajuste de contagem de escravo****

```

```

if((bmais1>=0) && (bmais1<=127))
{
if((bmenos1>=-128) && (bmenos1<0))
{
if((bmenos1>=0) && (bmenos1<127))
if((bmenos1>=0) && (bmenos1<127))
pnl1=256*bmais1+bmenos1;
pnl1=256*bmais1+bmenos1+256;
}
if((bmais1>=-128) && (bmais1<0))
{
if((bmenos1>=-128) && (bmenos1<0))
pnl1=256*(bmais1+256)+bmenos1+256;
if((bmenos1>=0) && (bmenos1<127))
pnl1=256*(bmais1+256)+bmenos1;
}
}
else
{
if (pnl1>32768)
pnl1=pnl1-65536;
else
pnl1=pnl1;
erro=pnlso-1*pulso;
gravar();
te=kp*erro+kd*erro-kd*erroa+kp*erroa-tea; /*controle PD para posicao (metodo de tustin)
/*
tea=te;
erroa=erro;
if (( erro<0 && te<0) || (erro>0 && te>0))
te=-1*te;
inserir(te,0);
}
}

```

(Programas no Matab)

APÊNDICE II

errodeposicao2.m

zs=trf[0.06 13.9 900.2 49106 0],[1370 98212 0 0]);
zm=trf[0.06 13.9 215 0],[1370 98212 0]);

s=trf[1 0],[1 1]);

gfr=150;

ks=0.7;

kh=42;

gp=1;

errodeposicao2=(zm*s*s+gfr*gp+s*kh)/(zm*zs*s*s+gfr*gp*zs-ks*gfr*gp+kh*s*zs);
locus(errodeposicao2)

medicaodireta2.m

zs=trf[0.06 13.9 900.2 49106 0],[1370 98212 0 0]);
zm=trf[0.06 13.9 215 0],[1370 98212 0]);

s=trf[1 0],[1 1]);

gfr=150;

ks=0.7;

kh=42;

gp=1;

medicaodireta2=(s*zm+kh+gfr*gp*ks)/(s*zm*zs+kh*zs);
locus(medicaodireta2)

medicaomodificada2.m

zs=trf[0.06 13.9 900.2 49106 0],[1370 98212 0 0]);
zm=trf[0.06 13.9 215 0],[1370 98212 0]);

s=trf[1 0],[1 1]);

gfr=20e3;

ks=0.7;

kh=42;

gp=1;

gs=0.5;

gfr=1/(s+100);

medicaomodificada2=(s*zm+ks*gs*gfr*zm*s+gp*gfr*ks*s+kh+kh*ks*gs*gfr)/(s*zs*zm+*zs*kh);
locus(medicaomodificada2)

medicaodireta1.m

zs=trf[0.06 13.9 900.2 49106 0],[1370 98212 0 0]);
zm=trf[0.06 13.9 215 0],[1370 98212 0]);

s=tt([1 0],[1]);

ze=2/s;

ks=0.7;

kh=42;

gp=1;

medicaodireta=(gp*ks*ze)/(s*(zs+ze)*zm+kh*(zs+ze))

locus(medicaodireta)

errodeposicao l m

zs=tt([0.06 13.9 900.2 49106 0],[1370 98212 0 0]);

zm=tt([0.06 13.9 215 0],[1370 98212 0]);

s=tt([1 0],[1]);

ze=2/s;

ks=0.7;

kh=42;

gp=1;

errodeposicao=(s*gp*(zs+ze)-ks*gp)/(zm*s*s*(zs+ze)+kh*s*(zs+ze));

locus(errodeposicao)