

BRENO AKIHIRO YAMAMOTO

**CONTROLE DE IMPEDÂNCIA E ADMITÂNCIA
UNIDIMENSIONAL**



Universidade Federal de Uberlândia
Faculdade de Engenharia Mecânica

2017

BRENO AKIHIRO YAMAMOTO

**CONTROLE DE IMPEDÂNCIA E ADMITÂNCIA
UNIDIMENSIONAL**

Monografia apresentada ao Curso de Graduação em Engenharia Mecatrônica da Universidade Federal de Uberlândia, como parte dos requisitos para a obtenção do título de ENGENHEIRO MECATRÔNICO.

Área de Concentração: Robótica

Orientador: Prof. Dr. Rogério Sales Gonçalves

UBERLÂNDIA - MG

2017

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, pelo carinho e pelo amparo em toda minha vida, que me possibilitaram chegar onde estou.

Ao professor Rogério Sales Gonçalves, pela sua dedicação e atenção na orientação deste trabalho.

Aos colegas do Laboratório de Automação e Robótica, com quem pude aprender e compartilhar de trabalhos anteriores.

Aos professores da Faculdade de Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Uberlândia, pelo aprendizado e auxílio no decorrer do curso de forma geral.

YAMAMOTO, B. A., **CONTROLE DE IMPEDÂNCIA E ADMITÂNCIA UNIDIMENSIONAL**. 2017. Monografia de Conclusão de Curso, Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG, Brasil. 137 f.

Resumo

A neuroreabilitação é uma forma de terapia pela qual o paciente com funções motoras debilitadas, por decorrência, por exemplo, de Acidentes Vasculares Encefálicos, pode recuperar parte de suas funcionalidades. Alguns dos procedimentos do processo de reabilitação consistem de atividades repetitivas, que simulam uma atividade motora real. É o caso, por exemplo, da reabilitação da marcha, normalmente feita com atividades que emulam o caminhar. De acordo com o nível de deficiência do paciente, é necessário fornecer maior ou menor assistência, o que é comumente feito por terapeutas aplicando força diretamente sobre o paciente. O uso de dispositivos robóticos é de grande valor em atividades desse tipo, que requerem alto grau de repetibilidade, esforço e flexibilidade às condições de cada paciente. No campo da robótica de reabilitação, o controle de interação (também denominado controle de impedância/admitância) é um método de controle particularmente atrativo. Ao invés de controlar variáveis como posição e força independentemente, o controle de interação permite controlar a dinâmica da interação entre posição e força. É possível controlar, portanto, o modo e o nível de assistência dado ao paciente na reabilitação. Neste trabalho são desenvolvidos controladores de impedância e admitância em uma dimensão a serem usados em dispositivos robóticos de reabilitação. Os controladores são modelados e seu funcionamento é avaliado por meio de simulações computacionais. Testes experimentais foram realizados em dois dispositivos desenvolvidos atestando sua aplicabilidade. É verificado que o controle de impedância é especialmente sensível às características do mecanismo, sendo imprescindível considerar uma baixa impedância mecânica no projeto do robô de reabilitação. O controle de admitância se mostra atraente pela aplicabilidade em robôs de maior impedância mecânica, embora haja uma maior complexidade envolvida na necessidade de utilização de células de carga para leitura de força.

Palavras-Chave: Robótica. Controle de impedância. Controle de admitância. Controle de interação. Reabilitação.

YAMAMOTO, B. A., **UNIDIMENSIONAL IMPEDANCE AND ADMITTANCE CONTROL**. 2017. Course Completion Monograph, Mechanical Engineering School, Federal University of Uberlândia, Uberlândia, MG, Brazil. 137 f.

Abstract

Neurorehabilitation is a form of therapy whereby the motor function impaired patient, due to conditions such as stroke, can recover part of the original motor skills. Some of the procedures involved in the rehabilitation process are based on repetitive activities, aiming to simulate an actual functional task. That is the case for gait rehabilitation, where activities simulating walking are usually employed. According to patient impairment level, more or less assistance is required, which is usually provided by therapists directly applying forces on the patient. The usage of robotic devices is thus of great value, since a great degree of repeatability, effort and flexibility is required in order to interact and to adapt to patient conditions. In the rehabilitation robotics field, interaction control (also termed impedance/admittance control), is a control method especially appealing. Instead of independently controlling variables such as position and force, interaction control enables the control of the interaction dynamics of both force and position. It is thus, possible to control the way and the amplitude of rehabilitation patient assistance. In this work, one dimensional impedance and admittance controllers are developed, to be used in rehabilitation robotic devices. The controllers are modelled, and its functionalities evaluated by the way of computer simulations. Test set-ups are built and experiments are carried out in order to evaluate the control method applicability. It is verified the extent to which impedance control is sensible to the mechanism inherent impedance, which requires the careful consideration with respect to low mechanical impedance robot design. On the other hand, the applicability of admittance control on robots with higher mechanical impedance is an appealing aspect. However, more complexity is associated with admittance control, considering the necessity of using load cells in order to measure force.

Keywords: Robotics. Impedance control. Admittance control. Interaction control. Rehabilitation.

Lista de Figuras

Figura 2.1 – Terapia de reabilitação com esteira e dois terapeutas (WERNER, 2002).....	4
Figura 2.2 – <i>HapticWalker</i> (SCHMIDT, 2004)	5
Figura 2.3 – Lokomat (LÜNENBURGER et al., 2004)	6
Figura 2.4 – Dance Teaching Robot (PAEZ GRANADOS et al., 2017).	8
Figura 2.5 – Planos de referência do corpo humano (< https://personallplus.wordpress.com/2015/11/03/planos-e-eixos-do-corpo-humano/ >, acessado em 08/17)	9
Figura 2.6 – Graus de liberdade de acordo com planos do corpo humano	9
Figura 3.1 – Trajetória virtual (KURFESS, 2005).	16
Figura 3.2 – Diagrama de blocos do controlador de impedância.....	18
Figura 3.3 – Diagrama de blocos do controlador de admitância.....	19
Figura 3.4 – Diagrama de blocos de um sistema de controle discreto (GUZZELLA, 2013). .	21
Figura 3.5 – Mapeamento direto entre os planos s e z (OGATA, 1995).	22
Figura 3.6 – Mapeamento pelo método <i>forward difference</i> (GUZZELLA, 2013).....	23
Figura 3.7 – Mapeamento pelo método <i>backward difference</i> (GUZZELLA, 2013).....	23
Figura 3.8 – Mapeamento pelo método <i>de Tustin</i> (GUZZELLA, 2013).....	24
Figura 3.9 – Filtro passa-baixa RC (< http://www.learningaboutelectronics.com/images/Low-pass-filter-diagram.png >, acessado em 05/17)	26
Figura 3.10 – Resposta ao degrau do filtro passa-baixa RC	27
Figura 3.11 – Filtro Sallen-Key passa-baixa.....	28
Figura 3.12 – Resposta em frequência do filtro Sallen-Key passa-baixa (em azul).....	28
Figura 3.13 – Filtro Multi-Feedback MFB passa-baixa (STEFFES, 2016)	29
Figura 4.1 – Macaco elétrico Multilaser (< http://www.americanas.com.br/produto/116001195/macaco-eletrico-multilaser-12v-preto >, acessado em 11/16).	33
Figura 4.2 – Mecanismo pinhão-cremalheira (< http://www.chegg.com/homework-help/questions-and-answers/2-dc-motor-driven-rack-pinion-gear-system-shown-figure--m-mass-rack-r-radius-pinion-t-torq-q6258317 >, acessado em 02/17)	34
Figura 4.3 – Mecanismo com fuso de esferas recirculantes.....	35
Figura 4.4 – Castanha do fuso de esferas.	35
Figura 4.5 – Montagem para controle de admitância.	36
Figura 4.6 – Tala de acrílico acoplada ao servomotor.....	37
Figura 4.7 – Servomotor SGMV-02A3A6C Yaskawa.	37
Figura 4.8 – <i>Servo drives</i> SGD-1R6A01A Yaskawa (DA SILVA, 2013).	39
Figura 4.9 – Sinal analógico de referência para controle de torque do <i>servo drive</i> (YASKAWA, 2007a).....	40
Figura 4.10 – Sinais de referência para o controle de posição do <i>servo drive</i> (YASKAWA, 2007a).	40
Figura 4.11 – Filtro no controle de posição (YASKAWA, 2007a).....	41
Figura 4.12 – Painel elétrico de potência e controle dos servomotores (DA SILVA, 2013)...	41
Figura 4.13 – Arduino Mega 2560.....	42
Figura 4.14 – Encoder incremental (< http://www.motioncontroltips.com/wp-content/uploads/2011/10/incremental-encoder-graph.jpg >, acessado em 03/17).....	43
Figura 4.15 – Célula de carga MK CSA-20 (< http://www.mkcontrole.com.br/ficha_csa_zl.html >, acessado em 03/17).....	43

Figura 4.16 – Ruído na leitura do encoder.....	44
Figura 4.17 – Filtro RC passa-baixa.....	44
Figura 4.18 – Circuito condicionador de sinais para células de carga.....	45
Figura 4.19 – Filtro MFB + Sallen-Key passa-baixa.....	46
Figura 4.20 – Resposta do filtro a um sinal PWM de <i>duty cycle</i> de 20%.....	47
Figura 4.21 – Fonte simétrica de +12/-12 V.....	48
Figura 4.22 – Circuitos eletrônicos para teste dos controles de interação.....	48
Figura 4.23 – Controlador de impedância 1 (fuso de esferas recirculantes).....	50
Figura 4.24 – Controlador de admitância (fuso de esferas recirculantes).....	51
Figura 4.25 – Controlador de impedância 2 (tala de acrílico).....	52
Figura 4.26 – Diagrama de blocos do controle de impedância.....	60
Figura 4.27 – Diagrama de blocos do controle de admitância.....	62
Figura 4.28 – Diagrama de blocos do controle de admitância.....	63
Figura 4.29 – Diagrama de blocos do controle de impedância.....	64
Figura 4.30 – Resposta ao degrau unitário (OGATA, 2010).....	65
Figura 4.31 – Pólos no plano complexo (OGATA, 2010).....	66
Figura 5.1 – Diagrama de blocos do controlador de impedância no ambiente Simulink.....	69
Figura 5.2 – Diagrama de blocos do controlador de admitância no ambiente Simulink.....	71
Figura 5.3 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de impedância 1 com $K=300$ N/m, $B=0$	72
Figura 5.4 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de impedância 1 com $K=300$ N/m, $B=200$ Ns/m.....	73
Figura 5.5 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de impedância 1 com $K=0$, $B=200$ Ns/m.....	74
Figura 5.6 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de admitância com $K=200$ N/m, $B=5$ Ns/m.....	75
Figura 5.7 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de admitância com $K=200$ N/m, $B=50$ Ns/m.....	75
Figura 5.8 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de admitância com $K=0$, $B=50$ Ns/m.....	76
Figura 5.9 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de impedância 2 com $K=0,02$ Nm/rad, $B=0$	77
Figura 5.10 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de impedância 2 com $K=0,02$ Nm/rad, $B=0,01$ Nms/rad.....	78
Figura 5.11 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de impedância 2 com $K=0$, $B=0,07$ Nms/rad.....	78
Figura 5.12 – Simulação do controlador de impedância 2 com trajetória virtual, com $K=0,2$ Nm/rad, $B=0,7$ Nms/rad.....	79
Figura 5.13 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de impedância 2 com trajetória virtual, com $K=0,2$ Nm/rad, $B=0,7$ Nms/rad.....	80
Figura 5.14 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de impedância 2 com trajetória virtual, com $K=0,2$ Nm/rad, $B=0,02$ Nms/rad.....	81
Figura 5.15 – Simulação do controlador de admitância com trajetória virtual, com $K=200$ N/m, $B=50$ Ns/m.....	82
Figura 5.16 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de admitância com trajetória virtual, com $K=200$ N/m, $B=50$ Ns/m.....	83
Figura 5.17 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de admitância com trajetória virtual, com $K=200$ N/m, $B=500$ Ns/m.....	84
Figura 6.1 – Comparação da <i>performance</i> das três leis de controle de impedância.....	86
Figura 6.2 – Lei de controle de impedância 2 com termo de amortecimento não-nulo.....	87

Figura 6.3 – Leis de controle de impedância 1 e 3 com termo de amortecimento não-nulo .	87
Figura 6.4 – Posição e força no controle de impedância 1 com $K=300$ N/m e $B=0$	89
Figura 6.5 – Posição e força no controle de impedância 1 com $K=400$ N/m e $B=200$ Ns/m .	90
Figura 6.6 – Posição e força no controle de impedância 1 com $K=0$ e $B=200$ Ns/m	91
Figura 6.7 – Velocidade e força no controle de impedância 1 com $K=0$ e $B=200$ Ns/m.....	91
Figura 6.8 – Posição e força no controle de impedância 1 com $K=0$ e $B=300$ Ns/m	92
Figura 6.9 – Ruído na leitura de força causado por um comando de posição arbitrário	94
Figura 6.10 – Ruído na leitura de força causado por um comando de posição senoidal.	95
Figura 6.11 – Ruído na leitura de força causado por um comando de posição arbitrário, com o cabo da célula de carga enrolado.	96
Figura 6.12 – Posição e força no controle de admitância com $K=200$ N/m e $B=5$ Ns/m	97
Figura 6.13 – Posição e força no controle de admitância com $K=200$ N/m e $B=50$ Ns/m	98
Figura 6.14 – Posição e força no controle de admitância com $K=0$ e $B=50$ Ns/m	99
Figura 6.15 – Posição e força no controle de impedância 2 com $K=0,02$ Nm/rad e $B=0$	100
Figura 6.16 – Posição e força no controle de impedância 2 com $K=0,2$ Nm/rad e $B=0,01$ Nms/rad	101
Figura 6.17 – Posição e força no controle de impedância 2 com $K=0,02$ Nm/rad e $B=0,012$ Nms/rad	102
Figura 6.18 – Posição e força no controle de impedância 2 com $K=0$ e $B=0,07$ Nms/rad ..	103
Figura 6.19 – Posição e força no controle de impedância 2 com $K=0,2$ Nm/rad e $B=0,7$ Nms/rad (sem resistência)	104
Figura 6.20 – Posição e força no controle de impedância 2 com $K=0,2$ Nm/rad e $B=0,7$ Nms/rad (com resistência)	104

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Amplitude de movimentos da pélvis (ROBERTS, 2002)	10
Tabela 2.2 – Espaço de trabalho	10
Tabela 3.1 – Impedância/admitância de elementos mecânicos comuns (KURFESS, 2005). 14	
Tabela 3.2 – Comparação entre os controles de impedância e admitância (RICHARDSON, 2003)	20
Tabela 4.1 – Características do servomotor SGMV-02A3A6C (YASKAWA, 2007a)	38
Tabela 4.2 – Características da célula de carga MK CSA-20 (< http://www.mkcontrole.com.br/ficha_csa_zl.html >, acessado em 03/17).....	43

Lista de Símbolos

F	Força
dx	Diferencial de deslocamento
dW	Diferencial de trabalho
Z	Impedância mecânica
Y	Admitância mecânica
$Z(s)$	Função de transferência da impedância mecânica
s	Variável complexa no domínio da frequência
K_R	Rigidez do robô
B_R	Amortecimento do robô
M_R	Inércia do robô
$x(t)$	Deslocamento em função do tempo
t	Tempo
$F_R(t)$	Força do robô sobre o meio, no domínio do tempo
M_T	Inércia total do conjunto robô-meio
V_T	Coefficiente de atrito
$G_T(x)$	Efeito da força gravitacional
F_H	Força exercida pelo meio sobre o robô
M	Inércia desejada para o controlador de interação
B	Amortecimento desejado para o controlador de interação
K	Rigidez desejada para o controlador de interação
$x_d(t)$	Trajetória virtual ou ideal, em função do tempo
$u(t)$	Função degrau unitário no domínio do tempo
$u(k)$	Função degrau unitário no domínio do tempo discreto
z	Variável complexa no domínio da frequência z discreto
$P(z)$	Função de transferência discreta genérica
i_n	Coefficientes do numerador de uma função de transferência genérica
j_n	Coefficientes do denominador de uma função de transferência genérica
T	Tempo de amostragem
e	Constante de Euler
$P(s)$	Função de transferência genérica
h_m	Coefficientes do numerador de uma função de transferência genérica

n	Constante inteira
m	Constante inteira
$a_n, b_n, c_n, d_n,$ e_n, f_n, g_n	Coefficientes associados ao critério de Routh-Hurwitz para estabilidade de sistemas
f_c, F_c	Frequência de corte
τ	Constante de tempo
R, R_A, R_B	Resistência elétrica
C	Capacitância
ω	Frequência
G	Ganho
$\hat{x}'_k$	Estimativa prévia da variável de estado no filtro de Kalman, na iteração k
A	Matriz de estados
B	Matriz de entrada
u_k	Sinal de entrada
P'_k	Estimativa prévia da matriz de covariância do erro no filtro de Kalman
P_{k-1}	Estimativa da covariância do erro no filtro de Kalman, na iteração $k-1$
Q	Ruído de processo
R	Ruído de sensor
K_k	Ganho de Kalman
H	Matriz de sensor
$\hat{x}_k$	Estimativa da variável de estado
z_k	Medição da variável de estado
I	Matriz identidade
V_{in}	Tensão de entrada do filtro
V_{out}	Tensão de saída do filtro
N	Constante na função de transferência de um controlador PD
l	Passo do fuso de esferas
η	Eficiência do fuso
F_a	Força na castanha do fuso
Θ	Posição angular do servomotor no domínio da frequência (controlador de impedância 2)
T_R	Torque do servomotor no domínio da frequência (controlador de impedância 2)

$\theta[k]$	Posição angular no domínio do tempo discreto (controlador de impedância 2)
$\theta_a[k]$	Trajetória angular virtual no domínio do tempo discreto (controlador de impedância 2)
$G(s)$	Função de transferência da planta (controlador de impedância)
$H(s)$	Função de transferência de malha fechada (controlador de impedância)
m	Massa da função de transferência da planta
b	Amortecimento da função de transferência da planta
$J(s)$	Função de transferência de malha fechada (controlador de admitância)
τ	Constante de tempo de filtro de primeira ordem
j	Inércia da planta (controlador de impedância)

SUMÁRIO

CAPÍTULO I INTRODUÇÃO	1
CAPÍTULO II REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	3
2.1. Reabilitação	3
2.1.1. Fundamentos da reabilitação	3
2.1.2. O uso da robótica na reabilitação.....	4
2.2. O Conceito de Controle de Impedância/Admitância	6
2.2.1. Aplicações do controle de impedância	7
2.3. Especificações Básicas de um Robô para Reabilitação da Marcha.....	8
2.4. Conclusões	10
CAPÍTULO III FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	11
3.1. Controle de Interação	11
3.1.1. Conceito e terminologia	11
3.1.2. Fundamentos	11
3.1.3. Impedância e admitância mecânica	13
3.1.4. Controle de impedância	14
3.1.5. Controle de admitância	18
3.1.6. Controle de impedância vs. controle de admitância	19
3.2. Sistemas de Controle Discretos	20
3.2.1. Representação no domínio z	21
3.2.2. Conversão contínuo-discreto	22
3.2.3. Critérios de estabilidade.....	24
3.3. Filtros	26
3.3.1. Passa-baixa RC.....	26
3.3.2. Sallen-Key passa-baixa	27
3.3.3. Multiple-Feedback passa-baixa.....	29
3.3.4. Filtro de Kalman.....	30
3.4. Conclusões	31
CAPÍTULO IV MODELAGEM E IMPLEMENTAÇÃO.....	32
4.1. Materiais e Equipamentos	32
4.1.1. Mecanismo	32
4.1.2. Mecanismo para testes	34
4.1.3. Atuador e Driver.....	37
4.1.4. Microcontrolador	41
4.1.5. Sensores.....	42

4.1.6. Circuitos eletrônicos.....	44
4.2. Montagem dos Controladores de Interação.....	49
4.2.1. Controlador de impedância 1 (fuso de esferas recirculantes).....	49
4.2.2. Controlador de admitância (fuso de esferas).....	50
4.2.3. Controlador de impedância 2 (tala de acrílico).....	51
4.3. Modelagem dos Controladores de Interação.....	52
4.3.1. Controlador de impedância 1 (fuso de esferas recirculantes).....	52
4.3.2. Controlador de admitância (fuso de esferas).....	56
4.3.3. Controlador de impedância 2 (tala de acrílico).....	58
4.3.4. Estabilidade.....	60
4.3.5. Especificação da dinâmica do controlador.....	64
CAPÍTULO V SIMULAÇÃO.....	69
5.1. Diagrama de blocos.....	69
5.1.1. Controlador de impedância 1 e 2.....	69
5.1.2. Controlador de admitância.....	70
5.2. Simulação de resposta à perturbação.....	71
5.2.1. Controlador de impedância 1.....	72
5.2.2. Controlador de admitância.....	74
5.2.3. Controlador de impedância 2.....	76
5.3. Simulação de trajetória virtual senoidal.....	79
5.3.1. Controle de impedância 2.....	79
5.3.2. Controle de admitância.....	81
CAPÍTULO VI EXPERIMENTOS E ANÁLISE.....	85
6.1. Controle de impedância 1 (fuso de esferas recirculantes).....	85
6.1.1. Comparação entre as diferentes leis de controle.....	85
6.1.2. Experimentos.....	88
6.1.3. Considerações sobre a dinâmica do sistema.....	92
6.2. Controle de admitância (fuso de esferas recirculantes).....	93
6.2.1. Ruído na leitura de força pela célula de carga.....	93
6.2.2. Experimentos.....	96
6.3. Controle de impedância 2 (tala de acrílico).....	99
6.3.1. Experimentos.....	99
6.3.2. Considerações sobre a dinâmica do mecanismo.....	105
CAPÍTULO VII CONCLUSÃO E DISCUSSÕES.....	106
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	108

APÊNDICE A Código do programa do controlador de impedância 1	112
APÊNDICE B Código do programa do controlador de admitância	115
APÊNDICE C Código do programa do controlador de impedância 2	119

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de uma estratégia de assistência adaptativa à pacientes em reabilitação, com o uso de atuadores cujo controle é baseado nos métodos de controle de impedância e de admitância. É um trabalho preliminar que faz parte do desenvolvimento de um novo robô para reabilitação da marcha humana através da manipulação da pélvis humana. Desta forma, neste trabalho são modelados, implementados e analisados os controladores de impedância e de admitância para mecanismos de um grau de liberdade. No futuro pretende-se implementar esse tipo de controle em articulações prismáticas na estrutura do novo robô de reabilitação.

Os controles de impedância e admitância permitem ao invés de se controlar a posição ou a força independentemente, estabelecer uma relação dinâmica entre a força exercida pelo atuador e a sua posição (KURFESS, 2005). Desta forma, é possível manter a força de interação entre o robô e o paciente dentro de níveis seguros, enquanto contribui para a realização dos exercícios requeridos para a terapia de reabilitação. Fornecer demasiada assistência causa a diminuição da saída eferente do paciente o que diminui a neuroplasticidade dependente da experiência. Por outro lado, fornecer pouca assistência reduz a amplitude do movimento e a entrada eferente, limitando o número de repetições que o paciente consegue fazer e podendo impossibilitar a realização dos movimentos (PÉREZ IBARRA, 2014). A pouca assistência pode causar frustração e diminuição da motivação para a realização do protocolo de reabilitação.

O objetivo de forma geral é o desenvolvimento de um sistema de controle da dinâmica entre robô e paciente, que possa ser ajustada de acordo com as necessidades de cada paciente.

O problema da implementação completa de um sistema robótico para reabilitação da marcha humana é bastante amplo, como visto em Roberts (2002), sendo necessário módulos de atuação dos tornozelos, dos joelhos e da pélvis. Este trabalho concentra-se no

problema envolvendo a pélvis, mais especificamente, na atuação do movimento linear baseada em controle de impedância/admitância.

Este trabalho é dividido em sete capítulos. O Capítulo II apresenta a revisão bibliográfica. No Capítulo III, é apresentada a fundamentação teórica, com os principais conceitos teóricos envolvidos. No Capítulo IV, são mostrados os aparatos experimentais implementados e a modelagem dos controladores. No Capítulo V, os resultados de simulações computacionais dos controladores são apresentados. No Capítulo VI, são apresentados os resultados dos experimentos realizados. Finalmente, no capítulo VII, são apresentadas as discussões e conclusões finais.

CAPÍTULO II

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este Capítulo apresenta brevemente os conceitos de reabilitação, do emprego da robótica na reabilitação, e do papel do controle de impedância.

2.1. Reabilitação

2.1.1. Fundamentos da reabilitação

A neuroreabilitação pode ser definida como o processo de recuperação das capacidades funcionais físicas do paciente, dentro dos limites de seu Sistema Nervoso Central (SNC), visando a maximização do potencial das partes do corpo (CHARNESS, 1986).

A principal causa da diminuição das funcionalidades físicas do corpo é a ocorrência de um Acidente Vascular Encefálico (AVE), quando regiões do cérebro têm a irrigação sanguínea comprometida por causa do entupimento ou do rompimento de vasos sanguíneos (BURTON; LAZARO; ROLLER, 2012). Os AVEs podem ser fatais se não tratados a tempo. Em muitos casos, os pacientes sofrem danos no cérebro com a perda de neurônios, o que leva à perda ou redução da capacidade de movimentos, como por exemplo o caminhar. Outras causas da perda da movimentação incluem lesões da medula espinhal e traumatismo craniano.

Para o tratamento do paciente nestes casos, a neuroreabilitação é comumente empregada. A neuroreabilitação parte de alguns princípios básicos, como a repetição de movimentos, a intensidade do treino, o aumento gradual da dificuldade dos movimentos e o *feedback* do desempenho do paciente (KITAGO; KRAKAUER, 2013). Com base nestes princípios, atividades motoras são desenvolvidas, com metas definidas, a um nível adequado de repetição e intensidade, complementadas com *feedback* constante do progresso do paciente.

Existe forte evidência de que a terapia orientada à tarefa (*task-oriented*) pode melhorar o caminhar, o ritmo e a mobilidade dos membros inferiores (YANG et al., 2016).

Esse tipo de terapia consiste na reprodução da atividade de caminhar, assistida por um terapeuta. Esta pode ser feita diretamente sobre o chão ou com o uso de esteira.

2.1.2. O uso da robótica na reabilitação

Uma forma de terapia usual para reabilitação da marcha humana é feita com o uso de uma esteira (Fig. 2.1), com terapeutas assistindo o paciente. A esteira é usada em conjunto com um sistema de suporte do peso do corpo, e normalmente a atividade requer mais de um terapeuta exercendo forças sobre as pernas e os quadris do paciente, garantindo a trajetória correta dos membros durante o caminhar. O uso de dispositivos robóticos é, portanto, de grande valor, tendo em vista que se trata de uma atividade repetitiva e que requer esforço contínuo por parte do terapeuta. O robô permitiria seções de terapia mais longas e com maior precisão das trajetórias da marcha (ROBERTS, 2002).



Figura 2.1 – Terapia de reabilitação com esteira e dois terapeutas (WERNER, 2002).

Existe forte evidência da eficácia da recuperação de pacientes com o uso de dispositivos robóticos em conjunto com as técnicas convencionais de fisioterapia (DUNDAR et al., 2014; TEASELL et al., 2015). A maioria dos robôs para reabilitação da marcha são *task-oriented*, replicando a atividade de caminhar, onde seu propósito é prover assistência e *feedback* na tarefa.

O *Robotized Gait Trainer* é um dispositivo projetado para assistir os terapeutas em seções de reabilitação da marcha (SCHMIDT et al., 2002). Apresenta duas plataformas

atuadas para o suporte dos pés no plano sagital (planos do corpo mostrados na Fig. 2.5), em conjunto com um sistema de suporte de peso corporal. As plataformas são atuadas independentemente com três graus de liberdade, e movem-se conforme trajetória pré-programadas. É possível simular a caminhada no plano e a subida/descida de escadas. Em adição, pode-se introduzir na simulação movimentos como a caminhada sobre uma superfície irregular e a ocorrência de tropeços. O dispositivo foi posteriormente construído e denominado *HapticWalker* (Fig. 2.2). Em experimentos subsequentes, os autores verificaram a eficácia do equipamento na coleta de dados durante o caminhar. Porém, na atividade de reabilitação em si, o equipamento seria adequado apenas para pacientes muito debilitados, visto que as plataformas são controladas por posição. Os autores pretendem no futuro implementar controle de admitância, para que pacientes menos debilitados possam participar mais ativamente da atividade (HUSSEIN et al., 2009).



Figura 2.2 – *HapticWalker* (SCHMIDT, 2004)

O Lokomat (Fig. 2.3) é uma órtese robótica bilateral usada em conjunto com uma esteira e um suporte de peso corporal dinâmico para controlar as pernas do paciente no plano sagital (LÜNENBURGER et al., 2004). O Lokomat possui atuadores lineares com fuso de esferas integrados na estrutura exoesquelética, atuando nos quadris e nos joelhos, e ainda um dispositivo passivo para movimentar os tornozelos. O dispositivo fornece assistência ao paciente, exercendo forças e guiando as pernas do paciente ao longo da trajetória de cada junta. O aparato pode ser ajustado de acordo com a anatomia e o peso do paciente. O Lokomat já é disponibilizado comercialmente e tem mostrado resultados positivos (HOCOMA, 2016). Na sua versão mais atual, conta com *feedback* audiovisual em

forma de jogos e gráficos que indicam aspectos da *performance* do paciente (LÜNENBURGER et al., 2004).



Figura 2.3 – Lokomat (LÜNENBURGER et al., 2004) .

Pesquisas indicam que o Lokomat usado em conjunto com a fisioterapia tradicional é mais eficaz do que a fisioterapia apenas. Em adição, o *feedback* visual é uma ferramenta útil para promover uma participação mais ativa e maior engajamento do paciente na atividade de reabilitação (LÜNENBURGER et al., 2004).

2.2. O Conceito de Controle de Impedância/Admitância

Na robótica industrial tradicional, geralmente se deseja controlar a posição dos atuadores. Neste esquema de controle, o controlador recebe informações da posição dos atuadores, e opera no sentido de reduzir o erro entre a posição real e a posição desejada. A força decorrente da dinâmica do mecanismo e da interação com o meio fica implícita e é secundária. Em outras aplicações, ocorre o inverso, ou seja, é desejado o controle da força no elemento terminal do mecanismo. Neste caso, o controlador opera no sentido de reduzir o erro entre a força real medida e a força desejada a ser aplicada pelo mecanismo. A posição passa a ser, portanto, uma variável secundária e implícita, que depende da natureza da interação com o meio. Numa aplicação de reabilitação do caminhar, ambos os esquemas de controle são inadequados. O controle de posição levaria à execução do

movimento com erro mínimo, sem qualquer controle sobre a força imprimida pelo paciente, de forma que a atividade pudesse ser realizada mesmo sem a contribuição do usuário. Por outro lado, o controle de força, embora pudesse controlar a força que o paciente exerce, é incapaz de garantir a execução correta do movimento.

O conceito de controle de impedância/admitância foi proposto por Hogan (1985). No controle de impedância/admitância, não se controla a posição ou a força de forma independente. Neste esquema de controle é controlada a interação dinâmica entre as variáveis. Hogan reconhece que o problema da manipulação em robótica fundamentalmente envolve a interação mecânica entre sistemas, e que, conseqüentemente, o manipulador não pode ser considerado um sistema isolado. Neste problema, é especificada a impedância (ou a admitância) do manipulador, isto é, a relação dinâmica entre força e posição.

2.2.1. Aplicações do controle de impedância

Uma aplicação fundamental do controle de impedância é na robótica de manipulação, onde existe uma interação mecânica entre manipulador e objeto manipulado. É possível a implementação de um sistema de desvio de obstáculos baseado em funções potenciais de impedância (HOGAN, 1985).

Aplicações preliminares e futuras incluem a operação versátil de ferramentas e a cooperação mais direta entre humanos e robôs (KURFESS, 2005).

Na tarefa de manipulação e/ou exploração tátil de objetos frágeis, por exemplo, é requerida uma baixa impedância do manipulador, de modo a proteger tanto o objeto quanto a estrutura do manipulador (KURFESS, 2005).

Por outro lado, numa tarefa em que uma ferramenta é utilizada, geralmente é requerida uma impedância maior do manipulador. Tomando como exemplo o uso de uma chave de fendas ou uma furadeira, ao pressionar a ferramenta contra uma superfície surgem forças que tendem a desestabilizar o posicionamento do manipulador. Nestes casos uma maior impedância contribui para a execução da tarefa com maior repetibilidade e robustez (KURFESS, 2005).

Em outras aplicações, a interação dinâmica em si é o principal objetivo do sistema de controle. É esse o objetivo, por exemplo, da área recente da robótica que lida com interação física homem-robô (PHRI – Physical Human-Robot Interaction). Nessas tarefas é requerida uma interação física direta dos robôs com as pessoas, e a sensação de tato se torna uma importante variável para a *performance* satisfatória do sistema. Pode-se citar aplicações de manipulação assistida industrial, trabalhos domésticos, entretenimento (Fig. 2.4), aplicações médicas e reabilitação (CENTRO E. PIAGGIO, 2016; DE SANTIS et al., 2008).



Figura 2.4 – Dance Teaching Robot (PAEZ GRANADOS et al., 2017).

Na reabilitação, uma maneira comumente empregada do controle de impedância é especificar uma trajetória-alvo, e fazer com que o robô apresente um comportamento análogo à de um sistema mola-amortecedor ao longo da trajetória (ROBERTS, 2002). Desta forma, o robô só irá exercer força sobre o paciente se houver desvio da trajetória pré-programada (assistindo-o na execução correta do movimento). Se o paciente conseguir manter a trajetória corretamente, o robô não irá exercer força (assistência não é necessária).

2.3. Especificações Básicas de um Robô para Reabilitação da Marcha

O movimento da pélvis é descrito em seis graus de liberdade (INMAN, 1981). Os graus de liberdade de maior prioridade (que possuem maior envolvimento na marcha) são a translação vertical e a translação lateral da pélvis. O segundo se refere ao movimento para esquerda e para a direita, do ponto de vista da pessoa. Existem ainda os movimentos de translação frontal (frente e trás sob o ponto de vista da pessoa), e as rotações nos planos transversal, coronal e sagital, como vistos na Fig. 2.5.

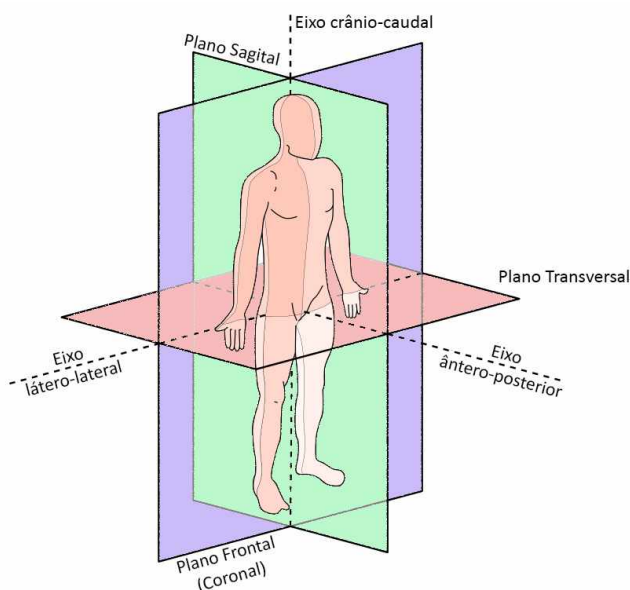


Figura 2.5 – Planos de referência do corpo humano

(<<https://personallplus.wordpress.com/2015/11/03/planos-e-eixos-do-corpo-humano/>>, acessado em 08/17)

Este trabalho foca-se no movimento de translação, que possui maior prioridade no desenvolver do caminhar. Pretende-se realizar o controle de impedância de um mecanismo com apenas um grau de liberdade. O sistema pode ser posteriormente ampliado para contemplar os três graus de liberdade de translação (adicionando-se mais duas unidades do mecanismo). Os graus de liberdade de acordo com os planos de referência do corpo humano são mostrados na Fig. 2.6.

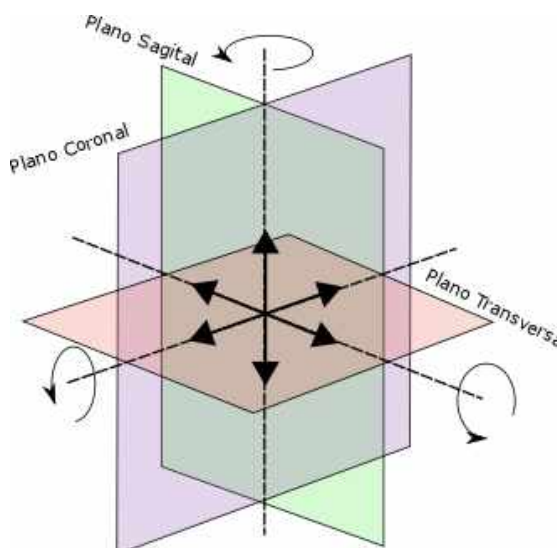


Figura 2.6 – Graus de liberdade de acordo com planos do corpo humano

Roberts (2002) identifica os principais parâmetros a serem atendidos pelo robô de reabilitação. A amplitude dos movimentos da pélvis é mostrada na Tab. 2.1. Os valores são provenientes de dados antropométricos a fim de garantir compatibilidade com uma grande parcela da população. Estes dados são utilizados para a obtenção do espaço de trabalho do robô, onde leva-se em conta que o deslocamento ocorre com a máxima amplitude em ambos os sentidos, em cada grau de liberdade Tab. 2.2.

Tabela 2.1 – Amplitude de movimentos da pélvis (ROBERTS, 2002)

Grau de Liberdade	Máximo
Translação para Frente/Trás	30 mm
Translação Lateral	80 mm
Translação Vertical	45 mm
Rotação Sagital	4°

Tabela 2.2 – Espaço de trabalho

Grau de Liberdade	Espaço de Trabalho
Translação para Frente/Trás	60 mm
Translação Lateral	160 mm
Translação Vertical	90 mm
Rotação Sagital	$\pm 4^\circ$

2.4. Conclusões

Neste Capítulo foram apresentados os conceitos simplificados/resumidos de neuroreabilitação, assim como alguns exemplos de robôs desenvolvidos com esta finalidade. Os controles de interação e sua área de aplicação foram brevemente apresentados. Foram identificados alguns dos requisitos que robôs de reabilitação da marcha humana devem atender. Estes conceitos são necessários na concepção e no desenvolvimento de um robô a ser empregado em atividades de reabilitação.

CAPÍTULO III

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo trata dos aspectos teóricos fundamentais para o desenvolvimento deste trabalho.

3.1. Controle de Interação

3.1.1. Conceito e terminologia

O controle de impedância em sua forma generalizada foi proposto inicialmente por Hogan (1985). Diferentemente das estratégias de controle de manipuladores tradicionais, onde variáveis como posição e força são controladas separadamente, a metodologia do controle de impedância tem como objetivo estabelecer uma relação dinâmica entre a planta e o meio. É controlado o comportamento dinâmico entre as variáveis força e posição. Uma outra metodologia já existente, conhecida como controle de admitância, é também mencionada em Hogan (1985). Embora o objetivo desses dois tipos de controle seja o mesmo (controle do comportamento dinâmico), o modo de implementação é fundamentalmente diferente, e existe uma série de particularidades referentes a cada método. O conjunto desses dois tipos de controle (i.e., metodologias que visam o controle do comportamento dinâmico do manipulador) é comumente referido na literatura como controle de interação¹ (KURFESS, 2005).

3.1.2. Fundamentos

A atividade de manipulação fundamentalmente requer interação mecânica com o ambiente (HOGAN, 1985). Nas aplicações industriais, tradicionalmente, o trabalho mecânico realizado (dado pelo produto da força F pelo deslocamento dx) pelos manipuladores sobre

¹ Pode ser encontrado na literatura o termo “controle de impedância” designando ambos os tipos de controle. Aqui, prefere-se a distinção entre impedância e admitância.

o objeto manipulado é desprezível ($dW = F \cdot dx \approx 0$). Isso acontece pois as forças de interação são muito pequenas, se comparadas às forças inerciais do mecanismo em si. Em geral, a massa do objeto manipulado é muito inferior à inércia do manipulador. Para fins de controle, o manipulador pode ser então considerado um sistema isolado, e o controle de posição tradicional é usualmente empregado (HOGAN, 1985).

Existem ainda situações onde o manipulador encontra restrições cinemáticas que impedem a interação dinâmica com o ambiente, e o trabalho realizado é nulo (e.g., superfície rígida). Para lidar com essas situações, é normalmente empregado o controle de força em conjunto com o controle de posição.

A situação mais geral, no entanto, é aquela em que o trabalho não é desprezível ($dW \neq 0$). São muitos os exemplos de atividades que pertencem à essa categoria: na manufatura, têm-se a furação, alargamento, fresamento; o uso de ferramentas por um amputado com o auxílio de uma prótese; atividades de neuroreabilitação. Nesses casos, é desejável o controle da interação dinâmica entre manipulador e meio, e o controle independente da posição ou da força é inadequado.

Um robô manipulador pode ser considerado como um conjunto de estruturas físicas, sensores e atuadores (*hardware*) combinados com algoritmos de controle (*software*). Faz-se a suposição de que é impossível a existência de um controlador que possa fazer com que o manipulador se comporte como qualquer outra coisa além de um sistema físico. A importância dessa suposição está no fato de que, portanto, todo o sistema controlado pode ser descrito como um sistema físico (HOGAN, 1985).

Uma importante característica de sistemas físicos que interagem entre si, é o fato de que a transferência de energia pode ser definida pelo produto de um esforço (e.g., força, tensão elétrica) e um fluxo (e.g., velocidade, corrente elétrica), e que um único sistema não pode por si só determinar as duas variáveis. Em outras palavras, um sistema pode impor um esforço ou um fluxo sobre o outro sistema, mas não ambas as variáveis. Um manipulador pode impor uma força (ou um deslocamento) sobre o meio, ao passo que o deslocamento (ou a força) é determinado pela interação (HOGAN, 1985).

Os sistemas físicos podem ser caracterizados de duas formas diferentes: como impedâncias ou admitâncias. Uma impedância recebe fluxo (e.g., velocidade) e produz esforço em contrapartida (e.g., força). Por outro lado, uma admitância recebe esforço (e.g., força) e produz fluxo (e.g., velocidade). Os conceitos de impedância e admitância são frequentemente usados na engenharia elétrica, e são normalmente considerados como formas equivalentes de se representar um mesmo sistema (e.g., resistência e condutância). Para sistemas mecânicos, no entanto, essa equivalência não é necessariamente válida, devido à não linearidade do problema de manipulação (HOGAN, 1985). A consequência

mais importante da interação dinâmica entre sistemas é que um complementa o outro, isto é, se um é considerado uma impedância mecânica, então o outro é necessariamente uma admitância, e vice-versa.

Independentemente das considerações quanto à natureza de cada sistema, o controle de interação tem como principal objetivo regular o comportamento dinâmico do robô em sua interface com o ambiente externo.

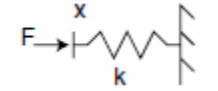
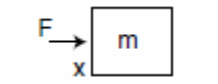
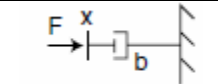
3.1.3. Impedância e admitância mecânica

Define-se a impedância mecânica de um sistema (denotada por Z), como a relação entre a força (ou torque) produzida em sua interface com o ambiente, decorrente de uma velocidade (ou velocidade angular) imposta no sistema, na mesma interface. Define-se a admitância mecânica (denotada por Y), como a relação entre a velocidade (ou velocidade angular) produzida na interface com o ambiente, decorrente de uma força (ou torque) imposta na mesma interface (KURFESS, 2005).

Para sistemas lineares, a admitância é o inverso da impedância mecânica, e ambas são comumente representadas por funções de transferência, $Y(s)$ e $Z(s)$, respectivamente, onde s é a variável complexa no domínio da frequência. Como destacado na seção anterior, nem todo sistema mecânico pode ser descrito pelas duas formas (e.g., sistemas não inversíveis). A Tabela 3.1 apresenta a impedância e a admitância de elementos mecânicos comuns. Na tabela, a rigidez da mola é dada por k , a massa é dada por m , e o amortecimento é dado por b . Embora a definição em Kurfess (2005) envolva força e velocidade, a relação também costuma ser dada entre força e posição, quando há um interesse maior pela posição do que pela velocidade.

Cabe ressaltar que o comportamento dinâmico de um sistema é uma característica inerente a ele e independe do ambiente. Por outro lado, o movimento ou a força só podem ser determinados a partir da completa caracterização da interação entre ambos os sistemas. A impedância/admitância determina a relação entre as variáveis força e posição, mas por si só não as determina individualmente (KURFESS, 2005).

Tabela 3.1 – Impedância/admitância de elementos mecânicos comuns (KURFESS, 2005).

	Elemento	Impedância - $\frac{F}{\dot{x}}$	Admitância - $\frac{\dot{x}}{F}$
	Mola	$\frac{k}{s}$	$\frac{s}{k}$
	Massa	ms	$\frac{1}{ms}$
	Amortecedor	b	$\frac{1}{b}$

3.1.4. Controle de impedância

Será derivado a seguir, a lei do controle de impedância para um mecanismo de um grau de liberdade. Vale notar que não existe uma única forma de obtenção do controlador de impedância (HOGAN, 1985). Esta forma é análoga à descrita em Pérez Ibarra (2014), onde é desenvolvido um controlador de impedância para reabilitação do tornozelo.

A impedância genérica do robô pode ser escrita da seguinte forma, no domínio da frequência:

$$Z(s) = \frac{F(s)}{X(s)} = M_R s^2 + B_R s + K_R \quad (3.1)$$

Onde K_R representa a rigidez e descreve a relação linear entre a força exercida pelo atuador e a sua posição. O termo B_R é o amortecimento, e descreve a relação linear entre a força e a velocidade do mecanismo. O termo de segunda ordem M_R representa a inércia, e descreve a relação entre a força exercida e a aceleração no elemento terminal do mecanismo.

A partir da Eq. (3.1), pode-se obter a equação da força do mecanismo F_R em função do deslocamento $x(t)$, no domínio do tempo t , por meio da transformada inversa de Laplace:

$$F_R(t) = M_R \ddot{x}(t) + B_R \dot{x}(t) + K_R x(t) \quad (3.2)$$

O conjunto robô e ambiente (paciente, no caso da reabilitação) pode ser considerado como um único sistema mecânico de corpos rígidos, cuja dinâmica é descrita por:

$$\sum F = M_T \ddot{x}(t) + V_T \dot{x}(t) + G_T(x) \quad (3.3)$$

No lado esquerdo da Eq. (3.3), está o somatório das forças atuando no sistema. M_T é o termo que representa a inércia total. O termo $V_T \dot{x}(t)$ representa os efeitos do atrito presente no sistema, e $G_T(x)$ representa o efeito da força gravitacional.

O somatório das forças atuando no sistema é dado por:

$$\sum F = F_R + F_H \quad (3.4)$$

Onde F_R representa a força exercida pelo atuador do robô e F_H representa a força exercida pelo meio.

A dinâmica desejada para o robô em resposta à interação com o meio é dada em sua forma genérica, por:

$$M\ddot{x} = F_H + B(\dot{x}_d - \dot{x}) + K(x_d - x) \quad (3.5)$$

Onde x_d e $\dot{x}_d$ representam a posição e a velocidade desejadas, respectivamente. M , B e K representam a inércia, o amortecimento e a rigidez desejados para a interação dinâmica do robô com o meio. Vale ressaltar que esses parâmetros podem ser, em teoria, escolhidos de forma arbitrária. Uma posição ou uma trajetória “ideal” (também chamada de trajetória virtual, Fig. 3.1) pode ser definida por $x_d(t)$. A trajetória virtual pode ser compreendida como uma trajetória nominal, que irá determinar para que direção o mecanismo irá exercer uma força. O movimento em si dependerá das propriedades de impedância e da interação com o meio. Por essa razão a trajetória virtual não precisa ser necessariamente realizável fisicamente. Um desvio na velocidade desejada fará com que o robô produza uma força em contrapartida. Analogamente, um desvio na posição desejada fará com o que o robô produza uma força no sentido de corrigir a posição real.

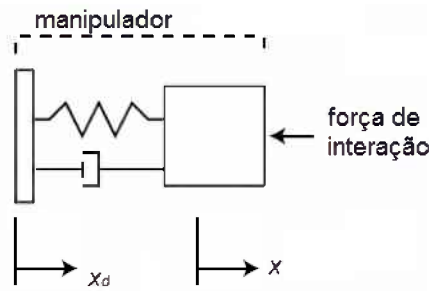


Figura 3.1 – Trajetória virtual (KURFESS, 2005).

A Equação (3.5) pode ser reescrita na forma:

$$\ddot{x} = M^{-1} (F_H + B(\dot{x}_d - \dot{x}) + K(x_d - x)) \quad (3.6)$$

Substituindo a Eq. (3.6) na Eq. (3.3), obtém-se:

$$F_R = V_T \dot{x}(t) + G_T(x) - F_H + M_T M^{-1} (F_H + B(\dot{x}_d - \dot{x}) + K(x_d - x)) \quad (3.7)$$

A Equação (3.7) representa a lei de controle de impedância genérica que garante o comportamento desejado descrito pela Eq. (3.5). Em outras palavras, o comportamento desejado é obtido desde que a força F_R seja aplicada pelo atuador do robô.

Ao se considerar a implementação prática do controlador da Eq. (3.7), há uma complexidade adicional devido à força externa do ambiente, F_H , que precisa ser medida. Uma simplificação usualmente feita na implementação do controlador de impedância, é considerar que as acelerações são pequenas ($\ddot{x} \approx 0$). Nesse caso, o efeito inercial que envolve os termos M e M_T é desprezível. Define-se então a impedância desejada como $M = M_T$, a fim de eliminar os termos F_H . A lei de controle fica então na forma:

$$\text{simplificação 1} \quad F_R = V_T \dot{x}(t) + G_T(x) + B(\dot{x}_d - \dot{x}) + K(x_d - x) \quad (3.8)$$

Obviamente, nesse caso, se abre mão da possibilidade de definir uma inércia para compor a dinâmica desejada. No entanto, as aplicações usuais do controle de impedância estão mais relacionadas ao controle do amortecimento e da rigidez do sistema. No caso da neuroreabilitação, embora o controle de interação possa ser implementado de forma a contemplar uma inércia, um amortecimento e uma rigidez desejados, o elemento inercial é de pouco valor terapêutico para o propósito de atividades de reabilitação (KREBS et al.,

1998). Em geral, deseja-se que o robô auxilie o paciente no seguimento de uma trajetória, similar ao trabalho que o terapeuta desempenha ao movimentar os membros do paciente, por exemplo.

Outra simplificação comum, é desprezar os efeitos de atrito no atuador, o que é razoável para a maioria das aplicações:

$$\text{simplificação 2} \quad F_R = G_T(x) + B(\dot{x}_d - \dot{x}) + K(x_d - x) \quad (3.9)$$

Esta é a equação a ser empregada quando o movimento é realizado verticalmente. Nos casos em que o movimento ocorre horizontalmente, é possível desprezar o efeito da força gravitacional, obtendo:

$$\text{simplificação 3} \quad F_R = B(\dot{x}_d - \dot{x}) + K(x_d - x) \quad (3.10)$$

Portanto, a função de transferência para a lei de controle com a terceira simplificação é dada por:

$$\frac{F_R}{X} = Bs + K \quad (3.11)$$

A forma intuitiva é a de um controlador PD, com um termo derivativo Bs representando o amortecimento (proporcional à velocidade), e um termo proporcional K representando a rigidez.

A função de transferência que descreve a dinâmica do controlador tem como entrada o desvio X na trajetória virtual e uma força F_R em resposta ao erro. O diagrama de blocos para o controlador de impedância na forma da Eq. (3.11) é mostrado na Fig. 3.2.

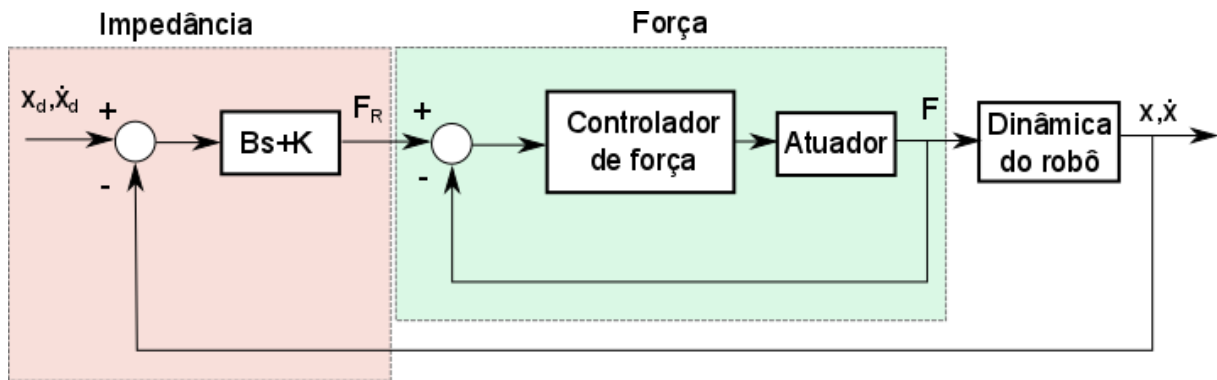


Figura 3.2 – Diagrama de blocos do controlador de impedância.

A porção relacionada ao controle de impedância em si é a malha mais externa do diagrama, onde a posição do robô é medida e realimentada para o cálculo da força a ser aplicada, de acordo com a dinâmica desejada. É necessário ainda uma malha interna de controle de força. No caso de motores elétricos, a malha de controle de força interna é normalmente implementada baseando-se no controle da corrente na armadura, que é proporcional ao torque.

3.1.5. Controle de admitância

Da seção anterior, a impedância desejada do sistema foi obtida, considerando-se as várias simplificações feitas. Como discutido na seção 3.1.3, a admitância é o inverso da impedância mecânica, para sistemas lineares. Logo, a partir da Eq. (3.11), obtém-se a admitância desejada:

$$\frac{X}{F_R} = \frac{1}{Bs+K} \quad (3.12)$$

As Equações (3.11) e (3.12) são conhecidas como a dualidade do controle de impedância (RICHARDSON, 2003). Essa diferença sutil na abordagem requer estruturas do controlador distintas.

O diagrama de blocos para o controlador de admitância é mostrado na Fig. 3.3.

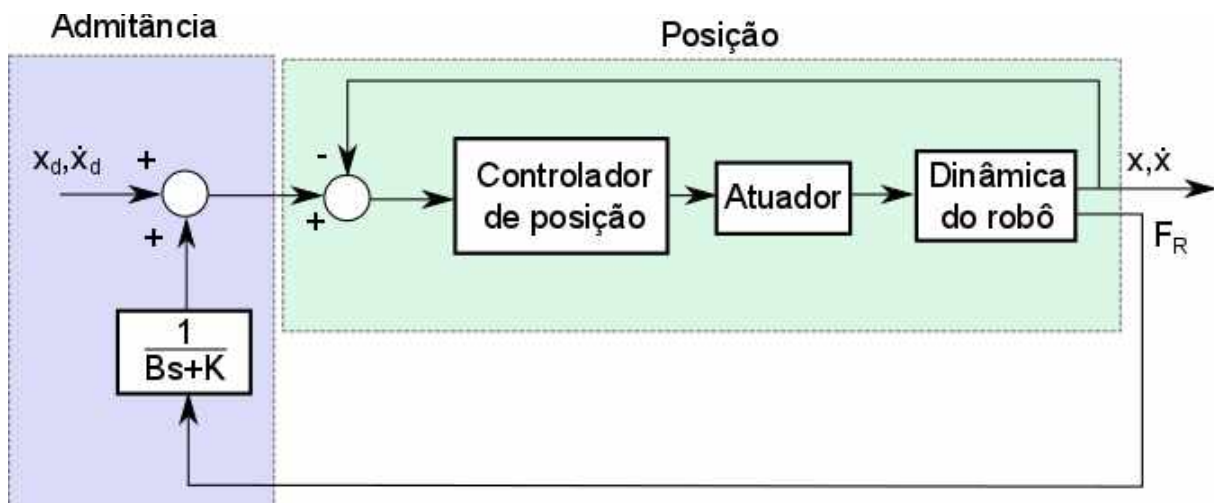


Figura 3.3 – Diagrama de blocos do controlador de admitância.

A porção relativa ao controle de admitância é representada pela malha externa, onde há realimentação de força para o cálculo da posição a ser imposta no robô. Existe a necessidade de uma malha interna de controle de posição.

3.1.6. Controle de impedância vs. controle de admitância

Conforme discutido nas seções anteriores, um sistema mecânico que interage com o ambiente pode ser descrito como uma impedância ou como uma admitância. Se o ambiente é considerado uma admitância, então o sistema deve ser necessariamente considerado uma impedância, e vice-versa. Surge então a dúvida sobre qual seria o melhor método.

Para a maioria das aplicações da robótica, o ambiente consiste de objetos móveis, geralmente representados simplesmente por suas inércias e superfícies ou outras estruturas mecânicas que restringem sua movimentação (KURFESS, 2005). Nesses casos a interação dinâmica pode ser representada por uma inércia. Uma inércia sem restrições cinemáticas determina uma aceleração em resposta à uma força, e possui função de transferência própria com pólos e nenhum zero (Tab. 3.1). Uma restrição cinemática impõe deslocamento zero, independentemente da força aplicada, o que não pode ser representado na forma de impedância, mas apenas admitância. Em outras palavras, inércias são melhores descritas como admitâncias. Caso haja alguma restrição cinemática, esta é a única forma de representação. De acordo com a discussão apresentada na seção 3.1.2, a descrição apropriada da dinâmica do robô que interage com uma admitância é então a de uma impedância mecânica, que retorna força de acordo com o deslocamento.

A dificuldade que surge nesta abordagem é que a maioria dos robôs consistem de uma cadeia de articulações cuja inércia aparente não pode ser desprezada. O uso de motores com grande redução de transmissão amplifica a inércia aparente no elemento

terminal. Desta forma, a movimentação do elemento terminal é dificultada, e o comportamento do robô como uma impedância é comprometido. Em outras palavras, é difícil a movimentação do robô por consequência de forças externas. Assim, embora o comportamento de impedância seja o ideal, normalmente o controle de admitância é implementado mais facilmente na prática (KURFESS, 2005). A escolha do método do controle de interação deve ser feita com base no conhecimento prévio do ambiente e do manipulador, assim como do modo como são acoplados.

No caso da reabilitação, a escolha da modelagem da dinâmica do paciente como uma impedância ou como uma admitância não é restrita a apenas um dos modelos. Tanto a metodologia do controle de impedância quanto à do controle de admitância já foram implementadas na prática (KREBS et al., 1998; RICHARDSON et al., 2003). Independentemente do método escolhido, é preciso se atentar às particularidades na implementação de cada tipo de controlador.

Tabela 3.2 – Comparação entre os controles de impedância e admitância (RICHARDSON, 2003)

	Impedância	Admitância
Vantagens	Mais apropriado para ambientes que consistem de elementos inerciais.	Mais apropriado para ambientes que contém elementos de rigidez elástica e com amortecimento.
	Fácil implementação em sistemas com motores elétricos devido ao controle de torque simplificado.	Apenas requer a adição de um sensor de força em dispositivos robóticos convencionais baseados em medição de posição.
Desvantagens	Difícil implementação em sistemas onde a saída de força varia com a movimentação do robô (e.g., sistemas pneumáticos).	Requer um controlador de posição de alto ganho com robustez à forças externas.
	Para completa caracterização da impedância desejada, requer modelo da inércia do robô, que pode ser de difícil obtenção.	

3.2. Sistemas de Controle Discretos

Os conceitos apresentados nesta seção são importantes para o desenvolvimento dos controladores em plataforma digital, no Capítulo IV.

Nos últimos anos houve um aumento no uso de controladores digitais nos sistemas de controle. Isso se deve a popularização dos computadores e microcontroladores, e das suas vantagens associadas. O baixo custo, a disponibilidade e a flexibilidade são algumas das características dos sistemas computadorizados digitais (OGATA, 1995).

Nos sistemas analógicos, os sinais são contínuos num intervalo de tempo, e podem assumir qualquer valor. Em contrapartida, nos sistemas digitais os sinais são discretos, e apenas podem assumir um número finito de valores (quantização).

Num sistema de controle discreto, embora a planta normalmente receba e produza sinais analógicos, o controlador opera com sinais discretos. Para tanto, a saída analógica da planta é convertida para um sinal discreto, a uma dada taxa de amostragem definida pelo *clock* do sistema (conversor ADC). Feito o processamento no controlador, o sinal de controle é convertido novamente para um sinal analógico que é transmitido à planta (conversor DAC). O esquema de um sistema de controle discreto genérico é mostrado na Fig. 3.4 (o controlador é um microprocessador denotado por μP).

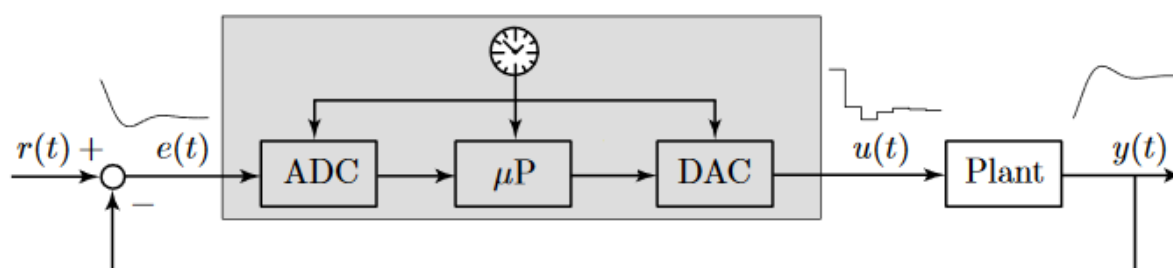


Figura 3.4 – Diagrama de blocos de um sistema de controle discreto (GUZZELLA, 2013).

3.2.1. Representação no domínio z

Existem diferenças quanto à representação de sistemas discretos, em relação aos sistemas analógicos. Nos sistemas analógicos, a representação na forma de função de transferência é dada no domínio da frequência, pela transformada de Laplace. No caso dos sistemas digitais, a representação da função de transferência é obtida com a transformada Z . A transformada Z é o equivalente da transformada de Laplace para sinais discretos. As Equações (3.13) e (3.14) mostram respectivamente, as transformadas de Laplace e Z para a conhecida função degrau unitário.

$$u(t) \xleftrightarrow[\mathcal{L}^{-1}\{F\}]{\mathcal{L}\{f\}} \frac{1}{s} \quad (3.13)$$

$$u(k) \xleftrightarrow[\mathcal{Z}^{-1}\{F\}]{\mathcal{Z}\{f\}} \frac{z}{z-1} \quad (3.14)$$

Uma função de transferência de um sistema discreto genérico é dada por (OGATA, 1995), onde i e j são os coeficientes no numerador e denominador respectivamente:

$$P(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{i_n \cdot z^n + i_{n-1} \cdot z^{n-1} + \dots + i_1 \cdot z + i_0}{z^n + j_{n-1} \cdot z^{n-1} + \dots + j_1 \cdot z + j_0} \quad (3.15)$$

Assim como nos sistemas contínuos, a posição dos pólos e zeros no plano z determina a estabilidade e o comportamento dinâmico de um sistema discreto.

3.2.2. Conversão contínuo-discreto

O plano s referente aos sistemas contínuos pode ser mapeado para o plano z dos sistemas discretos por meio da relação:

$$z = e^{Ts} \quad (3.16)$$

Onde T representa o tempo de amostragem. O mapeamento é mostrado na Fig. 3.5.

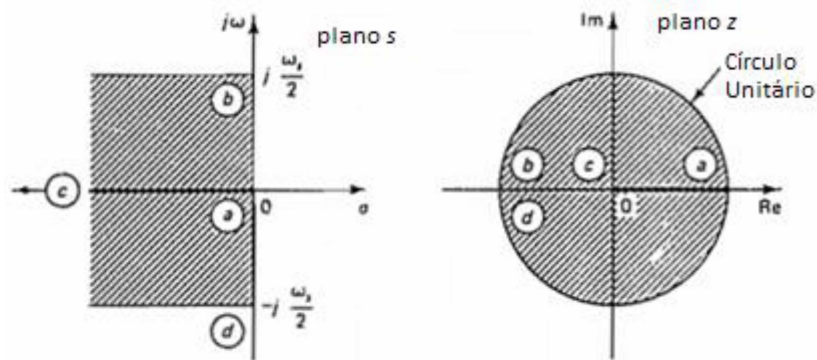


Figura 3.5 – Mapeamento direto entre os planos s e z (OGATA, 1995).

Uma das formas mais comuns de se projetar controladores discretos consiste em inicialmente projetar um controlador analógico, e então fazer a conversão para o domínio z . O sistema equivalente discreto obtido consiste numa aproximação do sistema contínuo, sendo mais próximo conforme o tempo de amostragem T diminui. A aplicação direta da formulação apresentada na Eq. (3.16) para o projeto de controladores discretos, no entanto,

é pouco conveniente. Três métodos mais simples analiticamente são os métodos *forward difference*, *backward difference* e o de Tustin (ou método da transformação bilinear) (OGATA, 1995).

No método *forward difference*, o mapeamento entre os planos s e z é dado por:

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{Tz^{-1}} \quad (3.17)$$

A região de estabilidade do plano s é mapeada na região do plano z mostrada na Fig. 3.6.

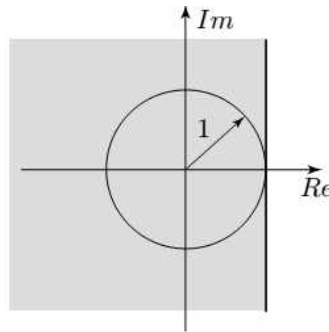


Figura 3.6 – Mapeamento pelo método *forward difference* (GUZZELLA, 2013).

No método *backward difference*, o mapeamento entre os planos s e z é dado pela Eq. (3.18), e a região de estabilidade do plano s mapeada no plano z é mostrada na Fig. 3.7.

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T} \quad (3.18)$$

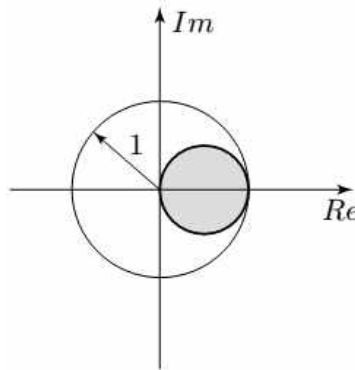


Figura 3.7 – Mapeamento pelo método *backward difference* (GUZZELLA, 2013).

No método de Tustin, o mapeamento é dado pela Eq. (3.19), e a região de estabilidade do plano s mapeada no plano z é mostrada na Fig. 3.8.

$$s = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (3.19)$$

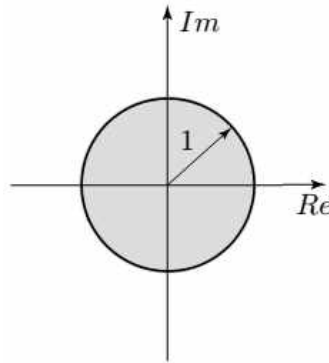


Figura 3.8 – Mapeamento pelo método de Tustin (GUZZELLA, 2013)

Observa-se que o mapeamento pelo método *forward difference* leva pólos estáveis no plano s à regiões de instabilidade no plano z (fora do círculo de raio unitário). O método *backward difference* mapeia a região estável do plano s para um círculo menor contido no círculo de raio unitário (estável). O mapeamento pelo método de Tustin é o que mais se aproxima do mapeamento direto, Eq. (3.16).

3.2.3. Critérios de estabilidade

Para os sistemas contínuos, a condição suficiente e necessária para estabilidade é que os pólos se encontrem no lado esquerdo do plano s . No caso dos sistemas discretos, a condição é que os pólos se encontrem no interior do círculo de raio unitário (Fig. 3.5). Pólos que se encontram na circunferência de raio unitário indicam um sistema marginalmente estável.

Logo, a forma mais direta de avaliação da estabilidade de um sistema é verificar a posição dos pólos. Com ferramentas computacionais como o MATLAB é possível realizar este procedimento.

Uma forma alternativa é o critério de Routh-Hurwitz, que consiste num algoritmo para verificar se há ou não raízes instáveis numa equação polinomial, sem a necessidade de resolvê-la. Aplicado a um sistema de controle, o critério fornece informações sobre a estabilidade absoluta (OGATA, 1995).

Para um sistema de malha fechada genérico, a função de transferência $P(s)$ é dada pela razão entre saída $Y(s)$ e entrada $X(s)$:

$$P(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{h_0 \cdot s^m + h_1 \cdot s^{m-1} + \dots + h_{m-1} \cdot s + h_m}{a_0 \cdot s^n + a_1 \cdot s^{n-1} + \dots + a_{n-1} \cdot s + a_n} \quad (3.20)$$

Onde os coeficientes h e a são constantes e $m \leq n$.

O polinômio característico corresponde ao denominador:

$$a_0 \cdot s^n + a_1 \cdot s^{n-1} + \dots + a_{n-1} \cdot s + a_n \quad (3.21)$$

Para que o sistema seja estável, todos os coeficientes do polinômio característico precisam ser positivos. Satisfeito esse primeiro requisito, os coeficientes são organizados na forma:

$$\begin{array}{l|lllll} s^n & a_0 & a_2 & a_4 & a_6 & \dots \\ s^{n-1} & a_1 & a_3 & a_5 & a_7 & \dots \\ s^{n-2} & b_1 & b_2 & b_3 & b_4 & \dots \\ s^{n-3} & c_1 & c_2 & c_3 & c_4 & \dots \\ s^{n-4} & d_1 & d_2 & d_3 & d_4 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & & & \\ s^2 & e_1 & e_2 & & & \\ s^1 & f_1 & & & & \\ s^0 & g_1 & & & & \end{array} \quad (3.22)$$

O algoritmo para o cálculo dos coeficientes a partir da terceira linha é dado por:

$$\begin{array}{lll} b_1 = \frac{a_1 a_2 - a_0 a_3}{a_1} & c_1 = \frac{b_1 a_3 - a_1 b_2}{b_1} & \dots \\ b_2 = \frac{a_1 a_4 - a_0 a_5}{a_1} & c_2 = \frac{b_1 a_5 - a_1 b_3}{b_1} & \dots \\ b_3 = \frac{a_1 a_5 - a_0 a_7}{a_1} & c_3 = \frac{b_1 a_7 - a_1 b_4}{b_1} & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots \end{array} \quad (3.23)$$

O critério de Routh-Hurwitz afirma que a condição suficiente e necessária para que todos os pólos se encontrem no lado esquerdo do plano s é que todos os coeficientes na primeira coluna na matriz em (3.22) sejam positivos.

3.3. Filtros

O emprego de filtros é essencial em sistemas que se encontram em ambientes ruidosos, ou quando se deseja atenuar frequências particulares de sinais. Os conceitos apresentados nesta seção são importantes na implementação dos controladores de interação, Capítulo IV.

3.3.1. Passa-baixa RC

O filtro passa-baixa RC é um dos filtros de implementação mais simples. É um filtro passivo de primeira ordem, que usa apenas um resistor e um capacitor, Fig. 3.9.

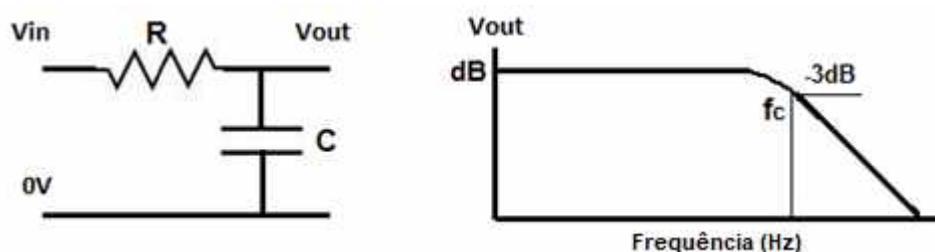


Figura 3.9 – Filtro passa-baixa RC (<<http://www.learningaboutelectronics.com/images/Low-pass-filter-diagram.png>>, acessado em 05/17)

A frequência de corte, f_c , é a frequência onde há atenuação de 3 dB, dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi\tau} \quad (3.24)$$

Onde $\tau = RC$ é a constante de tempo, dada pelo produto da resistência R e da capacitância C , cujo valor numérico equivale ao tempo que a resposta do sistema à entrada degrau leva para atingir 63,2% do valor final (Fig. 3.10).

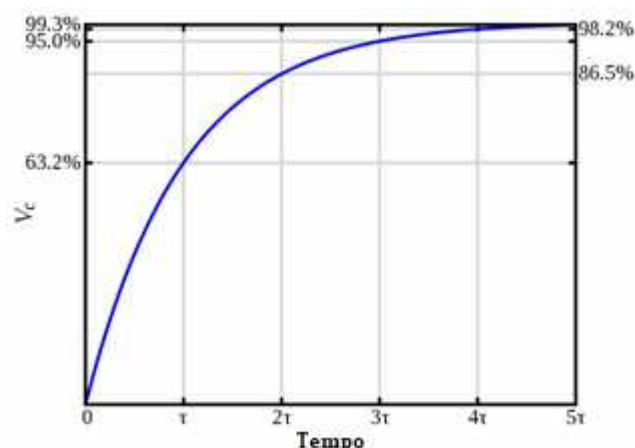


Figura 3.10 – Resposta ao degrau do filtro passa-baixa RC

(<https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/0/09/Series_RC_capacitor_voltage.svg/720px-Series_RC_capacitor_voltage.svg.png>, acessado em 05/17)

Uma forma intuitiva de compreender o funcionamento de um filtro desse tipo, é notar que para altas frequências o capacitor comporta essencialmente como um curto-circuito, visto que não há tempo suficiente para que ele acumule carga. O comportamento é observado pela equação da impedância elétrica de um capacitor, $Z = \frac{1}{j\omega C}$, que tende a zero conforme a frequência ω tende a infinito.

3.3.2. Sallen-Key *passa-baixa*

A nomenclatura Sallen-Key se refere a uma topologia de filtros de segunda ordem, que incluem filtros passa-baixa, passa-alta, passa-faixa e rejeita-faixa. No caso do filtro passa-baixa, é um filtro ativo de dois pólos (segunda ordem), usado extensivamente (ELECTRONICS TUTORIALS, 2014). A estrutura do filtro é mostrada na Fig. 3.11, com resistores de resistência R e capacitores de capacitância C .

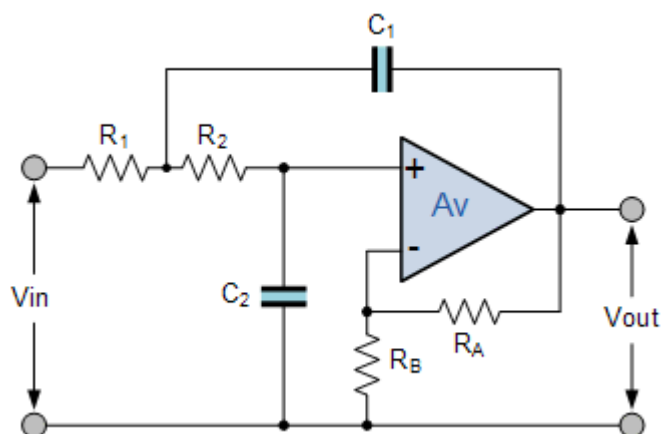


Figura 3.11 – Filtro Sallen-Key passa-baixa

(<<http://www.electronics-tutorials.ws/filter/second-order-filters.html>>, acessado em 05/17)

O ganho do filtro é dado por:

$$G = 1 + \frac{R_A}{R_B} \quad (3.25)$$

A frequência de corte F_c é dada por:

$$F_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (3.26)$$

A resposta em frequência do filtro (azul) é comparada com a de um filtro de primeira ordem (vermelho) na Fig. 3.12.

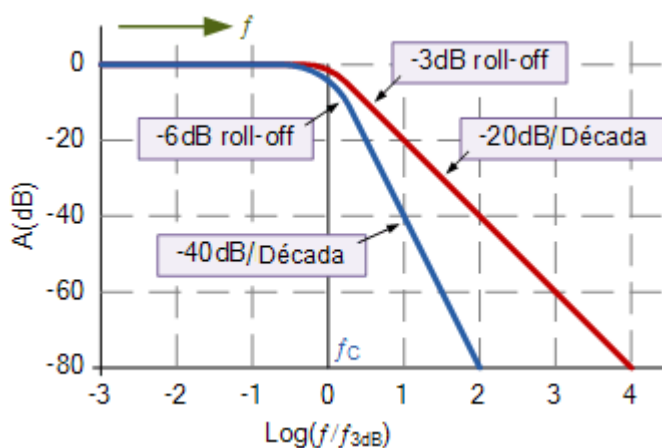


Figura 3.12 – Resposta em frequência do filtro Sallen-Key passa-baixa (em azul)

(<<http://www.electronics-tutorials.ws/filter/second-order-filters.html>>, acessado em 05/17)

A atenuação a partir da frequência de corte de um filtro de segunda ordem é de -40 dB por década, enquanto que para um filtro de primeira ordem, é de -20 dB por década.

3.3.3. Multiple-Feedback passa-baixa

O filtro Multiple-Feedback (MFB) é um filtro de segunda ordem muito usado que oferece excelente rejeição na banda de bloqueio se comparado à outras topologias empregadas (STEFFES, 2006). A estrutura é mostrada na Fig. 3.13, com resistores de resistência R e capacitores de capacitância C . Este apresenta vantagens comparado à filtros Sallen-Key, como por exemplo, a entrada não-inversora do amplificador operacional aterrada, o que é eficaz na atenuação de ruídos.

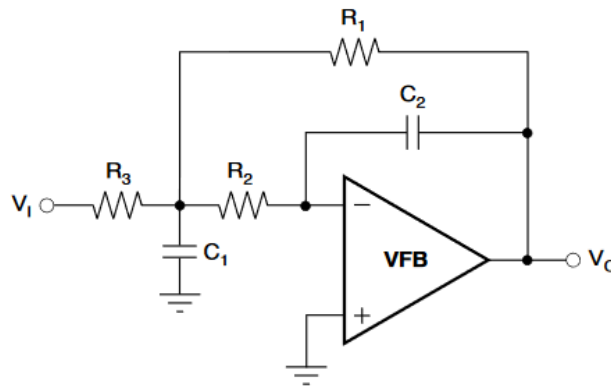


Figura 3.13 – Filtro Multi-Feedback MFB passa-baixa (STEFFES, 2016)

O ganho do filtro é dado por:

$$G = -\frac{R_1}{R_3} \quad (3.27)$$

A frequência de corte F_c é dada por:

$$F_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (3.28)$$

É importante se atentar à configuração inversora do amplificador operacional, o que significa que a saída é invertida em relação à entrada.

3.3.4. Filtro de Kalman

O filtro de Kalman é um método bastante comum de filtragem, originalmente desenvolvido por Kalman em 1960 e empregado em aplicações espaciais na estimativa de trajetórias no Projeto Apollo (YOSHIDA, 2015). O filtro de Kalman original foi desenvolvido para sistemas lineares discretos, embora existam variações, como o filtro de Kalman estendido para sistemas não-lineares.

O filtro de Kalman é um filtro estimador *on-line*, que se baseia no conhecimento prévio da dinâmica do sistema, da característica estocástica dos ruídos e da condição inicial. O filtro não necessita da armazenagem de todos os dados de medição prévios, o que é um grande atrativo em implementações *on-board* (YOSHIDA, 2015).

A matemática envolvida na derivação e na formalização do filtro de Kalman é um pouco complexa, e não será discutida aqui. Em sua forma genérica, o filtro de Kalman funciona em duas etapas: a etapa de predição (*prediction step*) e a etapa de atualização (*update step*). É comumente aplicado a um sistema de controle representado na forma de espaço de estados. A etapa de predição é mostrada na Eq. (3.29), e a etapa de atualização é mostrada na Eq. (3.30).

Prediction step

$$\begin{aligned}\hat{x}'_k &= A\hat{x}_{k-1} + Bu_k \\ P'_k &= AP_{k-1}A^T + Q\end{aligned}\tag{3.29}$$

Update step

$$\begin{aligned}K_k &= P'_k H^T (HP'_k H^T + R)^{-1} \\ \hat{x}_k &= \hat{x}'_k + K_k (z_k - H\hat{x}'_k) \\ P_k &= (I - K_k H)P'_k\end{aligned}\tag{3.30}$$

Nas equações, $\hat{x}'_k$ representa uma estimativa prévia da variável de estado (sobre a qual se interessa), na iteração k . Na etapa de predição, $\hat{x}'_k$ é calculado com base na estimativa feita na iteração anterior, $k-1$. A matriz A é a matriz de estados, e a matriz B é a matriz de entrada relativa à entrada u_k . A variável P'_k é uma estimativa prévia da matriz de covariância do erro. É calculada com base na estimativa da covariância do erro da iteração anterior, P_{k-1} . A variável Q representa o ruído de processo, enquanto que a variável R representa o ruído de sensor. Na etapa de atualização, K_k é o ganho de Kalman. A variável H é a matriz de sensor, que relaciona a leitura de sensor ao valor da variável de estado (na maioria dos casos, é a matriz identidade). O valor estimado da variável de estado é dado por $\hat{x}_k$. A variável z_k representa a medição da variável de estado. I é a matriz identidade.

Embora haja muitos termos envolvidos na equação em sua forma genérica, ela é bastante simplificada quando aplicada a leitura de um sensor, em que a variável de estado é unidimensional (INTERACTIVE MATTER LAB, 2009). A etapa de predição simplificada é mostrada na Eq. (3.31), e a etapa de atualização correspondente é mostrada na Eq. (3.32).

Prediction step

$$\begin{aligned}\hat{x}'_k &= \hat{x}_{k-1} \\ P'_k &= P_{k-1} + Q\end{aligned}\tag{3.31}$$

Update step

$$\begin{aligned}K_k &= \frac{P'_k}{P'_k + R} \\ \hat{x}_k &= \hat{x}'_k + K_k (z_k - \hat{x}'_k) \\ P_k &= (1 - K_k) P'_k\end{aligned}\tag{3.32}$$

Nas equações, a covariância do erro P_k , está relacionada à variação na variável de estado de interesse. Seu valor inicial não é muito importante já que é ajustado conforme o algoritmo é iterado. A variável de ruído de sensor, R , é normalmente baseada no cálculo do desvio padrão na leitura do sensor. A variável de ruído de processo, Q , é um pouco mais complexa. Na prática, ajusta-se o valor até que a *performance* do filtro seja satisfatória. Assim como para outros tipos de filtros, em geral, busca-se um compromisso entre a atenuação de ruído e o atraso no sinal.

3.4. Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os principais aspectos teóricos envolvidos no desenvolvimento deste trabalho. Os conceitos são utilizados na modelagem e na implementação dos controladores de interação, no Capítulo IV.

CAPÍTULO IV

MODELAGEM E IMPLEMENTAÇÃO

Neste capítulo são apresentados os modelos dos controladores de interação desenvolvidos, bem como os materiais e equipamentos usados para os testes.

4.1. Materiais e Equipamentos

4.1.1. Mecanismo

Um importante requisito para robôs com controle de impedância usados em reabilitação é permitir *backdrive* em seus graus de liberdade ativos, além de permitir livre movimentação nos graus de liberdade passivos (ROBERTS, 2002). A característica de *backdrive* se refere à impedância no elemento terminal do robô, ou seja, a relação entre o movimento e a força produzida. No mecanismo que possui *backdrive* (i.e., *backdrivable*), a impedância é baixa, o que significa que as forças produzidas em seu terminal devem ser baixas o suficiente a fim de permitir a movimentação por consequência de forças externas.

Para a reabilitação da marcha, a ideia inicial foi a de usar um macaco elétrico disponível comercialmente, mostrado na Fig. 4.1. As vantagens do mecanismo são a força produzida, suficiente para suportar o peso de uma pessoa, além do seu baixo custo e da sua disponibilidade.



Figura 4.1 – Macaco elétrico Multilaser

(<<http://www.americanas.com.br/produto/116001195/macaco-eletrico-multilaser-12v-preto>>, acessado em 11/16).

Devido à necessidade de presença de *backdrive* no mecanismo, no entanto, constatou-se que o mecanismo do macaco elétrico que pretendia-se usar inicialmente para o projeto não era adequado. Este mecanismo possui uma caixa de redução de engrenagens, além do fuso que atua nas barras para o avanço/recuo da ponta. Isto torna o ganho mecânico bastante alto, produzindo alta força na ponta do mecanismo relativa ao torque exercido pelo motor, à custa de uma velocidade reduzida. Este ganho é alto o suficiente para que o mecanismo seja auto-travante, o que significa que uma força externa em sua extremidade não produz movimento (i.e., alta impedância), característica que o torna inadequado para a aplicação. Além disso, a velocidade do mecanismo é bastante baixa, não sendo suficiente para acompanhar o movimento do caminhar.

No caso do controle de impedância, portanto, faz-se necessário o uso de um novo mecanismo. Uma ideia inicial foi a de alterar o mecanismo do macaco, com um motor atuando as barras do mecanismo diretamente ao invés do fuso. Essa alteração reduziria consideravelmente a força produzida na extremidade, o que permitiria sua movimentação com baixa restrição. No entanto, a relação entre o torque do motor e a força se tornaria não-linear, o que dificultaria o projeto do controle de impedância do sistema.

O uso de um sistema com cilindros hidráulicos é capaz de produzir força suficiente para a aplicação, mas possui o mesmo problema do macaco elétrico de não permitir *backdrive*, além do custo relativamente alto e da complexidade vinculada à unidade hidráulica necessária.

No momento, a ideia que parece mais viável na construção do novo robô de reabilitação da marcha é o uso de um servomotor acoplado a um conjunto pinhão-cremalheira, e possivelmente uma caixa de redução de engrenagens, numa configuração

semelhante à da Fig. 4.2. Projetando o mecanismo com uma redução adequada, torna-se possível o *backdrive*, desde que o servomotor também o permita. Uma vantagem do mecanismo é o baixo custo, com componentes relativamente comuns e de fácil acesso. Outra vantagem é a simplicidade, onde o torque do servomotor está relacionado linearmente à força na extremidade do mecanismo, o que facilita o projeto do controle. Com três unidades do mecanismo é possível o projeto do robô de reabilitação contemplando os três graus de liberdade de translação da pélvis.

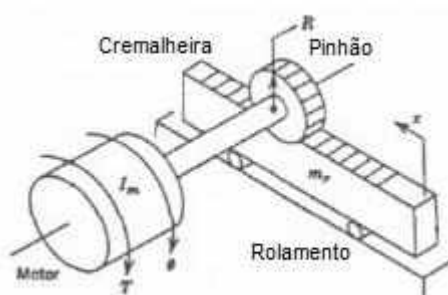


Figura 4.2 – Mecanismo pinhão-cremalheira (<<http://www.chegg.com/homework-help/questions-and-answers/2-dc-motor-driven-rack-pinion-gear-system-shown-figure--m-mass-rack-r-radius-pinion-t-torque-q6258317>>, acessado em 02/17)

Alternativamente ao controle de impedância, um sistema com controle de admitância permitiria o uso de atuadores com alta impedância (sem *backdrive*, ou auto-travante). Nesse caso, é feita a leitura do valor de força no atuador, e a posição que corresponde ao comportamento dinâmico desejado é imposta pelo controlador. O mecanismo do macaco elétrico é viável a priori, embora ainda haja o problema da não-linearidade e da baixa velocidade.

4.1.2. Mecanismo para testes

Para testar o conceito do controlador de impedância/admitância, duas montagens foram feitas. Na primeira, foi usado um mecanismo baseado em fusos de esferas recirculantes, que havia disponível no Laboratório de Automação e Robótica/FEMEC/UFU, parte de um outro trabalho de pesquisa. O mecanismo possui dois graus de liberdade, que consistem de dois fusos de esferas permitindo translações no plano horizontal. Para os testes dos controladores de interação, foi usado apenas um dos fusos. O mecanismo é mostrado na Fig. 4.3.

O servomotor é acoplado à flange na ponta do fuso, e a sua rotação é convertida em movimento linear. Paralelo ao fuso, foi instalada uma guia linear, que suporta e guia a estrutura presa à castanha do fuso (Fig. 4.4).

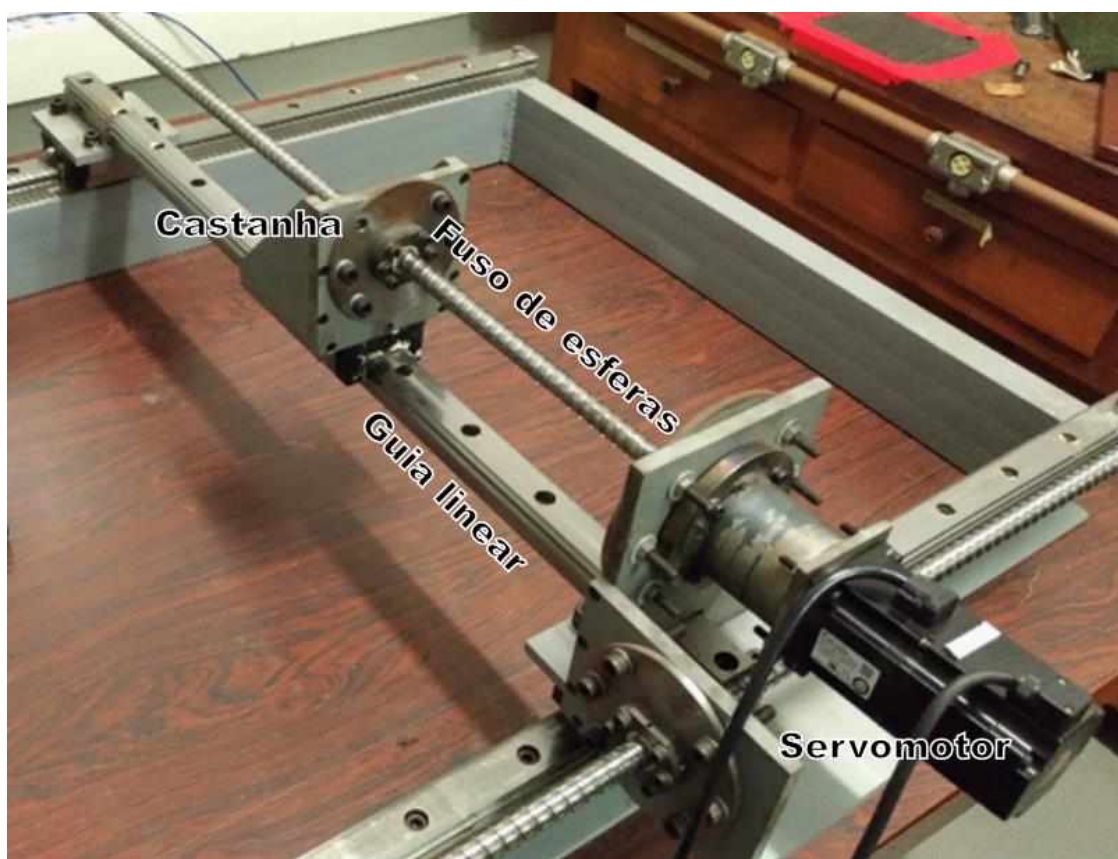


Figura 4.3 – Mecanismo com fuso de esferas recirculantes.



Figura 4.4 – Castanha do fuso de esferas.

Para o controle de admitância, onde é necessária a medição das forças na interação com o ambiente, foi acoplada à castanha uma célula de carga. A montagem para o teste do controle de admitância é mostrada na Fig. 4.5.



Figura 4.5 – Montagem para controle de admitância.

Nesta configuração, para fins de teste, as forças são aplicadas na célula de carga, em ambos os sentidos. Como no controle de admitância existe uma malha interna de controle de posição, uma força aplicada diretamente sobre a castanha sem a medição de força não produzirá nenhum efeito.

Além do fuso, foi testado também o controle de impedância com uma tala em acrílico conectada diretamente ao eixo do servomotor. A peça é parte de um outro projeto de pesquisa no laboratório, para reabilitação da movimentação da mão. A montagem é mostrada na Fig. 4.6.

Nesta montagem, a movimentação considerada é o próprio deslocamento angular do servomotor. As características de rigidez e amortecimento do controle de interação são adaptadas ao deslocamento e velocidade angulares, respectivamente.



Figura 4.6 – Tala de acrílico acoplada ao servomotor

4.1.3. Atuador e Driver

Em ambas as montagens, o atuador utilizado foi um servomotor de corrente alternada trifásica, modelo SGMAV-02A3A6C do fabricante Yaskawa (Fig. 4.7). As características básicas do servomotor estão dispostas na Tab. 4.1.



Figura 4.7 – Servomotor SGMAV-02A3A6C Yaskawa.

Tabela 4.1 – Características do servomotor SGMAV-02A3A6C (YASKAWA, 2007a)

Potência nominal	200 W
Tensão	200 VAC
Corrente elétrica nominal	1,5 A
Torque nominal	0,637 Nm
Torque instantâneo de pico	1,91 Nm
Velocidade nominal	3000 rpm
Velocidade máxima	6000 rpm
Momento de inércia do rotor	$0,116 \text{ kg-m}^2 \times 10^{-4}$
Momento de inércia do rotor (anti-horário)	$0,180 \text{ kg-m}^2 \times 10^{-4}$

O servomotor possui acoplado um encoder absoluto com resolução de 20 bits.

No controle do servomotor foi usado o *servo drive* do mesmo fabricante, de modelo SGD1V-1R6A01A. A Figura 4.8 mostra três *servo drives* lado a lado. Cada servomotor é controlado por um único *servo drive* correspondente. Foi usado apenas um dos três *servo drives* disponíveis no LAR.

O *servo drive* permite controle de posição, velocidade e torque do servomotor. Todas as informações a respeito do modo de operação, configuração dos parâmetros de controle e montagem elétrica estão descritos com detalhes no manual do equipamento (YASKAWA, 2007b).

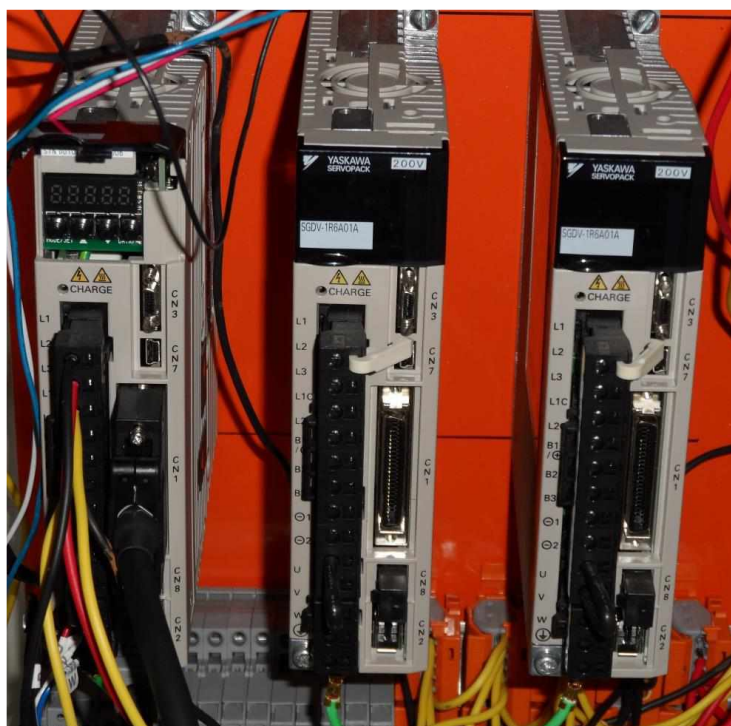


Figura 4.8 – Servo drives SGD1-1R6A01A Yaskawa (DA SILVA, 2013).

O controle de torque é feito a partir de um sinal de referência analógico que pode ser configurado no *servo drive*. O sinal de referência é mostrado na Fig. 4.9. A amplitude do sinal pode ser ajustada de 1 V a 10 V, e este valor pode ser tanto positivo quanto negativo, representando o sentido de aplicação do torque. Um sinal de tensão positivo com relação à referência representa um torque aplicado no sentido positivo (sentido anti-horário do motor), sendo que o valor máximo, conforme ajustado no *servo drive*, representa o torque nominal. De forma análoga, um valor de tensão negativo corresponde a um torque aplicado no sentido negativo (sentido horário do servomotor), sendo o valor absoluto proporcional ao valor de torque.

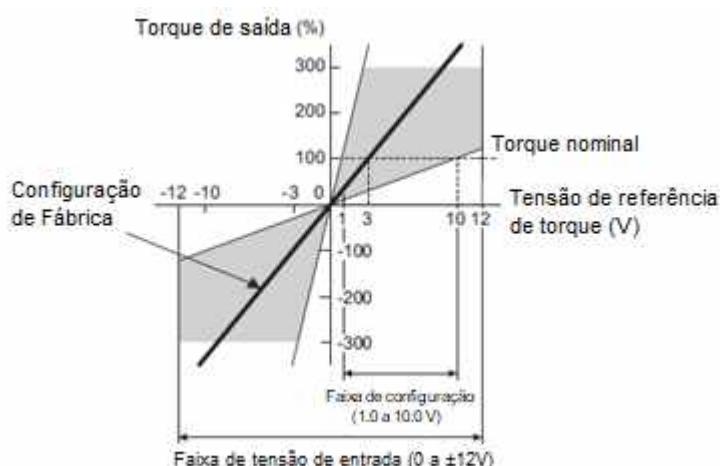


Figura 4.9 – Sinal analógico de referência para controle de torque do *servo drive* (YASKAWA, 2007a)

Em adição existe a opção de inserir um filtro de primeira ordem ajustável na entrada do sinal de referência. Essa função é útil para atenuar possíveis ruídos no sinal que poderiam causar vibração na operação do servomotor. A função foi usada na implementação dos controladores de impedância, para garantir uma operação suave e livre de ruídos na entrada. A constante de tempo do filtro pode ser ajustada a partir de 0,01 ms, em incrementos de mesmo valor.

O comando de posição se dá por dois sinais diferentes. O primeiro indica o sentido de deslocamento do servomotor. O segundo corresponde a um trem de pulsos que indicam o número de unidades do deslocamento a ser imposto no atuador (Fig. 4.10).

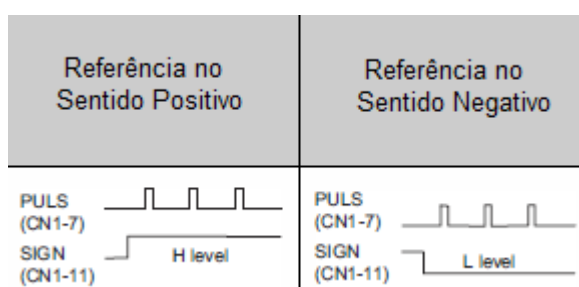


Figura 4.10 – Sinais de referência para o controle de posição do *servo drive* (YASKAWA, 2007a).

No controle de posição, existe também a opção da inserção de um filtro, para reduzir a aceleração do servomotor e suavizar a operação no geral (Fig. 4.11). O filtro é também de primeira ordem, com característica análoga ao do filtro de torque. A constante de tempo pode ser ajustada a partir de 0,01 ms, em incrementos de mesmo valor.

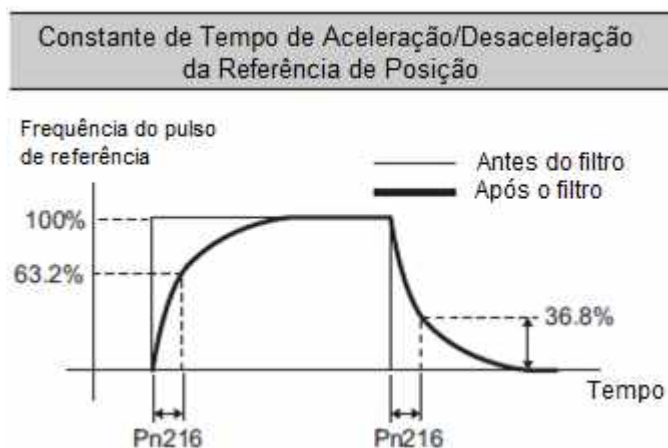


Figura 4.11 – Filtro no controle de posição (YASKAWA, 2007a).

A montagem de toda a parte elétrica, incluindo os *servo drives*, foi realizada em (DA SILVA, 2013). O painel elétrico (Fig. 4.12) é alimentado com tensão alternada trifásica, e possui fontes DC e todos os dispositivos de segurança necessários para o funcionamento do servomotor em conjunto com o *servo drive*.



Figura 4.12 – Painel elétrico de potência e controle dos servomotores (DA SILVA, 2013).

4.1.4. Microcontrolador

O *servo drive* por si só apenas realiza controle de nível mais baixo (i.e., posição, velocidade ou torque), sendo um controlador externo responsável pelo processamento de nível mais alto e pelo envio de comandos ao *drive*.

O microcontrolador utilizado na implementação dos controles de interação é o Arduino Mega 2560 (Fig. 4.13). É baseado no microcontrolador Atmel ATmega2560 de 8 bits, e possui 54 pinos de entrada/saída digital (das quais 15 podem ser usadas como saídas PWM – *Pulse Width Modulation*), 16 pinos de entrada analógica e conexão USB com um computador (para alimentação, programação e transferência de dados). O Arduino Mega 2560, assim com os outros modelos Arduino, pode ser programado com o Arduino Software IDE, que é o ambiente de desenvolvimento onde é feita a programação e a troca de dados com um computador. A programação neste ambiente é feita nas linguagens C e C++, com um conjunto de funções pré-programadas que podem ser chamadas no código. O Arduino é uma plataforma bastante popular pela versatilidade e pela facilidade de programação por novos usuários (<<https://www.arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardMega2560>>, acessado em 02/17).



Figura 4.13 – Arduino Mega 2560.

4.1.5. Sensores

No controle de impedância, onde se necessita da leitura da posição do atuador, foi usado o próprio encoder integrado do servomotor SGMAV-02A3A6C (seção 4.1.3). O encoder é absoluto e tem resolução de 20 bits. No entanto, o microcontrolador não lê os sinais diretamente. Os sinais vindos do encoder são recebidos pelo *servo drive*, onde são processados. A saída do *servo drive* referente ao encoder é enviada ao microcontrolador, e pode ser ajustada no que se refere à resolução e ao protocolo de comunicação. Em todos os testes realizados, o sinal do encoder foi ajustado para sempre operar na forma incremental, mas com diferentes resoluções. Os sinais de um encoder incremental comum são mostrados na Fig. 4.14. A partir da leitura dos sinais A e B e da sua variação no tempo,

é possível desenvolver um algoritmo que determina o sentido de rotação assim como o deslocamento correspondente do servomotor.

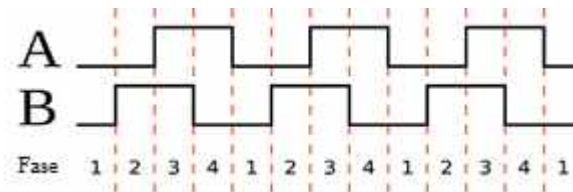


Figura 4.14 – Encoder incremental (<<http://www.motioncontroltips.com/wp-content/uploads/2011/10/incremental-encoder-graph.jpg>>, acessado em 03/17).

No caso do controle de admitância, é necessário obter os valores de força na interação do robô com o ambiente. Na leitura das forças foi usada a célula de carga mostrada na Fig. 4.15. As características básicas da célula de carga são mostradas na Tab. 4.2.



Figura 4.15 – Célula de carga MK CSA-20
(<http://www.mkcontrole.com.br/ficha_csa_zl.html>, acessado em 03/17).

Tabela 4.2 – Características da célula de carga MK CSA-20
(<http://www.mkcontrole.com.br/ficha_csa_zl.html>, acessado em 03/17).

Capacidade	20 kgf
Sensibilidade nominal	$2 \pm 0,02$ mv/V
Tensão de Excitação	9 ~ 12 VDC
Impedância de Entrada (25°C)	$350 \pm 5\Omega$
Impedância de Saída (25°C)	$350 \pm 3\Omega$

4.1.6. Circuitos eletrônicos

Na conexão entre o microcontrolador Arduino, sensores e o servo drive, são necessários em adição alguns circuitos eletrônicos para condicionamento de sinais.

Durante a operação do servomotor, foi observado que o encoder apresenta ruído, sobretudo no controle de torque. Quando o servomotor apresenta vibração do rotor em torno de uma posição em que ocorre a mudança dos sinais do encoder de nível baixo para alto, ou vice-versa, o sinal oscila na mesma frequência da vibração produzindo uma leitura incorreta (Fig. 4.16). Para mitigar o problema, foram empregados filtros RC passa-baixa nos dois canais do encoder, com $R1=1k\Omega$ e $C=1\mu F$, antes de serem recebidos pelo microcontrolador (Fig. 4.17).

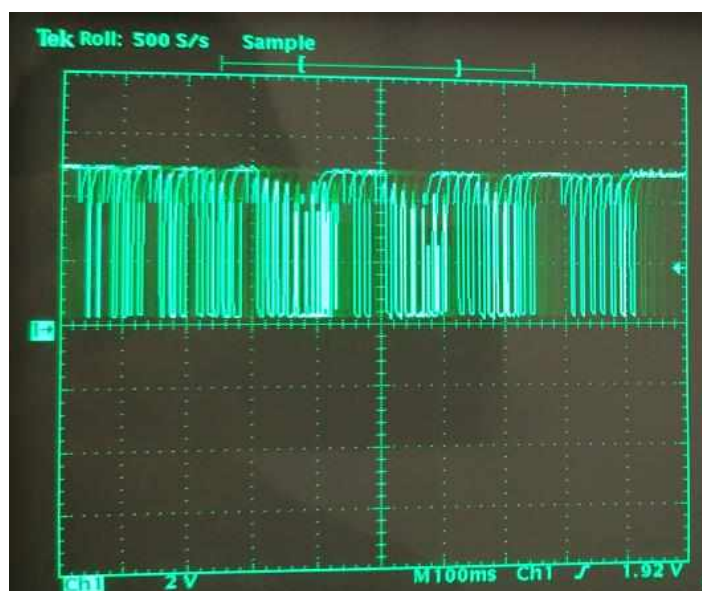


Figura 4.16 – Ruído na leitura do encoder.

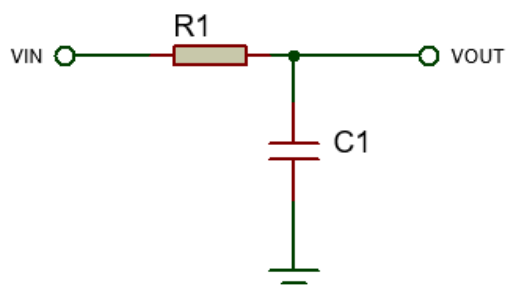


Figura 4.17 – Filtro RC passa-baixa.

Para o funcionamento da célula de carga é necessário um circuito condicionador, que alimenta e recebe o sinal do sensor e o amplifica a um nível adequado para ser lido pelo

Arduino. Foi usado para este fim um circuito construído anteriormente no LAR (OLIVEIRA, 2012). O circuito é mostrado na Fig. 4.18. Embora o fabricante informe uma tensão nominal de 9 ~ 12 VDC (Tab. 4.2), a tensão de alimentação de 5 V do Arduino foi usada anteriormente sem apresentar problemas de linearidade.

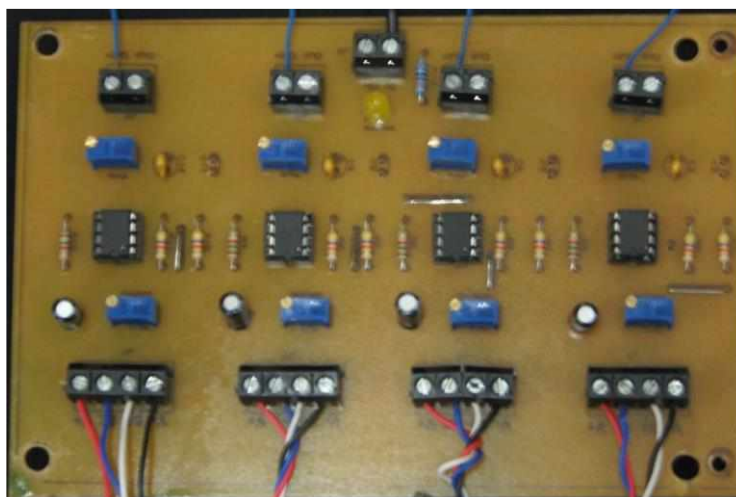


Figura 4.18 – Circuito condicionador de sinais para células de carga.

A referência de torque enviada ao *servo drive* é um sinal analógico, cuja amplitude pode ser configurada no *drive* (Fig. 4.9). A amplitude foi configurada para a faixa de -10 V a +10 V, que correspondem ao torque nominal no sentido negativo (horário) e no sentido positivo (anti-horário), respectivamente. Aqui, surgem duas dificuldades no envio da referência de torque pelo controlador. No microcontrolador Arduino é possível apenas configurar o *duty cycle* da saída PWM, produzindo uma saída de valor DC entre 0 e 5 V. Além disso, a frequência do sinal PWM é de 980 Hz. O tempo de resposta do servomotor corresponde a uma frequência superior, o que significaria que ao aplicar uma entrada desse tipo, a resposta apresentaria uma vibração na mesma frequência da entrada PWM, o que é obviamente indesejado.

É necessário então, mapear a saída PWM entre -10 V e +10 V, e alisar o sinal com um filtro adequado, antes de enviá-lo ao *servo drive*. O circuito na Fig. 4.19 foi implementado na interface entre o sinal de saída PWM do Arduino e a entrada analógica de referência de torque do *servo drive*. O circuito consiste de um filtro Multi-Feedback passa-baixa em série com um filtro Sallen-Key passa-baixa. A ligação em série dos filtros aumenta o número de pólos do conjunto, e em geral produz resposta superior na rejeição das frequências indesejadas. Como cada filtro individual é de segunda ordem (2 pólos), o conjunto é um filtro de 4 pólos. A desvantagem de um filtro mais complexo se dá pelo atraso no sinal (BEALE, 2001).

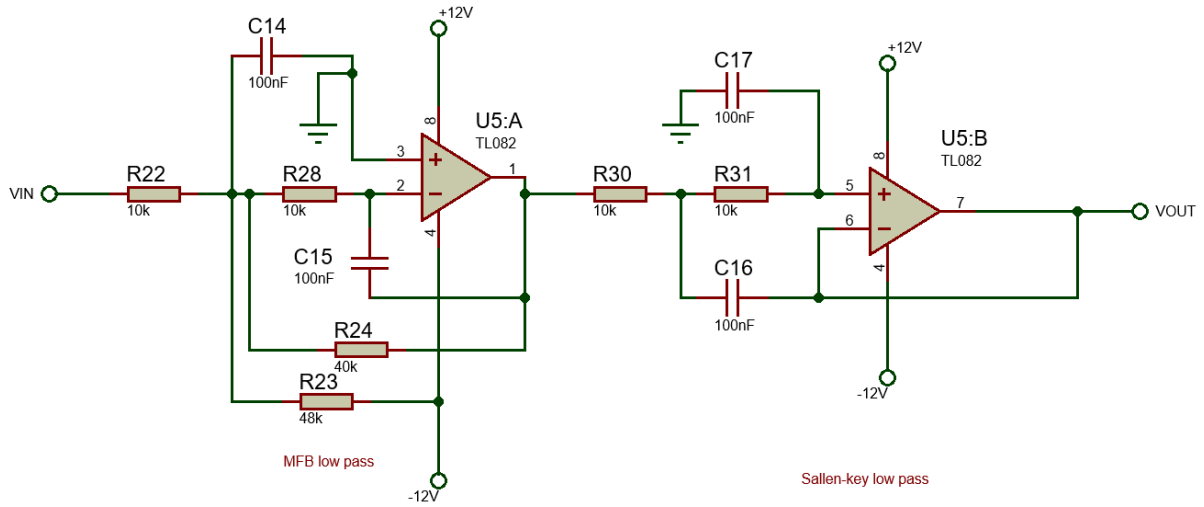


Figura 4.19 – Filtro MFB + Sallen-Key passa-baixa

A frequência de corte de ambos os filtros selecionada é de aproximadamente 159 Hz (das Eqs. (3.26) e (3.28)):

$$\begin{aligned}
 F_c &= \frac{1}{2\pi\sqrt{R_{22}R_{28}C_{14}C_{15}}} \\
 F_c &= \frac{1}{2\pi\sqrt{R^2C^2}} \\
 F_c &= \frac{1}{2\pi RC} \\
 F_c &= \frac{1}{2\pi \times 10,000 \times 100 \times 10^{-9}} \\
 F_c &\approx 159.16 \text{ Hz}
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Para mapear a tensão DC do PWM de 0 a 5 V para -10 a +10 V, impõe-se o ganho adequado no filtro MFB, e soma-se a tensão de -12 V da fonte simétrica à entrada, escalada corretamente:

$$\begin{aligned}
 V_{out} &= -\left(V_{in}\frac{R_{24}}{R_{22}} + (-12)\frac{R_{24}}{R_{23}}\right) \\
 V_{out} &= -\left(V_{in}\frac{40 \times 10^3}{10 \times 10^3} + (-12)\frac{40 \times 10^3}{48 \times 10^3}\right) \\
 V_{out} &= -4V_{in} + 10
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

Na forma padrão do filtro Sallen-Key (Fig. 3.11), o ganho foi ajustado para um, retirando o resistor R_B e desconsiderando R_A (i.e., $R_B \rightarrow \infty$ e $R_A = 0$):

$$G = 1 + \frac{R_A}{R_B}$$

$$G = \lim_{R_B \rightarrow \infty} 1 + \frac{R_A}{R_B} = 1 \quad (4.3)$$

Assim, a tensão de saída do conjunto é dada pela Eq. (4.2). O filtro MFB tem configuração invertida do amplificador operacional, enquanto que o filtro Sallen-Key tem configuração não-invertida. É importante notar, portanto, que a saída do conjunto é invertida em relação à entrada, o que é adequado posteriormente em *software*.

Para verificar a resposta do filtro, foi feita uma simulação onde um sinal PWM de *duty cycle* 20% é aplicado na entrada. O sinal de entrada (azul) e a saída correspondente (vermelho) são mostrados na Fig. 4.20.

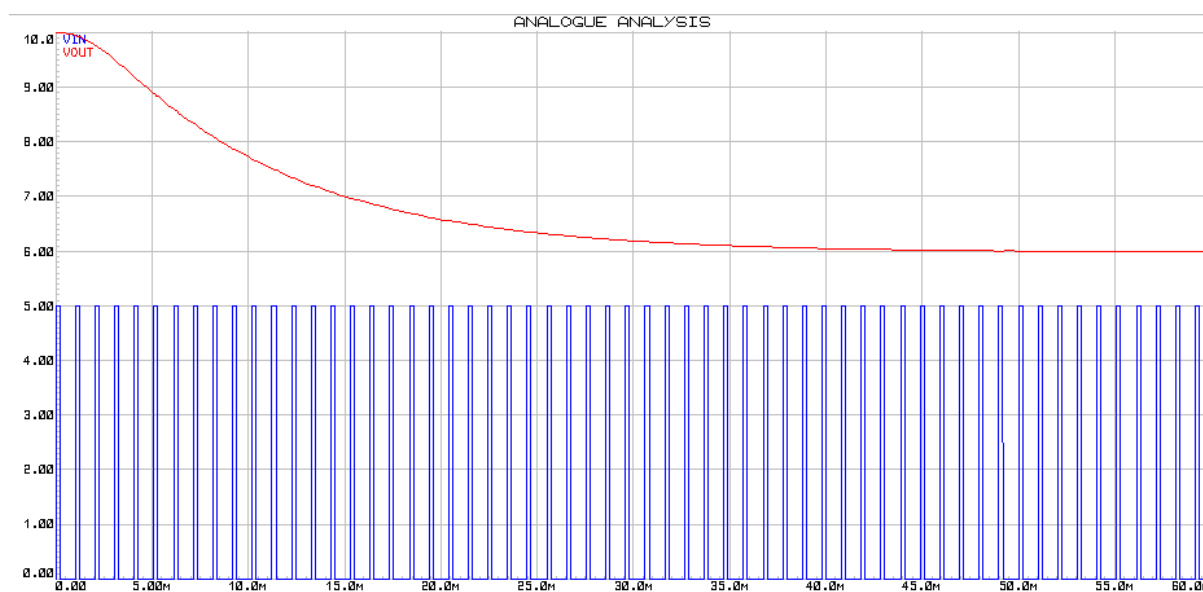


Figura 4.20 – Resposta do filtro a um sinal PWM de *duty cycle* de 20%

O sinal PWM corresponde a uma tensão DC de 1 V (20 % de 5 V). De acordo com o mapeamento discutido anteriormente, o resultado deve ser de 6 V (conforme Eq. (4.2)). Observa-se ainda que a saída leva em torno de 15 ms para alcançar 75% do valor final, o que foi julgado adequado por ser um tempo de resposta muito rápido, se comparado aos movimentos de uma pessoa.

Na implementação dos filtros ativos, que usam amplificadores operacionais, é necessária uma fonte simétrica, que produza tensões negativa e positiva em relação ao

referencial. Foi construída a fonte simétrica mostrada na Fig. 4.21 (<http://blog.novaeletronica.com.br/fonte-de-alimentacao-simetrica/>), acessado em 09/17).

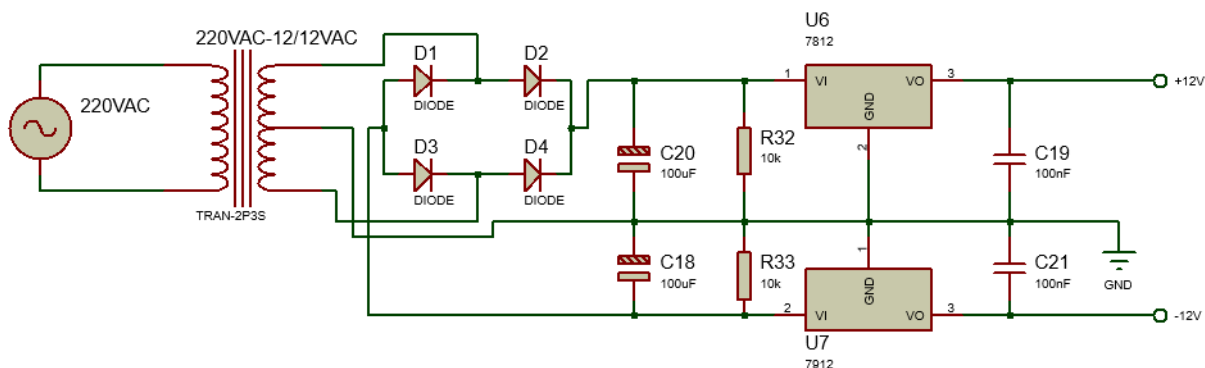


Figura 4.21 – Fonte simétrica de +12/-12 V .

Um transformador com tap central converte a tensão alternada de 200 V para tensão de alternada de 12/12 V. A ponte retificadora de diodos em conjunto com os capacitores eletrolíticos retificam e alisam a tensão na saída do transformador. Tomando o terminal central como a referência, têm-se tensões de +12 V e -12 V. Dois reguladores de tensão são utilizados para estabilizar as tensões de saída (ICs 7812 para a positiva e 7912 para a negativa). Capacitores cerâmicos são usados para filtrar ruídos de alta frequência.

Todos os circuitos esquematizados acima foram implementados numa *protoboard*, Fig. 4.22.

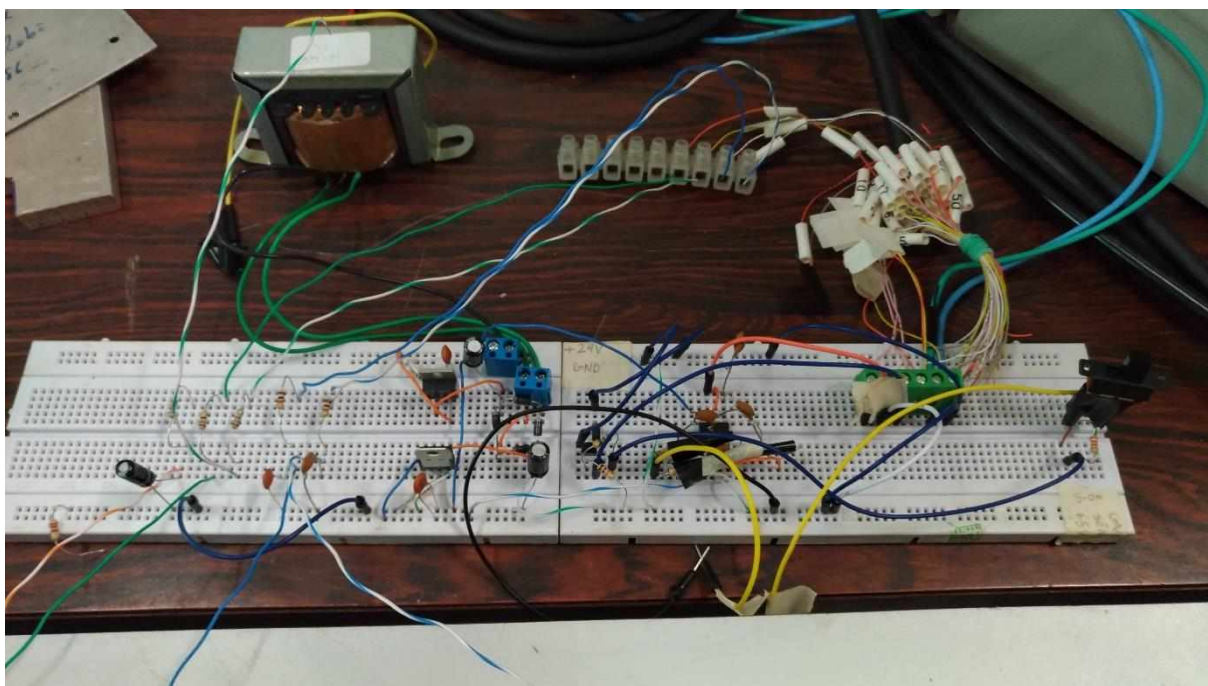


Figura 4.22 – Circuitos eletrônicos para teste dos controles de interação.

4.2. Montagem dos Controladores de Interação

4.2.1. Controlador de impedância 1 (*fuso de esferas recirculantes*)

O esquema da primeira montagem, para teste do controlador de impedância, é visto na Fig. 4.23.

O PC é conectado ao Arduino por um cabo USB, pelo qual é fornecida a alimentação de 5V e pelo qual é feita a transferência de informações. Os programas do Arduino são feitos no ambiente Arduino IDE, no PC, e o *upload* é feito por meio a conexão USB. Durante a operação do programa, os dados do Arduino são transmitidos ao PC pelo mesmo canal serial, com o auxílio da ferramenta Serial Monitor, presente na IDE do Arduino.

Como discutido em seções anteriores, no controle de impedância é necessária à leitura da posição e o envio do comando de torque. A informação da posição que vem do encoder passa primeiramente por um filtro RC passa-baixa, que atenua o ruído, e só então é lida pelo Arduino. Os pulsos são devidamente convertidos na unidade de posição que corresponde ao deslocamento da castanha do fuso, levando-se em conta o passo deste último, o deslocamento angular do motor, e a resolução definida para o encoder (que pode ser alterada no *servo drive*, conforme discutido na seção 4.1.5). Com essa informação, o cálculo do torque a ser imposto pelo atuador para garantir a dinâmica desejada é feito baseado no modelo do controlador de impedância (seção 4.3.1). O sinal de torque enviado do Arduino ao *servo drive* é um sinal do tipo PWM (*Pulse Width Modulation*) de frequência 980Hz, cujo *duty cycle* é ajustado de forma a variar a tensão DC (que corresponde à média da onda PWM). Como discutido na seção 4.1.6, o sinal não pode ser enviado diretamente ao *drive*, tanto pela amplitude da tensão DC quanto pela característica oscilatória, que provocaria uma vibração inadequada do atuador. É usado então o filtro de quatro pólos que é uma combinação em série dos filtros passa-baixa MFB e Sallen-Key, que alisam o sinal e o amplificam para valores adequados para a leitura pelo *drive*. Como se tratam de filtros ativos que usam amplificadores operacionais é necessária também uma fonte simétrica que fornece as tensões de alimentação positiva e negativa em relação à referência. Em adição, foram empregados filtros de Kalman digitais internos ao Arduino na leitura do encoder e no sinal de saída do comando de torque. O *servo drive* por sua vez está montado no painel elétrico alimentado por uma tensão trifásica de 220VAC. O *drive* recebe os sinais do encoder e energiza o servomotor, conforme os comandos de controle. O servomotor por sua vez, está acoplado ao fuso de esferas recirculantes, e ao rotacionar, movimenta também a castanha no fuso, numa trajetória linear.

O código completo do programa do controlador de impedância 1, escrito na Arduino IDE, é mostrado no Apêndice 1.

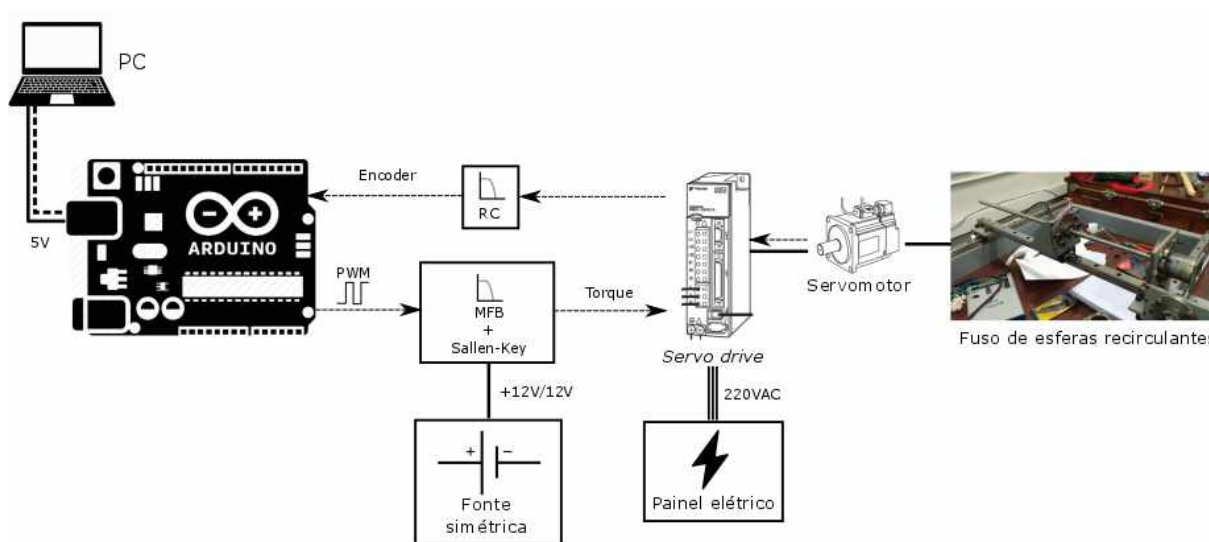


Figura 4.23 – Controlador de impedância 1 (fuso de esferas recirculantes).

4.2.2. Controlador de admitância (fuso de esferas)

O esquema da segunda montagem, para teste do controlador de admitância, é mostrado na Fig. 4.24.

No controle de admitância é necessária a leitura da força e o envio do comando de posição ao controlador de posição interno. Assim como para o controlador de impedância, a informação da posição do encoder passa primeiramente pelo filtro RC passa-baixa, que atenua o ruído, e é então enviada para o Arduino. Embora a informação da posição do mecanismo não seja utilizada diretamente pelo controlador de admitância, ela pode ser usada para verificar o correto funcionamento do controlador de posição. O sinal de força em si, que é usado diretamente pelo controlador, é obtido primeiramente pela célula de carga, acoplada à castanha do fuso de esferas recirculantes. Ao ser deformada por consequência de uma força externa, a célula de carga produz o sinal de baixa amplitude que passa pelo circuito condicionador, onde é devidamente amplificado para uma tensão apropriada à leitura do sinal pelo Arduino. Como há presença de ruído, o sinal passa por um filtro passa-baixa RC antes de ser enviado ao Arduino. Com a informação da força externa no terminal do mecanismo, é calculada a posição a ser imposta pelo servomotor a fim de garantir o comportamento dinâmico desejado, de acordo com o modelo do controlador de admitância (seção 4.3.2). O deslocamento linear da castanha do fuso calculado é convertido para o deslocamento angular correspondente do servomotor, levando-se em conta a resolução

estabelecida do mesmo (deslocamento por pulso) e o passo do fuso de esferas recirculantes. Em adição, foram empregados filtros de Kalman digitais internos ao Arduino na leitura do sinal de força e no sinal de saída do comando de posição.

O código completo do programa do controlador de admitância, escrito na Arduino IDE, é mostrado no Apêndice 2.

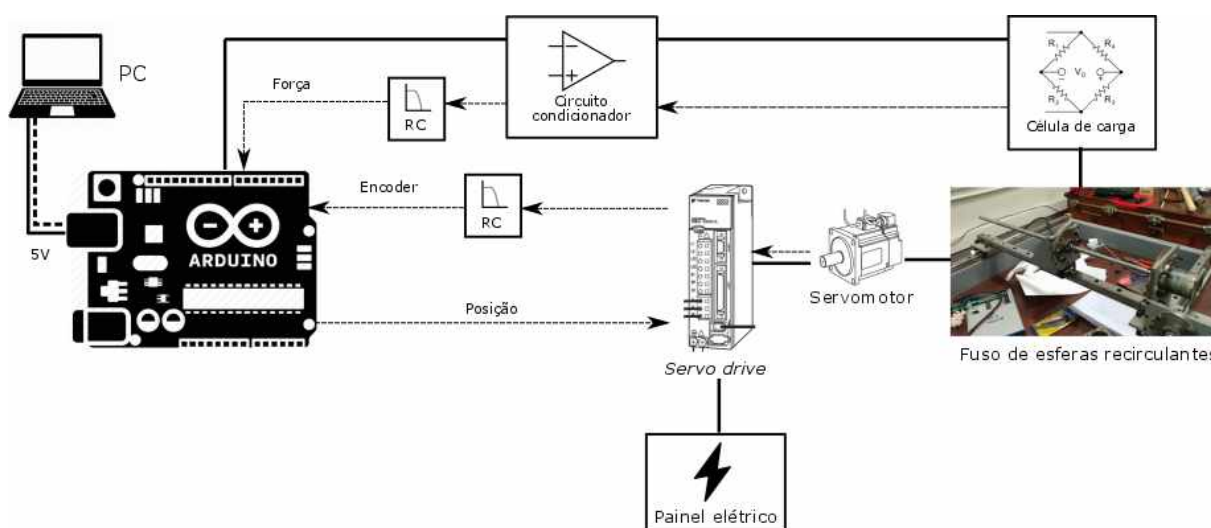


Figura 4.24 – Controlador de admitância (fuso de esferas recirculantes).

4.2.3. Controlador de impedância 2 (tala de acrílico)

A terceira montagem, do controlador de impedância da tala de acrílico, é esquematizada na Fig. 4.25.

Com exceção do mecanismo, a montagem é idêntica à primeira (Fig. 4.23). Como se trata de um controlador de impedância, a posição é medida e usada no cálculo do torque a ser aplicado no servomotor. Diferentemente da primeira montagem, porém, a posição é a própria posição angular do servomotor, e o torque é referente ao valor aplicado diretamente pelo controle de torque do *servo drive*.

O código completo do programa do controlador de impedância 2, escrito na Arduino IDE, é mostrado no Apêndice 3.

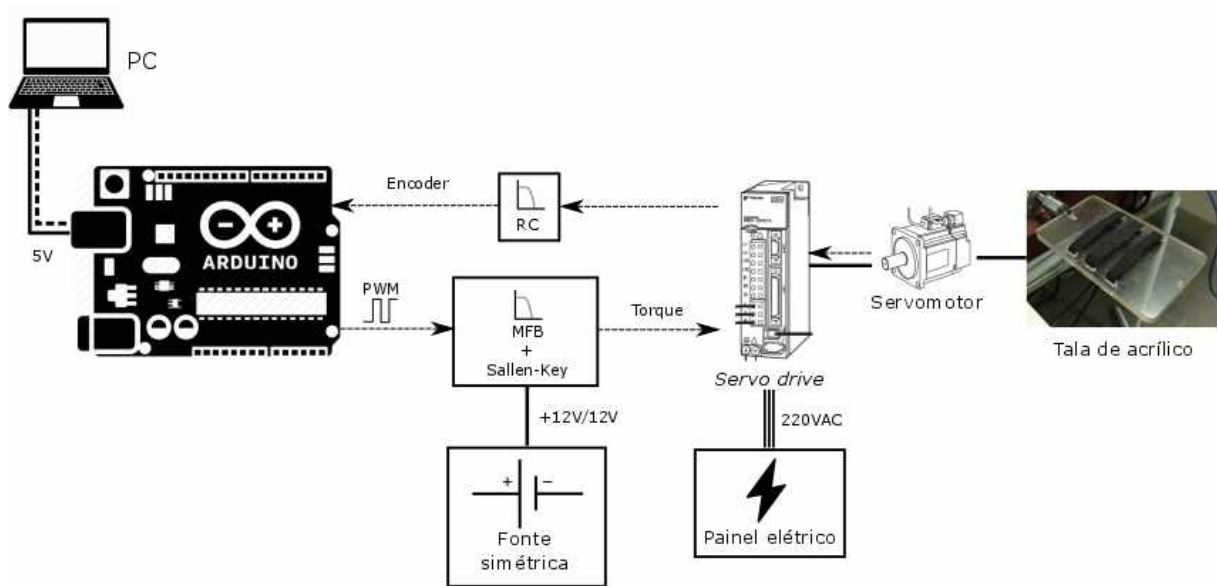


Figura 4.25 – Controlador de impedância 2 (tala de acrílico).

4.3. Modelagem dos Controladores de Interação

4.3.1. Controlador de impedância 1 (fuso de esferas recirculantes)

No controle de impedância do fuso de esferas recirculantes, deve ser obtida a posição da castanha do fuso. É feita a comparação deste valor com o valor de referência (trajetória virtual), e é então calculada a força a ser imposta no mecanismo, pelo controlador de força (assim como no diagrama apresentado na Fig. 3.2).

O sinal relativo à posição da castanha é obtido pela leitura do encoder, cuja resolução é configurada no *drive*. Levando-se em conta esta resolução e o passo do fuso, em mm, a posição da castanha em m é dada por:

$$x = \left(\frac{\text{pulsos}}{\text{rev}} \right) \cdot (\text{passo} \times 10^{-3}) \cdot \text{pulsos} \quad [m] \quad (4.4)$$

É essa a posição que deve ser comparada à trajetória virtual a fim de se calcular o torque que impõe a dinâmica desejada. A função de transferência do controlador de impedância, simplificado com as considerações feitas na seção 3.1.4, é repetida aqui por conveniência:

$$Z = \frac{F_R}{X} = Bs + K \quad (4.5)$$

Como o sistema de controle é do tipo discreto, é necessário converter a função de transferência de tempo contínuo para a função de transferência de tempo discreto.

Usando o método de aproximação *backward difference*, com um tempo de amostragem dado por T , obtém-se:

$$\begin{aligned}
 Z = \frac{F_R}{X} &= Bs + K & s &= \frac{1 - z^{-1}}{T} \\
 \frac{F_R}{X} &= B \left(\frac{1 - z^{-1}}{T} \right) + K \\
 F_R &= X \left[B \left(\frac{1 - z^{-1}}{T} \right) + K \right] \\
 F_R &= X \left(\frac{B}{T} + K \right) - \frac{BXz^{-1}}{T}
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

Aplicando a transformada z inversa, considerando o sinal de entrada como sendo a diferença entre a posição desejada x_d e a posição real x , obtém-se o valor da força a ser imposta no mecanismo:

$$f_R[k] = \left(\frac{B}{T} + K \right) (x_d[k] - x[k]) - \frac{B}{T} (x_d[k-1] - x[k-1]) \tag{4.7}$$

Em que k é o valor inteiro que representa cada amostra discreta no tempo. A relação entre a força na castanha do fuso e o torque aplicado pelo servomotor é dada por (NSK, 2017):

$$\frac{T}{F_a} = \frac{l}{2\pi \cdot \eta} \tag{4.8}$$

Onde l é o passo do fuso em m, e η é a sua eficiência. A eficiência típica do fuso de esferas do fabricante é de 90~95% (NSK, 2017). Foi considerado o valor de eficiência de 90%. O comando de torque enviado ao servo drive é, portanto, dado por:

$$\begin{aligned}
 &\text{Lei de controle 1 (impedância)} \\
 t[k] &= \frac{l}{2\pi \cdot \eta} \left[\left(\frac{B}{T} + K \right) (x_d[k] - x[k]) - \frac{B}{T} (x_d[k-1] - x[k-1]) \right]
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

Uma forma alternativa é usar o método de aproximação de Tustin:

$$\begin{aligned}
Z = \frac{F_R}{X} &= Bs + K & s &= \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \\
\frac{F_R}{X} &= B \left(\frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) + K \\
F_R &= X \left[B \left(\frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) + K \right] \\
F_R (1 + z^{-1}) &= X \left[\frac{2B}{T} (1 - z^{-1}) + K (1 + z^{-1}) \right] \\
F_R (1 + z^{-1}) &= X \left(\frac{2B}{T} + K \right) + \left(-\frac{2B}{T} + K \right) X z^{-1}
\end{aligned} \tag{4.10}$$

Aplicando a transformada z , com tempo de amostragem dado por T , obtém-se o valor da força a ser aplicada no mecanismo:

$$f_R[k] = -f_R[k-1] + \left(\frac{2B}{T} + K \right) (x_d[k] - x[k]) + \left(-\frac{2B}{T} + K \right) (x_d[k-1] - x[k-1]) \tag{4.11}$$

Levando-se em conta a relação dada pela Eq. (4.8), obtém-se a lei de controle de impedância:

$$\begin{aligned}
&\text{Lei de controle 2 (impedância)} \\
t[k] &= -t[k-1] + \frac{I}{2\pi \cdot \eta} \left[\left(\frac{2B}{T} + K \right) (x_d[k] - x[k]) + \left(-\frac{2B}{T} + K \right) (x_d[k-1] - x[k-1]) \right]
\end{aligned} \tag{4.12}$$

Como discutido na seção 3.2.2, a aproximação de Tustin teoricamente resulta num sistema discreto mais próximo do sistema contínuo correspondente. No entanto, observa-se pela Eq. (4.12) que a lei de controle se torna mais complexa, sendo necessário não só a leitura dos valores medidos de posição como também o uso de valores anteriores do torque comandado.

Uma outra possibilidade, é observar que o controlador correspondente à Eq. (4.5) é um controlador PD, e substituir a função transferência por uma equivalente. Para sistemas contínuos, a Eq. (4.5) não é realizável, devido à presença do termo derivativo. Uma forma equivalente que costuma ser usada é dada por:

$$Z = \frac{F_R}{X} = B \frac{Ns}{s+N} + K \tag{4.13}$$

Onde fazendo-se N suficientemente grande, obtém-se um comportamento próximo do ideal dado pela Eq. (4.5), num sistema contínuo (MATHWORKS, 2017). Com o uso da aproximação de Tustin, obtém-se:

$$\begin{aligned}
 Z = \frac{F_R}{X} &= B \frac{Ns}{s+N} + K \\
 Z = \frac{F_R}{X} &= B \left[\frac{N \left(\frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)}{\frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + N} \right] + K \\
 Z = \frac{F_R}{X} &= B \left[\frac{\frac{2N}{T}(1-z^{-1})}{\frac{2}{T}(1-z^{-1}) + N(1+z^{-1})} \right] + K \\
 Z = \frac{F_R}{X} &= B \left[\frac{\frac{2N}{T}(1-z^{-1})}{\frac{2}{T} + N - z^{-1} \left(\frac{2}{T} - N \right)} \right] + K \left[\frac{\frac{2}{T} + N - z^{-1} \left(\frac{2}{T} - N \right)}{\frac{2}{T} + N - z^{-1} \left(\frac{2}{T} - N \right)} \right] \\
 Z = \frac{F_R}{X} &= \left[\frac{\frac{2BN}{T} + \frac{2K}{T} + NK - z^{-1} \left(\frac{2K}{T} - NK + \frac{2BN}{T} \right)}{\frac{2}{T} + N - z^{-1} \left(\frac{2}{T} - N \right)} \right] \\
 F_R \left[\frac{2}{T} + N - z^{-1} \left(\frac{2}{T} - N \right) \right] &= X \left[\frac{2BN}{T} + \frac{2K}{T} + NK - z^{-1} \left(\frac{2K}{T} - NK + \frac{2BN}{T} \right) \right] \quad (4.14)
 \end{aligned}$$

Aplicando a transformada Z inversa, com o tempo de amostragem T considerado, obtém-se a força a ser comandada:

$$\begin{aligned}
 f_R[k] \left(\frac{2}{T} + N \right) - f_R[k-1] \left(\frac{2}{T} - N \right) &= x[k] \left(\frac{2BN}{T} + \frac{2K}{T} + NK \right) - x[k-1] \left(\frac{2K}{T} - NK + \frac{2BN}{T} \right) \\
 f_R[k] &= \frac{1}{\frac{2}{T} + N} \left[f_R[k-1] \left(\frac{2}{T} - N \right) + \left(\frac{2BN}{T} + \frac{2K}{T} + NK \right) (x_d[k] - x[k]) - \right. \\
 &\quad \left. - \left(\frac{2K}{T} - NK + \frac{2BN}{T} \right) (x_d[k-1] - x[k-1]) \right] \quad (4.15)
 \end{aligned}$$

Finalmente, usando a relação de força e torque no fuso de esferas dada pela Eq. (4.8), obtém-se a lei de controle:

Lei de controle 3 (impedância)

$$t[k] = t[k-1] \left(\frac{\frac{2}{T} - N}{\frac{2}{T} + N} \right) + \frac{I}{2\pi \cdot \eta} \frac{1}{\frac{2}{T} + N} \left[\left(\frac{2BN}{T} + \frac{2K}{T} + NK \right) (x_d[k] - x[k]) - \left(\frac{2K}{T} - NK + \frac{2BN}{T} \right) (x_d[k-1] - x[k-1]) \right] \quad (4.16)$$

Assim como na lei de controle 2 da Eq. (4.12), é necessário armazenar valores de torque de controle anteriores.

4.3.2. Controlador de admitância (fuso de esferas)

No controle de admitância, é necessária a leitura do valor de força no mecanismo para o cálculo da posição a ser controlada pelo controle interno de posição (Fig. 3.3). Notando que a admitância mecânica é o inverso da impedância, a função de transferência é dada por:

$$Y = \frac{X}{F_R} = \frac{1}{Bs + K} \quad (4.17)$$

É necessário converter a função de transferência de tempo contínuo na função de transferência de tempo discreto correspondente. Pela aproximação de Tustin, com tempo de amostragem T , obtém-se:

$$Y = \frac{X}{F_R} = \frac{1}{Bs + K}$$

$$s = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$$

$$\frac{X}{F_R} = \frac{1}{B \left(\frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) + K}$$

$$\frac{X}{F_R} = \frac{1}{B \left(\frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) + K \left(\frac{1 + z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right)}$$

$$\frac{X}{F_R} = \frac{1 + z^{-1}}{\frac{2B}{T} (1 - z^{-1}) + K (1 + z^{-1})}$$

$$\frac{X}{F_R} = \frac{1 + z^{-1}}{K + \frac{2B}{T} + \left(K - \frac{2B}{T} \right) z^{-1}}$$

$$X \left[K + \frac{2B}{T} + \left(K - \frac{2B}{T} \right) z^{-1} \right] = F_R (1 + z^{-1})$$

$$X \left(K + \frac{2B}{T} \right) + \left(K - \frac{2B}{T} \right) X z^{-1} = F_R + F_R z^{-1} \quad (4.18)$$

Aplicando a transformada Z inversa, chega-se a lei de controle desejada:

$$x[k] \left(K + \frac{2B}{T} \right) + \left(K - \frac{2B}{T} \right) x[k - 1] = f[k] + f[k - 1]$$

Lei de controle (admitância)

$$x[k] = \frac{1}{\left(K + \frac{2B}{T} \right)} \left[f[k] + f[k - 1] - \left(K - \frac{2B}{T} \right) x[k - 1] \right] \quad (4.19)$$

A lei de controle da Eq. (4.19) garante o comportamento dinâmico desejado, descrito na forma de admitância pela função de transferência da Eq. (4.17), em uma posição de referência fixa. É possível incluir uma trajetória virtual com a adição do termo que corresponde à posição desejada:

Lei de controle (admitância com trajetória virtual)

$$x[k] = x_d[k] + \frac{1}{\left(K + \frac{2B}{T}\right)} \left[f[k] + f[k-1] - \left(K - \frac{2B}{T}\right) x[k-1] \right] \quad (4.20)$$

Assim, a posição x_d pode ser interpretada como a posição nominal, em torno da qual o mecanismo irá sofrer desvios de acordo com as forças externas atuantes, a fim de manter o comportamento dinâmico estabelecido.

4.3.3. Controlador de impedância 2 (tala de acrílico)

O controlador de impedância em que a tala de acrílico é acoplada diretamente ao servomotor é similar ao primeiro caso, com fuso de esferas. A diferença aqui é que a posição controlada é a posição angular Θ do eixo do próprio servomotor. A saída a ser comandada é o torque T_R . A função de transferência que representa a impedância mecânica desejada é dada por:

$$Z = \frac{T_R}{\Theta} = Bs + K \quad (4.21)$$

Usando o método de aproximação *backward difference*, a conversão da transferência de tempo contínuo para discreto é dada por:

$$\begin{aligned} Z = \frac{T_R}{\Theta} &= Bs + K & s &= \frac{1 - z^{-1}}{T} \\ \frac{T_R}{\Theta} &= B \left(\frac{1 - z^{-1}}{T} \right) + K \\ T_R &= \Theta \left(\frac{B}{T} + K \right) - \frac{B\Theta z^{-1}}{T} \end{aligned} \quad (4.22)$$

Aplicando a transformada Z inversa, obtém-se a lei de controle desejada:

Lei de controle 1 (impedância)

$$t_R[k] = \left(\frac{B}{T} + K \right) (\theta_d[k] - \theta[k]) - \frac{B}{T} (\theta_d[k-1] - \theta[k-1]) \quad (4.23)$$

Com a aproximação de Tustin, considerando o tempo de amostragem T , faz-se a conversão de tempo contínuo para discreto analogamente ao primeiro caso:

$$Z = \frac{T_R}{\Theta} = Bs + K$$

$$s = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$$

$$\frac{T_R}{\Theta} = B \left(\frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) + K$$

$$T_R (1 + z^{-1}) = \Theta \left(\frac{2B}{T} + K \right) + \left(-\frac{2B}{T} + K \right) \Theta z^{-1} \quad (4.24)$$

Com a aplicação da transformada Z inversa, chega-se a lei de controle desejada:

Lei de controle 2 (impedância)

$$t[k] = -t[k-1] + \left(\frac{2B}{T} + K \right) (\theta_d[k] - \theta[k]) + \left(-\frac{2B}{T} + K \right) (\theta_d[k-1] - \theta[k-1]) \quad (4.25)$$

Alternativamente, partindo do controlador PD da forma:

$$Z = \frac{T_R}{\Theta} = B \frac{Ns}{s+N} + K \quad (4.26)$$

A conversão para o tempo contínuo é feita usando-se o método de Tustin:

$$Z = \frac{T_R}{\Theta} = B \frac{Ns}{s+N} + K$$

$$Z = \frac{T_R}{\Theta} = B \left[\frac{N \left(\frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right)}{\frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} + N} \right] + K$$

$$T_R \left[\frac{2}{T} + N - z^{-1} \left(\frac{2}{T} - N \right) \right] = \Theta \left[\frac{2BN}{T} + \frac{2K}{T} + NK - z^{-1} \left(\frac{2K}{T} - NK + \frac{2BN}{T} \right) \right] \quad (4.27)$$

Finalmente, aplicando-se a transformada Z inversa, considerando o tempo de amostragem T , chega-se à lei de controle desejada:

Lei de controle 3 (impedância)

$$t[k] = \frac{1}{\frac{2}{T} + N} \left[t[k-1] \left(\frac{2}{T} - N \right) + \left(\frac{2BN}{T} + \frac{2K}{T} + NK \right) (\theta_d[k] - \theta[k]) - \left(\frac{2K}{T} - NK + \frac{2BN}{T} \right) (\theta_d[k-1] - \theta[k-1]) \right] \quad (4.28)$$

4.3.4. Estabilidade

A análise de estabilidade dos controladores foi feita com base no critério de Routh-Hurwitz, descrito na seção 3.2.3. O critério é aplicado à sistemas contínuos. Das discussões apresentadas na seção 3.2.2, os métodos de conversão utilizados mapeiam os pólos estáveis no domínio contínuo para a região estável no domínio z (círculo unitário). Logo, se o modelo contínuo é estável, o modelo discreto também será estável.

Ambos os controladores de impedância têm funções de transferência semelhantes, com a diferença na unidade de posição (linear do fuso ou angular do servomotor). O diagrama de blocos genérico simplificado é mostrado na Fig. 4.26. A função de transferência do controlador é dada por:

$$Z = \frac{F}{X} = Bs + K \quad (4.29)$$

Analogamente, a função de transferência genérica da planta é dada por:

$$G(s) = \frac{1}{ms^2 + bs} \quad (4.30)$$

Estão incluídas no modelo a característica de inércia m e a característica de atrito b no mecanismo.

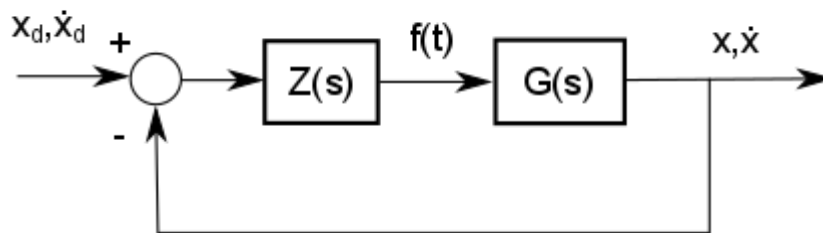


Figura 4.26 – Diagrama de blocos do controle de impedância.

A função de transferência de malha fechada é dada por:

$$\begin{aligned}
 H(s) &= \frac{GZ}{1+GZ} \\
 H &= \frac{\frac{Bs+K}{ms^2+bs}}{1+\frac{Bs+K}{ms^2+bs}} \\
 H &= \frac{Bs+K}{ms^2+(B+b)s+K}
 \end{aligned} \tag{4.31}$$

Os primeiros coeficientes do critério de Routh-Hurwitz são identificados no denominador da função de transferência de malha fechada:

$$\begin{cases} a_0 = m \\ a_1 = B+b \\ a_2 = K \end{cases} \tag{4.32}$$

Os coeficientes restantes são calculados e organizados na forma:

$$\begin{array}{c|cc}
 s^2 & m & K \\
 s^1 & B+b & 0 \\
 s^0 & \frac{K(B+b)}{B+b} &
 \end{array} \tag{4.33}$$

A condição suficiente e necessária para a estabilidade do sistema é que os coeficientes a_n e os coeficientes da primeira coluna da Eq. (4.33) sejam positivos. Portanto, as condições para estabilidade são dadas pelas equações:

$$\begin{cases} m > 0 \\ B+b > 0 \\ \frac{K(B+b)}{B+b} > 0 \end{cases} \tag{4.34}$$

Como todos os parâmetros envolvidos são positivos, incluindo aqueles definidos de acordo com o comportamento dinâmico desejado, segue que o sistema é estável para quaisquer K e B , e suas combinações escolhidas.

É importante ressaltar que nesta análise não foi feita a consideração à respeito do controlador de força/torque do mecanismo. Nos experimentos realizados, o controle de torque é realizado pelo servodrive, e não há informação acerca de sua função de transferência.

No caso do controlador de admitância, o diagrama de blocos simplificado é mostrado na Fig. 4.27. A função de transferência do controlador é dada por:

$$Y = \frac{X}{F} = \frac{1}{Bs + K} \quad (4.35)$$

A função de transferência da planta (inversa) é dada por:

$$\frac{1}{G} = ms^2 + bs \quad (4.36)$$

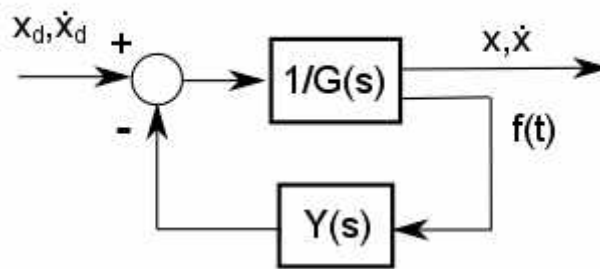


Figura 4.27 – Diagrama de blocos do controle de admitância.

A função de transferência de malha fechada é portanto, dada por:

$$J(s) = \frac{\frac{1}{G}}{1 + \frac{Y}{G}}$$

$$J = \frac{ms^2 + bs}{1 + \frac{ms^2 + bs}{Bs + K}}$$

$$J = \frac{(ms^2 + bs)(Bs + K)}{ms^2 + (B + b)s + K} \quad (4.37)$$

O que leva ao resultado de que o sistema é estável pelo critério de Routh-Hurwitz, idêntico ao do controlador de impedância.

Foi feita também a análise para o caso em que o filtro de primeira ordem de constante de tempo τ do *servo drive* é usado na entrada do sinal de referência analógico do controlador de impedância. Neste caso, a estrutura do diagrama de blocos é como vista na Fig. 4.28.

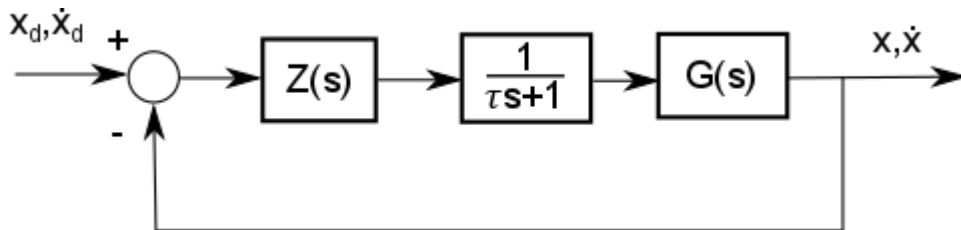


Figura 4.28 – Diagrama de blocos do controle de admitância.

A função de transferência de malha fechada do sistema é dada por:

$$H = \frac{\frac{GZ}{\tau s + 1}}{1 + \frac{GZ}{\tau s + 1}}$$

$$H = \frac{Bs + K}{(ms^2 + bs)(\tau s + 1) + Bs + K}$$

$$H = \frac{Bs + K}{m\tau s^3 + (m + b\tau)s^2 + (b + B)s + K} \quad (4.38)$$

Identifica-se os primeiros coeficientes para o critério de estabilidade Routh-Hurwitz:

$$\begin{cases} a_0 = m\tau \\ a_1 = m + b\tau \\ a_2 = b + B \\ a_3 = K \end{cases} \quad (4.39)$$

Os demais coeficientes são calculados e arranjados na forma:

$$\begin{array}{c|cc}
 s^3 & m\tau & b+B \\
 s^2 & m+b\tau & K \\
 s^1 & \frac{(m+b\tau)(b+B)-m\tau K}{m+b\tau} & 0 \\
 s^0 & K &
 \end{array} \quad (4.40)$$

A condição suficiente e necessária para a estabilidade do sistema é:

$$\begin{cases}
 m\tau > 0 & (1) \\
 m+b\tau > 0 & (2) \\
 \frac{(m+b\tau)(b+B)-m\tau K}{m+b\tau} > 0 & (3) \\
 K > 0 & (4)
 \end{cases} \quad (4.41)$$

Todas as equações, exceto a de número (3) da Eq. (4.41), são satisfeitas para quaisquer valores fisicamente realizáveis. A equação (3), no entanto, indica que para valores muito altos de K em relação à B o sistema é instável. Teoricamente, para $K=0$ o sistema é estável para quaisquer valores de B .

4.3.5. Especificação da dinâmica do controlador

Obtido o modelo dos controladores de impedância e admitância, é possível o ajuste dos parâmetros B e K de modo a atender uma dada especificação da dinâmica desejada para o sistema.

Para a configuração apresentada na Fig. 4.29 do controlador de impedância (a mesma usada na análise de estabilidade), a função de transferência é dada pela Eq. (4.42).

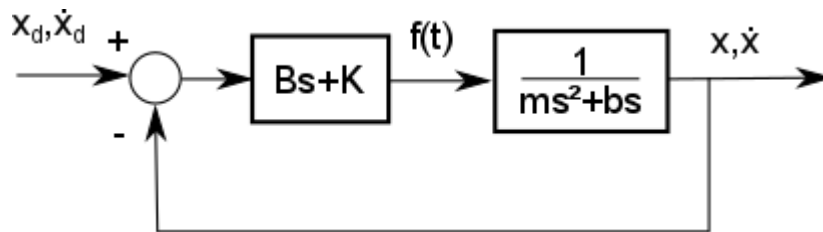


Figura 4.29 – Diagrama de blocos do controle de impedância.

$$H(s) = \frac{\frac{Bs+K}{ms^2+bs}}{1+\frac{Bs+K}{ms^2+bs}} \quad (4.42)$$

Na Equação (4.42), com o ajuste dos parâmetros B e K pode-se alterar a posição dos polos da função de transferência de malha e fechada e, conseqüentemente, a resposta dinâmica do sistema como um todo para uma dada entrada x_d . Portanto, com base nas especificações desejadas, podemos determinar a posição dos polos requerida e o valor dos parâmetros B e K .

Uma forma de especificar a dinâmica desejada para o sistema é com base na resposta transiente do sistema a uma entrada conhecida, como o degrau unitário. Para um sistema de segunda ordem, a resposta ao degrau unitário é mostrada na Fig. 4.30.

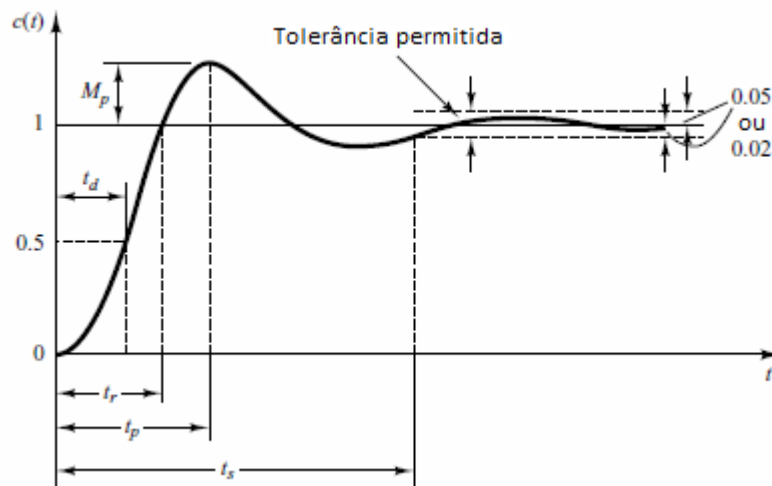


Figura 4.30 – Resposta ao degrau unitário (OGATA, 2010).

Dois parâmetros no tempo usuais são o *overshoot* M_p e o tempo de acomodação t_s . O *overshoot* corresponde ao valor percentual que a variável de controle ultrapassa a referência unitária. O tempo de acomodação é o tempo necessário até que a variável atinja uma faixa de tolerância de 2% ou 5% do valor de referência. Essas especificações são dadas em função da frequência natural ω_n e do coeficiente de amortecimento ζ na Eq. (4.43).

$$M_p = e^{-\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad (4.43)$$

$$t_s = \frac{4}{\zeta\omega_n} \text{ (critério 2\%)}$$

No plano complexo, a posição dos polos também pode ser representada por meio dos parâmetros ω_n e ζ . A representação é vista na Fig. 4.31.

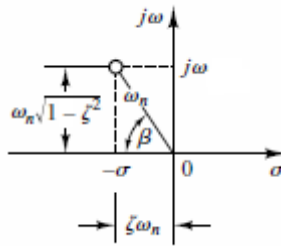


Figura 4.31 – Pólos no plano complexo (OGATA, 2010).

De forma geral, o coeficiente de amortecimento ζ afeta a velocidade da resposta. Em muitas aplicações se deseja uma resposta suficientemente rápida e amortecida. Busca-se então um coeficiente de amortecimento entre 0,4 e 0,8. Para valores pequenos ($<0,4$), pode ocorrer um overshoot excessivo. Para valores altos ($>0,8$), o sistema responde de forma mais lenta. As especificações de overshoot e tempo de acomodação conflitam entre si. Não é possível abaixar ambos simultaneamente (OGATA, 2010). A frequência natural ω_n corresponde à frequência que o sistema oscila na ausência de amortecimento. A frequência amortecida está relacionada aos dois parâmetros pela expressão $\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$.

O denominador da função de transferência de malha fechada, que corresponde à equação característica do sistema, pode ser usado para encontrar os polos do sistema:

$$1 + \frac{Bs + K}{ms^2 + bs} = 0 \quad (4.44)$$

Podemos escolher um polo genérico da forma $s = u + vj$, em que u é o termo real e v é o termo imaginário. Inserindo-o na Eq. (4.44), obtém-se:

$$\begin{aligned}
1 + \frac{B(u+vj) + K}{m(u+vj)^2 + b(u+vj)} &= 0 \\
B(u+vj) + K &= -m(u+vj)^2 - b(u+vj) \\
Bu + K + Bvj &= -mu^2 + mv^2 - bu - (2muv + bv)j
\end{aligned} \tag{4.45}$$

Igualando as partes real e imaginária, obtém-se:

$$\begin{cases} K = m(u^2 + v^2) \\ B = 2mu - b \end{cases} \tag{4.46}$$

Observando a Fig. 4.31, u e v estão relacionados a ζ e ω_n pela Eq. (4.47).

$$\begin{cases} u = -\zeta\omega_n \\ v = \omega_n\sqrt{1-\zeta^2} \end{cases} \tag{4.47}$$

Portanto a Eq. (4.46) pode ser escrita na forma:

$$\begin{cases} K = m\omega_n^2 \\ B = 2m\zeta\omega_n - b \end{cases} \tag{4.48}$$

Como os parâmetros B e K são sempre positivos, pode-se ainda encontrar as condições dadas por:

$$\begin{cases} \omega_n \geq 0 \\ \zeta\omega_n \geq \frac{b}{2m} \end{cases} \tag{4.49}$$

Portanto, as Eqs. (4.43) e (4.48) podem ser usadas na determinação dos parâmetros B e K do controlador de impedância, desde que respeitem a condição dada pela Eq. (4.49).

Para o controlador de admitância, sua equação característica é dada pelo denominador da função de transferência de malha fechada mostrada na Eq. (4.50).

$$J = \frac{ms^2 + bs}{1 + \frac{ms^2 + bs}{Bs + K}} \tag{4.50}$$

Igualando a equação característica a zero é possível obter os polos do sistema:

$$1 + \frac{ms^2 + bs}{Bs + K} = 0$$
$$ms^2 + bs = -Bs - K \quad (4.51)$$

O que leva a um resultado análogo ao do controlador de impedância. Portanto, o procedimento de especificação dos parâmetros B e K é válido também para o controlador de admitância.

CAPÍTULO V

SIMULAÇÃO

Foram feitas simulações dos controladores no Simulink. O Simulink é um ambiente de programação gráfica para modelagem, simulação e análise de sistemas dinâmicos. É integrado com o MATLAB, sendo possível a troca de dados entre os programas e a exportação dos dados de simulação do Simulink para o MATLAB (MATHWORKS, 2017).

5.1. Diagrama de blocos

5.1.1. Controlador de impedância 1 e 2

O diagrama de blocos para os controladores de impedância 1 e 2 é mostrado na Fig. 5.1. O modelo é de tempo contínuo, e é similar ao esquema mostrado na Fig. 3.2. O sinal de referência foi mantido em zero. Foi introduzido um sinal de perturbação no sistema, na forma de uma força, simulando uma força externa aplicada no mecanismo.

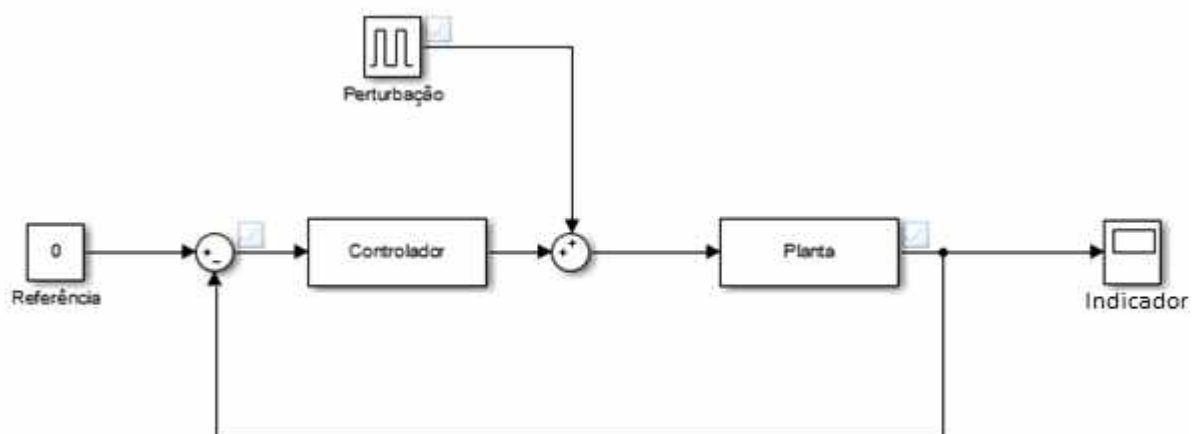


Figura 5.1 – Diagrama de blocos do controlador de impedância no ambiente Simulink.

A função de transferência da planta é dada por:

$$\frac{\Theta(s)}{T(s)} = \frac{1}{js^2 + bs} \quad (5.1)$$

Onde j é a inércia do sistema, e b é o coeficiente de amortecimento. Para fins de simulação, foram assumidos $j = 3,8 \times 10^{-5} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ e $b = 9,6 \times 10^{-4} \text{ Ns} / \text{m}$. A função de transferência do controlador de impedância 1 usada, já apresentada na seção 4.3.1, é dada por:

$$Z = \frac{I}{2\pi\eta} \frac{F_R}{X} = \frac{I}{2\pi\eta} \left(B \frac{Ns}{s+N} + K \right) \quad (5.2)$$

No caso do controlador de impedância 1, há a necessidade de incluir o coeficiente $\frac{I}{2\pi\eta}$ na função de transferência do controlador, relativo à conversão de força para torque.

Para o controlador de impedância 2, a função de transferência se resume a:

$$Z = \frac{F_R}{X} = B \frac{Ns}{s+N} + K \quad (5.3)$$

A função de transferência baseada na lei de controle 3 (seção 4.3.1) foi escolhida devido ao número de pólos igual ao número de zeros. No ambiente Simulink não é possível simular blocos cuja função de transferência é imprópria, isto é, contém mais zeros do que pólos.

5.1.2. Controlador de admitância

O diagrama de blocos do controlador de admitância é mostrado na Fig. 5.2. O modelo é similar ao esquema mostrado na Fig. 3.3. O sinal de referência foi mantido em zero. Foi introduzido um sinal de perturbação no sistema, na forma de uma força, simulando uma força externa aplicada no mecanismo. Como a função de transferência da planta é descrita em termos de torque e posição angular do servomotor, foram introduzidos ganhos entre os terminais da planta relativos à conversão dos valores em posição linear e força na castanha do fuso.

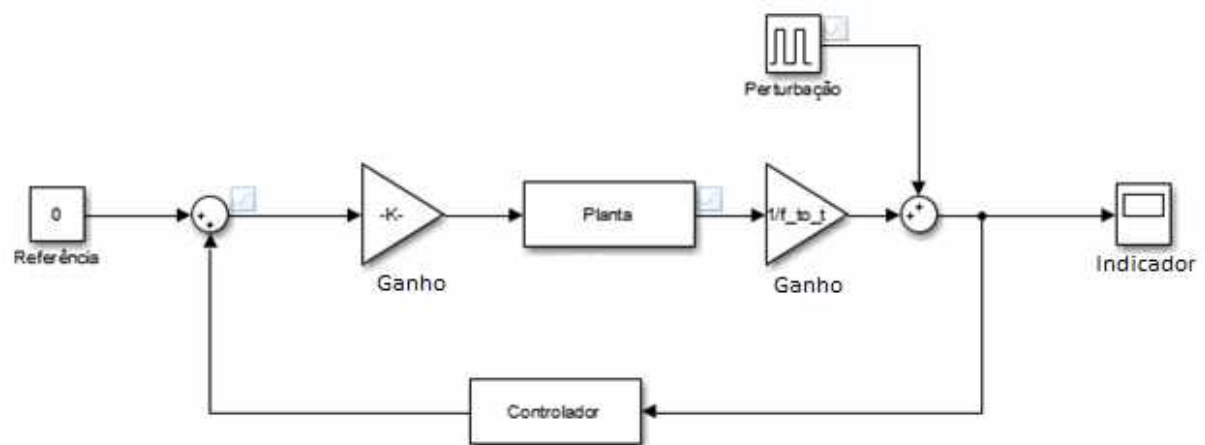


Figura 5.2 – Diagrama de blocos do controlador de admitância no ambiente Simulink.

A função de transferência da planta é dada por:

$$\frac{T(s)}{\Theta(s)} = js^2 + bs \quad (5.4)$$

No entanto, como não é possível ter mais zeros do que pólos num bloco no Simulink, (MATHWORKS, 2017) a função de transferência foi aproximada para:

$$\frac{T(s)}{\Theta(s)} = \frac{js^2 + bs}{0,0001s^2 + 0,0001s + 1} \quad (5.5)$$

A função de transferência do controlador utilizada é dada por:

$$Y = \frac{X}{F_R} = \frac{1}{Bs + K} \quad (5.6)$$

5.2. Simulação de resposta à perturbação

Nas simulações de resposta à perturbação, os valores de B e de K , assim como a força de perturbação em si, podem ser escolhidos de forma arbitrária. Os valores foram escolhidos de forma a observar o efeito de cada parcela na dinâmica do mecanismo.

5.2.1. Controlador de impedância 1

A simulação da resposta à perturbação do controlador de impedância 1, com parâmetros $K = 300 \text{ N/m}$ e $B = 0$, é mostrada na Fig. 5.3. O sinal de perturbação considerado foi o de uma força de 50 N aplicada sobre o mecanismo, que é retirada após 2 segundos. Nota-se que a posição é alterada pelo fator K , de acordo com a dinâmica desejada. A resposta oscilatória que ocorre na mudança brusca do sinal de perturbação é condizente com a dinâmica da planta. A oscilação ocorre com frequência que depende de K e da inércia do sistema, j . É atenuada pelo fator b inerente ao mecanismo.

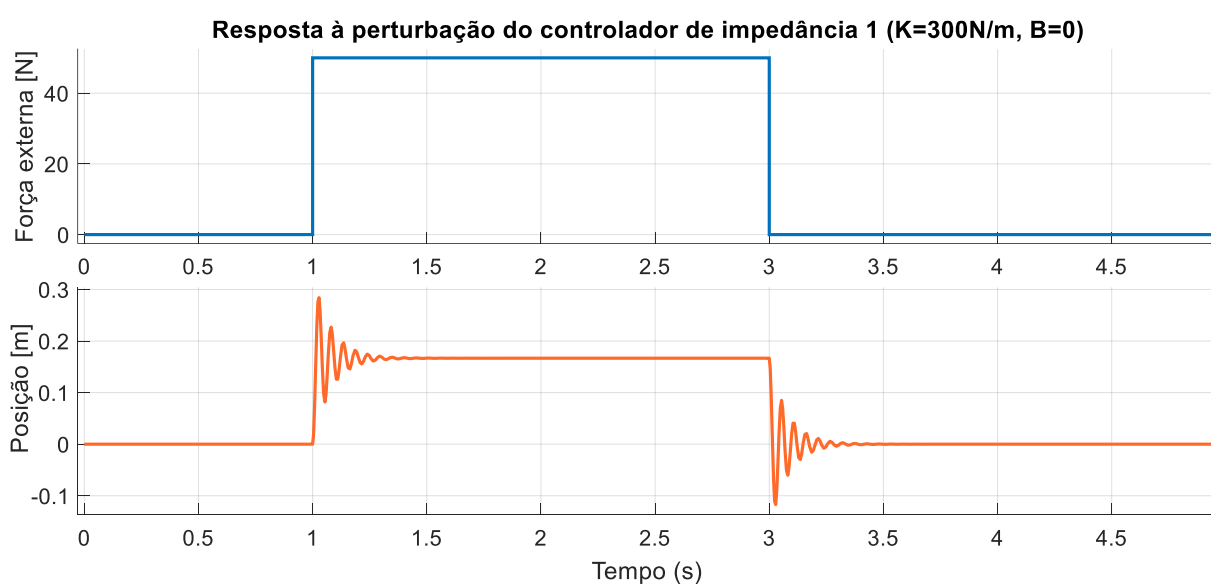


Figura 5.3 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de impedância 1 com $K=300 \text{ N/m}$, $B=0$

A simulação com o mesmo sinal de perturbação foi feita também com parâmetros $K = 300 \text{ N/m}$ e $B = 200 \text{ Ns/m}$. O resultado é mostrado na Fig. 5.4. É possível observar o efeito do coeficiente de amortecimento B na posição do mecanismo, que suaviza as variações. A posição aproxima-se do valor final, determinado pelo fator K e pelo valor de força. O efeito de B , do controlador, é dominante sobre o efeito de b , do mecanismo. Como discutido nas seções anteriores, é importante que a impedância do mecanismo seja baixa o suficiente comparada à da dinâmica que se deseja obter.

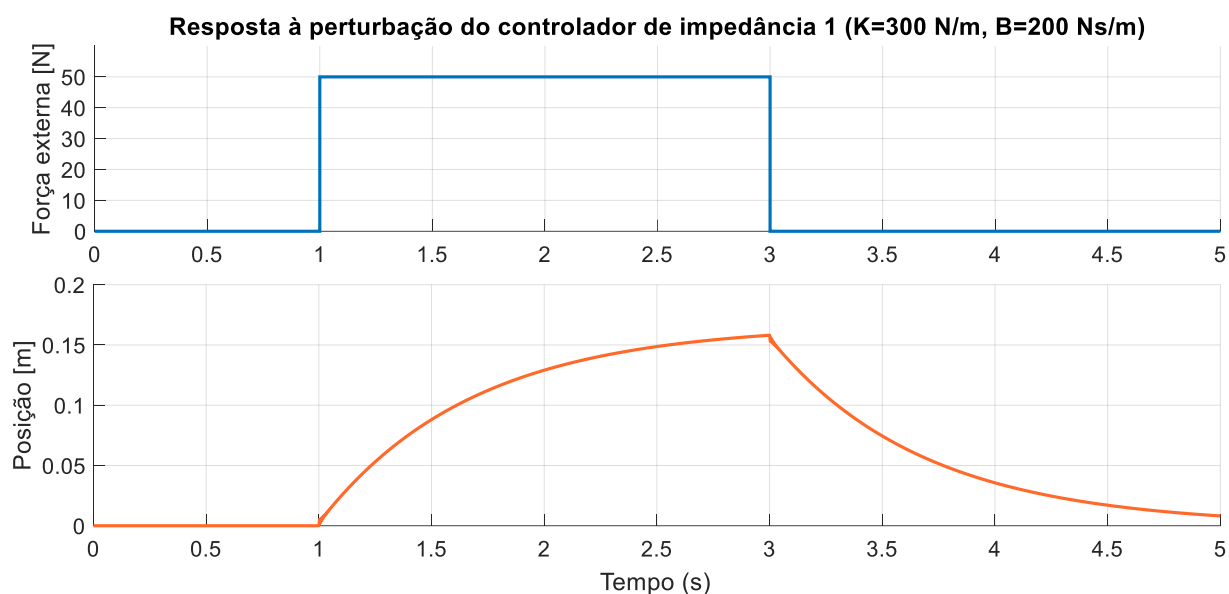


Figura 5.4 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de impedância 1 com $K=300$ N/m, $B=200$ Ns/m

A simulação foi feita repetida com apenas o termo de amortecimento, $K=0$ e $B=200$ Ns/m. O resultado é mostrado na Fig. 5.5. A força externa constante corresponde a uma mudança na posição com velocidade constante. Após a aplicação da força, a posição é mantida, já que não há termo de rigidez na dinâmica desejada.

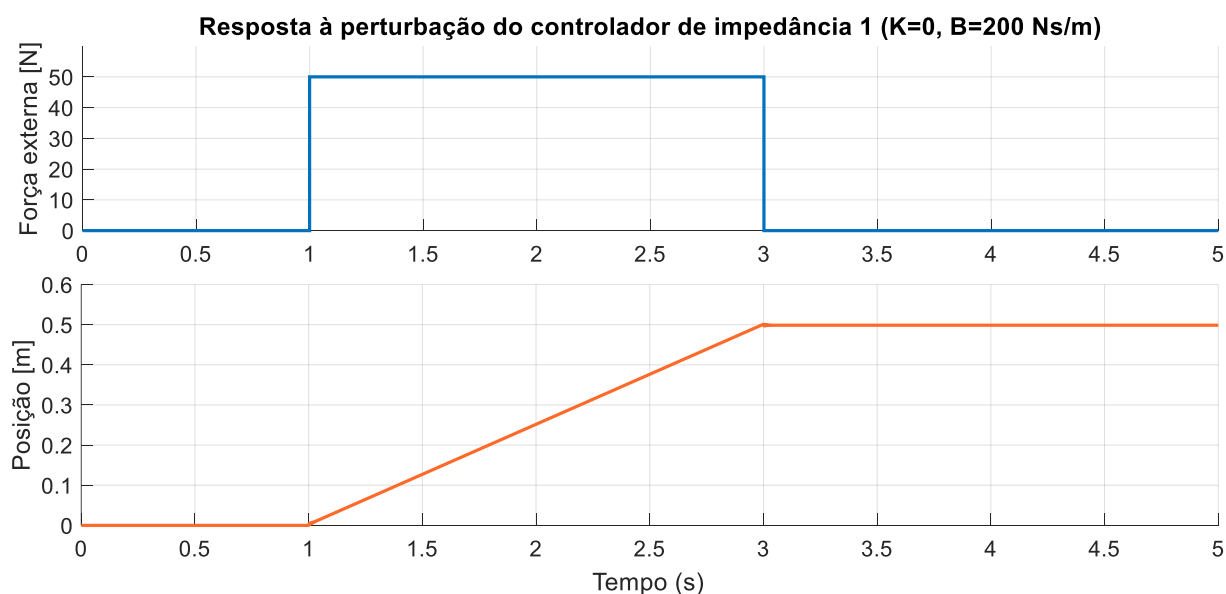


Figura 5.5 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de impedância 1 com $K=0$, $B=200$ Ns/m

5.2.2. Controlador de admitância

A simulação da resposta à perturbação do controlador de admitância, com parâmetros $K = 200$ N/m e $B = 5$ Ns/m, é mostrada na Fig. 5.6. A perturbação considerada foi a mesma para simulação anterior do controlador de impedância, uma força de 50 N aplicada sobre o mecanismo, retirada após 2 segundos. Por conta da função de transferência aproximada da planta, com número igual de zeros e pólos, o Simulink não consegue simular o sistema em que $B=0$. Como $B \neq 0$, é possível observar que o sistema se aproxima da posição final sem oscilações, diferentemente do que ocorre na simulação do controlador de impedância de rigidez pura, na Fig. 5.3.

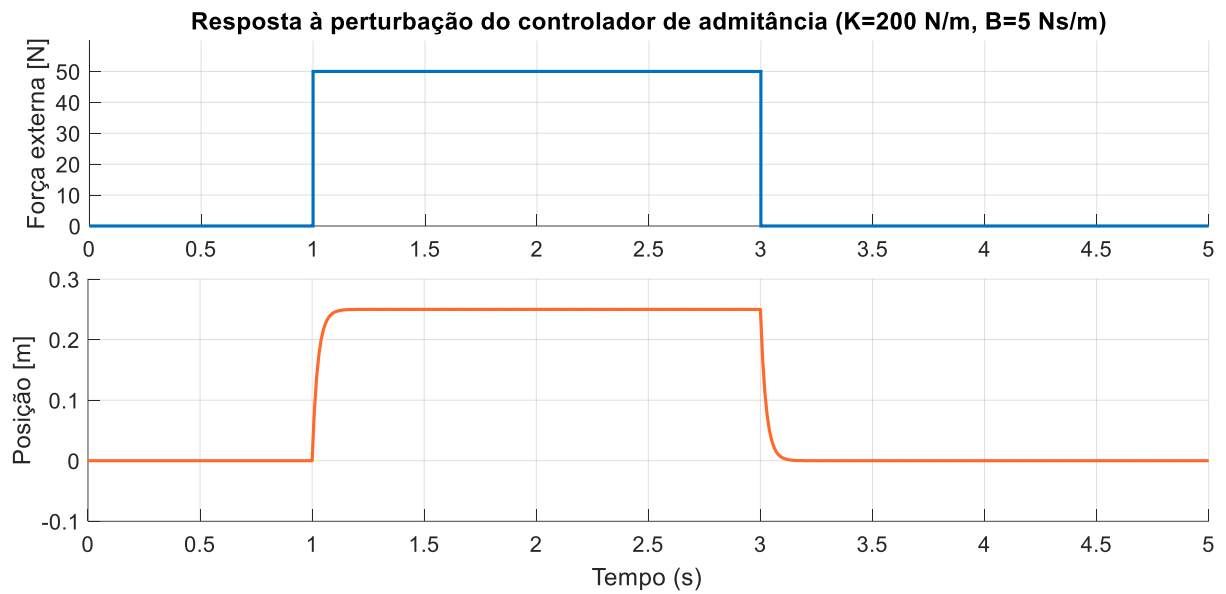


Figura 5.6 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de admitância com $K=200$ N/m, $B=5$ Ns/m

A simulação foi feita também com parâmetros $K=200$ N/m e $B=50$ Ns/m, e é mostrada na Fig. 5.75.6. É possível observar o amortecimento mais acentuado comparado à simulação anterior.

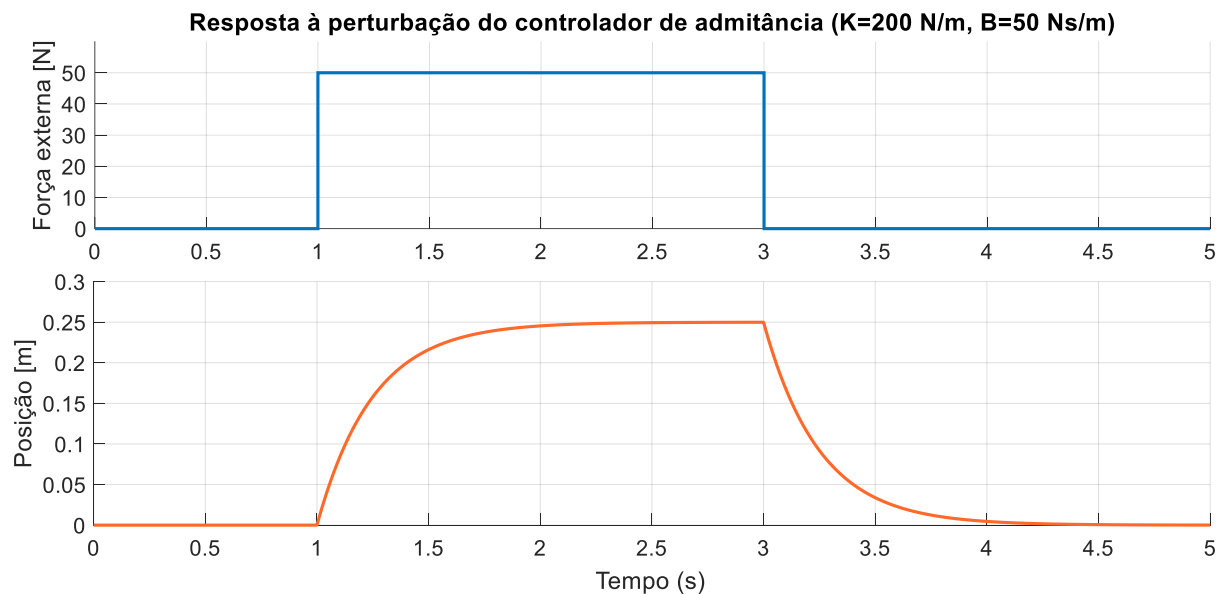


Figura 5.7 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de admitância com $K=200$ N/m, $B=50$ Ns/m

A simulação foi repetida com parâmetros $K=0$ e $B=50$ Ns/m, e é mostrada na Fig. 5.85.6. O comportamento é o mesmo que ocorre na simulação do controlador de

impedância com amortecimento puro. Com a aplicação de uma força constante, a posição é alterada à taxa constante, retendo seu valor após a retirada da força.

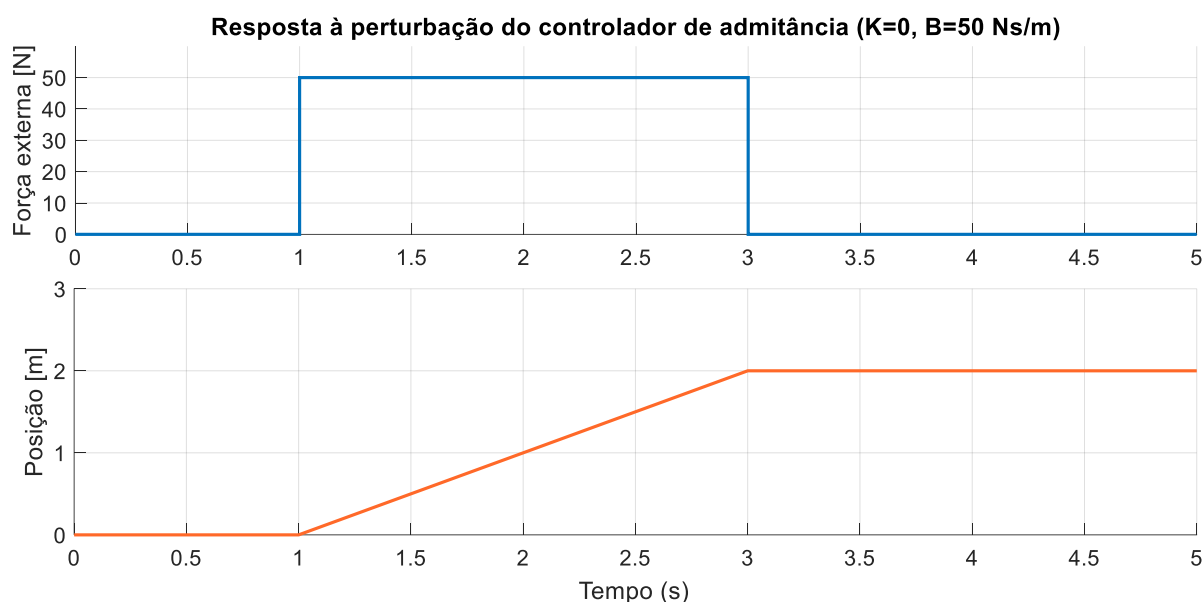


Figura 5.8 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de admitância com $K=0$, $B=50$ Ns/m

5.2.3. Controlador de impedância 2

A simulação da resposta à perturbação do controlador de impedância 2 foi feita inicialmente com apenas o parâmetro de rigidez, $K=0,02$ Nm/rad e $B=0$. O resultado é mostrado na Fig. 5.9. A posição responde de acordo com a dinâmica do mecanismo e com o torque externo aplicado, atingindo o valor final com uma pequena oscilação atenuada pelo amortecimento inerente ao mecanismo considerado.

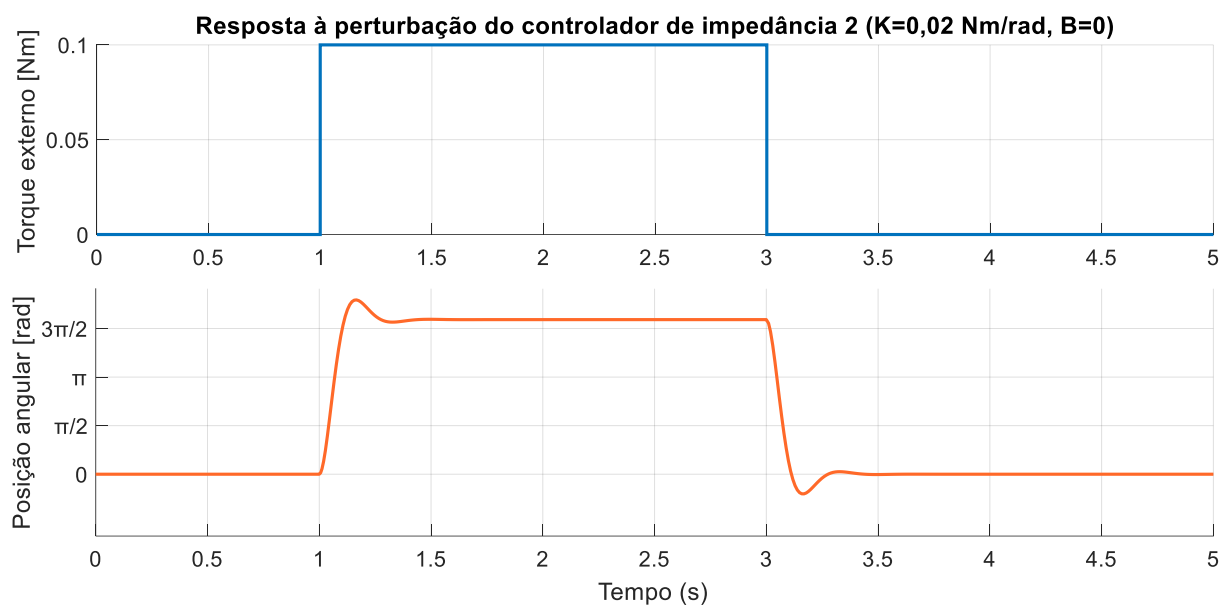


Figura 5.9 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de impedância 2 com $K=0,02 \text{ Nm/rad}$, $B=0$

A simulação foi repetida inserindo também o parâmetro de amortecimento, $K=0,02 \text{ Nm/rad}$ e $B=0,01 \text{ Nms/rad}$. O resultado é mostrado na Fig. 5.10. É possível observar como a posição responde lentamente à perturbação, se opondo à mudança brusca que ocorre no torque externo.

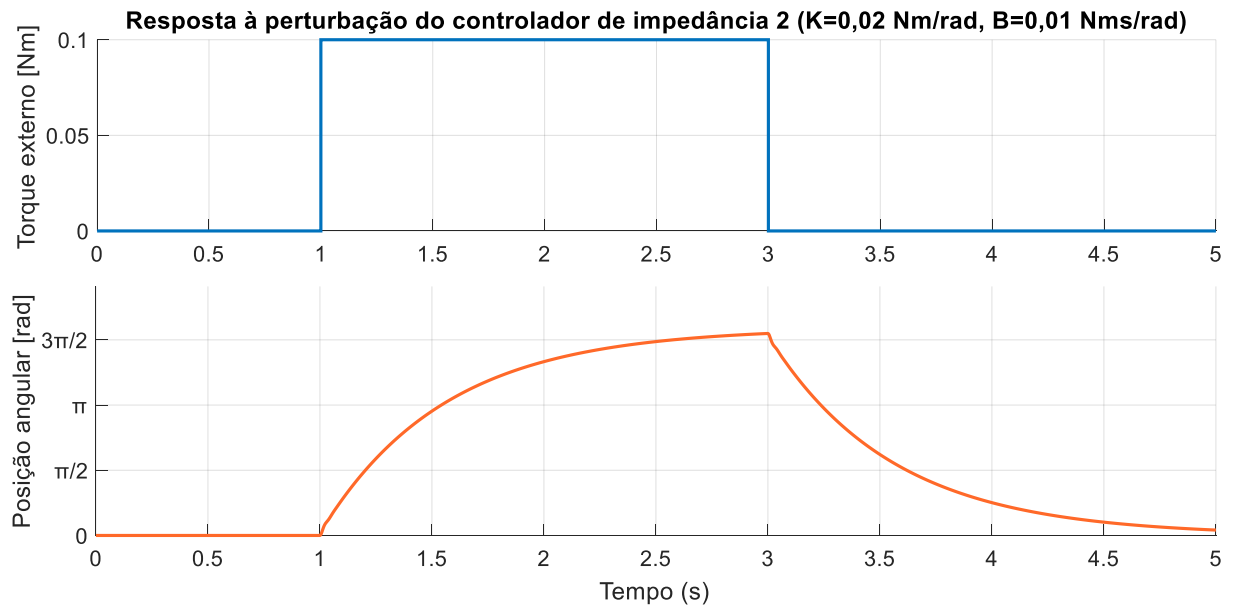


Figura 5.10 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de impedância 2 com $K=0,02$ Nm/rad, $B=0,01$ Nms/rad

Finalmente, foi feita uma simulação com apenas o parâmetro de amortecimento, $K=0$ e $B=0,07$ Nms/rad . O resultado é mostrado na Fig. 5.11. Com a aplicação de um torque constante, a posição angular é alterada a uma taxa constante. Com a retirada do torque externo, a posição se mantém, como esperado.

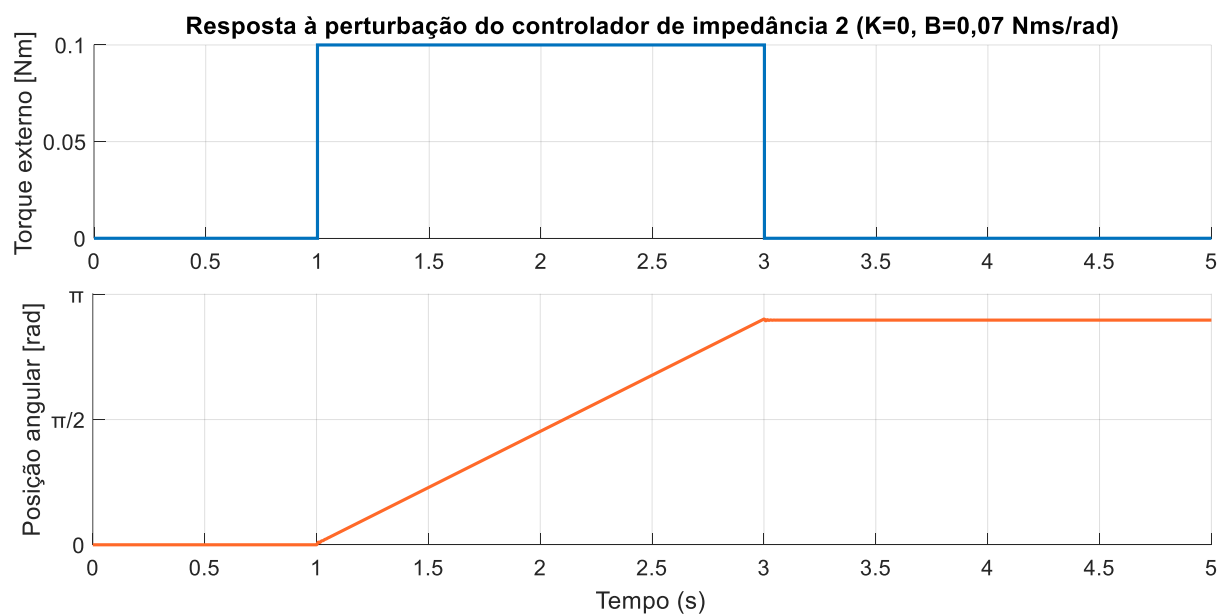


Figura 5.11 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de impedância 2 com $K=0$, $B=0,07$ Nms/rad.

5.3. Simulação de trajetória virtual senoidal

5.3.1. Controle de impedância 2

Foi feita a simulação do sistema com uma trajetória virtual senoidal, com parâmetros $K = 0,2 \text{ Nm/rad}$ e $B = 0,7 \text{ Nms/rad}$. O resultado é mostrado na Fig. 5.12. O mecanismo se desloca diretamente sobre a trajetória virtual sem desvio.

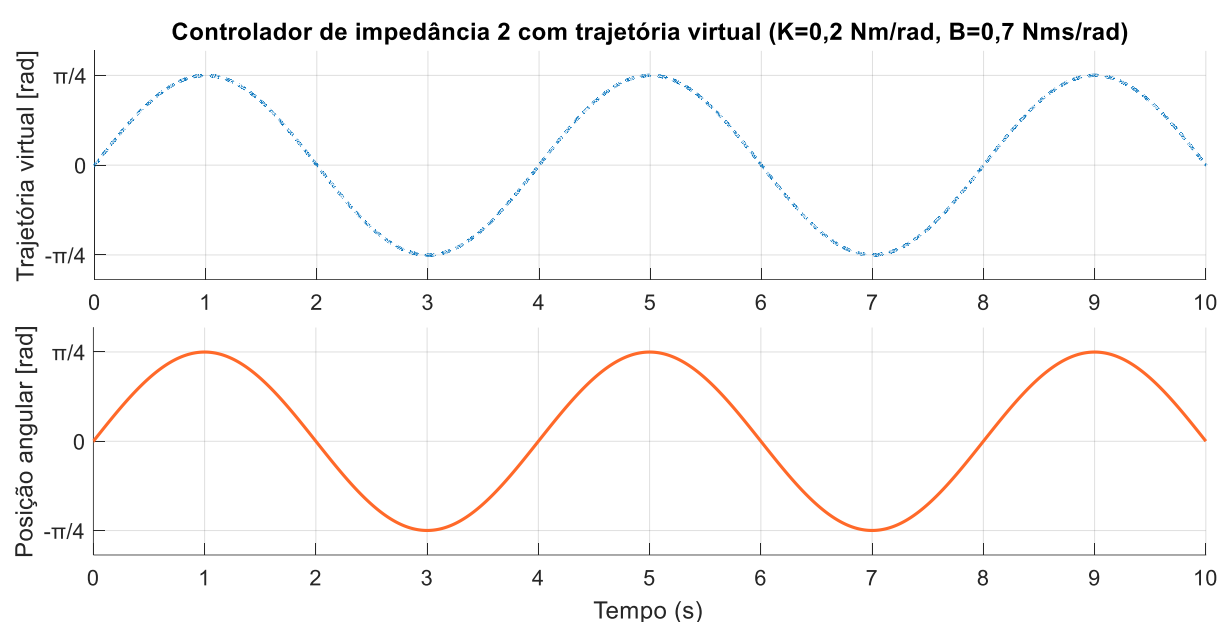


Figura 5.12 – Simulação do controlador de impedância 2 com trajetória virtual, com $K=0,2 \text{ Nm/rad}$, $B=0,7 \text{ Nms/rad}$

A simulação foi feita para o caso em que há uma perturbação na forma de um torque externo constante aplicado por 1 segundo. O resultado é mostrado na Fig. 5.13. Pode ser observado que com a aplicação do torque externo, a trajetória real se desvia ligeiramente da trajetória virtual. Após a retirada do torque, o mecanismo ainda leva vários segundos para retornar à trajetória ideal. O comportamento é explicado pelo termo de amortecimento do controlador de impedância, relativamente alto. Isso faz com que o sistema responda lentamente às perturbações, se opondo a qualquer variação brusca. Devido ao amortecimento, também, o sistema demora algum tempo para retornar o seguimento da trajetória ideal, já que não permite alta velocidade.

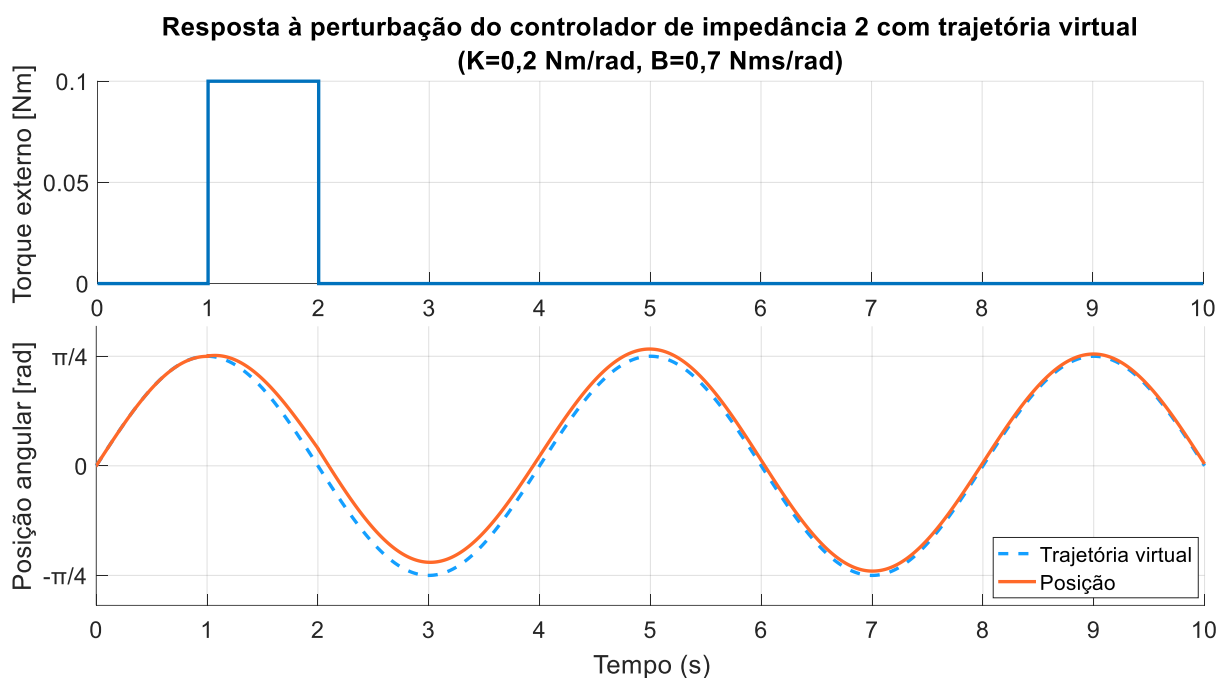


Figura 5.13 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de impedância 2 com trajetória virtual, com $K=0,2 \text{ Nm/rad}$, $B=0,7 \text{ Nms/rad}$

A simulação foi repetida para o sistema com parâmetros $K=0,2 \text{ Nm/rad}$ e $B=0,02 \text{ Nms/rad}$. Pode ser visto como o sistema segue a trajetória virtual, mas sofre desvio em resposta à perturbação. Como o amortecimento foi reduzido em relação ao caso anterior, a resposta é mais rápida, embora ainda haja um pequeno amortecimento presente. Da mesma forma, com a retirada da perturbação, o sistema leva pouco tempo para reestabelecer a trajetória virtual. É interessante notar que, caso o torque externo constante continuasse a ser aplicado, a trajetória real consistiria na trajetória virtual com um pequeno deslocamento. O deslocamento corresponde à parcela do termo de rigidez.

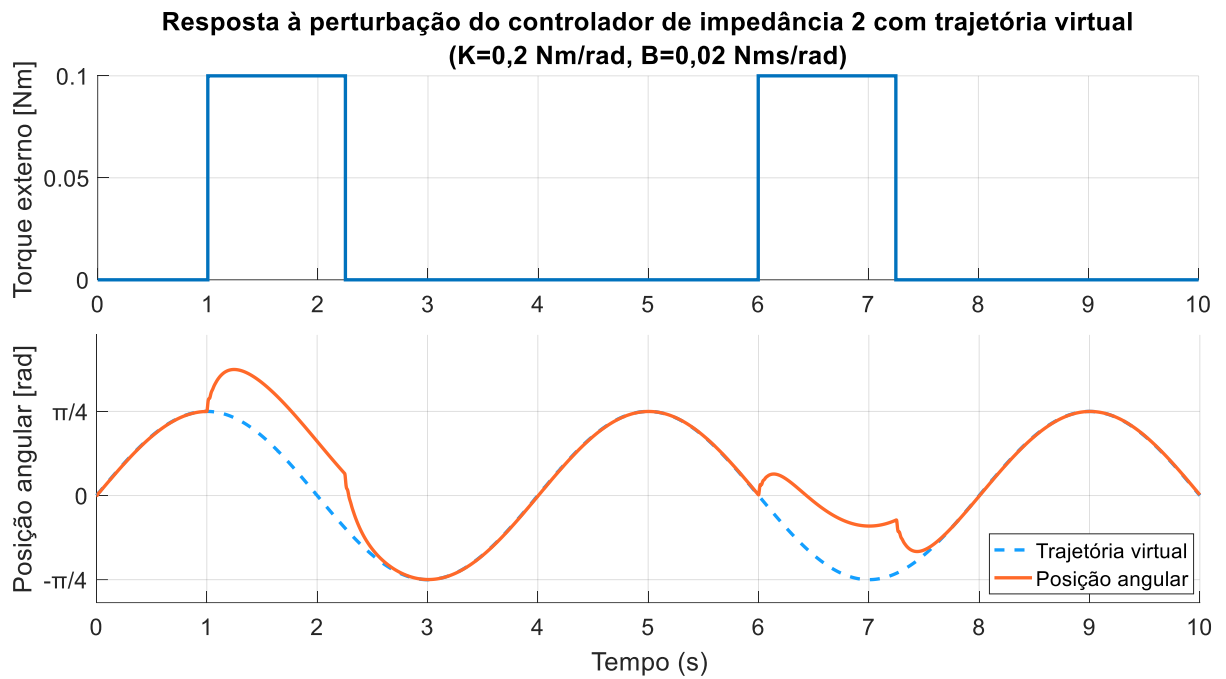


Figura 5.14 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de impedância 2 com trajetória virtual, com $K=0,2 \text{ Nm/rad}$, $B=0,02 \text{ Nms/rad}$

5.3.2. Controle de admitância

Foi feita a simulação do sistema com uma trajetória virtual senoidal, com parâmetros $K = 200 \text{ N/m}$ e $B = 50 \text{ Ns/m}$. O resultado é mostrado na Fig. 5.15. O mecanismo se desloca diretamente sobre a trajetória virtual sem desvio.

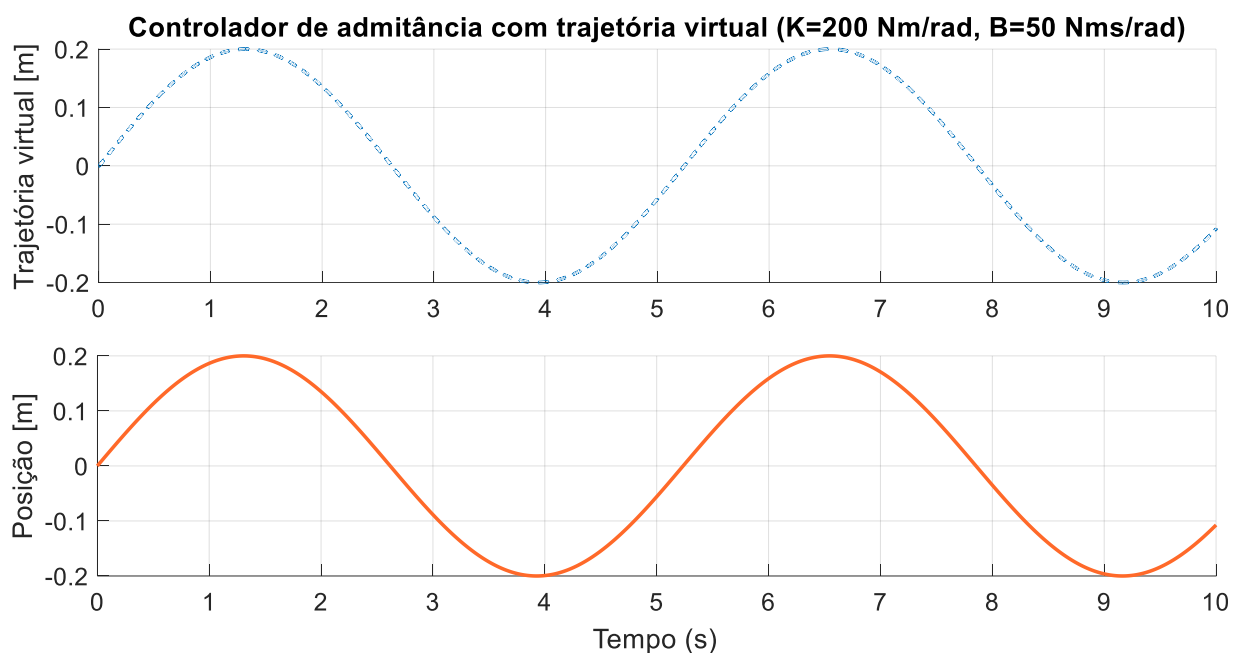


Figura 5.15 – Simulação do controlador de admitância com trajetória virtual, com $K=200$ N/m, $B=50$ Ns/m

A simulação foi feita também para o caso em que há uma perturbação na forma de uma força externa constante aplicada sobre o mecanismo. O resultado é mostrado na Fig. 5.16. Com a aplicação da força, a posição sofre um desvio da trajetória virtual. Após a retirada da força, o mecanismo rapidamente reestabelece a trajetória virtual. Nota-se que o amortecimento suaviza as transições, limitando a velocidade da resposta.

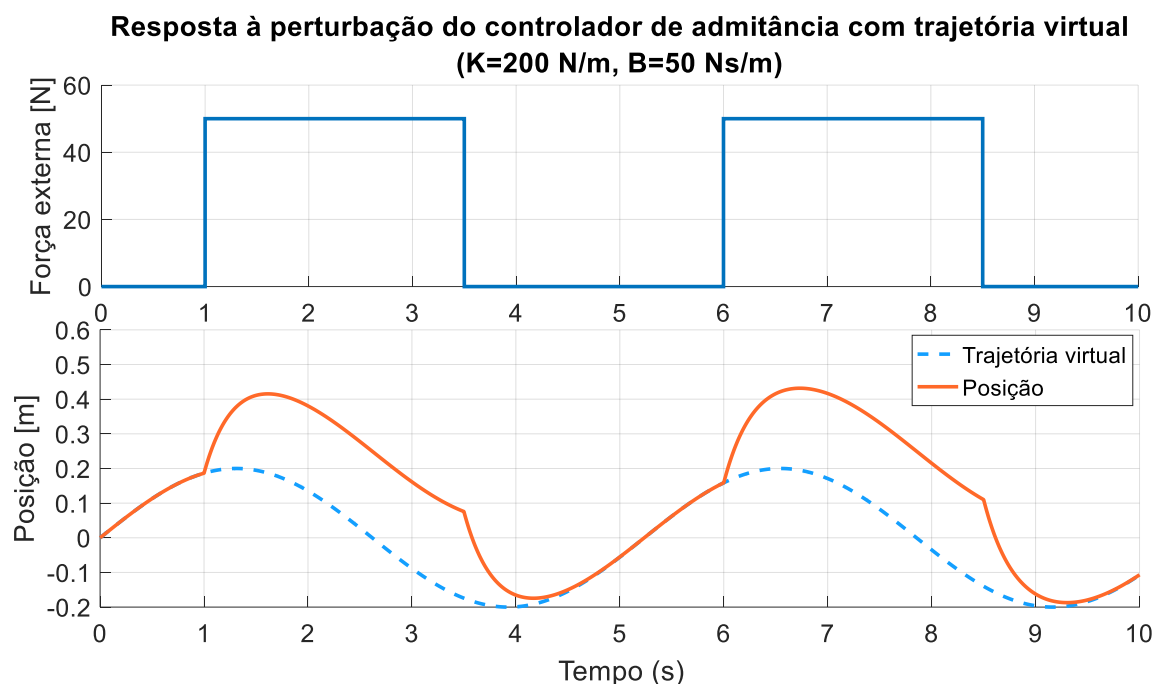


Figura 5.16 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de admitância com trajetória virtual, com $K=200$ N/m, $B=50$ Ns/m

A simulação foi repetida para o sistema com parâmetros $K=200$ N/m e $B=500$ Ns/m. O resultado é mostrado na Fig. 5.17. Com a aplicação da força, a posição sofre um pequeno desvio da trajetória virtual. Pode ser visto que, com o parâmetro de amortecimento mais alto, a resposta fica ainda mais suavizada, se desviando da trajetória virtual lentamente. Quando a perturbação é retirada, o sistema retorna à trajetória virtual, levando mais tempo, se comparado à simulação anterior.

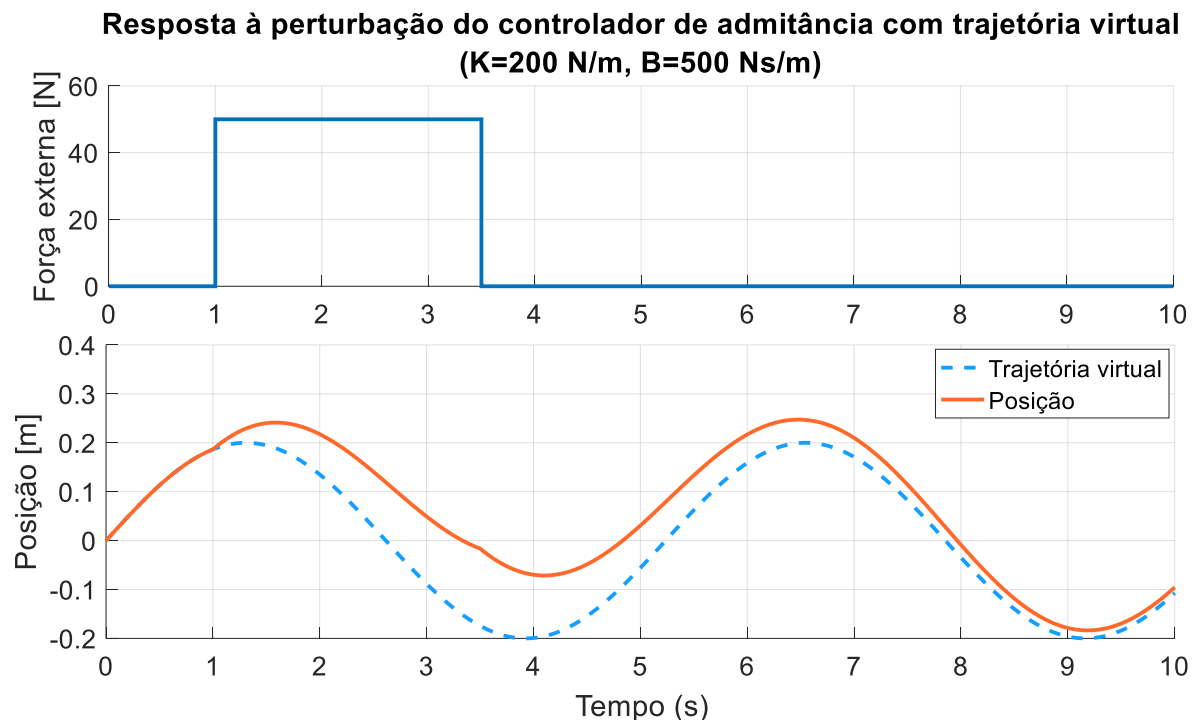


Figura 5.17 – Simulação da resposta à perturbação do controlador de admitância com trajetória virtual, com $K=200$ N/m, $B=500$ Ns/m

CAPÍTULO VI

EXPERIMENTOS E ANÁLISE

6.1. Controle de impedância 1 (fuso de esferas recirculantes)

6.1.1. Comparação entre as diferentes leis de controle

A *performance* das três leis de controle de impedância apresentadas na seção 4.3.1 foi comparada. A Figura 6.1 mostra a saída de força dos três controladores, com a parte de amortecimento nula, em resposta a uma mesma entrada de deslocamento. O deslocamento foi provocado manualmente, com a aplicação de um perfil de força arbitrário diretamente sobre a castanha do fuso. A lei de controle propriamente dita que estava em operação no sistema é a lei de controle 2, Eq. (4.12). Para fins de comparação, no entanto, essa informação é irrelevante. Aqui, o interesse está em observar a saída de força de cada um dos controladores para uma mesma entrada de posição, que em tese, devem ser próximas entre si.

Conforme se observa na Fig. 6.1, o perfil de força de saída é bastante próximo para as diferentes leis de controle, como esperado. Os maiores erros ocorrem nas primeiras iterações do algoritmo do controlador digital, sendo inferiores à 5%, em relação à lei de controle 2.

Pode parecer então, que qualquer um dos três controladores poderia ser usado a fim de se obter uma *performance* satisfatória. No entanto, quando se inclui o termo relativo ao amortecimento na lei de controle 2, uma resposta oscilatória como na Fig. 6.2 é obtida. A resposta à mesma entrada do controlador baseado nas leis de controle 1 e 3 é mostrada na Fig. 6.3.

O comportamento indesejado do controlador 2 pode ser compreendido por meio da equação da lei de controle, repetida aqui por conveniência, Eq. (6.1). Observa-se que há realimentação do torque de controle da iteração anterior, representado pelo termo $-t[k-1]$.

Isso significa que a cada iteração, o valor de torque da iteração anterior é aplicado na direção oposta, o que leva a uma oscilação do sinal. Essa oscilação fica mais evidente com o termo de amortecimento não-nulo e com a presença de ruído de alta frequência. Por exemplo, numa situação hipotética com $K=0$ e $B \neq 0$ em que se aplica o degrau unitário na entrada, no primeiro instante há uma força de amortecimento inicial se opondo a variação da posição. No instante seguinte, em que a posição não sofre alteração, o segundo termo da Eq. (6.1) é zero, e o torque de controle será dado por $t[k] = -t[k-1]$. Nas iterações seguintes, o torque continuará sendo invertido indefinidamente.

Lei de controle 2 (impedância)

$$t[k] = -t[k-1] + \frac{I}{2\pi \cdot \eta} \left[\left(\frac{2B}{T} + K \right) (x_d[k] - x[k]) + \left(-\frac{2B}{T} + K \right) (x_d[k-1] - x[k-1]) \right] \quad (6.1)$$

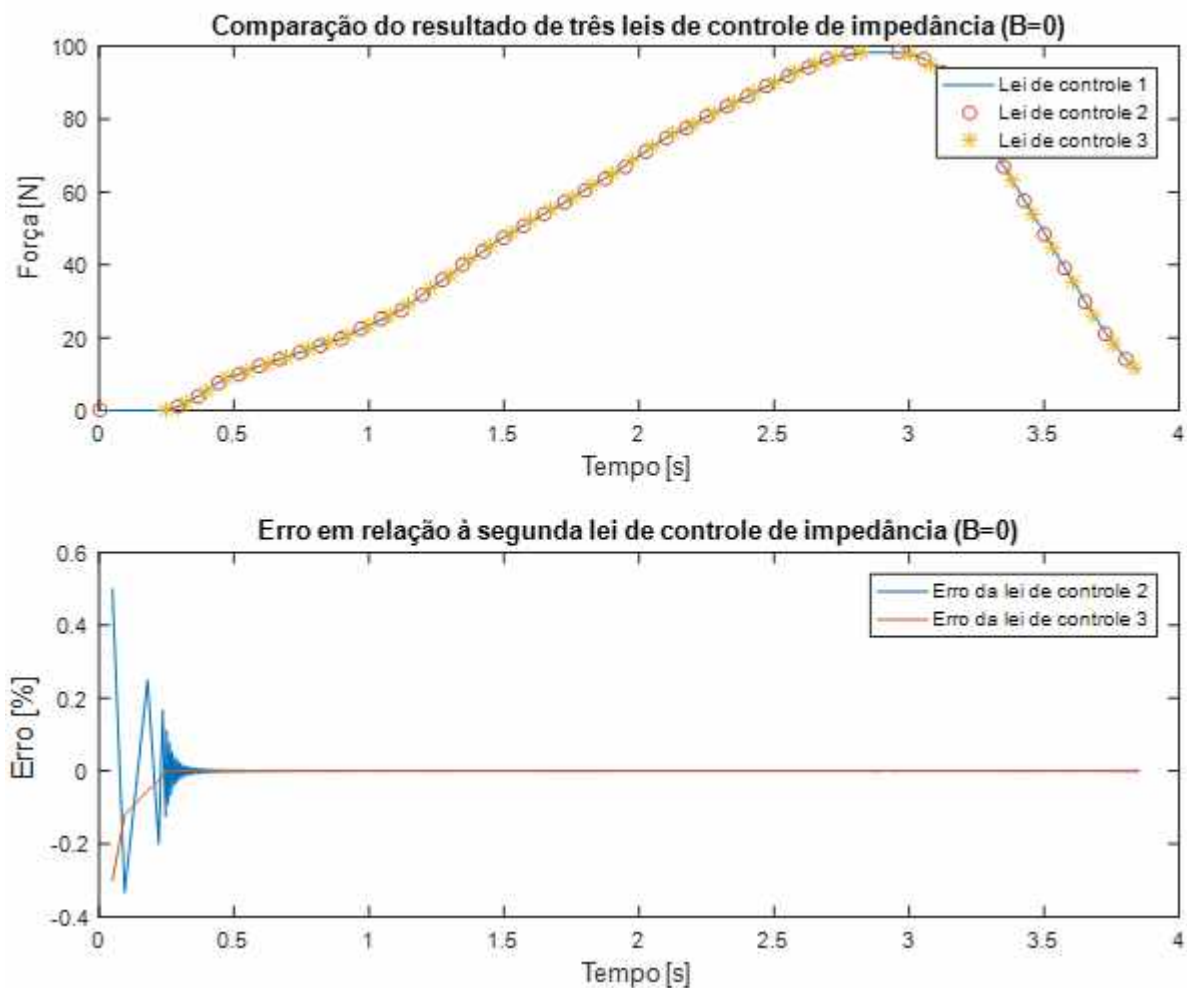


Figura 6.1 – Comparação da *performance* das três leis de controle de impedância

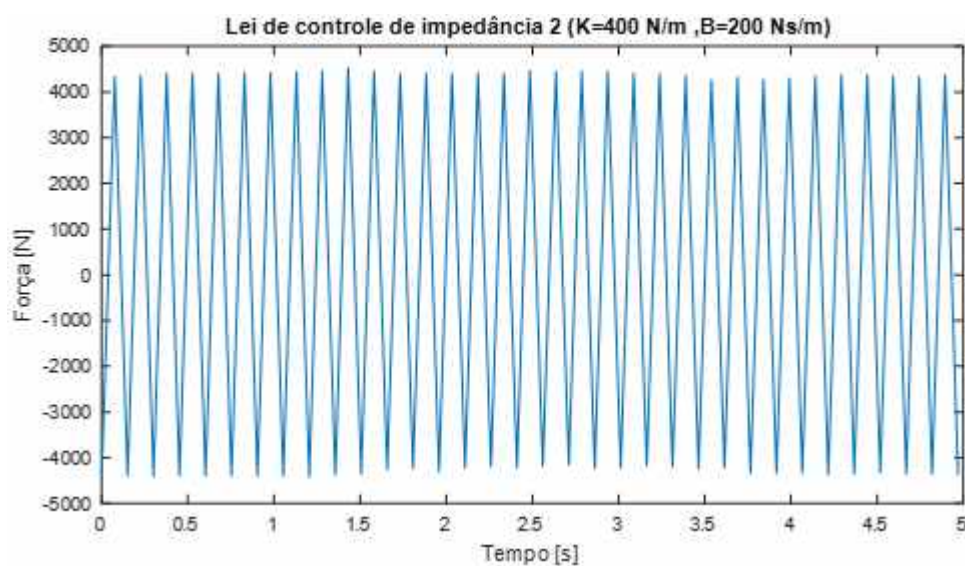


Figura 6.2 – Lei de controle de impedância 2 com termo de amortecimento não-nulo

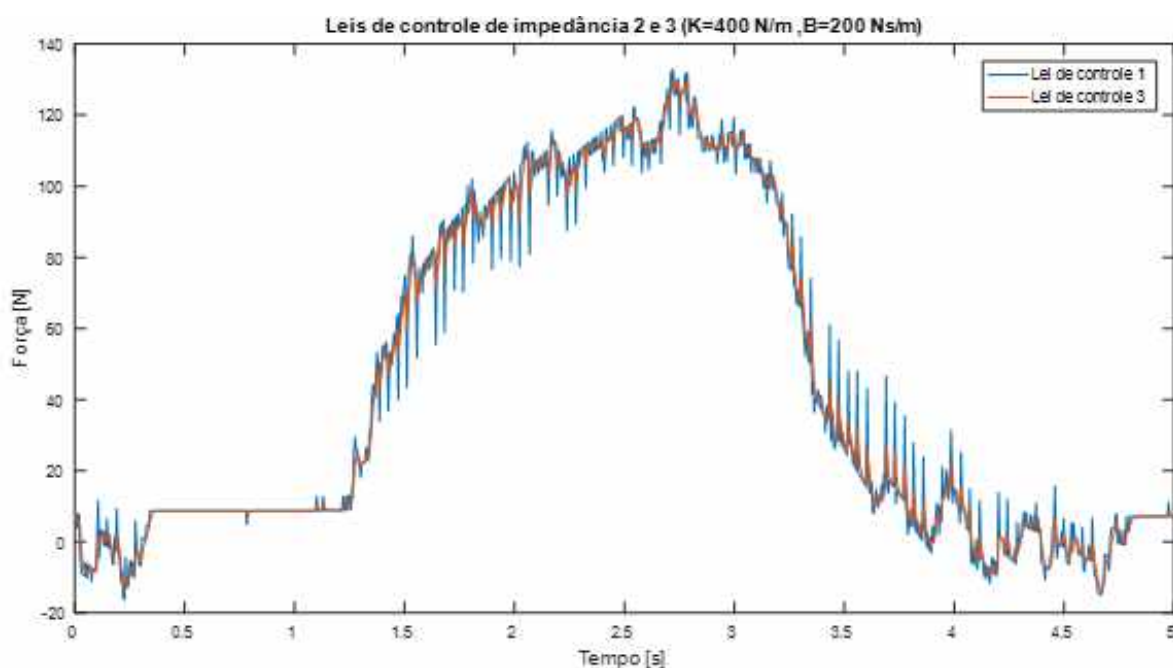


Figura 6.3 – Leis de controle de impedância 1 e 3 com termo de amortecimento não-nulo

A lei de controle 3, por sua vez, embora também apresente um termo de realimentação do torque da iteração anterior, tem um comportamento intrínseco similar ao de um filtro (Eq. (6.2)), conforme se ajusta o valor de N .

Lei de controle 3 (impedância)

$$t[k] = t[k-1] \left(\frac{\frac{2}{T} - N}{\frac{2}{T} + N} \right) + \frac{I}{2\pi \cdot \eta} \frac{1}{\frac{2}{T} + N} \left[\left(\frac{2BN}{T} + \frac{2K}{T} + NK \right) (x_d[k] - x[k]) - \left(\frac{2K}{T} - NK + \frac{2BN}{T} \right) (x_d[k-1] - x[k-1]) \right] \quad (6.2)$$

Pela simplicidade e pela *performance* adequada, a lei de controle 1 é a mais atraente. Vale ressaltar, porém, que é necessária a inserção de um filtro para alisar ainda mais o sinal (como o filtro de primeira ordem incluso no *servodrive*).

A discussão aqui quanto às três leis de controle de impedância se aplicam às duas montagens, com o fuso de esferas e com a tala de acrílico.

6.1.2. Experimentos

Os experimentos com o controlador de impedância 1 na montagem do fuso de esferas foram feitos aplicando-se manualmente uma força arbitrária sobre a castanha. A partir da movimentação do mecanismo, o controlador calcula e aplica o torque correspondente à força que garante a dinâmica projetada do sistema. Foi usada a lei de controle 1, conforme discussão na seção anterior.

Para $K = 300 \text{ N/m}$ e $B = 0$, a posição e a força obtidas são mostradas na Fig. 6.4. A posição está em sentido oposto para melhor representar o comportamento do sistema. Observa-se que a resposta em força está condizente com o esperado. Para uma impedância que contém apenas o termo de rigidez, é esperada uma força proporcional e na direção oposta ao deslocamento.

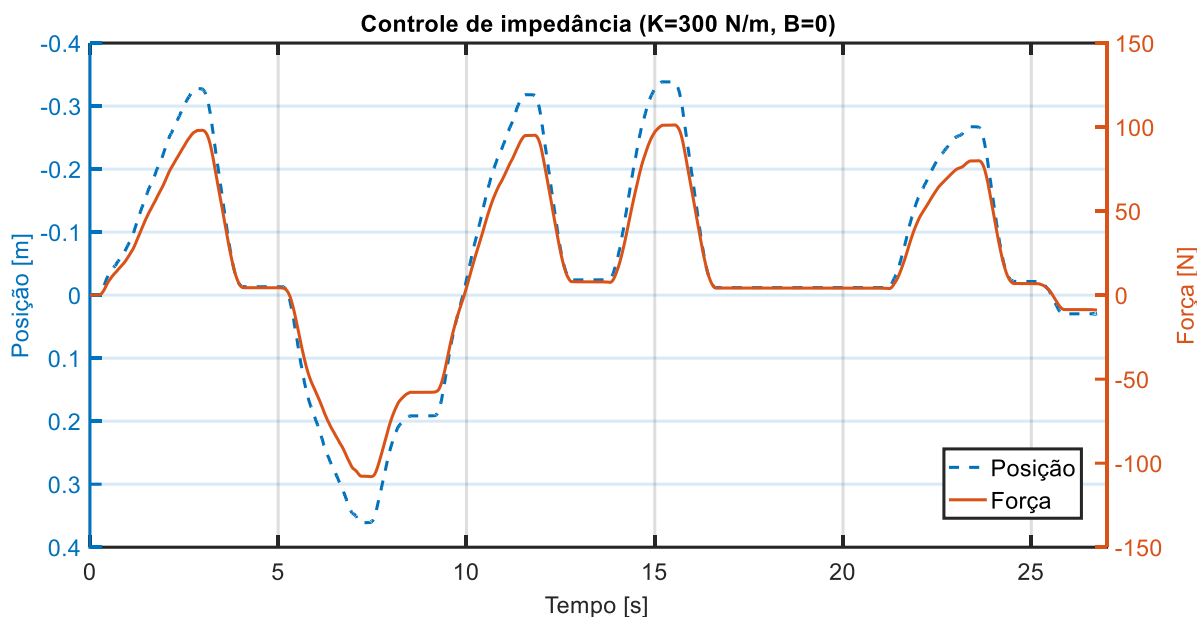


Figura 6.4 – Posição e força no controle de impedância 1 com $K=300 \text{ N/m}$ e $B=0$

O procedimento foi repetido com parâmetros $K=400 \text{ N/m}$ e $B=200 \text{ Ns/m}$. A posição e a força obtidas são mostradas na Fig. 6.5. De imediato, observa-se que o sinal de saída de força é mais ruidoso do que no caso anterior, em que apenas o termo de rigidez era contemplado. O comportamento é explicado pelo termo de amortecimento presente, que é mais suscetível a ruídos de alta frequência na leitura da posição. É possível observar o efeito do termo de amortecimento mais facilmente, rearranjando a equação da lei de controle 1, como mostrado na Eq. (6.3). O termo $(x[k] - x[k-1])$ está relacionado à velocidade lida da castanha, e é sensível às variações bruscas na posição causadas por ruído na leitura. No modelo do controlador já está incluído um filtro de Kalman, cujos parâmetros foram ajustados a fim de se obter uma resposta com níveis de ruído e de atraso adequados. Em adição, foi usado também a função de filtro de primeira ordem no sinal de entrada do *servodrive*.

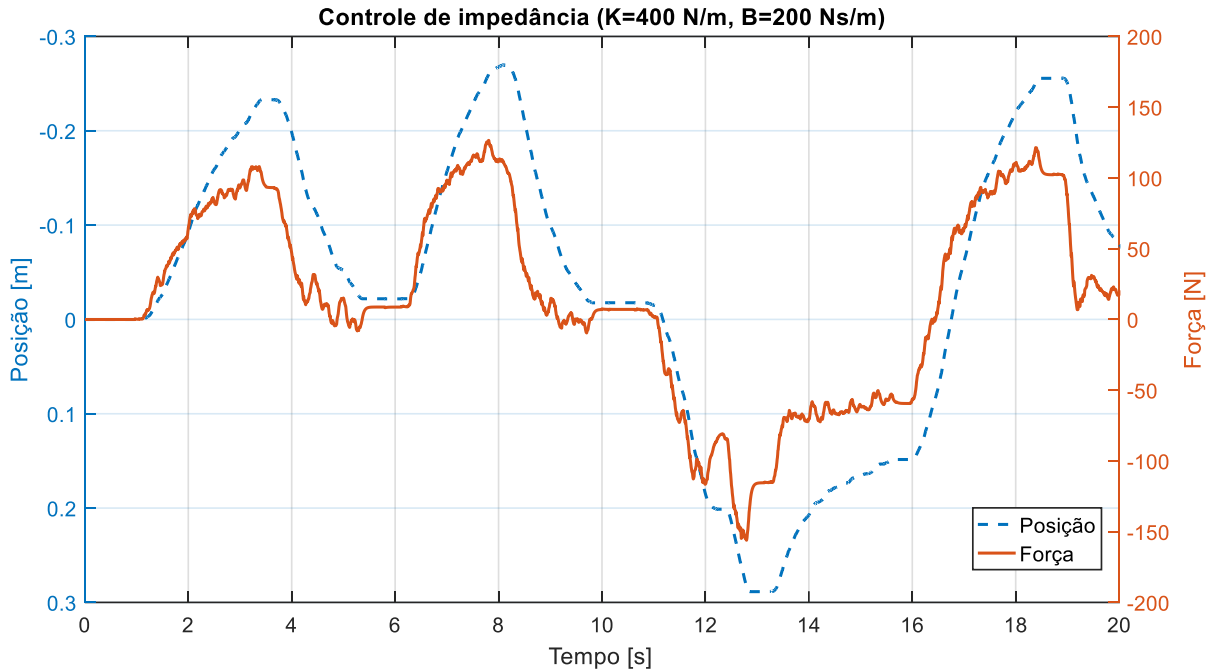


Figura 6.5 – Posição e força no controle de impedância 1 com K=400 N/m e B=200 Ns/m

Lei de controle 1 (impedância)

$$t[k] = \frac{I}{2\pi \cdot \eta} \left[\left(\frac{B}{T} + K \right) (x_d[k] - x[k]) - \frac{B}{T} (x_d[k-1] - x[k-1]) \right]$$

$$t[k] = \frac{I}{2\pi \cdot \eta} \left\{ K(x_d[k] - x[k]) + \frac{B}{T} [(x_d[k] - x_d[k-1]) - (x[k] - x[k-1])] \right\} \quad (6.3)$$

Foi feito também o mesmo procedimento com apenas o termo de amortecimento, $B = 200 \text{ Ns/m}$. A posição e a força obtidas são mostradas na Fig. 6.6. É possível observar que a saída de força tem valores não-nulos apenas quando há variação na posição (i.e., velocidade não-nula), que corresponde ao comportamento esperado. Além disso, a força atua no sentido contrário ao da variação de posição, o que é condizente com o termo de amortecimento desejado. Na Figura 6.7, são mostradas a velocidade e a força correspondentes à primeira metade do gráfico na Fig. 6.6. Como há apenas amortecimento, a força tem valor proporcional à velocidade, em sentido contrário.

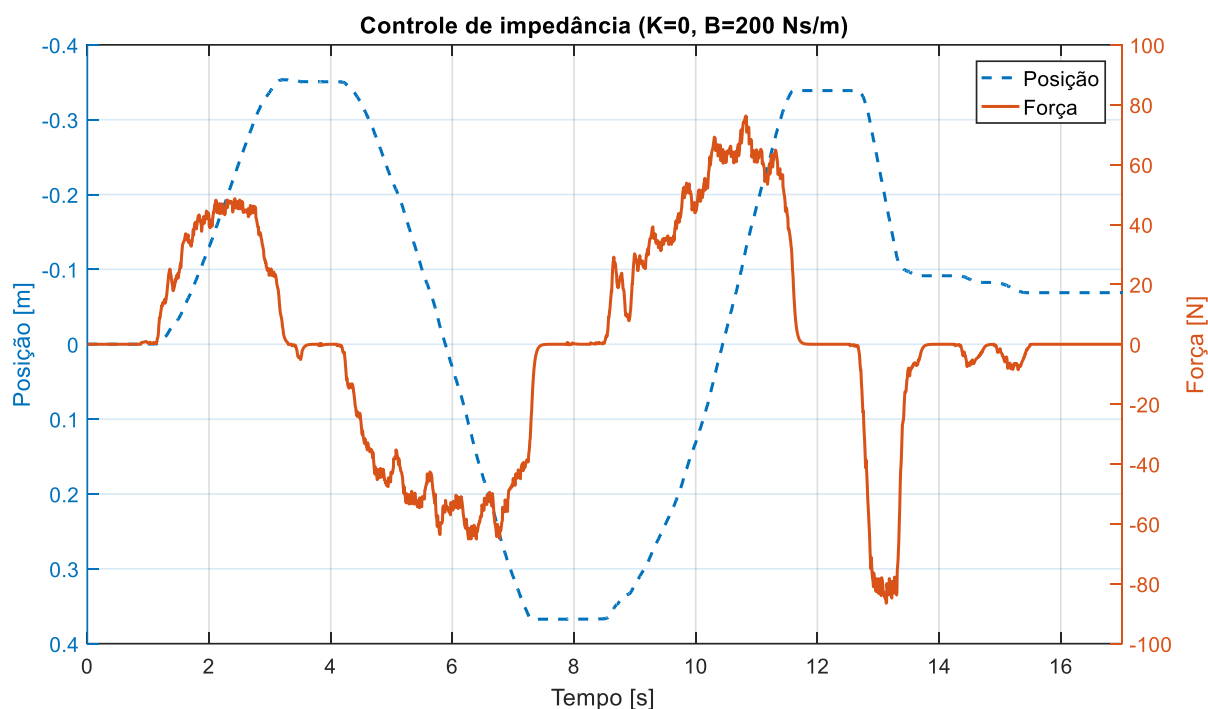


Figura 6.6 – Posição e força no controle de impedância 1 com $K=0$ e $B=200$ Ns/m

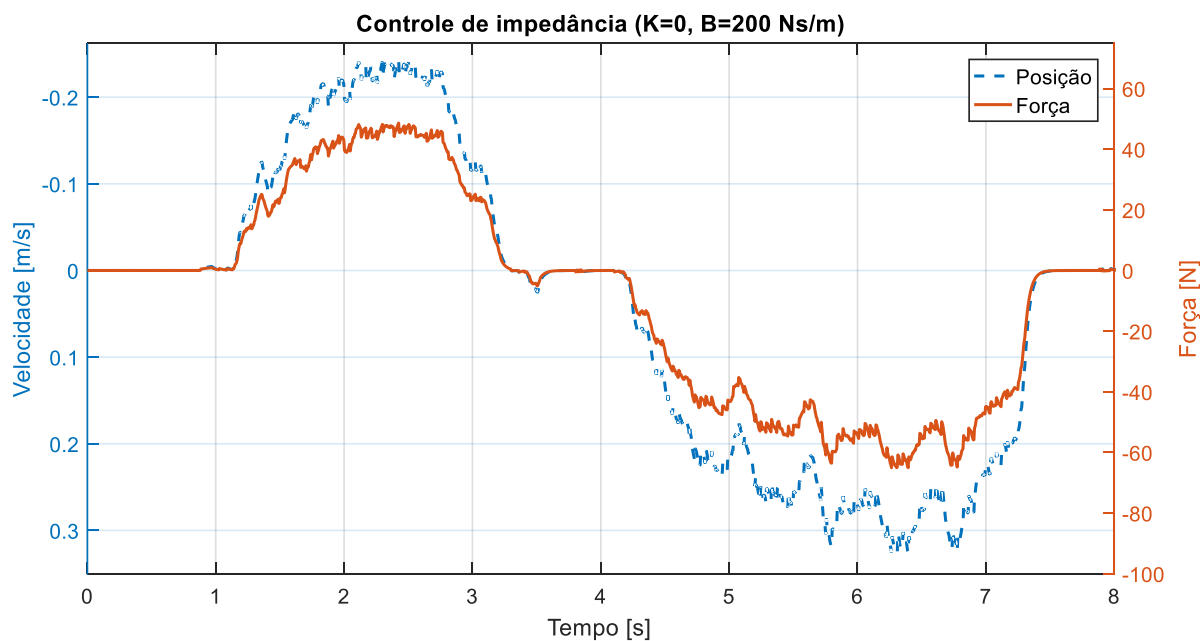


Figura 6.7 – Velocidade e força no controle de impedância 1 com $K=0$ e $B=200$ Ns/m

O procedimento foi repetido com o termo de amortecimento $B = 300$ Ns/m. A posição e a força obtidas são mostradas na Fig. 6.8. A castanha do fuso foi movimentada manualmente de modo a se deslocar com velocidade constante (linhas inclinadas no gráfico

de posição). É possível observar que a saída de força correspondente é aproximadamente constante. Além disso, a força atua no sentido contrário ao da variação de posição, o que é condizente com o termo de amortecimento desejado.

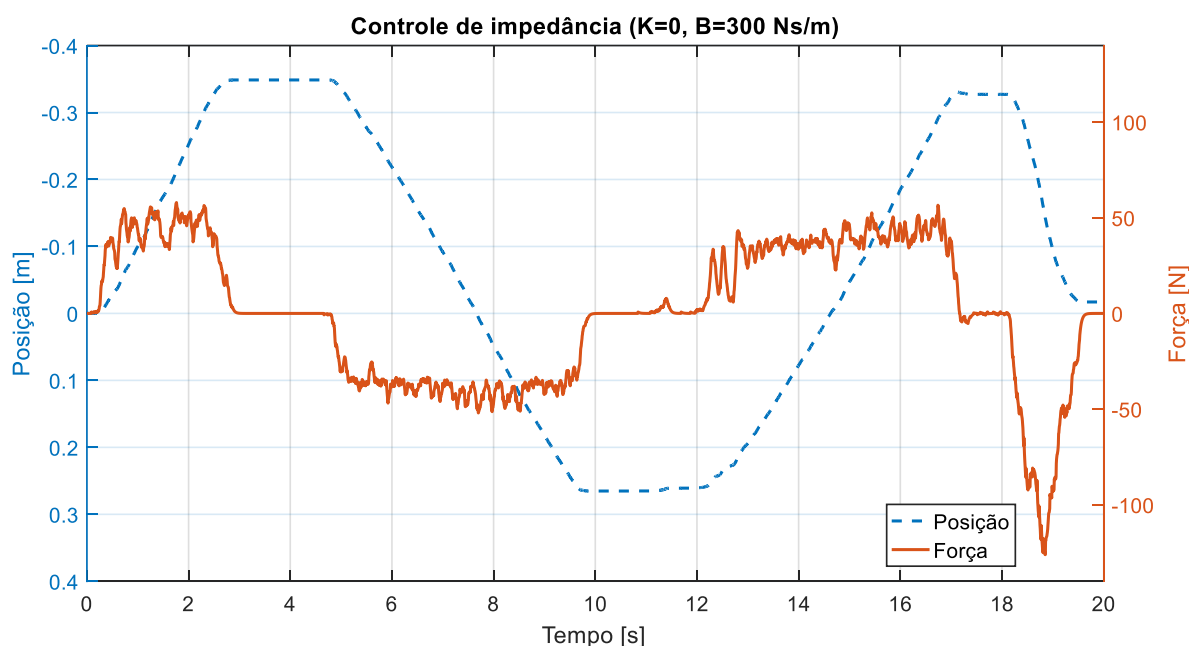


Figura 6.8 – Posição e força no controle de impedância 1 com $K=0$ e $B=300$ Ns/m

6.1.3. Considerações sobre a dinâmica do sistema

Embora os experimentos anteriores mostrem que a resposta em torque do controlador de impedância esteja condizente com a entrada de posição, existe um problema na dinâmica do sistema como um todo, quando se considera o efeito da dinâmica do mecanismo.

Por exemplo, no primeiro experimento mostrado na Fig. 6.4, foram exercidas forças no sentido de empurrar ou puxar a castanha, e em seguida soltá-la. Como há apenas o termo de rigidez na equação da dinâmica do sistema, era de se esperar que, ao ser solto, o mecanismo apresentasse oscilações sobre a posição zero de referência, similar a um sistema massa-mola. Devido ao atrito do motor, as oscilações durariam por um curto período de tempo, até o mecanismo estabelecer a posição final. No entanto, verifica-se que o mecanismo é parado antes de alcançar a posição de referência. Esse comportamento é característico de sistemas com alto atrito.

O que se percebe ao forçar a castanha manualmente é que há uma resistência considerável resultante do atrito e da inércia do mecanismo. Mesmo com o servomotor desacoplado do fuso, há uma resistência inerente ao mecanismo. Foi observado também

que há um desalinhamento do fuso em relação à guia linear. Isso faz com que o atrito seja ainda maior quando a castanha se encontra próxima ao servomotor. Quando o servomotor se encontra acoplado ao fuso, sua inércia e o seu atrito são amplificados pelo mecanismo do fuso.

O efeito pode ser verificado pela equação que relaciona a força e o torque no fuso (NSK, 2017):

$$\begin{aligned} F_a &= \frac{2\pi \cdot \eta}{l} T \\ F_a &= \frac{2\pi \cdot 0,9}{0,01} T \\ F_a &= 565,47 T \end{aligned} \tag{6.4}$$

A equação indica que o torque é consideravelmente amplificado na forma de uma força na castanha. Para vencer um torque relacionado ao atrito e a inércia do servomotor, por exemplo, é necessário aplicar uma força que pode não ser desprezível. Isso pôde ser verificado enviando um comando de torque zero no servomotor, e aplicando força sobre a castanha. A força necessária para mover o fuso foi consideravelmente maior do que no caso em que o servomotor é desacoplado.

Assim como discutido na seção 4.1.1, na implementação de controladores de impedância é desejável que o mecanismo em questão tenha a menor impedância possível. Idealmente, no caso do fuso, a castanha deveria ser movimentada sem qualquer resistência.

6.2. Controle de admitância (fuso de esferas recirculantes)

6.2.1. Ruído na leitura de força pela célula de carga

Ao realizar a montagem da Fig. 4.5 para testar o controle de admitância, foi observado um nível de ruído extremamente alto na leitura da célula de carga. Foi enviado um sinal de posição arbitrário para investigar o efeito na leitura da força pela célula. A célula de carga foi apenas acoplada à castanha, sem aplicação de qualquer força externa. O resultado obtido é mostrado na Fig. 6.9. Observa-se que o circuito condicionador mais a célula de carga são bastante sensíveis à interferência externa, produzindo uma leitura errônea de até 75% do fundo de escala.

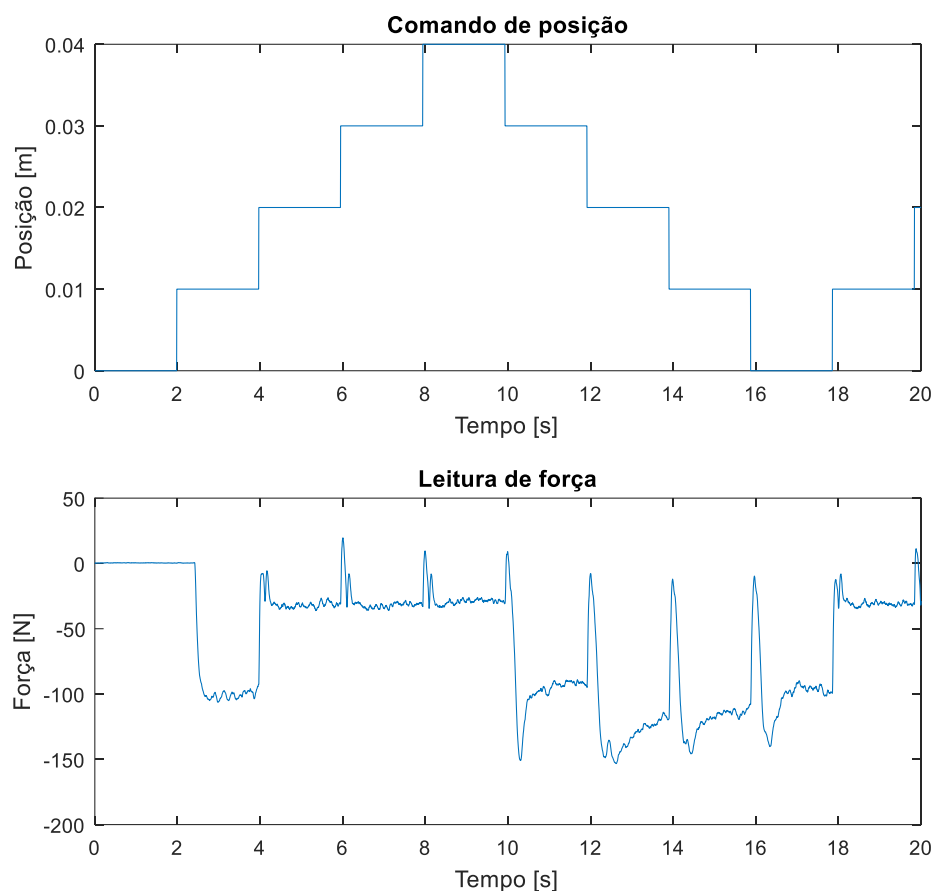


Figura 6.9 – Ruído na leitura de força causado por um comando de posição arbitrário

Foi feito mais um teste da mesma forma, porém com um sinal de posição senoidal. O resultado é o da Fig. 6.10. Novamente, há um nível de ruído bastante alto. Pelos dois testes, percebe-se que está inserido na leitura tanto um ruído de alta frequência, quanto um sinal de baixa frequência. Isso inviabiliza o uso de um filtro passa-baixa na filtragem do sinal. Foi verificado também, que o simples fato de se tocar em qualquer parte metálica da célula de carga altera consideravelmente a leitura. O mesmo ocorre quando o servomotor é energizado ou desenergizado.

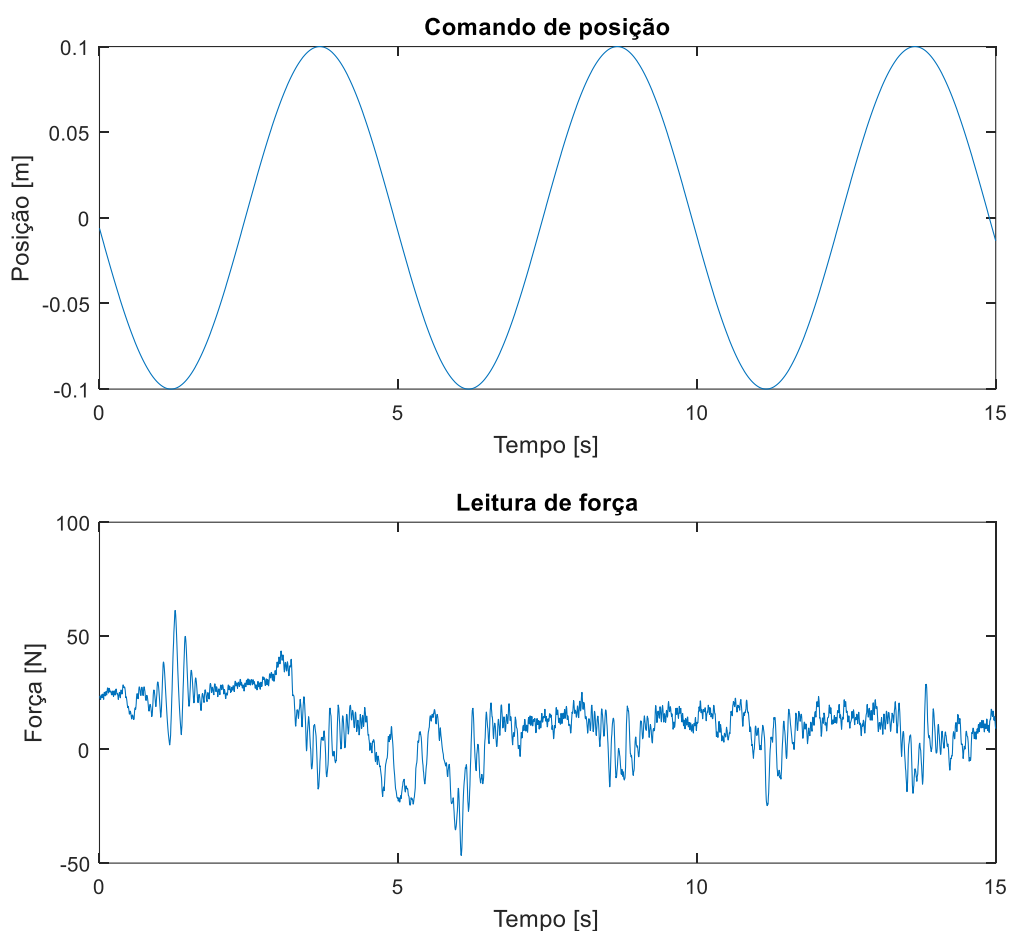


Figura 6.10 – Ruído na leitura de força causado por um comando de posição senoidal.

O mesmo teste foi feito com o comando de posição arbitrário da Fig. 6.9, porém com a célula de carga desacoplada da castanha do fuso, e com o cabo completamente enrolado, a fim de reduzir o efeito de interferências eletromagnéticas. O resultado é mostrado na Fig. 6.11. Observa-se que a amplitude da leitura se encontra em níveis muito mais baixos em relação ao fundo escala ($<0,5\%$).

Essas observações indicam que o circuito condicionador em conjunto com a célula de carga são bastante suscetíveis à interferências eletromagnéticas. A título de teste, o controlador de admitância foi testado com a célula de carga desacoplada da castanha do fuso, e com o cabo enrolado para minimizar o ruído. A célula foi forçada manualmente, tracionando-a e comprimindo-a, a fim de se observar o comportamento da castanha do fuso.

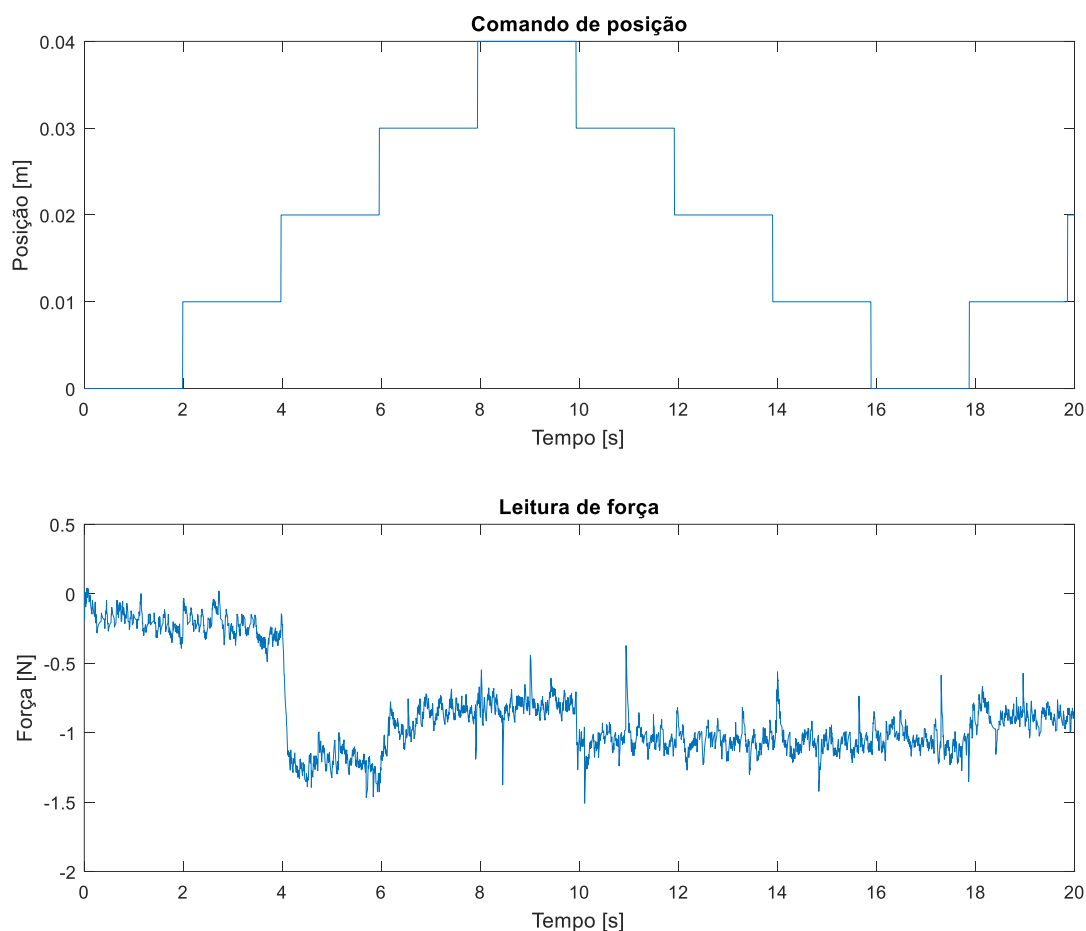


Figura 6.11 – Ruído na leitura de força causado por um comando de posição arbitrário, com o cabo da célula de carga enrolado.

6.2.2. Experimentos

A ideia do experimento com o controlador de admitância do fuso de esferas é a mesma para o controlador de impedância 1: o ponto de interação ocorre na castanha do fuso, ao passo que o controlador que comanda o servomotor garante a dinâmica desejada. No entanto, conforme a discussão sobre a dualidade entre impedância e admitância apresentada anteriormente, há uma diferença na interpretação de como ocorre à interação. No experimento com o controlador de impedância, a posição da castanha é imposta manualmente, enquanto o torque proveniente do servomotor (e consequentemente, a força na castanha) é calculado e aplicado pelo controlador. Aqui, ocorre o contrário: a força é imposta manualmente diretamente sobre a célula de carga, enquanto a posição que corresponde à dinâmica desejada é calculada e aplicada pelo servomotor.

Devido ao problema do ruído na leitura de força pela célula de carga, discutido na seção anterior, a célula de carga foi desconectada do fuso e forçada manualmente.

A posição e a força foram obtidas no experimento com parâmetros $K = 200 \text{ N/m}$ e $B = 5 \text{ Ns/m}$. O resultado é mostrado na Fig. 6.12. O sentido da posição no gráfico foi invertido para melhor representar a dinâmica entre posição e força. O termo de rigidez é predominante na resposta do sistema, e é possível observar que a posição imposta é proporcional e em sentido contrário ao da força, como é esperado.

O experimento foi repetido com os parâmetros $K = 200 \text{ N/m}$ e $B = 50 \text{ Ns/m}$. O resultado é mostrado na Fig. 6.13. Foi verificado que, diferentemente do controlador de impedância, o controlador de admitância desenvolvido é menos suscetível à ruídos de alta frequência conforme se aumenta o valor de B . Assim, a posição calculada pelo controlador é mais “lisa” na Fig. 6.13 ($B = 50 \text{ Ns/m}$) do que na Fig. 6.12 ($B = 5 \text{ Ns/m}$). Apesar disso, o filtro de Kalman também foi empregado no controlador de admitância.

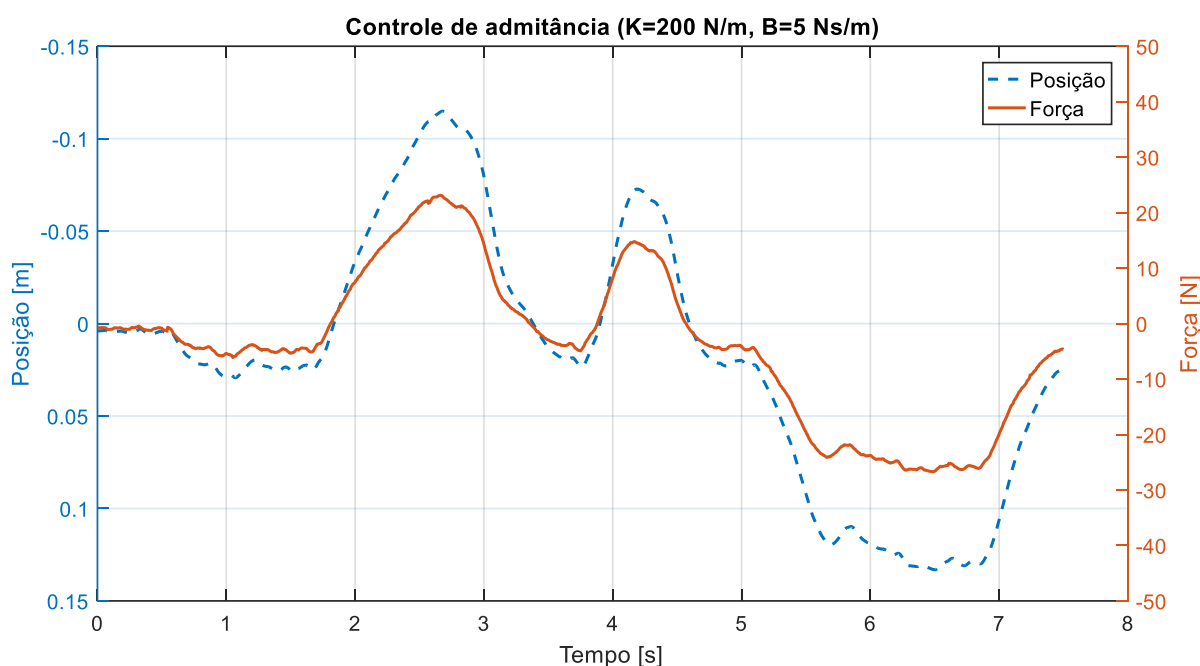


Figura 6.12 – Posição e força no controle de admitância com $K=200 \text{ N/m}$ e $B=5 \text{ Ns/m}$

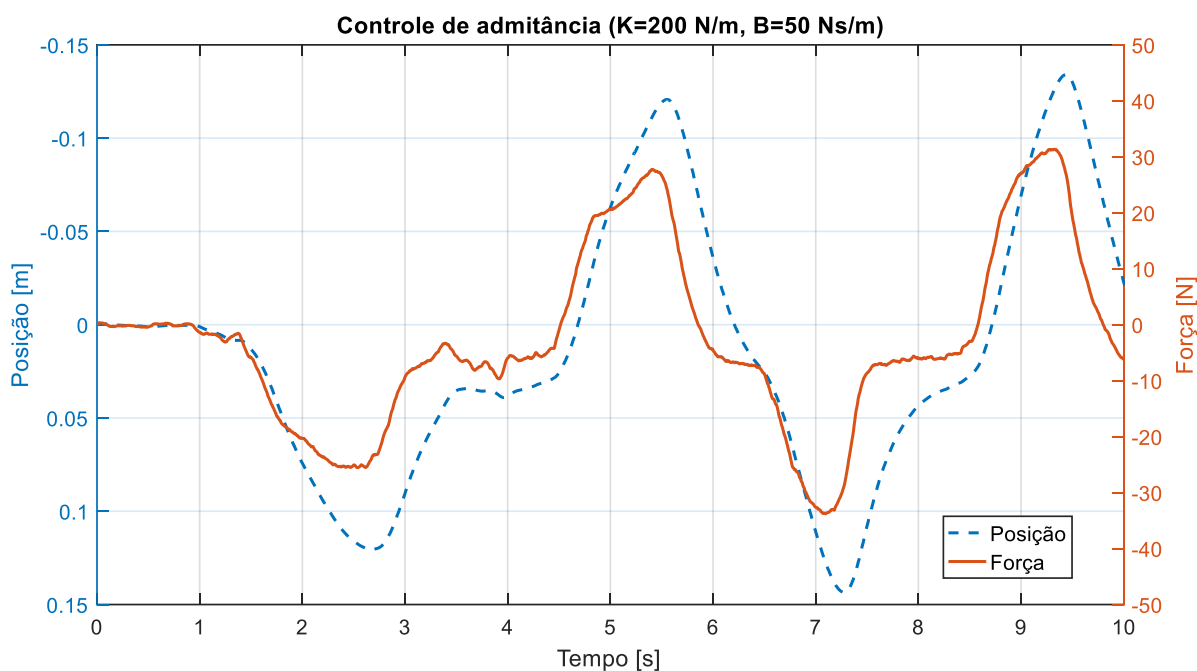


Figura 6.13 – Posição e força no controle de admitância com $K=200 \text{ N/m}$ e $B=50 \text{ Ns/m}$

O experimento foi feito também com amortecimento puro, $K=0$ e $B=50 \text{ Ns/m}$. O resultado é mostrado na Fig. 6.14. Pode ser notado que, quando da aplicação de uma força aproximadamente constante, o deslocamento da castanha ocorre com velocidade constante, em sentido oposto. O deslocamento máximo da castanha foi limitado à $-0,2$ e $+0,2 \text{ m}$ por segurança. Por esta razão, os topos e vales no gráfico de posição aparecem “recortados”.

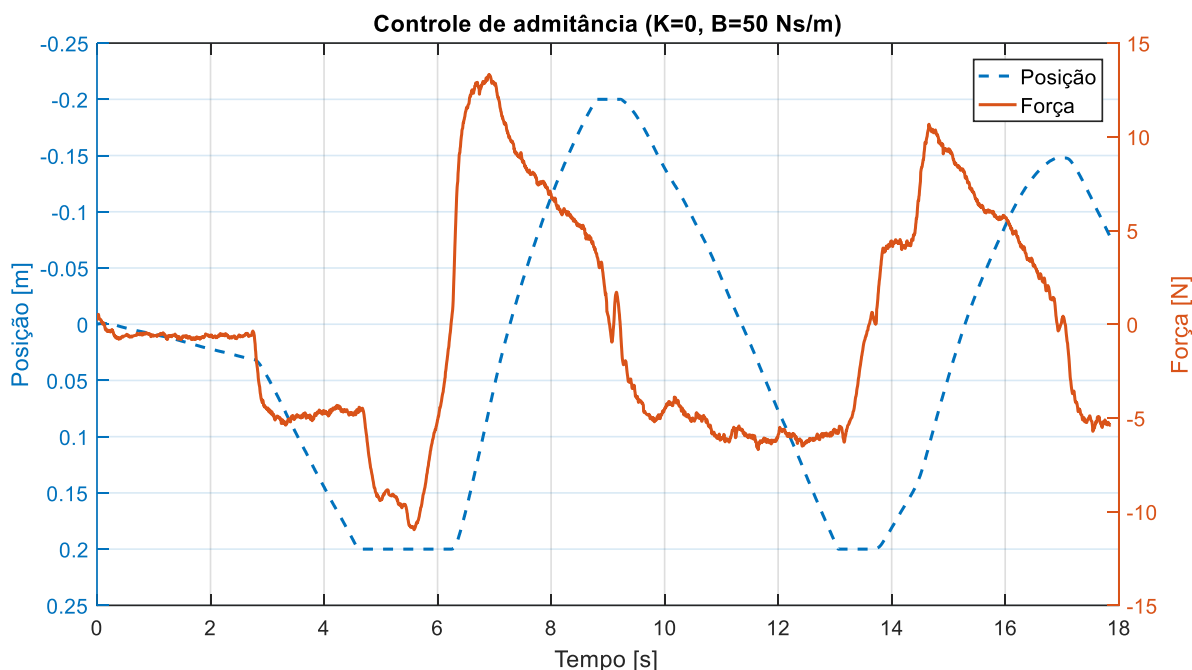


Figura 6.14 – Posição e força no controle de admitância com $K=0$ e $B=50$ Ns/m

6.3. Controle de impedância 2 (tala de acrílico)

6.3.1. Experimentos

Os experimentos com o controlador de impedância 2 na montagem com a tala de acrílico foram feitos aplicando-se manualmente um torque diretamente sobre a tala. A partir da movimentação do eixo do servomotor, o controlador calcula e aplica o torque que garante a dinâmica projetada do sistema. Foi usada a lei de controle 1, conforme discussão na seção 6.1. Por questões de segurança, a velocidade do servomotor foi limitada à 100 rpm, usando a função incluída no *servodrive*.

Foi feito o experimento com parâmetros $K=0,02$ Nm/rad e $B=0$. Os valores de posição angular torque armazenados são mostrados na Fig. 6.15. O sentido da posição angular no gráfico foi invertido para melhor visualizar a relação entre torque e posição. A dinâmica apresenta apenas o termo de rigidez, o que pode ser verificado na resposta de torque do controlador, que é proporcional e em sentido oposto ao do deslocamento angular.

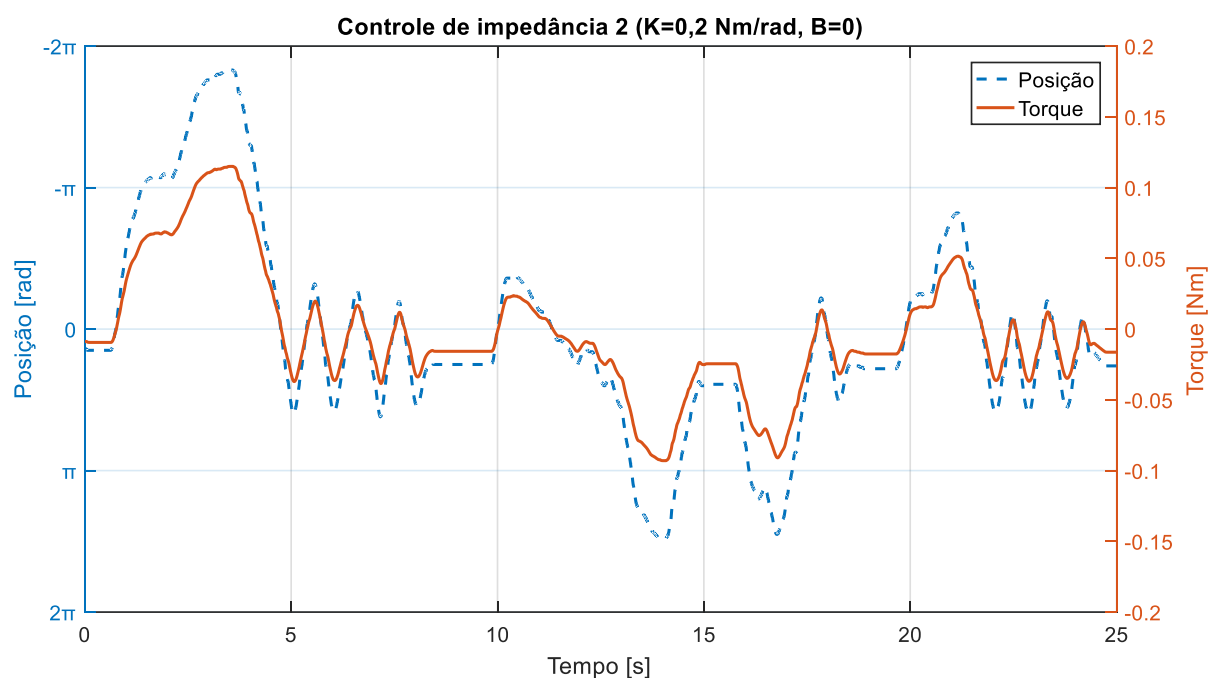


Figura 6.15 – Posição e força no controle de impedância 2 com $K=0,02$ Nm/rad e $B=0$.

O experimento foi repetido com parâmetros $K = 0,2$ Nm/rad e $B = 0,01$ Nms/rad. O resultado obtido é mostrado na Fig. 6.16. Assim como ocorreu para o primeiro controlador de impedância, do fuso de esferas recirculantes, a inserção do termo de amortecimento torna a resposta de torque mais ruidosa. Novamente, o termo de amortecimento é mais suscetível à ruídos no sinal de entrada de posição. Rearranjando a equação da lei de controle, como mostrado na Eq. (6.5), é possível observar como o termo envolvendo B afeta a resposta do sistema. O termo relacionado à velocidade do eixo do servomotor, $(\theta[k] - \theta[k-1])$, é bastante sensível às flutuações na leitura da posição angular.

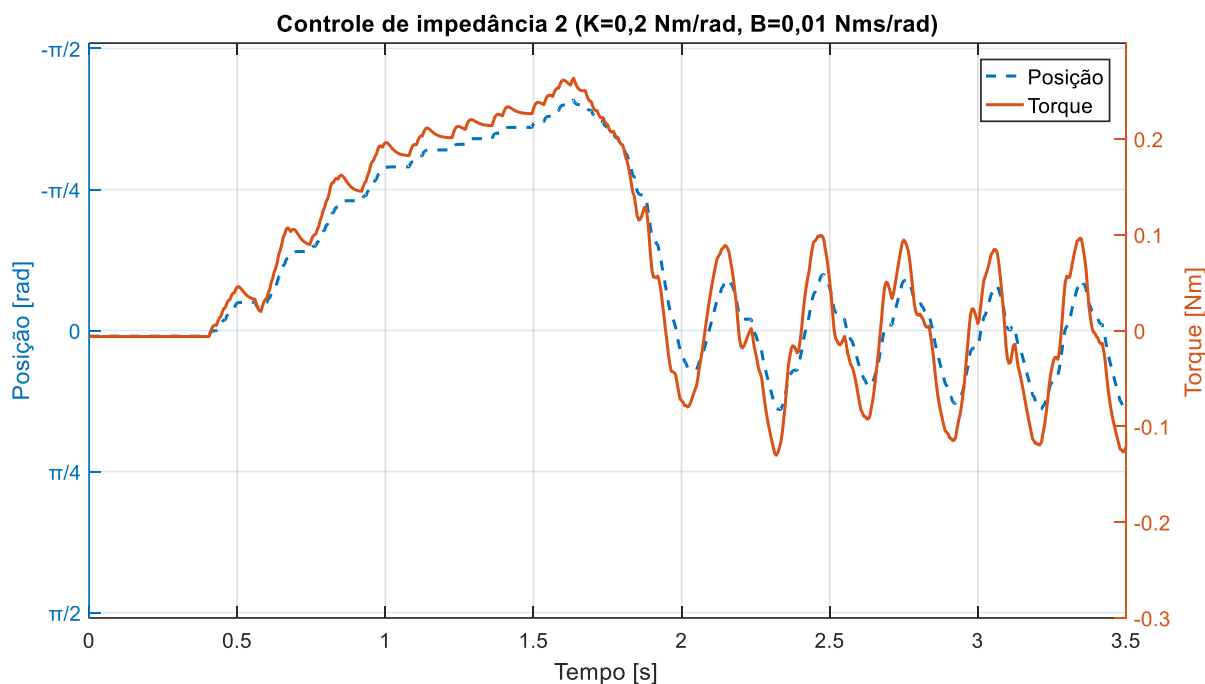


Figura 6.16 – Posição e força no controle de impedância 2 com $K=0,2 \text{ Nm/rad}$ e $B=0,01 \text{ Nms/rad}$

Lei de controle 1 (impedância)

$$t_R[k] = \left(\frac{B}{T} + K \right) (\theta_d[k] - \theta[k]) - \frac{B}{T} (\theta_d[k-1] - \theta[k-1]) \quad (6.5)$$

$$t_R[k] = K(\theta_d[k] - \theta[k]) + \frac{B}{T} [(\theta_d[k] - \theta_d[k-1]) - (\theta[k] - \theta[k-1])]$$

A Figura 6.17 mostra o mesmo experimento com parâmetros diferentes, $K=0,02 \text{ Nm/rad}$ e $B=0,012 \text{ Nms/rad}$, por um período maior de tempo. O experimento foi repetido com parâmetros $K=0,02 \text{ Nm/rad}$ e $B=0,01 \text{ Nms/rad}$. É possível observar na resposta de torque, o termo que corresponde à rigidez (proporcional à posição angular e em sentido oposto), e o termo de amortecimento, que é bastante sensível ao ruído.

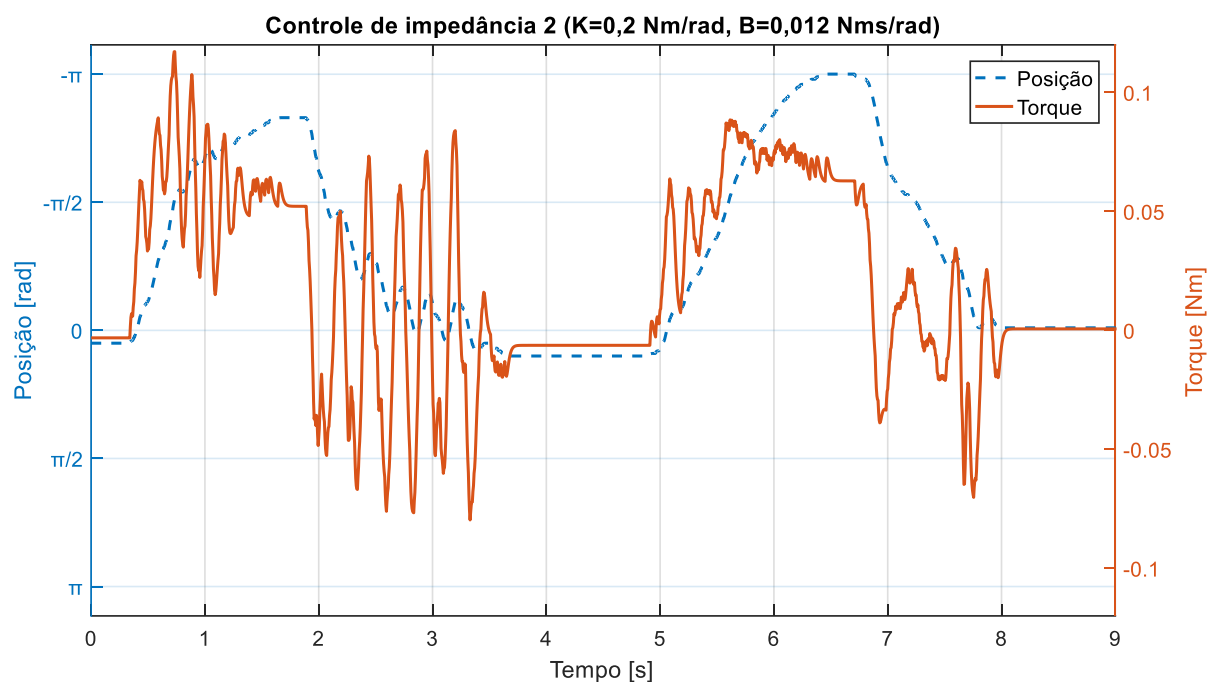


Figura 6.17 – Posição e força no controle de impedância 2 com $K=0,02 \text{ Nm/rad}$ e $B=0,012 \text{ Nms/rad}$

Foi feito o experimento para o caso em que há apenas o termo de amortecimento, $B=0,07 \text{ Nms/rad}$. Os valores de posição angular e torques medidos são mostrados na Fig. 6.18. O efeito do ruído sobre o sistema com amortecimento fica evidente. Observa-se que embora a posição angular varie em relação ao zero, o sinal de torque do controlador apenas reage à velocidade, sendo o efeito mais perceptível para as variações de alta frequência do ruído.

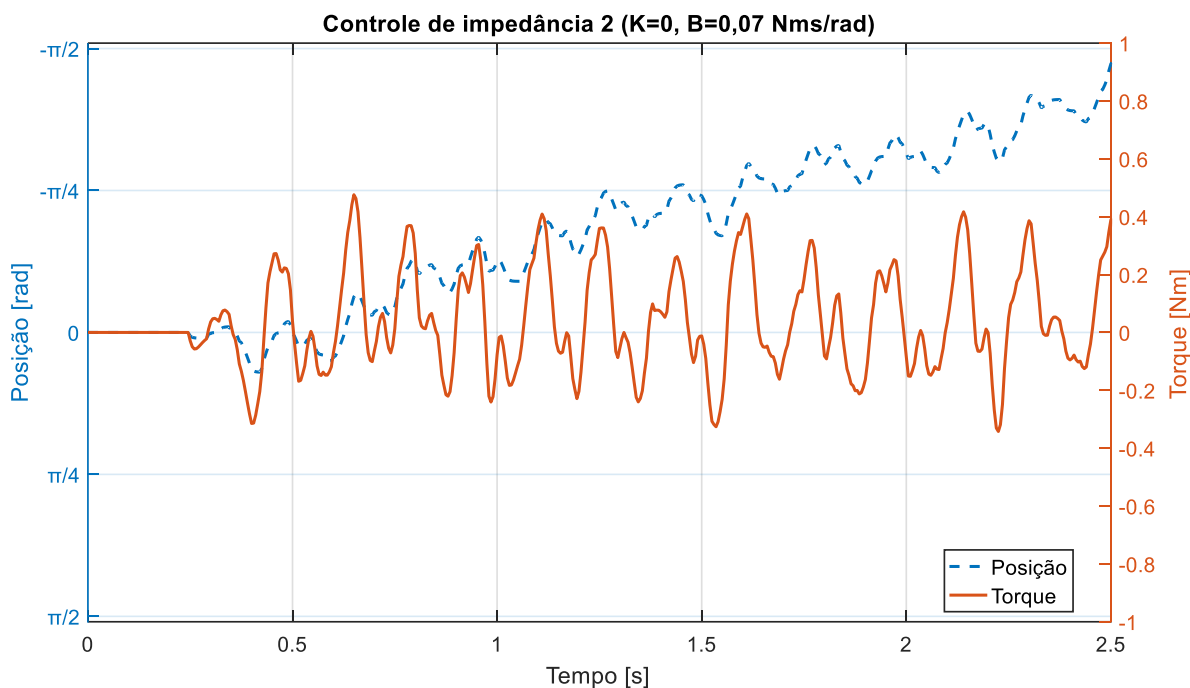


Figura 6.18 – Posição e força no controle de impedância 2 com $K=0$ e $B=0,07$ Nms/rad

Todos os experimentos anteriores foram feitos com uma posição de referência estática, ou zero. Outro interesse é incluir uma trajetória virtual, sobre a qual o sistema permite um desvio de acordo com a dinâmica desejada e as forças externas, assim como discutido na seção 3.1.4.

Para uma trajetória virtual senoidal, com parâmetros $K=0,2$ Nm/rad e $B=0,7$ Nms/rad, a posição e o torque de controle são mostrados na Fig. 6.19. O experimento foi realizado sem qualquer força exercida sobre a tala de acrílico. Nota-se que o controlador não consegue seguir a trajetória de forma satisfatória, oscilando sobre a posição ideal. A trajetória real parece ter um sinal senoidal de frequência maior sobreposto. O experimento foi feito também exercendo um torque sobre a tala manualmente, de modo a tentar seguir a trajetória virtual (o que se assemelha a uma atividade de reabilitação). O resultado é visto na Fig. 6.20. Pode ser visto que a trajetória real se aproxima da trajetória virtual. Diferentemente do caso em que não há aplicação de força externa, não existe uma oscilação sobre a trajetória virtual. Ao exercer torque diretamente sobre a placa de acrílico, a sensação é de que o controlador realmente auxilia no seguimento da trajetória senoidal.

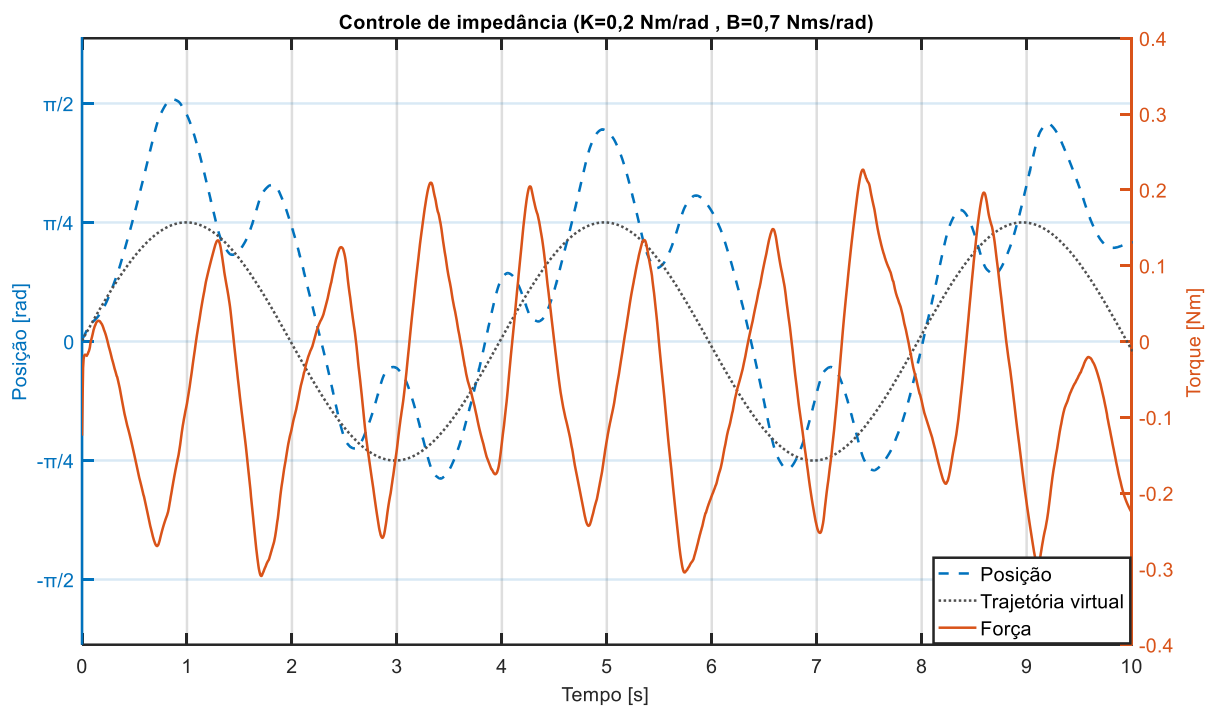


Figura 6.19 – Posição e força no controle de impedância 2 com $K=0,2 \text{ Nm/rad}$ e $B=0,7 \text{ Nms/rad}$ (sem resistência)

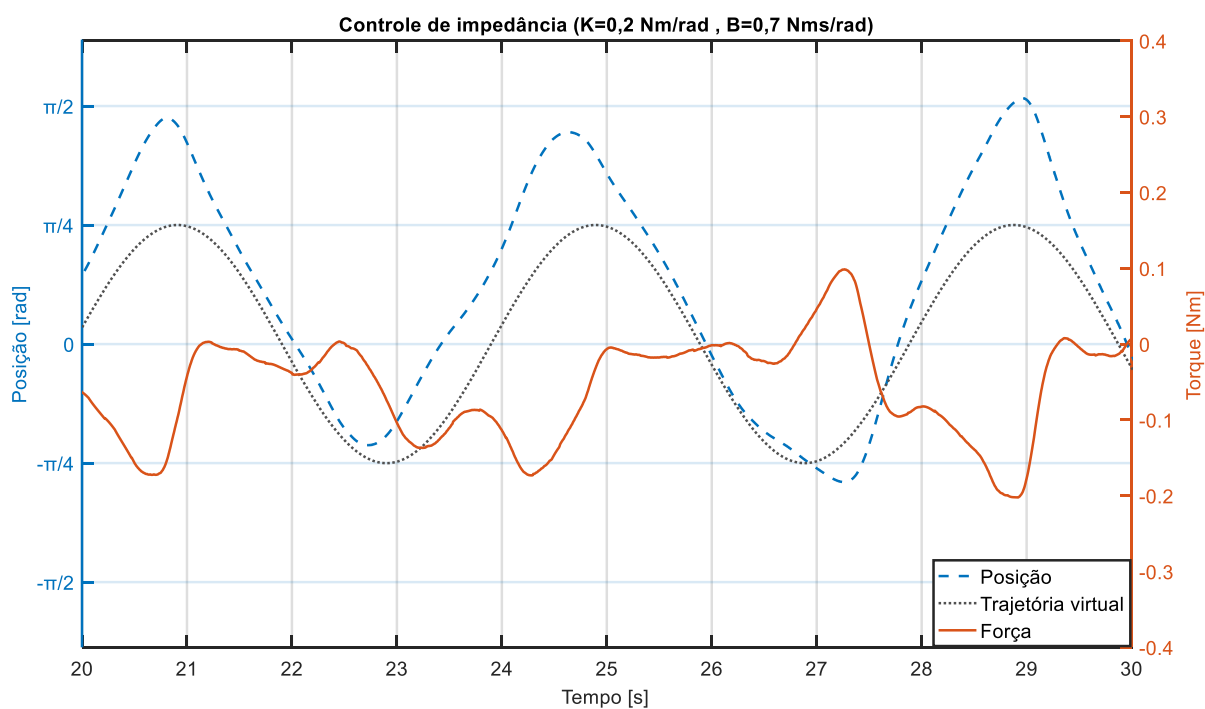


Figura 6.20 – Posição e força no controle de impedância 2 com $K=0,2 \text{ Nm/rad}$ e $B=0,7 \text{ Nms/rad}$ (com resistência)

6.3.2. Considerações sobre a dinâmica do mecanismo

Em comparação com a montagem do controlador de impedância 1, o sistema do controlador de impedância 2 apresenta impedância muito menor, já que consiste apenas de uma inércia (tala de acrílico) acoplada ao servomotor. Novamente, a resposta de torque do controlador nos experimentos foi condizente com o sinal de entrada de posição. Porém, a dinâmica do sistema como um todo não se comporta como no caso ideal.

No gráfico da Fig. 6.12, onde a dinâmica é predominantemente baseada no parâmetro de rigidez, espera-se que, ao soltar o mecanismo, este oscile por algum período de tempo sobre a posição de referência, como um sistema massa-mola. As oscilações seriam atenuadas pelo atrito do motor, atingindo uma posição final. Foi observado, no entanto, que o mecanismo ora apresenta oscilações (início e fim no gráfico), ora fica “travado” (na porção central do gráfico). Algo similar pode ser visto na Fig. 6.17. Foi levantada a hipótese de que a dinâmica do sistema é consideravelmente afetada pelo comportamento não-linear do servomotor. Foi observado que, mesmo quando o servomotor encontra-se desenergizado, ao tentar movimentar seu eixo, existem alguns ângulos que apresentam uma resistência à rotação mais alta. Esses pontos de atrito maior parecem afetar o comportamento do sistema, especialmente quando a inércia do mecanismo é baixa.

O experimento que corrobora essa ideia é o seguimento de trajetória nas Figs. 6.19 e 6.20. Quando o mecanismo opera sem resistência (Fig. 6.19), apenas com a inércia do motor, a trajetória real é irregular. No caso em que a mão foi posicionada sobre a tala, oferecendo resistência ao mecanismo (maior inércia), a trajetória seguida foi mais próxima do ideal, sem as variações abruptas na posição como no caso anterior. O efeito do atrito não-linear fica mais aparente quando a inércia total do mecanismo é baixa.

CAPÍTULO VII

CONCLUSÃO E DISCUSSÕES

Neste trabalho foram desenvolvidos controladores de interação para serem utilizados em robôs de reabilitação no futuro, em especial, robôs para reabilitação da marcha humana. Foram feitos simulações e experimentos com os controladores de interação em três montagens diferentes.

Por meio das simulações, foi possível observar o comportamento dinâmico que se pode impor em sistemas de controle de impedância/admitância. Pôde-se verificar como o sistema não controla apenas posição ou força, mas a relação entre as variáveis. Os parâmetros de rigidez e amortecimento podem ser alterados a fim de se modificar e ajustar a dinâmica desejada para o sistema. O controle de interação, portanto, é capaz de controlar a dinâmica entre robô e paciente, e ajustá-la de modo a atender as necessidades de cada paciente, que é o objetivo estabelecido inicialmente.

Na primeira montagem, em que o servomotor é acoplado ao fuso de esferas, produzindo deslocamento linear da castanha, foi observado que o controlador de impedância não apresenta desempenho satisfatório. A razão é a alta impedância inerente do mecanismo. Conforme a teoria apresentada é necessário que mecanismos usados em controladores de impedância apresentem baixa resistência, permitindo *backdrive* facilmente com a aplicação de forças externas.

Na segunda montagem, foi observado que o controlador de admitância leva vantagem sobre o controlador de impedância, não sendo limitado pela impedância inerente do mecanismo. Dito isto, houve o problema de alto nível de ruído na leitura da força pela célula de carga, o que inviabilizou o funcionamento correto do sistema.

Na terceira montagem, foi possível observar o funcionamento do controlador de impedância numa configuração com menor impedância. Foi observado que, para uma baixa resistência mecânica do meio, a dinâmica não-linear do servomotor fica bastante aparente. Para alguns ângulos do eixo do servomotor, a resistência mecânica é mais alta, o que pôde

ser verificado movimentando o eixo manualmente, com comando de torque zero. Isso provavelmente fez com que o comportamento do sistema se desviasse do comportamento do sistema simulado, em que foi feita a consideração de um motor genérico, com um termo de inércia e um de amortecimento. Quando há resistência do meio, o efeito da dinâmica não linear se torna menos perceptível. Isso pôde ser verificado interagindo com o mecanismo manualmente. No seguimento de trajetória senoidal, por exemplo, foi possível sentir o sistema guiando a tala de acrílico ao longo da trajetória ideal, corrigindo os desvios.

Com base nos resultados, podem ser feitas algumas conclusões quanto ao uso de controladores de interação em atividades de reabilitação. No caso do controle de impedância, deve-se projetar também um controlador de força/torque interno. Nos experimentos, foi usado o controlador presente no *servo drive*. É imprescindível que o mecanismo tenha baixa impedância. No experimento com o fuso de esferas recirculantes, a alta relação de transmissão do mecanismo torna a resistência à movimentação da castanha alta, o que afasta a dinâmica do sistema da dinâmica desejada.

Por outro lado, é importante também o conhecimento do comportamento e da função de transferência do mecanismo. No caso do experimento com a tala de acrílico, por conta da baixa impedância da montagem, ficaram bastante aparentes os efeitos da dinâmica não-linear do servomotor. Embora o sistema sem resistência do meio tenha se comportado diferentemente do esperado, a *performance* do sistema com resistência da mão foi adequada.

Para o servomotor utilizado em particular, usando um mecanismo tal como o conjunto pinhão cremalheira com impedância relativamente baixa, os efeitos não-lineares provavelmente seriam atenuados a ponto de não serem perceptíveis.

No caso do controle de admitância, é necessário a implementação de um controlador de posição, interno à malha do controlador de admitância em si. Nos experimentos, foi usado o controlador presente no *servo drive*. É necessária também a leitura de força/torque entre o mecanismo e o ambiente, mas há menos restrições quanto às características do mecanismo. Nos experimentos, houve o problema do ruído na leitura da força. Uma possível solução é fixar o cabo e isolá-lo do ambiente, por exemplo com a aplicação de um revestimento metálico. Desde que se garanta um nível de ruído mínimo aceitável, o controle de admitância é uma alternativa promissora para robôs de reabilitação.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BEALE, G. **Signals and Systems – Sampling Example #2**. Disponível em: <http://ece.gmu.edu/~gbeale/ece_320/sampling_02.html>. Acessado em set. 2017.

BURTON, G.; LAZARO, R.; ROLLER, M. **Neurological Rehabilitation**. 6.ed. St. Louis: Mosby, 2012. 1280p.

BZARG. **How a Kalman Filter Works, in Pictures**. Disponível em: <<http://www.bzarg.com/p/how-a-kalman-filter-works-in-pictures/>>. Acessado em mai. de 2017.

CENTRO E. PIAGGIO. **Physical Human-Robot Interaction**. Disponível em: <<http://www.centropiaggio.unipi.it/research/physical-human-robot-interaction.html>>. Acessado em: nov. 2016.

CHARNESS, A. **Stroke/Head Injury: A Guide to Functional Outcomes in Physical Therapy Management**. 1.ed. Rockville: Aspen Systems Corp, 1986. 320p.

DA SILVA, F. G. **Montagem do Circuito de Controle de Servomotores de Corrente Alternada Utilizados em Robôs Industriais**. Monografia de conclusão de curso, Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia (MG), 69p, 2013.

DE SANTIS, A.; SICILIANO, B.; DE LUCA, A.; BICCHI, A. An atlas of physical human–robot interaction. **Mechanism and Machine Theory**. Amsterdam, v. 43, n. 3, p.253-270, mar. 2008.

DUNDAR, U.; TOKTAS, H.; SOLAK, O.; ULASLI, A. M.; EROGLU, S. A comparative study of conventional physiotherapy versus robotic training combined with physiotherapy in patients with stroke. **Topics in Stroke Rehabilitation**. England, v. 21, p. 453–461, nov. 2014.

ELECTRONICS TUTORIALS. **Second-Order filters**. Disponível em: <<http://www.electronics-tutorials.ws/filter/second-order-filters.html>>. Acessado em mai. de 2017.

GUZZELLA, L. **Discrete Time Control Systems**. Lecture notes – ETH Zurich, 2013.

HOCOMA. **Lokomat**. Disponível em: <<https://www.hocoma.com/us/solutions/lokomat/>>.

Acessado em: nov. de 2016.

HOGAN, N. **Impedance Control: An Approach to Manipulation**. In: American Control Conference, 1984, San Diego, pp. 304-313.

HUSSEIN, S.; SCHMIDT, H.; HESSE, S.; KRUGER, J. **Effect of different training modes on ground reaction forces during robot assisted floor walking and stair climbing**. In: IEEE 11th International Conference on Rehabilitation Robotics ICORR, 2009, Kyoto, p. 845-850.

HUSSEIN, N.; SALTER, K.; COTOI, A.; RICHARDSON, M. Evidence-based Review of Stroke Rehabilitation. **The Stroke Rehabilitation Evidence-Based Review**. London, n.17, jul. 2015.

INMAN, V. T.; RALSTON, H. J.; TODD F. **Human Walking**. 1.ed. Baltimore: Williams & Wilkins, 1981. 168 p.

INTERACTIVE MATTER LAB. **Filtering Sensor Data with a Kalman Filter**. Disponível em: <<http://interactive-matter.eu/blog/2009/12/18/filtering-sensor-data-with-a-kalman-filter/>>.

Acessado em mai. de 2017.

KITAGO, T.; KRAKAUER, J. W. **Motor Learning Principles for Neurorehabilitation**. Handbook of Clinical Neurology. 3.ed, 2013.

KREBS, H. I.; HOGAN, N.; AISEN, M. L.; VOLPE, B. T. **Robot-Aided Neurorehabilitation**. IEEE Transactions on Rehabilitation Engineering. PMC, v. 6, p. 75-87, mar. 1998.

KURFESS, T. R. **Robotics and Automation Handbook**. 2005 ed. Taylor & Francis, 2005. 608p.

LÜNENBURGER, L.; COLOMBO, G.; RIENER, R.; DIETZ, V. **Biofeedback in**

gait training with the robotic orthosis Lokomat. In: The 26th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, n. 26, 2004, San Francisco. p. 4888-4891.

LÜNENBURGER, L.; COLOMBO, G.; RIENER, R.; DIETZ, V. **Clinical assessments performed during robotic rehabilitation by the gait training robot Lokomat.** International Conference on Rehabilitation Robotics, 9, Chicago, 2005. p. 345-348.

MATHWORKS. **PID Controller, Discrete PID Controller.** Disponível em: <<https://www.mathworks.com/help/simulink/slref/pidcontroller.html>>. Acessado em mai. 2017.

MATHWORKS. **Simulation and Model-Based Design.** Disponível em: <<https://www.mathworks.com/products/simulink.html>>. Acessado em mai. de 2017.

NSK. **Precision Machine Components.** NSK MOTION & CONTROL, 2017. 1124p. Catálogo de produtos.

OGATA, K. **Discrete-Time Control Systems.** 2.ed. New Jersey: Prentice-Hall, 1995. 760p.

OGATA, K. **Modern Control Engineering.** 5.ed. New Jersey: Prentice-Hall, 2010. 894p.

OLIVEIRA, L. P. **Análise e Projeto de um Sistema de Controle de uma Estrutura Robótica para Reabilitação Ortopédica do Ombro.** Monografia de conclusão de curso, Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia (MG), 117p, 2012.

PAEZ GRANADOS, D. F.; YAMAMOTO, B. A.; KAMIDE, H.; KINUGAWA, J.; KOSUGE, K. **Dance Teaching by a Robot: Combining Cognitive and Physical Human-Robot Interaction for Supporting the Skill Learning Process.** IEEE Robotics and Automation Letters, 3, v. 2, 2017, p. 1452-1459.

PÉREZ IBARRA, J. C. **Controle de Impedância Adaptativo Aplicado à Reabilitação Robótica do Tornozelo.** 2014. 110 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos.

ROBERTS, M. H. **A Robot for Gait Rehabilitation**. 2002. 221p. Master of Science in Mechanical Engineering Thesis – Massachusetts Institute of Technology, Cambridge.

SCHMIDT, H.; SOROWKA, D.; HESSE, S.; BERNHARDT, R. **Design of a robotic walking simulator for neurological rehabilitation**. In: IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, v. 2, 2002, Lausanne, p. 1487-1492.

SCHMIDT, H. **HapticWalker – A novel haptic device for walking simulation**. In: Proceedings of EuroHaptics Conference, 2004, Munich, p. 60-67.

TEASELL, R.; FOLEY, N.; STEFFES, M. **Design Methodology for MFB Filters in ADC Interface Applications**. Texas Instruments, 2006. 32p. Relatório de aplicação.

WERNER, C.; VON FRANKENBERG, S.; TREIG, T.; KONRAD, M.; HESSE, S. Treadmill training with partial body weight support and an electromechanical gait trainer for restoration of gait in subacute stroke patients: a randomized crossover study. **Stroke**. v. 33, p. 2895-2901, dez. 2002.

YANG, Y. R.; WANG, R. Y.; LIN, K. H.; CHU, M. Y.; CHAN, R. C. Task-oriented progressive resistance strength training improves muscle strength and functional performance in individuals with stroke. **Clinical Rehabilitation**. Coventry, v. 20, n. 10, p. 860-870, jul. 2016.

YASKAWA. **AC Servo Drives Sigma-5 Product Catalog**. Yaskawa Electric Corporation, 2007a. 238p. Catálogo de produtos.

YASKAWA. **AC Servo Drives Sigma-5 User's Manual Design and Maintenance**. Yaskawa Electric Corporation, 2007b. 430p. Manual de operação.

YOSHIDA, K. **Control Engineering II**. Lecture notes – Tohoku University, 2015.

APÊNDICE A

Código do programa do controlador de impedância 1

```
#include <SPI.h>

#define ENC_A 22
#define ENC_B 23
#define ENC_PORT PINA
#define _SON 4      // Servo on
#define T_PWM 9     // Torque reference
#define P_OT 7      // Positive overtravel
#define N_OT 8      // Negative overtravel

/*****/

#define ratedTorque 0.63
#define Ni 0.9      // Eficiencia do fuso
#define PWMRange 255
#define PWMInvert 1 // Referencia do PWM inversa? 1: true, 0: false
                  // Sallen-key + multifeedback => inverso
#define pulses_turn 100.0
#define deg_turn 360
#define mm_turn 10
#define m_mm 0.001
#define m_pulses m_mm*mm_turn*(1/pulses_turn) // Conversão pulsos para metros

long encoder0Pos = 0;

unsigned long previousMillis = 0, currentMillis = 0;

double x = 0,          // x da iteração atual
       x_prev = 0,     // x da iteração anterior
       x_d = 0,        // x desejado da iteração atual
       x_d_prev = 0,   // x desejado da iteração anterior
       K = 0,
       B = 300,
       currentTorque = 0, previousTorque = 0; // torque da iteração atual e anterior

int T = 5;             // tempo de amostragem em ms

void setup() {
```

```

Serial.begin(115200);

pinMode(ENC_A, INPUT);
pinMode(ENC_B, INPUT);

// Definição dos pinos de sinais de controle
pinMode(_SON, OUTPUT);
pinMode(P_OT, OUTPUT);
pinMode(N_OT, OUTPUT);
}

void loop() {
    static int32_t counter = 0;    // contador do encoder
    int8_t tmpdata;                // var para leitura do encoder

    // Leitura do encoder e incremento do contador
    tmpdata = read_encoder();
    if( tmpdata )
        counter += tmpdata;

    // Verificação do tempo de amostragem
    currentMillis = millis();
    if ( (currentMillis-previousMillis) >= T){

        // Cálculo de X
        x = counter;
        x = (double) x*m_pulses;

        // Cálculo e imposição do torque
        currentTorque = calcTorque(x,x_prev,x_d,x_d_prev,K,B,T);
        setTorque(currentTorque);

        // Armazenagem do torque da iteração anterior e envio das variáveis ao canal serial
        if (currentTorque!=previousTorque){
            Serial.print(currentMillis, DEC);
            Serial.print("\t");
            Serial.print(x, DEC);
            Serial.print("\t");
            Serial.println(currentTorque, DEC);
            previousTorque = currentTorque;
        }

        // Salvamento das variáveis da iteração anterior
        x_prev = x;
        x_d_prev = x_d;
        previousMillis = currentMillis;
    }
}

/* Função para leitura do encoder, com detecção de pulsos em falso
 * Oleg Mazurov. Reading rotary encoder on Arduino.
 * https://www.circuitsathome.com/mcu/reading-rotary-encoder-on-arduino/
 */

```

```

/* returns change in encoder state (-1,0,1) */
int8_t read_encoder()
{
    static int8_t enc_states[] = {0,-1,1,0,1,0,0,-1,-1,0,0,1,0,1,-1,0};
    static uint8_t old_AB = 0;

    old_AB <= 2;          //remember previous state
    old_AB |= ( ENC_PORT & 0x03 ); //add current state
    return ( enc_states[( old_AB & 0x0f )]);
}

// Função de cálculo do torque de controle
double calcTorque(double x, double x_prev, double x_d, double x_d_prev, double K, double
B, double T){
    double torque, forca, N=100;
    static double forca_prev = 0;

    // Lei de controle 1
    forca = - forca_prev + (2*B/(T*0.001)+K)*(x_d-x)+(-2*B/(T*0.001)+K)*(x_d_prev-x_prev); //
    Restrict to rated torque values

    // Lei de controle 2
    //forca = K*(x_d-x)+B*((x_d-x_d_prev)/(T*0.001)-(x-x_prev)/(T*0.001));

    // Lei de controle 3
    //forca = 1/(2/(T*0.001)+N)*(forca_prev*(2/(T*0.001)-
    N)+(2*B*N/(T*0.001)+2*K/(T*0.001)+N*K)*(x_d-x)-(2*K/(T*0.001)-
    N*K+2*B*N/(T*0.001))*(x_d_prev-x_prev)) ;

    // Cálculo do torque
    torque = forca*mm_turn*m_mm/(2*3.1415*Ni);
    // Restrição do valor calculado aos valores nominais do servomotor
    torque = constrain(torque, -ratedTorque, ratedTorque);

    forca_prev = forca;
    return torque;
}

// Função do envio do sinal de torque
void setTorque(double torque){
    int PWM;

    // Verificação se o sinal deve ser invertido, e escala do sinal PWM
    if (PWMInvert == 0)
        PWM = (torque/ratedTorque*PWMRange + PWMRange)/2;
    else
        PWM = ( (-1)*(torque/ratedTorque*PWMRange) + PWMRange)/2;

    // Restrição do sinal PWM aos valores permitidos
    PWM = constrain(PWM,0,PWMRange);

    analogWrite(T_PWM, PWM);
}

```

APÊNDICE B

Código do programa do controlador de admitância

```
#include <SPI.h>

#define ENC_A 22
#define ENC_B 23
#define ENC_PORT PINA

// Sinais de posição do servodrive
#define PULS 37 // PC0
#define SIGN 36 // PC1
#define POS_PORT PORTC

/*****/

#define _SON 4 // Servo on
#define T_PWM 9 // Torque reference
// #define T_inv 6
#define P_OT 7 // Positive overtravel
#define N_OT 8 // Negative overtravel

/*****/

#define ratedTorque 0.63
#define Ni 0.9
#define ccRange 200.0 // Range da célula de carga 20 kgf = ~200N
#define PWMRange 255
#define PWMInvert 1 // Referencia do PWM inversa? 1: true, 0: false
// Sallen-key + multifeedback => inverso
#define pulses_turn 100.0
#define mm_turn 10
#define m_mm 0.001
#define m_pulses m_mm*mm_turn*(1/pulses_turn) // Conversão pulsos para metros

// Conversão do sinal de posição enviado ao drive (electronic gear)
#define EG_reference_unit 0.00002 // 0.02mm
#define EG_pitch 0.01 // 10 mm
#define electronic_gear 1048576.0/(EG_pitch/EG_reference_unit)

long encoder0Pos = 0;

unsigned long previousMillis = 0, currentMillis = 0;

double xc = 0, // x de controle
x = 0, // x da iteração atual
x_prev = 0, // x da iteração anterior
x_0 = 0, // x desejado da iteração atual
f = 0, // força da iteração atual
f_prev = 0, // força da iteração anterior
K = 200,
B = 100;
```

```

// Tara de força
double taraForca = 0.0;

int T = 5;      // tempo de amostragem em ms

void setup() {
  Serial.begin(115200);

  pinMode(ENC_A, INPUT);
  pinMode(ENC_B, INPUT);

  // Definição dos pinos de sinais de controle
  pinMode(_SON, OUTPUT);
  pinMode(P_OT, OUTPUT);
  pinMode(N_OT, OUTPUT);
  pinMode(PULS, OUTPUT); // pin 37 PC0
  pinMode(SIGN, OUTPUT); // oub 36 PC1

  // Procedimento de tara da força inicial lida pela célula de carga
  // Tara dada pela média das 20 primeiras medições
  int contadorTara = 0, nTara = 20;
  double somaTara = 0;

  while (contadorTara < nTara) {
    f = double ((analogRead(A0) - 512.0)/512*ccRange); // analogRead : 0-1024
    if (f != f_prev) {
      contadorTara++;
      somaTara += f;
      f_prev = f;
    }
  }
  taraForca = somaTara/nTara;
}

void loop() {
  static int32_t counter = 0; // contador do encoder
  int8_t tmpdata;           // var para leitura do encoder

  // Leitura do encoder e incremento do contador
  tmpdata = read_encoder();
  if( tmpdata )
    counter += tmpdata;

  // Verificação do tempo de amostragem
  currentMillis = millis();
  if ( (currentMillis - previousMillis) >= T) {

    // Cálculo de X
    x = counter;
    x = (double) x*m_pulses*0.25;

    // Leitura de f
    f = double ((analogRead(A0) - 512.0)/512*ccRange-taraForca); // analogRead : 0-1024
  }
}

```

```

f = KalmanFilter(f);

// Cálculo e imposição de xc
xc = calcPos(f, f_prev, x_prev, x_0, K, B, T);
setPos(xc);

// Envio das variáveis ao canal serial
if (f!=f_prev){
  Serial.print(currentMillis, DEC);
  Serial.print("\t");
  Serial.print("X value: ");
  Serial.print(x, DEC);
  Serial.print("\t");
  Serial.print(xc, DEC);
  Serial.print("\t");
  Serial.print(f, DEC);
  Serial.print("\n");
}

// Salvamento das variáveis da iteração anterior
f_prev = f;
x_prev = xc;
previousMillis = currentMillis;
}
}

// Filtro de Kalman 1-D
double KalmanFilter(double x_measured){
  double r = 0.3509,
         xk = 0,
         q = 0.01;

  static double p = 10.0,
               G_Kalman = 0,
               x_k_1 = 0;

  //prediction step
  //xk = x_prev;
  p = p+q;

  //measurement update step
  G_Kalman = p/(p+r);
  xk = x_k_1 + G_Kalman*(x_measured - x_k_1);
  p = (1-G_Kalman)*p;
  x_k_1 = xk;
  return xk;
}

/* Função para leitura do encoder, com detecção de pulsos em falso
 * Oleg Mazurov. Reading rotary encoder on Arduino.
 * https://www.circuitsathome.com/mcu/reading-rotary-encoder-on-arduino/
 */
/* returns change in encoder state (-1,0,1) */
int8_t read_encoder()
{

```

```

static int8_t enc_states[] = {0,-1,1,0,1,0,0,-1,-1,0,0,1,0,1,-1,0};
static uint8_t old_AB = 0;

old_AB <= 2;          //remember previous state
old_AB |= ( ENC_PORT & 0x03 ); //add current state
return ( enc_states[( old_AB & 0x0f )]);
}

// Função de cálculo da posição de controle
double calcPos(double f, double f_prev, double x_prev, double x_0, double K, double B,
double T){
double xc;

xc = x_0 + 1/(2*B/(T*0.001)+K)*(f+f_prev-(-2*B/(T*0.001)+K)*x_prev);
xc = constrain(xc,-0.20,0.20);

return xc;
}

// Função de envio do sinal de posição
// Registradores do Arduino são alterados diretamente para aumentar velocidade
void setPos(double xc){
double x_deslocamento;
static double xc_prev=0;
int pulses = 0;
x_deslocamento = xc-xc_prev;

// Determinação do sentido
if (x_deslocamento>=0)
POS_PORT |= B00000010;
else
POS_PORT &= B11111101; // pin 36 PC1

// Cálculo e envio de pulsos
if (x_deslocamento!=0){
pulses = abs(x_deslocamento)/EG_reference_unit;
pulse(pulses);
}

xc_prev = xc;
}

// Função de envio de pulsos ao drive
// Registradores do Arduino são alterados diretamente para aumentar velocidade
void pulse(int pulses){
int contpulses = 0;
for (contpulses=0 ; contpulses<pulses ; contpulses++){
POS_PORT |= B00000001;
delayMicroseconds(10);
POS_PORT &= B11111110; // pin 37 PC0
delayMicroseconds(10);
}
}

```

APÊNDICE C

Código do programa do controlador de impedância 2

```
#include <SPI.h>

#define ENC_A 22
#define ENC_B 23
#define ENC_PORT PINA
#define _SON 4      // Servo on
#define T_PWM 9     // Torque reference
#define P_OT 7      // Positive overtravel
#define N_OT 8      // Negative overtravel

/*****/

#define ratedTorque 0.63
#define Ni 0.9      // Eficiencia do fuso
#define PWMRange 255
#define PWMInvert 1 // Referencia do PWM inversa? 1: true, 0: false
                  // Sallen-key + multifeedback => inverso
#define pulses_turn 100.0
#define deg_turn 360
#define mm_turn 10
#define m_mm 0.001
#define m_pulses m_mm*mm_turn*(1/pulses_turn) // Conversão pulsos para metros

long encoder0Pos = 0;

unsigned long previousMillis = 0, currentMillis = 0;

double x = 0,          // x da iteração atual
       x_prev = 0,     // x da iteração anterior
       x_d = 0,        // x desejado da iteração atual
       x_d_prev = 0,   // x desejado da iteração anterior
       K = 0,
       B = 300,
       currentTorque = 0, previousTorque = 0; // torque da iteração atual e anterior

int T = 5;             // tempo de amostragem em ms

void setup() {
  Serial.begin(115200);

  pinMode(ENC_A, INPUT);
  pinMode(ENC_B, INPUT);

  // Definição dos pinos de sinais de controle
  pinMode(_SON, OUTPUT);
  pinMode(P_OT, OUTPUT);
  pinMode(N_OT, OUTPUT);
}
```

```

void loop() {
    static int32_t counter = 0;    // contador do encoder
    int8_t tmpdata;               // var para leitura do encoder

    // Leitura do encoder e incremento do contador
    tmpdata = read_encoder();
    if( tmpdata )
        counter += tmpdata;

    // Verificação do tempo de amostragem
    currentMillis = millis();
    if ( (currentMillis-previousMillis) >= T){

        // Cálculo de theta
        theta = counter;
        theta = theta * (1/pulses_turn) /4.0 *2*3.1415;
        theta = KalmanFilter(theta);

        theta_d = 0;

        // Trajetória virtual senoidal
        //theta_d = 3.1415/4*sin(currentMillis/1000.0/4*2*3.1415);

        // Cálculo do torque
        currentTorque = calcTorque(theta,theta_prev,theta_d,theta_d_prev,K,B,T);
        currentTorque = KalmanFilter2(currentTorque);
        setTorque(currentTorque);

        Serial.print(theta, DEC);
        Serial.print("\t");
        Serial.print(currentTorque, DEC);
        Serial.print("\n");

        // Salvamento das variáveis da iteração anterior
        theta_prev = theta;
        theta_d_prev = theta_d;
        previousMillis = currentMillis;
    }
}

// Filtro de Kalman 1-D
double KalmanFilter(double x_measured){
    double r = 0.4628,
           xk = 0,
           q = 0.005;

    static double p = 10.0,
                  G_Kalman = 0,
                  x_k_1 = 0;

    //prediction step
    //xk = x_prev;
    p = p+q;

    //measurement update step

```

```

    G_Kalman = p/(p+r);
    xk = x_k_1 + G_Kalman*(x_measured - x_k_1);
    p = (1-G_Kalman)*p;
    x_k_1 = xk;
    return xk;
}

// Filtro de Kalman 1-D
double KalmanFilter2(double x_measured){
    double r = 0.1092,
           xk = 0,
           q=0.001;
           //q = 0.01;

    static double p = 10.0,
                  G_Kalman = 0,
                  x_k_1 = 0;

    //prediction step
    //xk = x_prev;
    p = p+q;

    //measurement update step
    G_Kalman = p/(p+r);
    xk = x_k_1 + G_Kalman*(x_measured - x_k_1);
    p = (1-G_Kalman)*p;
    x_k_1 = xk;
    return xk;
}

/* Função para leitura do encoder, com detecção de pulsos em falso
 * Oleg Mazurov. Reading rotary encoder on Arduino.
 * https://www.circuitsathome.com/mcu/reading-rotary-encoder-on-arduino/
 */
/* returns change in encoder state (-1,0,1) */
int8_t read_encoder()
{
    static int8_t enc_states[] = {0,-1,1,0,1,0,0,-1,-1,0,0,1,0,1,-1,0};
    static uint8_t old_AB = 0;

    old_AB <= 2; //remember previous state
    old_AB |= ( ENC_PORT & 0x03 ); //add current state
    return ( enc_states[( old_AB & 0x0f )]);
}

// Função de cálculo do torque de controle
double calcTorque(double theta, double theta_prev, double theta_d, double theta_d_prev,
double K, double B, double T){
    double torque, N = 100.0;
    static double torque_prev = 0;

    // Lei de controle 1
    torque = - torque_prev + (2*B/(T*0.001)+K)*(theta_d-theta)+(-
2*B/(T*0.001)+K)*(theta_d_prev-theta_prev); // Restrict to rated torque values

```

```

// Lei de controle 2
//torque = 1/(2/(T*0.001)+N)*( -torque_prev*(-2/(T*0.001)+N) +
(2*(B*N+K)/(T*0.001)+K*N)*(theta_d-theta)+(-2*(B*N+K)/(T*0.001)+K*N)*(theta_d_prev-
theta_prev) );

// Lei de controle 3
//torque = K*(theta_d-theta)+B*((theta_d-theta_d_prev)/(T*0.001)-(theta-
theta_prev)/(T*0.001)) ;
// Restrição do valor calculado aos valores nominais do servomotor
torque = constrain(torque, -ratedTorque*1.0, ratedTorque*1.0);

torque_prev = torque;
return torque;
}

// Função do envio do sinal de torque
void setTorque(double torque){
    int PWM;

    // Verificação se o sinal deve ser invertido, e escala do sinal PWM
    if (PWMInvert == 0)
        PWM = (torque/ratedTorque*PWMRRange + PWMRRange)/2;
    else
        PWM = ( (-1)*(torque/ratedTorque*PWMRRange) + PWMRRange)/2;

    // Restrição do sinal PWM aos valores permitidos
    PWM = constrain(PWM,0,PWMRRange);

    analogWrite(T_PWM, PWM);
}

```