GILBERTO DE OLIVEIRA NOVAES

**MODELAGEM E CONTROLE DE VELOCIDADE E
TENSÃO DE UM LAMINADOR DE ENCRUAMENTO**

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

São Paulo

2010

GILBERTO DE OLIVEIRA NOVAES

**MODELAGEM E CONTROLE DE VELOCIDADE E
TENSÃO DE UM LAMINADOR DE ENCRUAMENTO**

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

Área de Concentração:
Engenharia de Sistemas

Orientador:
Prof. Dr. Roberto Moura Sales

São Paulo

2010

Ao meu trisavô, Dr. Sebastião Ferreira Soares (1820-1887),
exemplo de dedicação à família e ao Brasil.

A todos os meus antepassados, os quais, de uma forma ou
de outra, contribuíram para a educação dos seus filhos.

Aos meus filhos, para que não esmoreçam diante das
dificuldades, mas prossigam com dignidade e
honestidade, pela graça de Deus.

Agradecimentos

Sobretudo a Deus, por me dar as oportunidades e por me mostrar os caminhos.

Ao professor Roberto Moura Sales, pelo apoio, paciência e disposição, durante todo o programa de mestrado.

Ao professor José Jaime da Cruz, pela solicitude que lhe é peculiar.

Ao colega Carlos Thadeu Ávila Pires, pela insistência no meu ingresso no programa de mestrado e pelo incentivo durante o seu transcurso.

Ao colega Henrique Cezar Ferreira, pela presteza em me auxiliar em todas as vezes em que necessitei, principalmente no apoio à utilização do MATLAB e do L^AT_EX.

Ao colega de USP e de COSIPA, Amaurí Dias de Carvalho, pela cooperação nos momentos de dificuldade.

Ao colega Maurício de Freitas Giovannetti, por ter acreditado em mim, logo que eu ingressei no apoio técnico da laminação a frio da Companhia Siderúrgica Paulista e transmitido o conhecimento adquirido na sua vida profissional.

Aos demais colegas da COSIPA e USIMINAS, que sempre formaram um time extremamente cooperativo.

À USIMINAS, por ter dado oportunidades, no dia a dia, para a aquisição e consolidação do conhecimento.

A todos, enfim, que direta ou indiretamente contribuíram para esse trabalho.

Resumo

Este trabalho faz uma introdução à evolução dos processos de laminação a frio, acionamento e controle dos mesmos, com foco na laminação de encruamento. O principal objetivo é estabelecer um modelo linear dos sistemas de acionamento, que permita o projeto de um controle multivariável. Pretende-se que a robustez do controle multivariável contribua para a eliminação de defeitos associados aos processos de bobinamento e desbobinamento. A eliminação destes defeitos traz um grande retorno econômico em função do grande volume de produção destas instalações. Para isto é desenvolvido um modelo matemático do sistema completo. No modelo são evidenciadas não linearidades associadas à variação dos diâmetros e inércias das bobinas na desenroladeira e enroladeira. Para solucionar esse problema as parcelas contendo as não linearidades são removidas do modelo. Posteriormente essas parcelas são repostas através de malhas feedforward no controle. Para validar o modelo são projetados controladores PID semelhantes aos utilizados no laminador real. Com os resultados obtidos através de simulação, discute-se a validade do modelo comparando-os com os dados do processo real. A partir desse modelo é desenvolvido o modelo linear em espaço de estados, a ser utilizado no projeto do controlador robusto multivariável. Em seguida é desenvolvido o projeto deste controlador multivariável utilizando a técnica LQG/LTR. Finalmente, são discutidos os resultados das simulações, comparando-os com os dados reais da planta. De um modo geral, os resultados apontam para uma boa aproximação entre a planta real e o modelo proposto.

Palavras-chave: Modelos matemáticos, Laminação, Controle multivariacional, Motores elétricos.

Abstract

This work is an introduction to the evolution of the processes of cold rolling, drive and control, focusing on skinpass rolling. The main objective is to establish a model of linear drive systems, allowing the design of a multivariable control. It is intended that the robustness of multivariable control contributes to the elimination of defects associated with processes of coiling and uncoiling. The elimination of these defects poses a great economic return due to the large volume of production of these facilities. To achieve this goal it was developed a mathematical model of the complete system. Nonlinearities associated with variation in diameters and inertia reels in desenroladeira and reel are evidenced in the model. To solve this problem the terms containing nonlinearities were removed from the model and, subsequently reintroduced by feedforward control loops. To validate the model, PID controllers were designed in a similar way to those used in real mill. With the results obtained by simulation, we discuss the validity of the model by comparing them with the actual process data. From this model it was developed a linear state space model to be used in the design of robust multivariable controller. After that it was developed the design of this multivariable controller using the technique LQG / LTR. Finally, it was discussed the simulation results, comparing them with actual data of the plant. Overall, the results point to a good approximation of the real plant and the proposed model.

Keywords: Mathematical models, Rolling, Multivariable control, Electric Motors.

Lista de Figuras

1.1	Regulador de esferas de Watt	6
2.1	Curva tensão x deformação do aço	19
2.2	Curvas tensão x deformação do aço – antes e depois do encruamento. fonte: Mourão, 2007 [34]	20
2.3	Acionamento dos cilindros de laminação	21
2.4	Fluxo da tira de aço no laminador	21
2.5	Desenroladeira	23
2.6	Enroladeira	24
2.7	Motor CC de 1300kW da enroladeira	25
2.8	Bobina com deslocamento de espiras (experimento controlado) . .	26
2.9	Laminador de encruamento COSIPA - Rizzo(2007)	28
2.10	Laminador de encruamento 5MB fornecido pela HITACHI.	29
2.11	Configuração HITACHI - 5MB de 5 cilindros de laminação.	29
3.1	Laminador de Encruamento	32
3.2	Diagrama blocos modelo motor	36
3.3	Esquema de redução de espessura e escorregamento – fonte: Ginzburg [40]	37
3.4	Diagrama de blocos do modelo linear do sistema completo	41

4.1	Diagrama de blocos representando as equações de estado e de saída	45
4.2	Diagrama de blocos do modelo com as variáveis de estado	48
4.3	Diagrama de blocos do modelo com as variáveis de estado (saída revisada)	56
5.1	Sistema de controle de obtenção de diâmetro pela força eletromotriz	61
5.2	Sistema de controle de obtenção de diâmetro pela velocidade . . .	63
5.3	Curva de compensação de inércia	66
5.4	Geração do sinal de compensação de inércia	67
5.5	Sistema de tratamento de referências e compensação de inércia. .	67
5.6	Bobinamento da tira	68
5.7	Evolução do diâmetro da bobina em função do comprimento da tira	70
5.8	Taxa de variação do diâmetro da bobina em função do compri- mento da tira	70
6.1	Inércia da enroladeira em função do diâmetro.	77
6.2	Cilindros de laminação e diâmetros nominais.	78
6.3	Acionamento dos cilindros	79
6.4	Desenho do cilindro de encosto	80
7.1	Deslocamento dos pólos do sistema com a variação dos parâmetros - diâmetro e largura da tira.	85
7.2	Tratamento dos sinais de referência com compensação de inércia. .	87
7.3	Deslocamento dos pólos do sistema sem termos de inércia	88
8.1	Diagrama de blocos do controlador de corrente, motor e carga . .	92
8.2	Diagrama de blocos do controle de corrente com rotor travado . .	93
8.3	Gráfico de resposta da malha de corrente de armadura	94

8.4	Gráfico de resposta do sistema ótimo para um degrau unitário . .	95
8.5	Resposta da malha de corrente armadura sem pré-filtro	97
8.6	Resposta da malha de corrente armadura com pré-filtro	98
8.7	Resposta em frequência da malha de corrente armadura	99
8.8	Diagrama de blocos do controle de velocidade e sistema mecânico	100
8.9	Diagrama de blocos do controle de velocidade segmentado	102
8.10	Diagrama de blocos do controle de velocidade	104
8.11	Resposta comparativa das malhas Gy4 e Gy4r à aplicação de degrau	106
8.12	Gráfico de resposta da malha de velocidade do laminador	108
8.13	Resposta da malha fechada de velocidade do laminador	113
8.14	Diagrama de blocos de um sistema de controle de tensão mecânica, típico	116
8.15	Gráfico de resposta da malha de corrente de armadura da desen- roladeira	118
8.16	Gráfico de resposta da malha de corrente de armadura da enroladeira	118
8.17	Resposta da malha de corrente armadura sem pré-filtro	119
8.18	Resposta da malha de corrente armadura com pré-filtro	120
8.19	Resposta em frequência da malha de corrente armadura	121
8.20	Resposta da malha de corrente armadura sem pré-filtro	123
8.21	Resposta da malha de corrente armadura com pré-filtro	124
8.22	Resposta em frequência da malha de corrente armadura	125
9.1	Processo da bobina 1 - Velocidade do laminador	132
9.2	Processo da bobina 1 - Corrente de armadura do laminador	132
9.3	Processo da bobina 1 - Corrente de armadura do desenroladeira .	133

9.4	Processo da bobina 1 - Corrente de armadura do enroladeira . . .	133
9.5	Processo da bobina 1 - tensão mecânica da desenroladeira	134
9.6	Processo da bobina 1 - tensão mecânica da enroladeira	134
9.7	Processo da bobina 1 - Força de laminação	135
9.8	Processo da bobina 1 - Alongamento da tira	135
9.9	Processo da bobina 2 - Velocidade do laminador	136
9.10	Processo da bobina 2 - Corrente de armadura do laminador	136
9.11	Processo da bobina 2 - Corrente de armadura da desenroladeira .	137
9.12	Processo da bobina 2 - Corrente de armadura do enroladeira . . .	137
9.13	Processo da bobina 2 - tensão mecânica da desenroladeira	138
9.14	Processo da bobina 2 - tensão mecânica da enroladeira	138
9.15	Processo da bobina 2 - Força de laminação	139
9.16	Processo da bobina 2 - Alongamento da tira	139
9.17	Processo da bobina 3 - Velocidade do laminador	140
9.18	Processo da bobina 3 - Corrente de armadura do laminador	140
9.19	Processo da bobina 3 - Corrente de armadura da desenroladeira .	141
9.20	Processo da bobina 3 - Corrente de armadura do enroladeira . . .	141
9.21	Processo da bobina 3 - tensão mecânica da desenroladeira	142
9.22	Processo da bobina 3 - tensão mecânica da enroladeira	142
9.23	Processo da bobina 3 - Força de laminação	143
9.24	Processo da bobina 3 - Alongamento da tira	143
10.1	Malha de realimentação MIMO	151
10.2	Malha objetivo da estrutura de realimentação	152
10.3	Estrutura do compensador LQG/LTR	154

11.1 Diagrama de blocos do modelo linear do sistema completo	167
11.2 Erro de modelagem do sistema devido às incertezas	173
11.3 Diagrama de Bode dos valores singulares máximos e mínimos da planta	174
11.4 Barreira de robustez do desempenho conforme especificação de pro- jeto.	175
11.5 Barreira de rejeição de ruídos da planta.	176
11.6 Barreira de robustez de estabilidade.	176
11.7 Barreira de robustez de desempenho e de estabilidade a serem aten- didas no projeto.	177
11.8 Diagrama com as barreiras e os valores singulares para $\mu = 0,002$	181
11.9 Valores singulares de $G_{KF}(j\omega)$	183
11.10Validação da condição de robustez de estabilidade	184
11.11Valores singulares do ramo direto $G_N(s) \cdot K(s)$	187
11.12Comparação dos valores singulares do ramo direto e a malha objetivo.	187
11.13Verificação da condição de robustez de estabilidade.	188
11.14Resposta de corrente da desenroladeira à aplicação de degrau.	190
11.15Resposta de velocidade do laminador à aplicação de degrau.	190
11.16Resposta de corrente da enroladeira à aplicação de degrau.	191
11.17Processo da bobina 2 - Velocidade do laminador	192
11.18Processo da bobina 2 - Corrente de armadura do laminador	192
11.19Processo da bobina 2 - Corrente de armadura da desenroladeira	193
11.20Processo da bobina 2 - Corrente de armadura do enroladeira	193
11.21Processo da bobina 2 - tensão mecânica da desenroladeira	194
11.22Processo da bobina 2 - tensão mecânica da enroladeira	195

A.1	Organização dos blocos do simulador com controle multivariável .	207
A.2	Cálculo do diâmetro da bobina na desenroladeira	208
A.3	Cálculo do diâmetro da bobina na enroladeira	209
A.4	Cálculo da inércia da desenroladeira	210
A.5	Cálculo da inércia da enroladeira	211
A.6	Cálculo do comprimento e simulação da passagem da tira de aço pelo laminador	212
A.7	Simulação do sistema geral de transporte da tira	213
A.8	Simulação da planta e do sistema de controle	214
A.9	Simulação do controle multivariável	215
A.10	Simulação do modelo da planta	216
A.11	Simulação do conjunto motor - conversor tiristorizado, do laminador	217
A.12	Simulação do controle de campo do motor do laminador	218
A.13	Simulação do motor do laminador	219
A.14	Simulação do conjunto motor - conversor tiristorizado, da desen- roladeira	220
A.15	Simulação do controle de campo do motor da desenroladeira . . .	221
A.16	Simulação do motor da desenroladeira	222
A.17	Simulação do conjunto motor - conversor tiristorizado, da enroladeira	223
A.18	Simulação do controle de campo do motor da enroladeira	224
A.19	Simulação do motor da enroladeira	225
A.20	Simulação do conjunto mecânico completo	226
A.21	Cálculo de tensão mecânica da desenroladeira	227
A.22	Cálculo de tensão mecânica da enroladeira	228
A.23	Geração de referência de velocidade para o laminador	229

A.24 Rampa de referência de velocidade para o laminador	230
A.25 Referência de tensão mecânica para a desenroladeira	231
A.26 Referência de tensão mecânica para a enroladeira	232
A.27 Simulação do torque de laminação da tira	233
A.28 Comparação entre os dados simulados e os obtidos do processo real	234
 B.1 Organização dos blocos do simulador usando PID	 236
B.2 Simulação da planta e do sistema de controle, usando PID	237
B.3 Simulação do controle de velocidade em cascata, usando PID . . .	238
B.4 PID de controle de velocidade do laminador	239
B.5 PID de controle de corrente de armadura do laminador	240
B.6 Simulação do controle de tensão mecânica da desenroladeira, usando PID	 241
B.7 PID de controle de corrente de armadura da desenroladeira	242
B.8 Simulação do controle de tensão mecânica da enroladeira, usando PID	 243
B.9 PID de controle de corrente de armadura da enroladeira	244

Lista de Tabelas

2.1	Principais dados do laminador e produto processado	30
4.1	Entradas do sistema	46
4.2	Saídas do sistema	46
4.3	Variáveis de estado	47
4.4	Saídas do sistema	55
6.1	Dados do processo	73
6.2	Dados do Motor da Desenroladeira	73
6.3	Dados do Motor do Laminador	74
6.4	Dados do Motor da Enroladeira	75
6.5	Dados nominais de inércia referidos aos motores	77
6.6	Diâmetros dos cilindros de laminação	80
6.7	Valores de inércia dos cilindros de laminação	82
7.1	Parâmetros variáveis da Planta	84
9.1	Dados coletados do processo real	129
9.2	Dados das bobinas do processo real	131
11.1	Variáveis do processo em $t=145$ s	197

Lista de símbolos

Δ_{in}	Comprimento de tira que entra na cadeira de laminação, no intervalo de medição	
Δ_{out}	Comprimento de tira que saída da cadeira de laminação, no intervalo de medição	
ϵ	Alongamento da tira de aço	
$\frac{di_a}{dt}$	gradiente da corrente de armadura	$\frac{A}{s}$
γ_F	Escorregamento avante	
γ_R	Escorregamento à ré	
$\hat{x}$	vetor estimado dos estados	
$\hat{y}$	vetor estimado das saídas	
ω_c	Velocidade angular da carga	$\frac{rad}{s}$
ω_{mot}	Velocidade angular do motor	$\frac{rad}{s}$
ω_{nc}	frequência natural da malha de corrente	$\frac{rad}{s}$
ω_{nv}	frequência natural da malha de velocidade	$\frac{rad}{s}$
Φ	Fluxo magnético do campo do motor	
ρ_{aco}	densidade do aço	$\frac{Kg}{m^3}$
τ_d	constante de atraso de tempo do conversor tiristorizado	s

τ_p	período de chaveamento do conversor tiristorizado	s
ε	força eletromotriz da armadura do motor	V
ε_x	erro de estado	
$\xi(t)$	ruído de processo	
ζ	taxa de amortecimento do sistema	
A	Matriz de estados da planta	
B	Matriz de entrada da planta	
B_c	Atrito viscoso na carga	$\frac{Nm}{s}$
B_p	Atrito viscoso do conjunto da desenroladeira	$\frac{Nm}{s}$
B_t	Atrito viscoso do conjunto da enroladeira	$\frac{Nm}{s}$
B_{mot}	Atrito viscoso no motor	$\frac{Nm}{s}$
B_{total}	Atrito viscoso do conjunto total	$\frac{Nm}{s}$
C	Matriz de saída da planta	
D	Matriz de transmissão direta da planta	
$d(t)$	ruído de estados (perturbação)	
D_{cil}	diâmetro do cilindro de laminação	mm
D_{coil}	diâmetro da bobina encaixada no mandril	m
d_{md}	Diâmetro do mandril (diâmetro interno da bobina)	m
D_{pcoil}	Diâmetro externo da bobina na desenroladeira	m
D_{tcoil}	Diâmetro externo da bobina na enroladeira	m
$e_m(\omega)$	erro de modelagem em função da frequência	
f	Frequência da rede elétrica	Hz

F_S	Força de tensionamento mecânico da tira	N
G_{PFC}	função de transferência do pré-filtro do controle de corrente	
G_{PFV}	função de transferência do pré-filtro do controle de velocidade	
H	matriz de ganho do Filtro de Kalman	
h_{in}	Espessura da tira na entrada dos cilindros de laminação	mm
h_{out}	Espessura da tira na saída dos cilindros de laminação	mm
i_a	corrente de armadura do motor	A
J_c	Momento de inércia da carga	$Nm \cdot s^2$
J_p	Momento de inércia do conjunto da desenroladeira	$Nm \cdot s^2$
J_t	Momento de inércia do conjunto da enroladeira	$Nm \cdot s^2$
J_{cil}	momento de inércia do cilindro de laminação	$Nm \cdot s^2$
J_{mot}	Momento de inércia do motor	$Nm \cdot s^2$
J_{total}	Momento de inércia do conjunto total	$Nm \cdot s^2$
K_d	Ganho da fonte tiristorizada	
K_t	Constante do motor	$\frac{Nm}{A}$
K_v	Constante do motor	$V \cdot s$
K_{CC}	função de transferência do compensador do controle de corrente	
K_{CV}	função de transferência do compensador do controle de velocidade	
k_{DV}	parcela derivativa do compensador do controle de velocidade	
k_{FC}	ganho da realimentação de corrente	
K_{FD}	função derivativa da realimentação de velocidade	
k_{FV}	ganho da realimentação de velocidade	

k_{IC}	parcela integral do compensador do controle de corrente	
k_{IV}	parcela integral do compensador do controle de velocidade	
k_{PC}	parcela proporcional do compensador do controle de corrente	
k_{PV}	parcela proporcional do compensador do controle de velocidade	
L_a	Indutância do circuito de armadura	H
l_b	comprimento da mesa do cilindro	mm
l_s	comprimento da tira enrolada no mandril	m
l_{strip}	largura da tira laminada	mm
Mo	sobre-sinal	
$n(t)$	ruído de realimentação da planta	
P_E	potência elétrica	W
P_M	potência mecânica	W
r	Redução relativa de espessura da tira	
$r(t)$	referência de controle para a planta	
R_a	Resistência elétrica do circuito de armadura	Ω
T_A	Torque de aceleração	Nm
T_c	Torque absorvido pela carga	Nm
T_{mot}	Torque desenvolvido pelo motor elétrico	Nm
th	espessura da tira de aço	m
Tr	taxa de subida	s
$u(t)$	entrada da planta	
v_r	Velocidade periférica do cilindro de laminação	$\frac{m}{s}$

V_S	velocidade da tira de aço	$\frac{m}{sec}$
v_{in}	Velocidade da tira na entrada dos cilindros de laminação	$\frac{m}{s}$
V_{mot}	Tensão elétrica de armadura do motor	V
v_{out}	Velocidade da tira na saída dos cilindros de laminação	$\frac{m}{s}$
$x(t)$	vetor de estados da planta	
$y(t)$	saída da planta	
$z(t)$	vetor de estados do compensador	

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Origens históricas	1
1.1.1	Evolução dos laminadores	1
1.1.2	Evolução dos sistemas de acionamento	2
1.1.3	Evolução dos sistemas de controle	4
1.2	Processo de bobinamento e a qualidade da tira	8
1.3	Proposta de trabalho	13
1.4	Estrutura da Dissertação	15
2	O processo de laminação de encruamento	16
2.1	O processo de laminação a frio	16
2.2	Laminação de encruamento	18
2.2.1	Alongamento	22
2.2.2	Tensões de desbobinamento e bobinamento	23
2.3	O Laminador de Encruamento da Usina de Cubatão	26
3	O modelamento matemático linear do laminador	31
3.1	Modelamento do motor	31
3.2	Modelamento do conjunto motor e carga	33

3.3	Modelamento do conversor tiristorizado	33
3.4	Funções de Transferência da Planta – motor e carga	34
3.5	Redução de espessura e escorregamento	36
3.6	Modelo completo	39
4	O modelamento linear em espaço de estados	42
4.1	Introdução	42
4.2	Definição preliminar das entradas, saídas e estados do sistema . .	45
4.3	Desenvolvimento das matrizes de estado	47
4.3.1	Estabelecimento das equações de estado	49
4.4	Composição das matrizes de estado	54
4.5	Revisão das variáveis de saída do sistema	54
5	Compensação de Inércia	58
5.1	Sistema de controle de campo dos motores da enroladeira e desenroladeira	58
5.1.1	Controle proporcional	59
5.1.2	Controle de torque	60
5.2	Obtenção do diâmetro da bobina	60
5.2.1	Obtenção do diâmetro por medição direta	60
5.2.2	Obtenção do diâmetro pela força eletromotriz	61
5.2.3	Obtenção do diâmetro por camadas	62
5.2.4	Obtenção do diâmetro por relação de velocidades	62
5.3	Inércia da bobina e a aceleração	63
5.4	Sistema de compensação de inércia	65
5.5	Taxa de variação do diâmetro da bobina no mandril	68

6	Parâmetros da Planta	72
6.1	Dados dos motores	72
6.2	Conversor tiristorizado	72
6.3	Consideração sobre os parâmetros	75
6.4	Cálculo da inércia da bobina no mandril	76
6.5	Cálculo da inércia dos cilindros de laminação	77
6.5.1	Consideração inicial	77
6.5.2	Cálculo da inércia dos cilindros refletida ao motor	80
7	Avaliação da variação dos parâmetros da planta	83
7.1	Variação dos parâmetros da planta	83
7.1.1	Os parâmetros	83
7.1.2	A avaliação da variação dos parâmetros	84
7.1.3	Readequação do modelo para o projeto do controlador	85
8	Projeto de controle de velocidade e tensão utilizando controle PID	89
8.1	Projeto de controle PID (SISO)	90
8.2	Projeto do controlador da malha de corrente de armadura	91
8.2.1	Determinação da malha objetivo para a malha de corrente de armadura	93
8.2.2	Determinação dos parâmetros do compensador do controlador de corrente de armadura	95
8.3	Projeto do controlador da malha de velocidade	99
8.3.1	Redução de ordem da planta (G_{Y4})	104
8.3.2	Determinação da malha objetivo para a malha de velocidade	107

8.3.3	Determinação dos parâmetros do compensador do controlador de velocidade	109
8.3.4	Controle de velocidade completo e avaliação do sistema resultante	110
8.4	Controle do campo dos motores da enroladeira e desenroladeira .	114
8.5	Projeto do controlador de tensão mecânica	115
8.5.1	Controle de corrente de armadura do motor da desenroladeira	117
8.5.2	Controle de corrente de armadura do motor da enroladeira	121
9	Avaliação do modelo matemático do laminador	126
9.1	Adequação do método de controle de tensão	127
9.2	Dados reais do processo	128
9.3	Comparação dos dados de simulação	130
9.4	Conclusões	144
10	Controle multivariável usando a técnica LQG/LTR	146
10.1	Introdução	146
10.2	Modelo de projeto da planta	148
10.3	Erro de modelagem	149
10.4	Projeto da realimentação	150
10.5	Filosofia do método LQG/LTR	150
10.6	A malha objetivo	152
10.7	O compensador LQG/LTR, $K(s)$	154
10.8	Dicas para projetar a Malha Objetivo, usando técnicas do Filtro de Kalman)	157
11	Projeto do sistema de controle multivariável para o laminador	163

11.1	Objetivos de controle	164
11.2	Especificação de entradas e saídas	164
11.2.1	Entradas Exógenas	164
11.2.2	Entradas Manipuláveis	164
11.2.3	Sinais Medidos	164
11.2.4	Saídas Controladas	165
11.3	Descrição das fontes de incertezas no modelo	165
11.4	Definição dos distúrbios e ruídos existentes no sistema	165
11.5	Análise da planta, atuadores e sensores	166
11.6	Projeto do compensador para o sistema multivariável	168
11.6.1	Desenvolvimento do modelo multivariável	168
11.6.2	Avaliação da estabilidade da planta nominal	171
11.6.3	Avaliação da controlabilidade da planta nominal	171
11.6.4	Avaliação da observabilidade da planta nominal	172
11.7	Avaliação do erro de modelagem	172
11.8	Definição das barreiras de desempenho e estabilidade	174
11.9	Inclusão de integradores ou outros tipos de compensadores na entrada da planta	177
11.10	Aplicação da metodologia LQG/LTR	178
11.10.1	passo 1	179
11.10.2	passo 2	181
11.10.3	Passo 3	183
11.10.4	Avaliação do compensador	189
11.11	Simulações	189
11.11.1	Análise dos resultados	195

11.11.2 Análise de possível inconsistência dos dados reais	196
12 Conclusões	199
12.1 Validação do modelo	201
12.2 O projeto multivariável	202
12.3 Identificação de inconsistência na planta	203
12.4 Contribuições	204
12.5 Futuras linhas de pesquisa	204
A Diagramas esquemáticos do simulador multivariável	206
B Diagramas esquemáticos do controle utilizando PID	235

Capítulo 1

Introdução

1.1 Origens históricas

1.1.1 Evolução dos laminadores

Laminação a Frio é um processo de transformação mecânica de metais no qual o metal é deformado por meio da passagem através de cilindros em uma temperatura abaixo da temperatura de recristalização do material. O processo de Laminação a Frio provoca um aumento no limite de escoamento e na dureza do metal.

Antes do princípio do século XVI tem-se notícia de pelo menos dois laminadores incorporando as idéias básicas de laminação. Em 1553 um francês de nome Brulier laminou chapas de ouro e prata, obtendo espessura uniforme para a confecção de moedas. Laminadores desse tipo foram usados em 1581 na casa da moeda Papal, em 1587 na Espanha e em 1599 em Florença.

Durante o mesmo período o chumbo começou a ser utilizado em telhados, calhas e outras finalidades. Salomon de Caus da França, em 1615 construiu um laminador manual para laminar tiras de chumbo e estanho usados na confecção de órgãos de tubo.

Não há registros de algum desenvolvimento na primeira metade do século

XVII, mas sabe-se que em 1665 um laminador estava em operação em "Parish of Bitton" perto de Bristol e afirma-se que de 1666 em diante foram laminadas barras chatas finas de ferro para corte longitudinal (*slitting*).

Na Inglaterra, em 1682, já haviam grandes laminadores para laminação a quente de materiais ferrosos. Roberts [1] mostra relato histórico de 1697 que descreve um laminador de barras, construído por John Hanbury, em Pontypool, no país de Gales, acionado por roda d'água. Pouco antes de 1720 Hanbury começou a produzir folhas de flandres e por mais de 150 anos, o país de Gales foi a maior fonte desse produto.

Ainda no século XVIII surgem os primeiros laminadores em Tandem.

1.1.2 Evolução dos sistemas de acionamento

Os primeiros laminadores eram acionados por força humana, normalmente por meio de um volante ou manivela, acoplada a um ou aos dois cilindros de laminação. Com uma potência tão limitada, só era possível a laminação de materiais *macios* como ouro, prata, estanho ou chumbo.

Posteriormente, foram utilizadas *rodas d'água* para acionar os cilindros de laminação. Essa forma de acionamento já era utilizada em 3000 A.C. pelos Chineses [2].

O maior moinho romano, localizado na região de Provença, França, era operado por 16 rodas d'água e moía 28 toneladas de milho por dia, quantidade suficiente para alimentar 80.000 pessoas. A energia gerada era a equivalente à de 1.000 escravos [3].

Essa prática se mostrou muito conveniente aos laminadores e se tornou muito comum. Supõe-se que o primeiro laminador a ser acionado por um sistema de *roda d'água* tenha sido um laminador de tiras construído em Dartford em Kent, Inglaterra, em 1590 por Godefroi de Bochs sob uma patente concedida, em 1588 a Bevis Bulmer [1].

Por volta de 1790, James Cockshutt e Richard Crawshay construíram um Laminador Tandem Quadruo próximo a Sheffield na Inglaterra. Esse laminador era acionado por duas rodas d'água independentes, uma para cada um dos cilindros de trabalho. Havia um aro formado de pesadas pedras, dispostos em segmentos, montados a essas rodas d'água, de modo a funcionar como um volante (*flywheel*).

Em 1798 uma máquina a vapor "*Bouton & Watt*" foi usada para acionar um laminador de folhas de flandres. A partir do início do século XIX, houve um progresso acelerado no desenvolvimento de máquinas a vapor.

Até o final do século XIX a principal forma de acionamento de equipamentos industriais eram o vapor e a água. Apesar dos avanços na construção de máquinas elétricas de corrente contínua na década de 1870, a energia elétrica era utilizada quase que somente para a iluminação [2].

A invenção do motor de corrente alternada trifásico iniciou um novo estágio de desenvolvimento em acionamentos elétricos e ampliou a utilização da energia elétrica na indústria. O desenvolvimento dos acionamentos elétricos tem sido sempre no sentido de levar o acionamento o mais próximo possível do mecanismo de trabalho e na eliminação de tantos elos de transmissão quanto possível.

O desenvolvimento de aplicações de controle de velocidade com máquinas de corrente contínua permitiu o aumento de flexibilidade e a melhoria de operação dos equipamentos industriais.

O instituto britânico *Iron and Steel Institute* [4] publicou em 1946 o primeiro relatório do sub-comitê de pesquisa em laminação. Na seção III, esse relatório descreve, com razoável grau de detalhes, o desenvolvimento de um laminador piloto para o aprimoramento da tecnologia de laminação a frio.

Embora se trate de um documento bastante antigo, é interessante observar o esforço desenvolvido durante a segunda guerra mundial para o aprimoramento dos processos de produção de tiras de aço.

Esse laminador foi desenvolvido no departamento de metalurgia da Uni-

versidade de Sheffield, Inglaterra, e equipado com o mais atualizado sistema de acionamento elétrico e controle, pelo "Iron and Steel Industrial Research Council".

Na época os dispositivos de controle eletromecânicos, fabricados pela Brown Boveri, apesar de bastante criativos, eram muito rudimentares para permitir um controle preciso de velocidade e tensões mecânicas em condições mais críticas.

A cadeira de laminação (*roll stand*) era acionada por um motor de apenas 89,52 KW (120 HP). Apesar da alimentação disponível na região fosse 200 V monofásico, foi conseguido junto à concessionária local uma alimentação trifásica em 6,0 KV.

O laminador operava a uma velocidade máxima de 1,56 m/s.

Dentre uma série de considerações, é manifestada a preocupação com a garantia de tensão aplicada à tira durante o desbobinamento e posterior bobinamento, considerando as compensações de inércia na aceleração e desaceleração.

1.1.3 Evolução dos sistemas de controle

Bennett [5] divide a história do controle automático em quatro períodos principais:

controle primitivo: até 1900

período pré-clássico: 1900-1940

período clássico: 1935-1960

Período Moderno: após 1955

A palavra *realimentação* é um neologismo do século XX, introduzido em 1920 pelos engenheiros de rádio, para descrever a realimentação positiva parasítica, de um sinal da saída do amplificador para a sua entrada [5].

Apesar das publicações das décadas de 40 e 50 fazerem referência ao regulador de esferas de Watt e aos estudos de Maxwell, considerava-se que o conceito de realimentação era uma descoberta do século XX. A publicação do Dr. Otto Mayr "*Zur Frühgeschichte der technischen Regelungen*" (As Origens do controle por realimentação), em 1969, revela que, tanto os conceitos, quanto a aplicação, são muito mais antigos [6].

As primeiras aplicações de controle com realimentação apareceram no desenvolvimento do mecanismo regulador de bóia na Grécia no período de 300 a 1 a.C.

O primeiro sistema com realimentação que se sabe tenha sido inventado na Europa moderna foi o regulador de temperatura de Cornelis Drebbel (1572-1633), na Holanda.

Dennis Papin(1647-1712) inventou o primeiro regulador de pressão para caldeiras a vapor em 1681. O regulador de Papin era uma forma de regulador de segurança similar à válvula de uma panela de pressão atual [7].

O regulador de esferas de James Watt(1736-1819), apresentado na figura 1.1, é normalmente aceito como o primeiro controlador automático com realimentação usado em um processo industrial. Ele foi desenvolvido em 1769 para o controle de velocidade de máquinas a vapor. Por ser um homem prático, como outros artífices construtores antes dele, Watt não se dedicou à análise teórica do regulador de esferas [8].

A pesquisa teórica dos sistemas de controle teve início com o estudo de problemas de estabilidade envolvendo equações diferenciais desenvolvido inicialmente por James Clerk Maxwell(1831-1879) em 1868, seguido de Edward John Routh(1831-1907) em 1874 e Adolf Hurwitz(1859-1919) em 1895.

Em 1892 o matemático russo, Aleksandr Mikhailovich Lyapunov(1857-1918) começou a estudar a questão de estabilidade de movimento. Seus estudos basearam-se em equações diferenciais não lineares, incluindo resultados para equações lineares equivalentes ao critério de Routh. Este trabalho foi fundamental para o que

Figura 1.1: Regulador de esferas de Watt

hoje chamamos de abordagem de variável de estado para a teoria de controle, mas não foi introduzido na literatura de controle até 1958 [8].

Os problemas de estratégia de controle foram propostos inicialmente por Nicolas Minorsky(1885-1970) em artigo publicado em 1922 [9], no qual o controlador de três termos, ou controlador PID (proporcional integral derivativo), foi formulado pela primeira vez. Ele chegou a sua lei observando a maneira pela qual um timoneiro conduzia uma embarcação.

De acordo com Bennett [10], o controlador PID foi introduzido pela primeira vez na empresa "*Taylor Instrument Company*" em 1936. Em 1942, J.B.Ziegler e N.B.Nichols, que trabalhavam para a *Taylor Instrument Company*, publicaram um artigo no qual descreveram uma maneira de obter ajustes ótimos para o controle PI e PID - as assim chamadas regras de sintonia Ziegler-Nichols. Essas regras foram estendidas em meados de 1950 por Geraldine Coon.

A estrutura de análise no domínio da frequência de sistemas lineares realimentado foi estabelecido em 1932 com o trabalho de Harry Nyquist(1889-1976) que foi estendido por Hendrik Wade Bode(1905-1982) em 1945 e Nathaniel B. Nichols(1914-1997) em 1947. A análise do lugar das raízes, proposto por Walter R. Evans(1920-1999) em 1948 foi outro marco no estudo dos sistemas lineares realimentados.

A segunda guerra mundial deu um grande impulso no campo do controle realimentado. Nos Estados Unidos os engenheiros e matemáticos do Laboratório de Radiação do MIT combinaram os seus conhecimentos para trazer, não só a teoria de amplificador realimentado de Bode e o controle de processos com PID, mas também de processos estocásticos desenvolvidos por Norbert Wiener(1894-1964) em 1930. O resultado foi o desenvolvimento de um conjunto amplo de técnicas para o projeto de servomecanismos. Muitos destes trabalhos foram reunidos e publicados nos registros do Laboratório de Radiação por Hubert M. James em 1947 [8].

A introdução do princípio do máximo de Pontryagin (Lev Semenovich Pontryagin(1908-1988)) em 1956, programação dinâmica por Bellman [Richard Ernest Bellman(1920-1984)] em 1957 e a representação em espaço de estados por Kalman em 1959, abriram uma nova era no controle de sistemas que mais tarde tornaram-se conhecidos por "*Teoria de Controle Moderno*".

Algumas realizações significativas, realizadas por Kalman, foram o regulador ótimo linear quadrático (em 1959) [11], os observadores de estado (em 1960) [11] e o controlador ótimo linear quadrático gaussiano (LQG).

Mais tarde, em 1979, John Comstock Doyle(1955-) descobriu que o controlador LQG pode reduzir a margem de estabilidade do sistema, o que iniciou o interesse no projeto de recuperação da malha de transferência (LTR) [12] [13] [14] [15].

1.2 Processo de bobinamento e a qualidade da tira

O objetivo principal do laminador de encruamento é a obtenção da têmpera da tira através do alongamento, entretanto a experiência prática na usina de Cubatão não evidencia problemas representativos associados ao encruamento e conferência das propriedades mecânicas.

Os maiores itens de preocupação estão associados à obtenção do aplainamento e à qualidade superficial da tira.

Grande parte desses problemas têm origem nos processos de desenrolamento e re-enrolamento da tira, afetados também, pelo controle de velocidade.

Os problemas não envolvem somente o laminador de encruamento. De maneira geral, várias ações têm sido tomadas para evitar ou minimizar as perdas devido à esses tipos de defeito [16].

Algumas das ações envolveram, inclusive, a redefinição das tensões mecânicas aplicadas ao processo, mas nenhum trabalho foi desenvolvido visando a melhoria do controle de velocidade e das tensões mecânicas.

Vathaire e Faessel [17] estudam a relação entre a tensão mecânica aplicada à tira durante o bobinamento e as tensões geradas entre as espiras e as suas conseqüências. Antes deles, Sims [18] já havia feito estudo semelhante com menor grau de aprofundamento.

Em Larke [19] há um capítulo exclusivo para tratar da influência das tensões de bobinamento e desbobinamento na força de laminação.

Domanti [20] et al. analisam os esforços em uma bobina durante o processo de recozimento em caixa e ressalta a influência da tensão mecânica de desbobinamento no laminador de encruamento na intensidade do defeito *quebra de superfície* (*sticker marks*). A ocorrência de *quebra de superfície* envolve a aderência de espiras contíguas durante o processo de recozimento em caixa, da bobina.

O defeito ocorre mais frequentemente na região próxima ao centro da tira, como resultado do perfil transversal da tira, que concentra tensões nessa região.

Em alguns casos, defeitos de menor intensidade podem ser eliminados no processo de laminação de encruamento. Defeitos de intensidade intermediária provocam a queda da qualidade do material, ou seja, é direcionado para aplicações menos nobres.

Em circunstâncias mais severas de *colamento* a tira de aço pode rasgar, resultando na geração de sucata no laminador. Esse risco faz com que, mesmo com marcas de colamento leves, muitos laminadores de encruamento operem abaixo da velocidade normal de laminação para se proteger contra possível ocorrência de sucata e as consequentes perdas.

Baixas tensões de desbobinamento agravam o defeito e reduzem a estabilidade da tira sob os cilindros de laminação [21], enquanto que tensões altas podem causar o deslizamento entre as espiras, criando outro tipo de marcas.

Edwards et al. [22] discutem os princípios de bobinamento de tiras de aço. Eles afirmam que as bobinas de aço precisam ter as espiras bem alinhadas e se comportar como um corpo sólido durante o manuseio para as operações de acabamento. Se houver um deslizamento entre espiras, durante o bobinamento, ocorrerão riscos na superfície da tira e há grande possibilidade de haver um deslocamento lateral das espiras. Esse último fenômeno é conhecido como telescópio ou bacia. Em formas mais extremas o defeito telescópio pode representar risco de segurança para os operadores de piso. O deslizamento entre espiras ocorre se o torque aplicado à bobina pela tensão da espira mais externa for insuficiente para se propagar por todas as espiras até o centro da bobina. Outro problema, relatado também por Yuen [23], é o colapso das bobinas, quando as espiras internas se projetam em direção ao miolo danificando todo o volume. Por outro lado, se a tensão de desbobinamento for muito maior que a tensão original de bobinamento haverá uma região de escorregamento entre espiras onde a espira externa deixa a bobina e ocorre uma transição entre a tensão em que foi bobinada e a tensão de desbobinamento.

No caso mais específico dos laminadores de encruamento, altas tensões de

desbobinamento são benéficas para a otimização da planicidade da tira e minimização de defeitos por colamento. Isso também reduz a força de laminação a níveis aceitáveis para produtos finos. Para muitos produtos, principalmente as tiras espessas e largas, os níveis de tensão são limitadas pela capacidade dos equipamentos de desbobinamento e bobinamento.

Para definir a estratégia de tensões o primeiro passo é determinar os níveis de tensão aceitáveis para os processos anteriores e posteriores. O segundo passo é projetar a forma do perfil de tensões necessário à estabilidade da bobina.

Lima [24], na sua dissertação de mestrado: *Modelagem, análise e controle de um sistema de bobinamento de tiras de aço*, trata de um processo de lingotamento contínuo de tiras de aço, do tipo *twin roll*, seguido de um sistema de bobinamento. Para o desenvolvimento do trabalho foi utilizada uma planta do IPT. O sistema de bobinamento é feito por meio de um motor de corrente contínua acionado por um conversor trifásico. É apresentado o modelamento do acionamento. O controle de velocidade PID, implementado no programa Matlab/simulink, é feito por uma única malha, diferentemente das aplicações práticas, nas quais são estabelecidas malhas em cascata: uma malha de controle de corrente(interna) e uma malha de controle de velocidade (externa). Para a determinação do diâmetro da bobina de aço é proposto um sistema de medição através de sensor ultrassônico. Em seguida é proposto um sistema de controle robusto multivariável, utilizando a metodologia LQG/LTR, seguindo os passos de Cruz [25]. Ao final são apresentados os resultados de simulação

Boulter [26] [27] estuda as especificações de desempenho para o controle de velocidade e tensões mecânicas, utilizando exemplos de acionamentos de laminadores. Trata os aspectos de precisão e ruídos. Enfatiza a restrição da malha de velocidade à inércia do sistema. Aborda os cálculos de compensação de inércia com malhas feedforward. Analisa a conveniência da utilização de malhas de corrente em cascata.

Buxbaum [28] trata, com muita propriedade, do projeto de sistemas de

controle para acionamentos de motores de corrente contínua. O autor ministrou cursos na AEG voltados para a área de aplicações industriais. O livro demonstra o alto grau de conhecimento prático adquirido pelo autor, incluindo o acionamento de laminadores. Aborda desde os princípios básicos de controle e resposta até aplicações mais complexas, apresentando, sempre que possível, exemplos numéricos para subsidiar a teoria. Apresenta as equações diferenciais relacionadas aos acionamentos em corrente contínua, incorporando a dinâmica das partes mecânicas. Traz os conceitos de controle realimentado e controladores PID, incluindo as questões de estabilidade.

Balestrino [29] et al. tratam de um caso de acionamento de um laminador de tiras a quente. O objetivo principal do trabalho é a melhoria da qualidade da tira de aço laminada a quente. Modificando a estrutura do controlador são obtidas melhorias de desempenho. Eles propõem uma estratégia de controle utilizando um "disturbance observer", combinada com o PID clássico, com o objetivo de melhorar a equalização de torque entre os cilindros (superior e inferior) de laminação. Um controle combinado dos acionamentos dos motores superior e inferior reduz a flutuação de velocidade; oscilações torcionais podem ser quase eliminadas pela adição do *observador de perturbação*. Através de simulações de computador extensivas são demonstradas as melhorias que podem ser obtidas, permitindo um fácil projeto do controlador. Em sua conclusão eles manifestam esperança quanto a uma oportunidade de implantação de uma aplicação experimental.

Geddes [30] [31], orientado pelo professor I. Postlethwaite, apresenta um estudo de aplicação da teoria de controle robusto multivariável para o problema de controle de espessura em um laminador de tiras a frio de cinco cadeiras. Ele ressalta algumas características críticas do processo de laminação a frio: trata-se de um sistema não linear, variante no tempo, no qual há grande incerteza paramétrica. Os atrasos de tempo são inerentes à laminação e os modelos computacionais complexos podem despendar um grande esforço computacional. Metodologias de projeto que abordem algumas dessas características podem contribuir significativamente para a melhoria da qualidade do produto. Segundo ele, a otimização

H_∞ oferece esse potencial, englobando sistemas multivariáveis enquanto se direciona à incertezas e robustez, explicitamente como parte da solução do problema. Embora o trabalho tenha uma abordagem completa na aplicação da teoria H_∞ , o controle está direcionado às malhas mais externas do processo, mantendo as malhas de controle do acionamento na forma convencional. Apesar do controle de tensão mecânica entre as cadeiras de laminação ser contemplado no controle, não há menção a algum controle voltado ao desbobinamento ou bobinamento da tira. São apresentados alguns resultados gráficos e propostos desenvolvimentos futuros.

O desempenho dos sistemas de acionamento dos Laminadores a Frio influem diretamente na qualidade da tira laminada.

O fato do Laminador de Encruamento ser praticamente o último processo de conformação mecânica da planta de Laminação a Frio, torna ainda mais preocupante, do ponto de vista da qualidade, o controle de velocidade e tensões mecânicas aplicadas sobre a tira.

Nos processos de laminação a frio o controle de velocidade, bem como o das tensões mecânicas de bobinamento e desbobinamento, são de vital importância à obtenção de um produto que atenda os requisitos do cliente.

Se não houver um controle preciso das tensões mecânicas podem ocorrer defeitos na tira de aço e consequente descarte da parte comprometida e, em alguns casos, de toda a bobina. Vários trabalhos tem sido desenvolvidos na usina, em Cubatão, com o intuito de reduzir as perdas no processo devido a problemas superficiais. Alguns trabalhos realizados, visando a melhoria do perfil de tensões de bobinamento e desbobinamento obtiveram resultados representativos [16].

Acredita-se que algo ainda possa ser feito no sentido de melhorar, não só os esquemas de aplicação de tensão, mas o desempenho do sistema de controle.

Com o objetivo de assegurar a qualidade de chapas laminadas a frio, Pires [32] [33] desenvolve a geração de referências otimizadas em um laminador tandem utilizando técnicas de adaptação de parâmetros incertos como o coeficiente de

atrito e limite de escoamento da chapa. O trabalho propõe que a otimização do processo de laminação deva ser iniciada com a geração de referências ótimas para o controle dinâmico.

1.3 Proposta de trabalho

Apesar do laminador ter iniciado as operações em 2000, os acionamentos ainda são executados por meio de motores de corrente contínua, acionados por conversores tiristorizados, diferentemente da tendência de utilização de motores de corrente alternada. O conversor tiristorizado HIRACS-N da HITACHI utiliza malhas de controle PID com implementação digital.

Tipicamente são utilizados sistemas de controle SISO, clássicos, baseados em controle PID, para os controles de velocidade e tração mecânica.

A proposta de trabalho é a de desenvolver um modelo matemático fiel o bastante para subsidiar estudos de novas técnicas de controle de velocidade e tensão. A importância de um controle eficaz justifica o desenvolvimento.

O foco do trabalho é o de criar condições para o emprego de técnicas de controle multivariável para o controle de velocidade e tensões mecânicas de um laminador de encruamento, contornando os problemas de não linearidades e de variação paramétrica.

Isso possibilitará o usufruto das técnicas de controle multivariável disponíveis e obter uma melhoria de robustez e desempenho. Em particular a teoria LQG/LTR.

Espera-se que esse desenvolvimento contribua para a melhoria dos controles de velocidade e de tensões de bobinamento e desbobinamento da tira, com reflexos na qualidade do material produzido.

Com base no modelo obtido, é projetado um controle PID por alocação de pólos para as malhas de velocidade e corrente.

É desenvolvido um modelo em espaço de estados, o qual é utilizado para

projetar um controlador LQG/LTR.

Questões como a variação da inércia das bobinas, são consideradas para o projeto do controlador. As avaliações do modelo e do desempenho do controle são feitas por meio de simulações.

1.4 Estrutura da Dissertação

Este trabalho foi organizado em *12* capítulos:

- Capítulo 1 - Explora, nas suas origens, as tecnologias das áreas de laminação, acionamento e controle e faz considerações sobre o processo de bobinamento da tira.
- Capítulo 2 - Faz uma breve introdução ao processo de laminação a frio da Usiminas - Cubatão , com ênfase no laminador de encruamento.
- Capítulo 3 - Elabora o modelo matemático dos sistemas de acionamento com as interações entre os canais.
- Capítulo 4 - Desenvolve o modelo matemático do laminador com a representação em espaço de estados.
- Capítulo 5 - Trata da questão da compensação de inércia da desenroladeira e enroladeira, e as não-linearidades associadas, considerando as bobinas de aço e os conjuntos mecânicos.
- Capítulo 6 - Apresenta os dados do laminador real, utilizados na dissertação.
- Capítulo 7 - Faz uma avaliação das implicações das variações paramétricas do laminador.
- Capítulo 8 - Desenvolve um projeto de controle de velocidade e tensões mecânicas com controladores PID.
- Capítulo 9 - Avalia o modelo matemático desenvolvido.
- Capítulo 10 - Apresenta a técnica de projeto LQG/LTR.
- Capítulo 11 - Desenvolve um projeto básico de controle utilizando a técnica LQG/LTR.
- Capítulo 12 - Estabelece as conclusões do trabalho.

Capítulo 2

O processo de laminação de encruamento

De uma forma resumida, laminação a frio consiste na passagem de uma chapa metálica, em temperaturas menores que a de recristalização do material, por conjunto de dois cilindros de trabalho, de modo a reduzir a espessura da tira a um valor desejado. Neste capítulo, é apresentada uma breve descrição dos processos de laminação a frio, com ênfase no processo de encruamento do laminador de encruamento nº 2 instalado na USIMINAS - Usina de Cubatão.

2.1 O processo de laminação a frio

O processo de laminação a frio utiliza bobinas de tiras de aço oriundas do *laminador de tiras a quente*.

Quando as bobinas chegam à área da laminação a frio, elas são encaminhadas à *linha de decapagem* onde são submetidas a um processo de limpeza superficial, por meio solução ácida, para a remoção da camada de óxido (*carepa*), originada no processo de laminação a quente.

As bobinas de aço, isentas da camada de óxido, são encaminhadas ao *laminador de tiras a frio*.

O *laminador de tiras a frio* da usina de Cubatão é composto de 4 (quatro) cadeiras de laminação. Entende-se por *cadeira de laminação*, também denominada *roll stand*, a estrutura e o conjunto de cilindros arranjados verticalmente, por entre os quais passa a tira de aço para ser laminada.

A bobina *decapada* é inserida no mandril da desenroladeira que permite o seu desenrolamento, garantindo a tração à ré. A tira passa sucessivamente pelas cadeiras de laminação de forma controlada, garantindo a homogeneidade de espessura do produto. Após a saída da última cadeira está colocado o mandril da enroladeira, que forma a bobina com a tira na nova espessura. A redução de espessura pelo processo a frio não permite a reorganização da estrutura cristalina dos grãos da tira de aço. A alta redução na espessura, exigida nessa etapa, causa um grande encruamento (endurecimento) do aço. Para fazê-lo retornar à condição anterior é necessário um processo de recozimento.

No processo de recozimento em caixa as bobinas, produzidas pelo laminador de tiras a frio, são empilhadas e cobertas com uma campânula. Dentro desta campânula o ar é removido e substituído por uma mistura inerte de hidrogênio e nitrogênio. Isso se faz necessário para que não ocorra oxidação das bobinas quando forem aquecidas. Sobre a campânula é montado um forno com aquecimento a gás.

As bobinas são submetidas a um ciclo de aquecimento e resfriamento de forma controlada, conforme as propriedades mecânicas a serem conferidas ao material. A temperatura final de aquecimento pode variar, dependendo das propriedades mecânicas desejadas. As temperaturas de recozimento são da ordem de 700°C. Após o resfriamento até uma temperatura próxima à ambiente, as bobinas são retiradas da campânula e deixadas em um pátio para que seja completado o resfriamento.

Após o processo de recozimento o material recupera as propriedades mecânicas, mas ainda requer de um tratamento para obter características necessárias ao processo de estampagem no cliente. Então, as bobinas são enviadas ao *lami-*

nador de encruamento.

2.2 Laminação de encruamento

Os Laminadores de Encruamento, conhecidos também como *Skinpass Mill* ou *Temper Mill*, tem a finalidade de proporcionar um endurecimento superficial à tira de aço por meio da aplicação de um alongamento (redução de espessura) controlado.

O objetivo principal é restaurar a têmpera do material recozido e adequá-lo ao processo de estampagem no cliente.

Se a tira de aço não passasse pelo processo de encruamento haveria o aparecimento de linhas de distensão (ou linhas de Luder) quando o material fosse submetido à algum processo de estampagem. Esse fenômeno ocorre quando a tira de aço recozida é submetida a um processo de alongamento, que atinja a região de deformação plástica, e essa deformação se dê de forma não homogênea.

Para evitar esse problema deve ser aplicada uma deformação plástica homogênea na tira de aço. No laminador de encruamento o alongamento se dá na pequena região de contato dos cilindros de laminação, impondo uma deformação homogênea. Depois que essa deformação plástica inicial é aplicada, as deformações subsequentes, em processos futuros, ocorrerão de forma homogênea, ou seja; não surgirão as linhas de Luder.

No início a tira de aço sofre uma deformação elástica. Na região seguinte ocorre a deformação plástica. A última região não é atingida pelo processo de laminação a frio; nesta região a seção transversal do material é significativamente reduzida, chegando ao ponto de ruptura. As regiões da curva tensão deformação são mostradas na figura 2.1.

A figura 2.2 mostra as curvas tensão x deformação do aço. A curva A corresponde ao comportamento do aço antes do encruamento, enquanto que a

Figura 2.1: Curva tensão x deformação do aço

curva *B* mostra o comportamento do aço após o encruamento no laminador. O eixo horizontal representa o alongamento imposto ao material, enquanto que o eixo vertical indica a tensão mecânica como consequência deste alongamento.

No laminador de encruamento a bobina de aço é desenrolada com uma tensão mecânica controlada. A tira de aço passa por cilindros de laminação que a submetem a uma força de compressão. Em seguida a tira é novamente enrolada, com uma tensão mecânica, também controlada. As tensões mecânicas são determinadas pelo controle dos torques aplicados aos motores da desenroladeira e da enroladeira. A força de laminação é controlada por uma malha independente, para a obtenção do alongamento desejado. O laminador é acionado por um motor acoplado ao cilindro de laminação através de eixos articulados, conforme mostrado na figura 2.3.

O motor do laminador aplica a energia para a deformação da tira, sob os cilindros, e determina a velocidade da tira. A força de laminação, por sua vez,

Figura 2.2: Curvas tensão x deformação do aço – antes e depois do encruamento.
fonte: Mourão, 2007 [34]

é imposta por atuadores hidráulicos dispostos sob os mancais dos cilindros de encosto inferiores. A figura 2.4 mostra um diagrama esquemático deste processo.

De acordo com Roberts [1], as reduções, nesse tipo de laminador, podem variar de aproximadamente 0,5% a 4,0% no caso de laminação a seco, chegando a 10% no caso de laminação com a aplicação de solução de encruamento úmido.

Os primeiros Laminadores de encruamento eram unidades de uma cadeia com a tensão à ré obtida de frenagem aplicada à desenroladeira e a tensão avante desenvolvida pela tração da bobinadeira. A demanda por maior dureza e melhor qualidade superficial obrigou a relaminação de muitas bobinas em tais laminadores até que, alguns anos após o início da laminação de encruamento, surgiram os laminadores de duas cadeiras.

Esses Laminadores chegam a velocidades de até 30,5 m/s. Apesar das vantagens do laminador de duas cadeiras, mesmo nos dias de hoje, o fator custo e a simplicidade de operação e controle, levam à utilização de laminadores de apenas uma cadeira.

Figura 2.3: Acionamento dos cilindros de laminação

Figura 2.4: Fluxo da tira de aço no laminador

2.2.1 Alongamento

Nos processos de laminação de tiras a frio não ocorre variação apreciável na largura do material. Como o aço é incompressível aplica-se o princípio de fluxo de massa. Por esse princípio, para uma redução na espessura, ocorre um correspondente aumento no comprimento da tira; ou seja, o alongamento da tira corresponde à redução na espessura. Neste processo o alongamento aplicado à tira, que garante a obtenção das propriedades mecânicas, é mais importante que a sua espessura final. São frequentemente utilizados extensômetros para a medição da taxa de alongamento (*redução*).

Para isso aproveita-se os rolos defletores de entrada e de saída. A eles são acoplados geradores de pulso os quais proporcionam a medição do comprimento da tira que passa pelos mesmos. A determinados intervalos de comprimento faz-se a comparação entre os comprimentos medidos na entrada e na saída. O valor de alongamento é pela equação 2.1:

$$\epsilon = \frac{\Delta_{out} - \Delta_{in}}{\Delta_{in}} \quad (2.1)$$

Onde:

Δ_{in} é o comprimento de tira que passou pelos rolos tensores de entrada no intervalo de medição.

Δ_{out} é o comprimento de tira que passou pelos rolos tensores de saída no intervalo de medição.

ϵ é o valor de alongamento expresso em termos percentuais.

O alongamento, por sua vez, é obtido pela pressão exercida pelos cilindros de trabalho sobre a tira de aço, combinada com as forças de tração avante e à ré. O controle de alongamento atua sobre a força de aperto aplicada aos cilindros de laminação para obter a redução (alongamento) desejada.

Figura 2.5: Desenroladeira

2.2.2 Tensões de desbobinamento e bobinamento

As bobinas de aço são desenroladas e reenroladas sob tensão. Esse tensionamento mecânico é necessário à estabilização da tira no laminador, mas também é essencial ao processo de laminação a frio. As tensões aplicadas à tira, na entrada e na saída dos cilindros de laminação contribuem para o processo de redução de espessura. Se não existissem essas tensões seria necessária uma força de laminação muito maior para produzir a mesma redução na espessura (alongamento) da tira.

Se a tensão mecânica for muito alta poderá ocorrer o deslizamento entre espiras, ao passo que se a tensão mecânica for muito reduzida poderá desestabilizar a tira no laminador, causar a ruptura da tira ou provocar o defeito "quebra de superfície" [20]. A figura 2.5 mostra a bobina encaixada no mandril da desenroladeira e a tira sendo encaminhada ao laminador.

No caso da enroladeira, se a tensão mecânica aplicada sobre a tira for muito

Figura 2.6: Enroladeira

alta, poderá ocorrer o colapso das espiras internas quando a bobina for removida do mandril. Por outro lado, se a tensão mecânica for muito baixa poderá haver deslizamento entre espiras durante o desenrolamento no processo seguinte. [22]. A figura 2.6 mostra a tira sendo bobinada na enroladeira.

O motor de corrente contínua, com potência de 1300kW, de acionamento da enroladeira, é mostrado na figura 2.7.

Um fenômeno que não pode ser negligenciado é a introdução de defeitos na tira devido tanto à aplicação de baixas tensões quanto à aplicação de altas tensões de bobinamento.

Para efetuar um bobinamento com uma tensão mecânica adequada, de modo a evitar os problemas de qualidade em materiais de pequenas espessuras, é comum a aplicação de uma tensão inicial maior nas primeiras espiras (cerca de 200 mm iniciais), reduzindo gradativamente para a tensão nominal à medida que o diâmetro aumenta. Essa estratégia é conhecida como *taper tension* ou *patamar de tensão*.

Figura 2.7: Motor CC de 1300kW da enroladeira

Outros defeitos também podem surgir se a tira de aço for desbobinada com uma tensão superior à tensão na qual ela foi bobinada no processo anterior. Esses fenômenos, relatados por Domanti [20], são conhecidos pelos especialistas do ramo siderúrgico.

A figura 2.8 mostra um exemplo do fenômeno bacia, ou telescópio, relatado por Edwards et al [22]. Esse deslocamento entre as espiras provoca riscos na tira de aço que afetam gravemente o aspecto superficial da tira. Isso inviabiliza a aplicação do produto em partes expostas, muito comuns nas indústrias de eletrodomésticos e automobilística.

Este problema em particular é resultado de um experimento e foi causado pela incompatibilidade entre as tensões mecânicas de enrolamento no laminador de tiras a frio e a tensão mecânica de desenrolamento no laminador de encruamento [16]. Deficiências no aplainamento da tira também podem contribuir para o agravamento do problema.

Figura 2.8: Bobina com deslocamento de espiras (experimento controlado)

Para que as tensões sejam mantidas nos valores definidos pela referência (não obrigatoriamente constantes), durante todo o processo, é importante que haja um controle eficiente, principalmente, durante os transitórios de aceleração e desaceleração do laminador.

2.3 O Laminador de Encruamento da Usina de Cubatão

A Usina 2, antiga Companhia Siderúrgica Paulista - COSIPA, recebeu esta denominação em 2009, após a sua incorporação definitiva pela Usiminas, que já havia participado da sua privatização em 1993 e fechado o capital acionário em 2005. A Usina 2 - "*José Bonifácio de Andrada e Silva*" é uma usina siderúrgica integrada, localizada em Cubatão, no litoral de São Paulo, a qual possui porto próprio e está situada nas proximidades de um grande centro consumidor.

A empresa foi idealizada por um grupo liderado pelo Dr. Plínio de Queiroz,

a partir de uma visita realizada em 21 de abril de 1951 às instalações da recém construída Companhia Siderúrgica Nacional - CSN. Os estudos preliminares obtiveram o apoio do capital privado e do governador de São Paulo, Dr. Lucas Nogueira Garcez, que colocou à disposição o IPT - Instituto de Pesquisas Tecnológicas de São Paulo [35]. Algumas pessoas, além do Dr. Plínio, tiveram papel fundamental na viabilização e na condução do projeto; destaque especial feito ao Dr. Martinho Prado Uchôa.

A empresa foi constituída em 23 de novembro de 1953. Com firma organizada e com estudos concluídos, em 9 de abril de 1956, nove dias antes da assinatura da proposta de construção de Brasília, a COSIPA recebeu a aprovação do presidente da República Juscelino Kubitschek de Oliveira. Em 18 de dezembro de 1963 foi inaugurada a área de laminação a quente pelo presidente João Goulart. A área de laminação a frio foi inaugurada em 15 de outubro de 1964, por ocasião da visita do presidente da França, Charles de Gaulle. A sua inauguração oficial, como usina integrada, ocorreu no dia 31 de março de 1966 com a presença do então presidente da República, marechal Humberto de Alencar Castelo Branco [35].

Desde o início das operações da laminação a frio, a usina dispunha apenas de um laminador de encruamento, de fabricação Schneider (Creusot-France), para a produção de todo o produto laminado a frio.

Após a sua privatização e aquisição pela Usiminas, em 1993, houve um processo de modernização com a reforma de alguns equipamentos e a aquisição de outros. O laminador de encruamento nº2, foco deste trabalho, foi adquirido dentro do plano de modernização da laminação a frio. Ele foi fornecido pela HITACHI, iniciando suas operações em abril de 2000.

Apesar de empregar tecnologias modernas, ele foge à tendência de utilização de motores de corrente alternada. O acionamento principal, que compreende a desenroladeira, laminador e enroladeira, utiliza motores de corrente contínua.

O aperto dos cilindros de laminação é feito por meio de cilindros hidráulicos com capacidade de força superior a 10000 N. Utiliza uma configuração de

Figura 2.9: Laminador de encruamento COSIPA - Rizzo(2007)

5 cilindros de laminação denominada 5MB (multi-bending) a qual é apresentada por Rizzo [36], vista nas figuras 2.9 e 2.11.

A figura 2.10 mostra o laminador 5MB, da Usina de Cubatão, fornecido pela HITACHI.

Algumas de suas características principais são apresentadas na tabela 2.1

Figura 2.10: Laminador de encruamento 5MB fornecido pela HITACHI.

Figura 2.11: Configuração HITACHI - 5MB de 5 cilindros de laminação.

Tabela 2.1: Principais dados do laminador e produto processado

Fabricante	HITACHI, Ltd.
Capacidade nominal de produção	800 kt/ano
Início de operação	Abril 2000
Produto	aço baixo carbono, baixa liga
Espessura da tira	0,38 a 3,00 <i>mm</i>
Largura da tira	600 a 1600 <i>mm</i>
Velocidade máxima	20 <i>m/s</i>
Força de laminação	até 10000 <i>N</i>
Redução de espessura	até 10 %

Capítulo 3

O modelamento matemático linear do laminador

O sistema a ser controlado é composto basicamente por três acionamentos que se inter-relacionam. O primeiro é o controle de velocidade do acionamento dos cilindros de laminação. Os outros dois são os controles de tração da desenroladeira e da enroladeira.

A figura 3.1 mostra o laminador e seus principais componentes. Na cadeia de laminação, marcada como 2, podem ser observados os 5 (cinco) cilindros de laminação, sendo que apenas os dois que entram em contato com a tira de aço, são acionados. Os demais cilindros tem a finalidade de suportar os esforços de laminação e proporcionar recursos para a melhoria do aplainamento da tira.

3.1 Modelamento do motor

Segundo Garcia [37] e Lima [24], um motor de corrente contínua pode ser modelado pelas seguintes equações:

$$V_{mot} = \varepsilon + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + R_a \cdot i_a \quad (3.1)$$

Figura 3.1: Laminador de Encruamento

e

$$T_{mot} = J_{mot} \cdot \frac{d\omega_{mot}}{dt} + B_{mot} \cdot \omega_{mot} + T_c \quad (3.2)$$

Para a condição em que a corrente de campo é mantida constante, tem-se que a força eletromotriz ε é proporcional à velocidade angular do motor ω_{mot} .

$$\varepsilon = K_v \cdot \phi \cdot \omega_{mot} \quad (3.3)$$

Da mesma forma, o torque T_{mot} produzido pelo motor é proporcional à corrente de armadura i_a .

$$T_{mot} = K_t \cdot \phi \cdot i_a \quad (3.4)$$

Essas relações são mostradas em 3.3 e 3.4, onde K_v e K_t são constantes do motor.

Segundo Garcia [37], se forem utilizadas unidades consistentes, K_v e K_t serão numericamente iguais.

3.2 Modelamento do conjunto motor e carga

A equação 3.5 descreve o comportamento do torque requerido para acelerar a carga, na qual J_c corresponde à inércia e B_c ao atrito viscoso da carga.

$$T_c = J_c \cdot \frac{d\omega_c}{dt} + B_c \cdot \omega_c \quad (3.5)$$

Substituindo-se as equações 3.3, 3.4 e 3.5 em 3.1 e 3.2 são obtidas as equações 3.6 e 3.7 que representam o conjunto *motor-carga*.

$$V_{mot} = K_v \cdot \phi \cdot \omega_{mot} + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + R_a \cdot i_a \quad (3.6)$$

$$K_t \cdot \phi \cdot i_a = J_{mot} \cdot \frac{d\omega_{mot}}{dt} + B_{mot} \cdot \omega_{mot} + J_c \cdot \frac{d\omega_c}{dt} + B_c \cdot \omega_c \quad (3.7)$$

3.3 Modelamento do conversor tiristorizado

Segundo Leonhard [38], o retificador trifásico controlado, operando na região de continuidade de corrente, pode ser modelado através de um período de atraso proporcional ao período de comutação ou chaveamento. Considere-se o conversor operando nesta região. Denominando por τ_p o período de chaveamento, o atraso τ_d introduzido pelo conversor é dado pela equação 3.8.

$$\tau_d = \frac{\tau_p}{2} \quad (3.8)$$

O parâmetro τ_p é definido como sendo a razão do período de onda de entrada pelo número de pulsos por ciclo fornecidos ao conversor trifásico [24]. O retificador aplicado neste projeto opera com 6 (seis) pulsos por ciclo de entrada.

De acordo com Buxbaum [28] o atraso τ_d , para um conversor operando em uma frequência f com p pulsos, é dado pela equação 3.9.

$$\tau_d = \frac{10}{p} \cdot \frac{50}{f} \quad (3.9)$$

O conversor CA/CC tem ainda a finalidade de acoplar a saída do controlador, que opera com sinais de baixa potência, ao motor CC que evidentemente proporciona elevados valores de potência. O conversor pode, portanto, ser modelado como um amplificador de potência com ganho constante (K_c) associado à um termo de atraso (τ_d) [24]. É importante notar que este modelo está restrito aos modos de operação contínuos do conversor CA/CC.

Então o modelo matemático para o conversor trifásico que relaciona o sinal de controle $u(t)$ com a tensão disponibilizada para o motor CC: $V_{mot}(t)$, é dado pela equação 3.10.

$$V_{mot}(t) = K_d \cdot u(t - \tau_d) \quad (3.10)$$

Buxbaum [28] e Leonhard [38] fazem uma aproximação do tempo morto para um atraso de tempo. Desta forma o conversor fica descrito pela equação 3.11.

$$V_{mot}(t) = K_d \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_d}}) \quad (3.11)$$

3.4 Funções de Transferência da Planta – motor e carga

Utilizando as equações obtidas para os diversos componentes da planta são desenvolvidas as funções de transferência de cada componente até a obtenção do diagrama de blocos completo do sistema.

Transformando por Laplace [39] a equação 3.6 tem-se a equação 3.13.

$$V_{mot}(s) = K_v \cdot \phi \cdot \omega_{mot}(s) + L_a \cdot s \cdot I_a(s) + R_a \cdot I_a(s) \quad (3.12)$$

$$V_{mot}(s) = K_v \cdot \phi \cdot \omega_{mot}(s) + (L_a s + R_a) \cdot I_a(s) \quad (3.13)$$

Transformando por Laplace a equação 3.7 tem-se a equação 3.14.

$$K_t \cdot \phi \cdot I_a = J_{mot} \cdot s \cdot \omega_{mot}(s) + B_{mot} \cdot \omega_{mot}(s) + J_c \cdot s \cdot \omega_c(s) + B_c \cdot \omega_c(s) \quad (3.14)$$

Considerando que há um acoplamento direto entre o motor e carga, então ω_{mot} é igual a ω_c e a inércia J_{mot} pode ser somada à inércia J_c e chamada de J . O mesmo pode ser feito com os atritos viscosos B_{mot} e B_c , chamado de B . Após as substituições a equação 3.14 fica como a equação 3.15, desenvolvida para a equação 3.16.

$$(J \cdot s + B) \cdot \omega_{mot}(s) = K_t \cdot \phi \cdot I_a \quad (3.15)$$

$$\omega_{mot}(s) = \frac{1}{J \cdot s + B} \cdot K_t \cdot \phi \cdot I_a \quad (3.16)$$

Isolando I_a , a equação 3.13 pode ser escrita como 3.17.

$$I_a(s) = \frac{1}{L_a \cdot s + R_a} \cdot (V_{mot}(s) - K_v \cdot \phi \cdot \omega_{mot}(s)) \quad (3.17)$$

Substituindo as equações 3.17 em 3.16 tem-se a equação 3.18 que representa o relacionamento entre a velocidade angular do conjunto ω_{mot} e a tensão elétrica V_{mot} aplicada ao circuito de armadura do motor de corrente contínua.

$$\omega_{mot}(s) = \frac{1}{(1 + K_v \cdot \phi)} \cdot \frac{1}{(J \cdot s + B)} \cdot K_t \cdot \phi \cdot \frac{1}{(L_a \cdot s + R_a)} \cdot V_{mot}(s) \quad (3.18)$$

A figura 3.2 mostra o diagrama de blocos do modelo linear do motor de corrente contínua, correspondente à equação 3.18.

Figura 3.2: Diagrama blocos modelo motor

3.5 Redução de espessura e escorregamento

No processo de laminação há um princípio básico, que é o do fluxo de massa. Segundo esse princípio, a massa não se altera durante a passagem pelos cilindros de laminação. Como o aço não é compressível, e a redução na largura é desprezível, a toda redução na espessura corresponde um acréscimo no comprimento e consequentemente na velocidade da tira. Assim sendo, a espessura de saída h_{out} é menor que a espessura de entrada h_{in} e a velocidade de saída v_{out} é maior que a de entrada v_{in} , cuja proporcionalidade é vista em 3.19.

$$\frac{h_{out}}{h_{in}} = \frac{v_{in}}{v_{out}} \quad (3.19)$$

A redução relativa de espessura da tira " r " é dada por 3.20 e 3.21, conforme Ginzburg [40].

$$r = \frac{h_{in} - h_{out}}{h_{in}} = 1 - \frac{h_{out}}{h_{in}} \quad (3.20)$$

$$r = \frac{v_{out} - v_{in}}{v_{out}} = 1 - \frac{v_{in}}{v_{out}} \quad (3.21)$$

Se a velocidade da tira varia durante a passagem pelos cilindros de laminação, então pode-se concluir que ocorre um *escorregamento* entre a tira e os cilindros de trabalho. Na entrada a tira possui uma velocidade menor que a dos cilindros, enquanto que na saída a tira tem uma velocidade superior à dos cilindros. O ponto onde a velocidade da tira é igual à do cilindro é chamado de *ponto neutro* [40] [1] [41]. A figura 3.3 mostra o esquema de redução de espessura,

Figura 3.3: Esquema de redução de espessura e escorregamento – fonte: Ginzburg [40]

velocidades e ponto neutro.

Denomina-se *escorregamento avante* a relação entre a velocidade de saída da tira e a velocidade do cilindro de trabalho [42], como mostrado em 3.22.

$$\gamma_F = \frac{v_{out} - v_r}{v_r} = \frac{v_{out}}{v_r} - 1 \quad (3.22)$$

De forma semelhante, define-se o *escorregamento à ré* como a relação entre a velocidade de entrada da tira e a velocidade do cilindro de trabalho [42], como em 3.23.

$$\gamma_R = \frac{v_r - v_{in}}{v_r} = 1 - \frac{v_{in}}{v_r} \quad (3.23)$$

A localização do *ponto neutro*, na região de *mordida* dos cilindros, depende de vários fatores, como o coeficiente de atrito dos cilindros e da tira e das tensões mecânicas aplicadas à tira (avante e à ré) [43] [42] [19]. Porém, Roberts [1] faz uma consideração importante que, na laminação de encruamento, na qual há um alto coeficiente de atrito e o ponto neutro se posiciona próximo ao centro do arco

de contato, o escorregamento avante pode ser calculado, de maneira simplificada, pela equação 3.24.

$$\gamma_F = \frac{r}{4 \cdot (1 - r)} \quad (3.24)$$

Essa relação também foi utilizada pela Hitachi no software de controle do laminador de encruamento nº 2 da Usina de Cubatão. Esse fato transmite uma certa segurança para que seja utilizado o mesmo critério para o caso do modelamento e controle.

A relação 3.24 induz a equação 3.27, que define o escorregamento a ré, sob as mesmas premissas de 3.24.

$$\gamma_R = \frac{3}{4} \cdot r \quad (3.25)$$

A partir do conhecimento da taxa de redução r , é possível determinar os valores do escorregamento γ_F e γ_R . Sabendo-se a velocidade dos cilindros de laminação são obtidas as velocidades de entrada e saída da tira.

A velocidade de entrada da tira pode ser calculada por 3.26.

$$v_{in} = (1 - \gamma_R) \cdot v_r = \left(1 - \frac{3}{4} \cdot r\right) \cdot v_r \quad (3.26)$$

A velocidade de saída da tira pode ser calculada por 3.27.

$$v_{out} = (1 + \gamma_F) \cdot v_r = \left(1 + \frac{r}{4 \cdot (1 - r)}\right) \cdot v_r \quad (3.27)$$

As relações 3.26 e 3.27 são importantes para a correta determinação das velocidades da desenroladeira e enroladeira a partir do conhecimento da taxa de redução r e da velocidade dos cilindros de laminação v_r .

3.6 Modelo completo

Na figura 3.4 é apresentado o modelo linear completo do sistema com os três acionamentos (desenroladeira, laminador e enroladeira) e os seus respectivos inter-relacionamentos.

Embora as inércias da desenroladeira e enroladeira variem durante o processo, essa variação se processa lentamente, de modo que é possível tratar a dinâmica do controle como se as inércias permanecessem constantes durante o intervalo de tempo do transitório.

O modelo considera o laminador com a tira tensionada, saindo da desenroladeira, passando pelo laminador e sendo rebobinada na enroladeira, como visto na figura 3.1. Nestas circunstâncias os acionamentos trabalham com velocidades coordenadas, definidas pelo acionamento do laminador, enquanto que a desenroladeira e a enroladeira produzem o tensionamento da tira.

Os três blocos ligados às entradas U_1 , U_2 e U_3 representam os conversores tiristorizados, conforme descrito no item 3.3.

O ramo central, entre U_2 e V_S corresponde ao acionamento do laminador. Este ramo é semelhante ao diagrama da figura 3.2 e controla a velocidade do laminador. O sinal T_{M2} representa o torque elétrico gerado pelo motor. T_{A2} é o torque responsável pela aceleração do laminador. ω_2 é a velocidade angular do motor. V_R é a velocidade periférica dos cilindros de laminação.

Pode-se observar a contribuição do distúrbio de torque de laminação "*Dist*".

A influência dos outros ramos é recebida pelos sinais de tração da desenroladeira e da enroladeira, através dos blocos $\frac{D_{cil}}{2}$. A tração da tira da desenroladeira se opõe ao movimento, enquanto que a tração da tira da enroladeira favorece o movimento no sentido de laminação (*avante*).

O ramo superior de U_1 até F_{S1} corresponde ao acionamento da desenroladeira. Nesta parte do diagrama F_{S1} representa a força de tração aplicada à tira da desenroladeira. Esta força de tração é um resultado do torque elétrico T_{M1}

produzido pelo motor, combinado à influência do torque de aceleração T_{A1} da massa da bobina, mandril e motor. Uma característica importante do ramo da desenroladeira é que a força contra-eletromotriz do seu motor depende da velocidade angular ω_1 , definida pela velocidade da tira. O torque T_{A1} para acelerar a inércia J_P e para vencer o atrito viscoso B_P , depende da velocidade ω_1 , imposta pela tira. A velocidade da tira é obtida a partir da velocidade periférica dos cilindros de trabalho e do fator de escorregamento a ré γ_R .

Se o torque elétrico do motor T_{M1} for mantido constante, à medida que o laminador acelera, a tração na tira da desenroladeira aumenta.

O ramo inferior de U_3 até F_{S3} corresponde ao acionamento da enroladeira. Este ramo é semelhante ao da desenroladeira, mas com a inversão de alguns sinais. F_{S3} representa a força de tração aplicada à tira da enroladeira, resultado do torque elétrico T_{M3} produzido pelo motor, combinado à influência do torque de aceleração T_{A3} da massa da bobina, mandril e motor. Aqui, também, a força contra-eletromotriz do seu motor depende da velocidade angular ω_3 , definida pela velocidade da tira. O torque T_{A3} para acelerar a inércia J_T e para vencer o atrito viscoso B_T , depende da velocidade ω_3 , imposta pela tira. A velocidade da tira é obtida a partir da velocidade periférica dos cilindros de trabalho e do fator de escorregamento a avante γ_F .

Se o torque elétrico do motor T_{M3} for mantido constante, à medida que o laminador acelera a tração na tira da enroladeira diminui.

Como pode-se observar, há uma forte inter-relação entre as malhas de controle de velocidade e de tração mecânica.

MODELO DO ACIONAMENTO DO LAMINADOR

Figura 3.4: Diagrama de blocos do modelo linear do sistema completo

Capítulo 4

O modelamento linear em espaço de estados

4.1 Introdução

Um sistema pode ter várias entradas e saídas com inter-relacionamento complexo entre elas. Nestes casos é conveniente a abordagem em espaço de estados.

Enquanto a teoria de controle convencional é fundamentada na relação entrada-saída, ou função de transferência, a teoria de controle moderno é fundamentada na descrição de um sistema de equações em termos de n equações diferenciais de primeira ordem, que podem ser combinadas em uma equação diferencial vetorial matricial de primeira ordem [44].

D'Azzo [45] apresenta um método usado para obter o diagrama de simulação, por meio dos seguintes passos:

1. Inicia-se com o modelo que relaciona as entradas e saídas, gerando as equações diferenciais.
2. Do lado esquerdo da equação coloca-se a derivada de maior ordem da variável dependente. A derivada de primeira ordem ou de ordem superior da entrada deve aparecer na equação. Neste caso a derivada de maior ordem, da entrada, é colocada, também do lado esquerdo da equação. Todos os outros termos são colocados no lado direito.
3. Inicia-se o diagrama assumindo que o sinal, representado pelos termos no lado esquerdo da equação, esteja disponível. Então integra-se quantas vezes seja necessário para obter todas as derivadas de ordem inferior. Pode ser necessário adicionar um somador no diagrama de simulação para obter a variável dependente *explicitamente*.
4. Completa-se o diagrama realimentando as saídas dos integradores aos somadores para gerar o sinal original do passo 2. Deve-se incluir a função de entrada se esta for necessária.

O estado de um sistema pode ser descrito por meio de um sistema de equações diferenciais de primeira ordem escrito em termos das variáveis de estado $(x_1, x_2, \dots, x_n)$ [7].

Estas equações podem ser escritas na forma geral como em 4.1.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + \dots + a_{1n}x_n + b_{11}u_1 + \dots + b_{1m}u_m \\ a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + \dots + a_{2n}x_n + b_{21}u_1 + \dots + b_{2m}u_m \\ \vdots \\ a_{n1}x_1 + a_{n2}x_2 + \dots + a_{nn}x_n + b_{n1}u_1 + \dots + b_{nm}u_m \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

O sistema de equações diferenciais simultâneas pode ser escrito como em 4.2.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & \dots & b_{1m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{n1} & \dots & b_{nm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

A matriz coluna da equação 4.3, que contém as variáveis de estado, é denominada vetor de estados.

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

De maneira similar, o vetor dos sinais de entrada é definido como $\mathbf{u}$.

O sistema pode ser representado pela *equação diferencial de estado* 4.4 normalmente chamada simplesmente de *equação de estado*.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4.4)$$

A matriz A é uma matriz quadrada $n \times n$, na qual n corresponde ao número de estados do sistema. Essa matriz é denominada matriz de estado.

A matriz B , denominada matriz de entrada, tem dimensões $n \times m$, sendo que m corresponde ao número de entrada do sistema.

A equação diferencial de estado relaciona a taxa de variação dos estados do sistema ao estado do sistema, pela matriz A e aos sinais de entrada pela matriz B .

A equação 4.5 relaciona o sinal de saída do sistema às variáveis de estado e aos sinais de entrada.

$$y = Cx + Du \quad (4.5)$$

Figura 4.1: Diagrama de blocos representando as equações de estado e de saída

O vetor coluna y representa as saídas do sistema.

Geralmente pode-se relacionar as saídas de um sistema linear às variáveis de estado através de uma matriz C de dimensões $l \times n$ e diretamente aos sinais de entrada pela matriz D de dimensões $l \times m$.

A matriz C é chamada de matriz de saída.

À matriz D é dado o nome de matriz de transmissão direta [44]. Em grande parte dos casos não há um relacionamento direto entre a entrada e a saída do sistema e, portanto, essa se torna uma matriz nula.

Um sistema linear invariante no tempo pode ser representado em espaço de estados conforme o diagrama da figura 4.1, onde $u(t)$ representa a entrada, $y(t)$ representa a saída e $x(t)$ são os estados internos do sistema [44].

4.2 Definição preliminar das entradas, saídas e estados do sistema

O sistema possui 3 entradas e 3 saídas. As entradas correspondem a referências aplicadas aos conversores tiristorizados que alimentam o circuito de armadura

dos motores de corrente contínua de cada acionamento, conforme a tabela 4.1.

Tabela 4.1: Entradas do sistema

Entrada	Descrição
U_1	ref. conversor de armadura do motor da desenroladeira
U_2	ref. conversor de armadura do motor do laminador
U_3	ref. conversor de armadura do motor da enroladeira

Tabela 4.2: Saídas do sistema

Entrada	Descrição
Y_1	tração aplicada à tira na desenroladeira
Y_2	velocidade linear da tira no laminador
Y_3	tração aplicada à tira na enroladeira

O estado de um sistema é descrito por meio de um sistema de equações diferenciais de primeira ordem escrito em termos das variáveis de estado $(x_1, x_2, \dots, x_n)$. As variáveis de estado descrevem a resposta futura de um sistema, dado o estado presente, as excitações de entrada e as equações que descrevem a dinâmica [7].

As variáveis de estado do sistema foram escolhidas, convenientemente, conforme a tabela 4.3.

A equação diferencial 4.6 e a equação das saídas 4.7, mostram a representação do sistema no espaço de estados.

$$\dot{x} = A_n x + B_n u \quad (4.6)$$

$$y = C_n x + D_n u \quad (4.7)$$

Tabela 4.3: Variáveis de estado

Est.	Descrição	simb.
X_1	torque do motor do laminador	T_{mill}
X_2	velocidade do laminador	ω_{mill}
X_3	torque do motor da desenroladeira	T_{por}
X_4	torque do motor da enroladeira	T_{tr}
X_5	tensão de armadura da desenroladeira	V_{por}
X_6	tensão de armadura do laminador	V_{mill}
X_7	tensão de armadura da enroladeira	V_{tr}

4.3 Desenvolvimento das matrizes de estado

Inicialmente foram estabelecidos 7 estados ($X_1 \dots X_7$), mas analisando a dinâmica do sistema foi observado que as constantes de tempo referentes aos conversores tiristorizados são muito menores que as demais constantes de tempo do sistema.

Os conversores serão tratados simplesmente como um ganho constante sem dinâmica. Desta forma, os estados X_5 , X_6 e X_7 foram eliminados. Esses polos, sem muito prejuízo, serão omitidos no modelo utilizado para o projeto do controlador.

Figura 4.2: Diagrama de blocos do modelo com as variáveis de estado

A partir do diagrama de blocos da figura 4.2, são escritas as equações diferenciais de estado.

4.3.1 Estabelecimento das equações de estado

Para simplificação das equações é feita a substituição:

$$\lambda_1 = \frac{D_{cil}}{D_{pcoil}} \cdot (1 - \gamma_R) \quad (4.8)$$

$$\lambda_3 = \frac{D_{cil}}{D_{tcoil}} \cdot (1 + \gamma_F) \quad (4.9)$$

Estabelecimento da equação de estado de X_1

$$X_1 = \frac{1}{(La_2 \cdot s + Ra_2)} \cdot (Kd_2 \cdot U_2 - Kv_2 \cdot \phi_2 \cdot X_2) \quad (4.10)$$

$$X_1 + Ra_2 \cdot X_1 = (Kd_2 \cdot U_2 - Kv_2 \cdot \phi_2 \cdot X_2) \quad (4.11)$$

$$\dot{X}_1 = -\frac{Ra_2}{La_2} \cdot X_1 - \frac{(Kv_2 \cdot \phi_2)}{La_2} \cdot X_2 + \frac{Kd_2}{La_2} \cdot U_2 \quad (4.12)$$

A equação diferencial 4.12 representa a evolução do estado X_1 .

Estabelecimento da equação de estado de X_2

$$\begin{aligned} X_2 = \frac{1}{(J_m \cdot s + B_m)} \cdot (Kt_2 \cdot \phi_2 \cdot X_1 - \lambda_1 \cdot Kt_1 \cdot \phi_1 \cdot X_3 - \lambda_1 \cdot (J_p \cdot s + Bp) \cdot \lambda_1 \cdot X_2 \\ + \lambda_3 \cdot Kt_3 \cdot \phi_3 \cdot X_4 - \lambda_3 \cdot (J_t \cdot s + B_t) \cdot \lambda_3 \cdot X_2) \end{aligned} \quad (4.13)$$

$$J_m \cdot X_2 \cdot s + B_m \cdot X_2 = Kt_2 \cdot \phi_2 \cdot X_1 - \lambda_1 \cdot Kt_1 \cdot \phi_1 \cdot X_3 - \lambda_1^2 \cdot J_p \cdot X_2 \cdot s$$

$$-\lambda_1^2 \cdot B_p \cdot X_2 + \lambda_3 \cdot Kt_3 \cdot \phi_3 \cdot X_4 - \lambda_3^2 \cdot J_t \cdot X_2 \cdot s - \lambda_3^2 \cdot B_t \cdot X_2 \quad (4.14)$$

$$J_m \cdot \dot{X}_2 + B_m \cdot X_2 = Kt_2 \cdot \phi_2 \cdot X_1 - \lambda_1 \cdot Kt_1 \cdot \phi_1 \cdot X_3 - (\lambda_1^2 \cdot J_p + \lambda_3^2 \cdot J_t) \cdot \dot{X}_2$$

$$-(\lambda_1^2 \cdot B_p + \lambda_3^2 \cdot B_t) \cdot X_2 + \lambda_3 \cdot Kt_3 \cdot \phi_3 \cdot X_4 \quad (4.15)$$

As constantes de inércia e coeficiente de atrito totais, refletidas ao motor podem ser calculadas usando o quadrado da relação de transmissão (diâmetros) λ_1^2 e λ_3^2 , conforme as equações 4.16 e 4.17.

$$J_{total} = \lambda_1^2 \cdot J_p + J_m + \lambda_3^2 \cdot J_t \quad (4.16)$$

$$B_{total} = \lambda_1^2 \cdot B_p + B_m + \lambda_3^2 \cdot B_t \quad (4.17)$$

Substituindo as equações 4.16 e 4.17 na equação 4.15 tem-se:

$$\dot{X}_2 = \frac{Kt_2 \cdot \phi_2}{J_{total}} \cdot X_1 - \lambda_1 \cdot \frac{Kt_1 \cdot \phi_1}{J_{total}} \cdot X_3 + \lambda_3 \cdot \frac{Kt_3 \cdot \phi_3}{J_{total}} \cdot X_4 - \frac{B_{total}}{J_{total}} \cdot X_2 \quad (4.18)$$

A equação diferencial 4.18 representa a evolução do estado X_2 .

Estabelecimento da equação de estado de X_3

$$X_3 = \frac{1}{(La_1 \cdot s + Ra_1)} \cdot (Kd_1 \cdot U_1 - \lambda_1 \cdot Kv_1 \cdot \phi_1 \cdot X_2) \quad (4.19)$$

$$La_1 \cdot X_3 \cdot s + Ra_1 \cdot X_3 = Kd_1 \cdot U_1 - \lambda_1 \cdot Kv_1 \cdot \phi_1 \cdot X_2 \quad (4.20)$$

$$\dot{X}_3 = \frac{Kd_1}{La_1} \cdot U_1 - \lambda_1 \cdot \frac{Kv_1 \cdot \phi_1}{La_1} \cdot X_2 - \frac{Ra_1}{La_1} \cdot X_3 \quad (4.21)$$

A equação diferencial 4.21 representa a evolução do estado X_3 .

Estabelecimento da equação de estado de X_4

$$X_4 = \frac{1}{(La_3 \cdot s + Ra_3)} \cdot (Kd_3 \cdot U_3 - \lambda_3 \cdot Kv_3 \cdot \phi_3 \cdot X_2) \quad (4.22)$$

$$La_3 \cdot X_4 \cdot s + Ra_3 \cdot X_4 = Kd_3 \cdot U_3 - \lambda_3 \cdot Kv_3 \cdot \phi_3 \cdot X_2 \quad (4.23)$$

$$\dot{X}_4 = \frac{Kd_3}{La_3} \cdot U_3 - \lambda_3 \cdot \frac{Kv_3 \cdot \phi_3}{La_3} \cdot X_2 - \frac{Ra_3}{La_3} \cdot X_4 \quad (4.24)$$

A equação diferencial 4.24 representa a evolução do estado X_4 .

A saída do sistema é composta pelo vetor Y com as variáveis y_1 , y_2 e y_3 , conforme já apresentado na tabela 4.2. Da mesma forma como foram obtidas as equações para as variáveis de estado, é feito o procedimento para a obtenção das equações das saídas.

Estabelecimento da equação de saída de Y_1

$$Y_1 = \frac{2}{D_{pcoil}} \cdot (Kt_1 \cdot \phi_1 \cdot X_3 + (J_p \cdot s + B_p) \cdot \lambda_1 \cdot X_2) \quad (4.25)$$

$$Y_1 = \frac{2}{D_{pcoil}} \cdot (Kt_1 \cdot \phi_1 \cdot X_3 + \lambda_1 \cdot J_p \cdot \dot{X}_2 + \lambda_1 \cdot B_p \cdot X_2) \quad (4.26)$$

Substituindo a equação 4.15 na equação 4.26 obtém-se:

$$Y_1 = \frac{2}{D_{pcoil}} \cdot (Kt_1 \cdot \phi_1 \cdot X_3 + \lambda_1 \cdot J_p \cdot \left(\frac{Kt_2 \cdot \phi_2}{J_{total}} \cdot X_1 - \lambda_1 \cdot \frac{Kt_1 \cdot \phi_1}{J_{total}} \cdot X_3 + \lambda_3 \cdot \frac{Kt_3 \cdot \phi_3}{J_{total}} \cdot X_4 \right. \\ \left. - \frac{B_{total}}{J_{total}} \cdot X_2 \right) + \lambda_1 \cdot B_p \cdot X_2) \quad (4.27)$$

$$Y_1 = \frac{(2 \cdot Kt_1 \cdot \phi_1)}{D_{pcoil}} \cdot X_3 + \frac{2 \cdot \lambda_1}{D_{pcoil}} \cdot J_p \cdot \frac{Kt_2 \cdot \phi_2}{J_{total}} \cdot X_1 - \frac{2}{D_{pcoil}} \cdot \lambda_1^2 \cdot \frac{Kt_1 \cdot \phi_1}{J_{total}} \cdot J_p \cdot X_3 \\ + \frac{2}{D_{pcoil}} \cdot \lambda_1^2 \cdot \frac{Kt_3 \cdot \phi_3}{J_{total}} \cdot J_p \cdot X_4 - \frac{2}{D_{pcoil}} \cdot \lambda_1 \cdot \frac{B_{total}}{J_{total}} \cdot J_p \cdot X_2 + \frac{2}{D_{pcoil}} \cdot \lambda_1 \cdot B_p \cdot X_2 \quad (4.28)$$

$$Y_1 = \frac{2}{D_{pcoil}} \cdot Kt_1 \cdot \Phi_1 \cdot X_3 + \frac{2}{D_{pcoil}} \lambda_1 \cdot J_p \cdot \left(\frac{Kt_2 \cdot \Phi_2}{J_{total}} \right) \cdot X_1 - \frac{2}{D_{pcoil}} \lambda_1 \cdot J_p \cdot \lambda_1 \cdot \left(\frac{Kt_1 \cdot \Phi_1}{J_{total}} \right) \cdot X_3 \\ + \frac{2}{D_{pcoil}} \lambda_1 \cdot J_p \cdot \lambda_3 \cdot \left(\frac{Kt_3 \cdot \Phi_3}{J_{total}} \right) \cdot X_4 - \frac{2}{D_{pcoil}} \lambda_1 \cdot J_p \cdot \left(\frac{B_{total}}{J_{total}} \right) \cdot X_2 + \frac{2}{D_{pcoil}} \lambda_1 \cdot B_p \cdot X_2 \quad (4.29)$$

$$Y_1 = \frac{2}{D_{pcoil}} \cdot \lambda_1 \cdot \frac{J_p}{J_{total}} \cdot Kt_2 \cdot \phi_2 \cdot X_1 + \frac{2}{D_{pcoil}} \cdot \lambda_1 \cdot \left(B_p - \frac{J_p}{J_{total}} \cdot B_{total} \right) \cdot X_2 \\ + \frac{2}{D_{pcoil}} \cdot Kt_1 \cdot \phi_1 \cdot \left(1 - \lambda_1^2 \cdot \frac{J_p}{J_{total}} \right) \cdot X_3 + \frac{2}{D_{pcoil}} \cdot \lambda_1 \cdot \lambda_3 \cdot \frac{J_p}{J_{total}} \cdot Kt_3 \cdot \phi_3 \cdot X_4 \quad (4.30)$$

Estabelecimento da equação de saída de Y_2

Pela observação do diagrama de blocos da figura 4.2 é obtida a equação 4.31.

$$Y_2 = \frac{D_{cil}}{2} \cdot X_2 \quad (4.31)$$

Estabelecimento da equação de saída de Y_3

$$Y_3 = \frac{2}{D_{tcoil}} \cdot (Kt_3 \cdot \phi_3 \cdot X_4 - (J_t \cdot s + B_t) \cdot \lambda_3 \cdot X_2) \quad (4.32)$$

$$Y_3 = \frac{2}{D_{tcoil}} \cdot (Kt_3 \cdot \phi_3 \cdot X_4 - \lambda_3 \cdot J_t \cdot \dot{X}_2 - \lambda_3 \cdot B_t \cdot X_2) \quad (4.33)$$

Substituindo a equação 4.18 na equação 4.33 obtém-se:

$$Y_3 = \frac{2}{D_{tcoil}} \cdot [Kt_3 \cdot \phi_3 \cdot X_4 - \lambda_3 \cdot J_t \cdot \left(\frac{Kt_2 \cdot \phi_2}{J_{total}} \cdot X_1 + \lambda_3 \cdot \frac{Kt_3 \cdot \phi_3}{J_{total}} \cdot X_4 - \lambda_1 \cdot \frac{Kt_1 \cdot \phi_1}{J_{total}} \cdot X_3 - \frac{B_{total}}{J_{total}} \cdot X_2 \right) - \lambda_3 \cdot B_t \cdot X_2] \quad (4.34)$$

$$Y_3 = \frac{(2 \cdot Kt_3 \cdot \phi_3)}{D_{tcoil}} \cdot X_4 - \frac{2 \cdot \lambda_3}{D_{tcoil}} \cdot J_t \cdot \frac{Kt_2 \cdot \phi_2}{J_{total}} \cdot X_1 - \frac{2}{D_{tcoil}} \cdot \lambda_3^2 \cdot \frac{Kt_3 \cdot \phi_3}{J_{total}} \cdot J_t \cdot X_4 + \frac{2}{D_{pcoil}} \cdot \lambda_3^2 \cdot \frac{Kt_1 \cdot \phi_1}{J_{total}} \cdot J_t \cdot X_3 + \frac{2}{D_{tcoil}} \cdot \lambda_3 \cdot \frac{B_{total}}{J_{total}} \cdot J_t \cdot X_2 - \frac{2}{D_{tcoil}} \cdot \lambda_3 \cdot B_t \cdot X_2 \quad (4.35)$$

$$Y_3 = \frac{2}{D_{tcoil}} \cdot Kt_3 \cdot \phi_3 \cdot X_4 - \frac{2}{D_{tcoil}} \cdot \lambda_3 \cdot \frac{J_t}{J_{total}} \cdot Kt_2 \cdot \phi_2 \cdot X_1 - \frac{2}{D_{tcoil}} \cdot \lambda_3 \cdot \frac{J_t}{J_{total}} \cdot \lambda_3 \cdot Kt_3 \cdot \phi_3 \cdot X_4 + \frac{2}{D_{tcoil}} \cdot \lambda_3 \cdot \frac{J_t}{J_{total}} \cdot \lambda_1 \cdot Kt_1 \cdot \phi_1 \cdot X_3 + \frac{2}{D_{tcoil}} \cdot \lambda_3 \cdot \frac{J_t}{J_{total}} \cdot B_{total} \cdot X_2 - \frac{2}{D_{tcoil}} \cdot \lambda_3 \cdot B_t \cdot X_2 \quad (4.36)$$

$$Y_3 = -\frac{2}{D_{tcoil}} \cdot \lambda_3 \cdot \frac{J_t}{J_{total}} \cdot Kt_2 \cdot \phi_2 \cdot X_1 + \frac{2}{D_{tcoil}} \cdot \lambda_3 \cdot \left(\frac{J_t}{J_{total}} \cdot B_{total} - B_t \right) \cdot X_2 + \frac{2}{D_{pcoil}} \cdot \lambda_3 \cdot \frac{J_t}{J_{total}} \cdot \lambda_1 \cdot Kt_1 \cdot \phi_1 \cdot X_3 - \frac{2}{D_{pcoil}} \cdot \lambda_1 \cdot \lambda_3 \cdot \frac{J_t}{J_{total}} \cdot Kt_3 \cdot \phi_3 \cdot X_4 \quad (4.37)$$

4.4 Composição das matrizes de estado

$$\begin{aligned}
 A_n &= \begin{bmatrix} -\frac{Ra_2}{La_2} & -\frac{(Kv_2 \cdot \phi_2)}{La_2} & 0 & 0 \\ \frac{Kt_2 \cdot \phi_2}{J_{total}} & -\frac{B_{total}}{J_{total}} & -\frac{(1-\gamma_R) \cdot D_{cil} \cdot Kt_1 \cdot \phi_1}{J_{total} \cdot D_{pcoil}} & \frac{(1+\gamma_F) \cdot D_{cil} \cdot Kt_3 \cdot \phi_3}{J_{total} \cdot D_{tcoil}} \\ 0 & -\frac{(1-\gamma_R) \cdot D_{cil} \cdot Kv_1 \cdot \phi_1}{La_1 \cdot D_{pcoil}} & -\frac{Ra_1}{La_1} & 0 \\ 0 & -\frac{(1+\gamma_F) \cdot D_{cil} \cdot (Kv_3 \cdot \phi_3)}{La_3 \cdot D_{tcoil}} & 0 & -\frac{Ra_3}{La_3} \end{bmatrix} \\
 B_n &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{Kd_2}{La_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{Kd_1}{La_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{Kd_3}{La_3} & 0 \end{bmatrix} \\
 C_n &= \begin{bmatrix} \frac{2 \cdot \lambda_1 \cdot J_p \cdot Kt_2 \cdot \phi_2}{D_{pcoil} \cdot J_{total}} & \frac{2 \cdot \lambda_1}{D_{pcoil}} \cdot (B_p - \frac{J_p \cdot B_{total}}{J_{total}}) & \frac{2 \cdot Kt_1 \cdot \phi_1}{D_{pcoil}} \cdot (1 - \lambda_1^2 \cdot \frac{J_p}{J_{total}}) & \frac{2 \cdot \lambda_1 \cdot \lambda_3 \cdot Kt_3 \cdot \phi_3 \cdot J_p}{D_{tcoil} \cdot J_{total}} \\ 0 & \frac{D_{cil}}{2} & 0 & 0 \\ -\frac{2 \cdot \lambda_3 \cdot J_t \cdot Kt_2 \cdot \phi_2}{D_{tcoil} \cdot J_{total}} & -\frac{2 \cdot \lambda_3}{D_{tcoil}} \cdot (B_t - \frac{J_t \cdot B_{total}}{J_{total}}) & \frac{2 \cdot \lambda_1 \cdot \lambda_3 \cdot Kt_3 \cdot \phi_3 \cdot J_t}{D_{pcoil} \cdot J_{total}} & \frac{2 \cdot Kt_3 \cdot \phi_3}{D_{tcoil}} \cdot (1 - \lambda_3^2 \cdot \frac{J_t}{J_{total}}) \end{bmatrix} \\
 D_n &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

4.5 Revisão das variáveis de saída do sistema

No modelo estabelecido inicialmente as saídas Y_1 e Y_3 representam a tensão aplicada à tira. Essas são, realmente as variáveis que se deseja controlar, mas há um fato importante a ser considerado. Apesar de ser possível a instalação de células de carga para a medição das tensões reais, essa prática não é usual. Ela envolveria custos adicionais além de criar uma nova problemática. Principalmente na desenroladeira, devido ao fenômeno de *colamento* entre espiras [20], a força de tração medida estaria sujeita a transitórios que prejudicariam a realimentação do controle.

As variáveis disponíveis, pelas quais se pode obter as tensões mecânicas de bobinamento e desbobinamento, são as correntes de armadura dos respectivos motores [46].

O método de controle de tensão de bobinamento e desbobinamento adotado é o sistema de bobinamento proporcional, que é explicado na seção 5.1.1. Neste sistema, faz-se com que o fluxo do campo do motor de corrente contínua da enroladeira (ou desenroladeira) varie proporcionalmente ao diâmetro da bobina no mandril. É demonstrado que, se guardada essa relação, a tensão mecânica aplicada sobre a tira é proporcional à corrente de armadura do motor.

É importante lembrar que a proporcionalidade entre a força de tração e a corrente só é válida em regime estacionário. Para garantir a manutenção do valor de tensão mecânica durante a aceleração e desaceleração é preciso que haja a compensação da inércia. Esse assunto é abordado na seção 5.4.

Após essas considerações é necessário rever as variáveis de saída do sistema conforme a tabela 4.4. A variável de saída Y_2 , correspondente à velocidade da tira, permanece a mesma; pode ser facilmente obtida através de um tacômetro ou encoder.

Tabela 4.4: Saídas do sistema

Entrada	Descrição
Y_1	corrente de armadura da desenroladeira
Y_2	velocidade linear da tira no laminador
Y_3	corrente de armadura da enroladeira

O novo diagrama de blocos, com as saídas revisadas, é apresentado na figura 4.3.

Figura 4.3: Diagrama de blocos do modelo com as variáveis de estado (saída revisada)

Para a nova condição, apenas a matriz C_n sofrerá alteração assumindo, inclusive, uma forma mais simplificada.

$$C_n = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & \frac{D_{cil}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Se considerados os ganhos dos sensores da realimentação, a matriz C_n assume a forma:

$$C_n = \begin{bmatrix} 0 & 0 & k_{fc1} & 0 \\ 0 & \frac{D_{cil} \cdot k_{fv2}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_{fc3} \end{bmatrix}$$

Capítulo 5

Compensação de Inércia

5.1 Sistema de controle de campo dos motores da enroladeira e desenroladeira

Antes de tratar da compensação de inércia é importante definir como controlar a corrente de campo dos motores da enroladeira e desenroladeira.

A fim de atingir uma faixa de velocidades mais ampla, é comum a aplicação de enfraquecimento de campo para as rotações mais altas [47]. O modo como o enfraquecimento é feito é determinante para o controle de tensão mecânica.

Pela equação 5.1 pode-se notar que para manter a tensão mecânica na tira (F_S) constante, é preciso que a potência mecânica (P_M) seja proporcional à velocidade da tira (V_S).

$$P_M = F_S \cdot V_S \quad (5.1)$$

A potência elétrica desenvolvida pelo motor é dada pela equação 5.2.

$$P_E = \varepsilon \cdot I_A \quad (5.2)$$

Igualando as potência mecânica e elétrica tem-se a equação 5.3

$$F_S = \frac{\varepsilon}{V_S} \cdot I_A \quad (5.3)$$

Basicamente, existem dois métodos principais para se controlar a tensão mecânica de bobinamento (ou desbobinamento) [46] :

1. Controle proporcional
2. Controle de torque

5.1.1 Controle proporcional

Nesse método é mantida a proporcionalidade da força eletromotriz (ε) do motor com a velocidade da tira (V_S). Desta forma, operando em regime, a tração mecânica permanece proporcional à tensão mecânica aplicada à tira, como visto em 5.3.

Essa proporcionalidade traz consigo alguns benefícios. O primeiro deles é evidente. Para se controlar a tensão mecânica basta controlar a corrente de armadura. Mas o mais importante para a implementação do controle, é que não são introduzidas não linearidades no sistema. Uma outra consequência é que o fluxo do campo do motor permanece proporcional ao diâmetro da bobina como visto em 5.6.

$$\varepsilon = K_v \cdot \omega \cdot \Phi \quad (5.4)$$

$$\omega = \frac{2 \cdot V_S}{D_{coil}} \quad (5.5)$$

A equação 5.6 é obtida pela substituição de 5.5 em 5.4.

$$\Phi = \frac{1}{2 \cdot K_v} \cdot \frac{\varepsilon}{V_S} \cdot D_{coil} \quad (5.6)$$

5.1.2 Controle de torque

Esse método é um tanto mais complexo para ser implementado. Traz a vantagem de operar com uma força eletromotriz mais alta quando operando em baixas velocidades, quando comparado com o controle proporcional. Isso leva a uma redução na corrente de armadura necessária para produzir o mesmo torque. Além disso, por operar com uma força eletromotriz maior, faz com que os tiristores da ponte retificadora que alimenta a armadura operem com uma condição de comutação mais favorável.

Por outro lado, o aspecto extremamente negativo é a não linearidade introduzida pela variação do campo do motor quando o motor opera acima da rotação básica (região de enfraquecimento de campo).

Para otimizar a relação *torque X corrente* o motor é mantido com o campo pleno até atingir a rotação básica. A partir desse ponto o campo vai sendo enfraquecido para evitar que a "voltagem" da armadura exceda o valor nominal. Obviamente não há mais a relação entre o diâmetro e o fluxo do campo do motor e tampouco a relação entre a corrente de armadura e a tensão mecânica. A equação 5.3 continua válida, mas para se controlar a tensão mecânica F_S é preciso aplicar uma corrente de armadura I_A dependendo dos valores do fluxo do motor Φ e a velocidade V_S . Isso introduz não linearidades no sistema.

5.2 Obtenção do diâmetro da bobina

Existem várias técnicas possíveis para a obtenção do diâmetro da bobina D_{coil} e para definição do fluxo magnético Φ do campo do motor.

5.2.1 Obtenção do diâmetro por medição direta

O diâmetro da bobina pode ser medido através de um sensor laser. Atualmente há disponibilidade de sensores com ótima precisão. Sua aplicação não é

Figura 5.1: Sistema de controle de obtenção de diâmetro pela força eletromotriz usual para a obtenção contínua do diâmetro devido à vulnerabilidade do sensor. Entretanto, é um ótimo método para a obtenção do diâmetro inicial.

5.2.2 Obtenção do diâmetro pela força eletromotriz

Este é o método mais comum em sistemas de controle analógicos com sistema de controle de campo conhecido como proporcional, tratado na seção 5.1.1. A sua precisão e exatidão dependem da qualidade da medição de tensão e de corrente de armadura. Ele funciona em malha fechada, corrigindo possíveis erros de informação inicial de diâmetro. Dispensa a utilização de tacômetro(ou encoder) acoplado ao eixo do mandril.

No caso de uma enroladeira, à medida que o diâmetro da bobina aumenta a velocidade angular do motor diminui. Se o fluxo do motor permanecer constante a força eletromotriz da armadura, pela equação 5.4, diminuirá (K_v é uma constante do motor).

Substituindo a equação 5.5 na equação 5.4 e isolando o fluxo do motor Φ , é obtida a equação 5.6. Observando esta equação constata-se que se for mantida constante a proporção entre a velocidade angular do motor ω e a força eletromotriz ε , o fluxo do motor Φ será proporcional ao diâmetro da bobina.

Um circuito típico para o controle do campo do motor e a definição do diâmetro, com base no método da força eletromotriz, é apresentado na figura 5.1.

Conhecendo-se o valor de resistência elétrica do circuito de armadura, por

meio da medição da "voltagem" V_A e da corrente de armadura I_A , é obtido o valor da força eletromotriz ε . Comparando-se o valor medido da velocidade da tira de aço V_S e o valor da força eletromotriz ε tem-se o erro que é enviado a um circuito integrador. O valor de fluxo Φ , na saída do integrador, é enviado ao motor. A malha de controle se fecha pelo circuito do motor, e a integração continua até que o erro seja eliminado. Pela proporcionalidade entre o fluxo Φ e o diâmetro da bobina D_{coil} o valor do diâmetro também está disponível na saída do circuito para ser utilizado onde for necessário. Para a implementação deste tipo de controle é preciso ter o cuidado de definir o valor inicial do integrador e manter a integração bloqueada abaixo de uma velocidade mínima que garanta a consistência dos cálculos.

5.2.3 Obtenção do diâmetro por camadas

Por esse método o diâmetro é acrescido de duas vezes o valor da espessura da tira a cada volta do mandril. Necessita de um encoder acoplado ao eixo do motor para determinar o número de voltas do mandril. Aparentemente simples, esse método permite o acompanhamento da evolução do diâmetro mesmo em velocidades muito baixas. A desvantagem é que ele trabalha em malha aberta estando sujeito a erros devido à informação do diâmetro inicial e do valor de espessura da tira. O diâmetro para a inicialização pode ser obtido pela informação de processo ou por medição através de sensores.

5.2.4 Obtenção do diâmetro por relação de velocidades

É bastante utilizado nos sistemas de controle atuais por proporcionar ótima precisão e por trabalhar em malha fechada, corrigindo possíveis erros de informação inicial de diâmetro. O diâmetro para a inicialização pode ser obtido pela informação de processo ou por medição através de sensores.

A figura 5.2 mostra um diagrama típico para a obtenção do diâmetro pela comparação de velocidades.

Figura 5.2: Sistema de controle de obtenção de diâmetro pela velocidade

Definido o valor inicial do diâmetro, quando o motor gira acima de uma velocidade mínima que garanta a consistência dos cálculos, o erro da comparação entre o produto $\omega \cdot (D_{coil}/2)$ e a velocidade da tira V_S é enviado ao integrador. Se o valor do diâmetro estiver correto, pela relação 5.7, o erro deve ser nulo e o integrador permanece com o valor de saída Φ , inalterado.

$$V_S = \omega \cdot \frac{D_{coil}}{2} \quad (5.7)$$

Na presença de um erro, a saída do integrador muda de valor até que o erro seja eliminado. Nessas condições os valores corretos do diâmetro e do fluxo a ser enviado ao motor estarão sempre disponíveis na saída do circuito.

5.3 Inércia da bobina e a aceleração

Sendo o aço um material bastante denso, a inércia da bobina representa um fator importante quando se trata do modelamento e controle do sistema.

A velocidade da tira é controlada pelo laminador, cabendo aos acionamentos da desenroladeira e enroladeira, manter a tensão mecânica nos valores definidos pelo sinal de referência.

Nos casos onde a dimensão de espessura é muito menor que o diâmetro da bobina (cerca de 200 vezes) e a tira esteja sendo processada em velocidade constante, o torque dos motores da desenroladeira e da enroladeira, a menos das

perdas mecânicas, é convertido em tensão mecânica na tira. No caso de tiras de aço com espessuras maiores deve-se considerar os esforços de flexão da tira (*bending*).

Quando há alguma mudança na velocidade do laminador ocorre uma variação da energia cinética da bobina.

A equação 5.8 mostra a dinâmica de rotação da enroladeira em relação aos torques. O termo do lado esquerdo, $F_{coil} \cdot \frac{D_{coil}}{2}$, é o torque que produz a tensão mecânica aplicada à tira.

$$F_{coil} \cdot \frac{D_{coil}}{2} = Kt \cdot \phi \cdot I_a - B \cdot \omega_c - T_{pmec} - J \frac{d\omega_c}{dt} \quad (5.8)$$

No termo do lado direito, $Kt \cdot \phi \cdot I_a$ representa o torque produzido pelo motor. Os termos $-B \cdot \omega_c$ e $-T_{pmec}$ correspondem respectivamente às parcelas de atrito viscoso e de perdas mecânicas. Finalmente, a parcela $-J \cdot \frac{d\omega_c}{dt}$ é relativa ao torque necessário para acelerar a massa do conjunto bobina e parte mecânica.

Quando a velocidade aumenta, um torque extra deve ser fornecido pelo motor para acelerar a massa girante [46]. Se o torque produzido pelo motor for mantido constante durante a aceleração, parte dele será consumido para acelerar a massa do motor, da bobina, eixos, engrenagens e acoplamentos. Somente o torque restante, se houver, transformar-se-á em tração na tira [4].

O sistema de controle deve fornecer o torque adicional para a aceleração, calculando a referência de corrente extra a ser adicionada à referência de tensão. A determinação do torque de aceleração é complicada devido às mudanças no momento de inércia causadas pelas mudanças na largura da tira e pelo crescimento do diâmetro. O problema é mais complicado porque a relação torque/corrente muda à medida que a corrente de campo (fluxo) do motor muda [46].

5.4 Sistema de compensação de inércia

Os compensadores de inércia são malhas *feedforward* que corrigem a corrente dos motores da desenroladeira e enroladeira, proporcionalmente à variação da velocidade da tira (aceleração), de modo a garantir que as parcelas de corrente originadas das referências de tração não sejam consumidas para acelerar ou desacelerar os conjuntos desenroladeira e enroladeira.

A compensação de inércia é implementada por uma malha dedicada. Quando ocorre uma variação na velocidade do laminador, essa malha introduz uma corrente adicional à armadura do motor de acionamento do mandril, de modo a prover o torque necessário à aceleração. O valor da corrente depende da inércia efetiva da bobina, do fluxo magnético do campo do motor e da taxa de aceleração, conforme a equação 5.9.

$$I_{AIC} = \frac{J}{Kt \cdot \phi} \cdot \frac{d\omega_m}{dt} \quad (5.9)$$

A figura 5.3 apresenta uma curva típica de compensação de inércia, mostrando o valor relativo de corrente de compensação de inércia em função do diâmetro da bobina. A abscissa indica o diâmetro da bobina em metros. A ordenada indica a razão entre a corrente de armadura (*Ampères*) e a taxa de aceleração (m/s^2). O valor da corrente de armadura necessária para compensação da inércia é obtido pela multiplicação do valor da curva, pela taxa de aceleração à qual está sendo submetida a bobina. Essa curva é obtida a partir de cálculos baseados nos parâmetros da planta.

Note-se 5 curvas representando 5 faixas de largura de tira.

O valor da taxa de aceleração da tira é multiplicado pelo valor correspondente da função de inércia, produzindo o valor de corrente necessário à compensação de inércia do conjunto mecânico e da bobina presa ao mandril.

Para o desenvolvimento do simulador para o projeto foi utilizada a solução

Figura 5.3: Curva de compensação de inércia

da figura 5.4.

A função de inércia funciona como um *gain scheduling*.

A taxa de aceleração normalmente é tomada a partir da referência de velocidade para evitar, principalmente, os ruídos e possíveis atrasos provenientes da realimentação de velocidade.

Na figura 5.4 é mostrado o esquema para a geração do sinal de compensação de inércia. O valor da inércia J é calculado à parte e depende basicamente da inércia fixa do conjunto, que é uma constante, da largura da tira e do diâmetro da bobina. O diâmetro da bobina é obtido por um dos métodos descritos na seção 5.2. O valor da referência de velocidade da tira V_S é dividido pelo diâmetro corrente da bobina para obter a velocidade angular ω . A velocidade angular é enviada para a compensação de atrito viscoso B e para a compensação da inércia J . Para a compensação de inércia é necessário o valor de aceleração angular que é obtido pela derivada da velocidade angular ω . Os dois sinais de compensação são somados, gerando o torque de compensação T_C . Esse último, dividido pelo raio

Figura 5.4: Geração do sinal de compensação de inércia

Figura 5.5: Sistema de tratamento de referências e compensação de inércia.

da bobina $\frac{D_{coil}}{2}$ gera o sinal de tensão mecânica de compensação F_C . Finalmente o sinal de compensação, F_C é somado ao valor de referência de tensão T_{Sref} e enviado ao motor.

Note-se que para o caso da enroladeira (TR) a compensação deve ser somada, já no caso da desenroladeira (POR), deve ser subtraída.

O diagrama de blocos da figura 5.5 mostra uma outra representação mais simplificada do sistema de preparação dos sinais de referência de tensões mecânicas e geração dos sinais de compensação de inércia da desenroladeira e enroladeira. No diagrama as referências de tensão já são convertidas em corrente.

Figura 5.6: Bobinamento da tira

5.5 Taxa de variação do diâmetro da bobina no mandril

É interessante que seja feita alguma consideração quanto a taxa de variação do diâmetro da bobina em relação à velocidade da tira. Nas condições de processo dos laminadores de tiras finas, apesar de geralmente operarem em altas velocidades, o crescimento (ou diminuição) do diâmetro se dá de forma extremamente lenta. Caso haja um sistema de bobinamento operando com tiras muito espessas deve-se considerar um estudo mais profundo com relação à estabilidade do sistema com o *gain scheduling* para compensação de inércia.

Considere-se uma bobina sendo enrolada em um mandril, cuja tira esteja a uma velocidade V_s . O diâmetro atual da bobina é D_{coil} , a espessura da tira é th e o comprimento da tira enrolada sobre o mandril é l_s .

É possível estabelecer a relação entre o diâmetro externo e o comprimento de tira enrolado sobre o mandril através da equivalência de áreas. A área da superfície lateral da tira é dada pelo produto da sua espessura pelo seu comprimento, conforme a equação 5.10.

$$Area_1 = l_s \cdot th \quad (5.10)$$

A área lateral de uma bobina, por sua vez, pode ser calculada pela área do

círculo externo, formado pela sua última espira, descontada a área da circunferência interna definida pelo mandril, conforme a equação 5.11.

$$Area_2 = \frac{\pi \cdot D_{coil}^2}{4} - \frac{\pi \cdot d_{md}^2}{4} \quad (5.11)$$

Igualando as equações 5.10 e 5.11 obtém-se a equação 5.13

$$\frac{\pi \cdot D_{coil}^2}{4} - \frac{\pi \cdot d_{md}^2}{4} = l_s \cdot th \quad (5.12)$$

$$D_{coil}(t) = \sqrt{\frac{4 \cdot th}{\pi} \cdot l_s(t) + d_{md}^2} \quad (5.13)$$

A equação 5.14 representa a taxa de variação do diâmetro da bobina, e é uma função $\frac{d}{dt}D_{coil}(t) = f(l_s(t), v_s(t))$ que depende da espessura da tira (th) e do diâmetro do mandril (d_{md}). A equação é obtida derivando-se a equação 5.13 em relação ao tempo, onde $v_s(t) = \frac{d}{dt}l_s(t)$ é a velocidade da tira de aço.

$$\frac{d}{dt}D_{coil}(t) = \frac{2 \cdot th}{\pi \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot th \cdot l_s(t) + d_{md}^2}} \cdot v_s(t) \quad (5.14)$$

Da equação 5.14 pode-se notar que a taxa com que o diâmetro da bobina D_{coil} varia é maior para tiras mais espessas e é menor para mandrís com maior diâmetro.

O termo $l_s(t)$ no denominador indica que à medida que a tira é bobinada (o diâmetro cresce) a taxa com que o diâmetro varia diminui.

A figura 5.7 mostra a simulação da evolução do diâmetro da bobina formada na enroladeira, em função do comprimento da tira enrolada, para uma tira de espessura 0,90 mm.

A figura 5.8 mostra através de simulação, taxa de crescimento do diâmetro $\frac{\Delta D_{coil}}{\Delta L}$ em função do comprimento da tira bobinada.

Pela equação 5.14 e as figuras 5.7 e 5.8 pode-se constatar que para tiras com pequenos valores de espessura, que é o caso desse laminador, a variação do

Figura 5.7: Evolução do diâmetro da bobina em função do comprimento da tira

Figura 5.8: Taxa de variação do diâmetro da bobina em função do comprimento da tira

diâmetro ocorre de forma bastante lenta, não interferindo na dinâmica do controle. Além disso, a maior taxa de crescimento ocorre no início do bobinamento, quando o laminador ainda está em fase de aceleração e ajustes de planicidade, não estando ainda em velocidade máxima.

Capítulo 6

Parâmetros da Planta

6.1 Dados dos motores

As tabelas 6.2, 6.3 e 6.4 apresentam respectivamente, os dados dos motores da desenroladeira, laminador e enroladeira. Esses dados foram obtidos do manual do fabricante, *WEG*.

6.2 Conversor tiristorizado

Os motores de corrente contínua são acionados através de conversores tiristorizados, trifásicos, de 6 pulsos por ciclo, operando com a frequência da rede, 60 Hz. Os conversores são alimentados, cada qual com seu transformador, cuja tensão do primário é 13,8 KV e do secundário 800 V. A impedância dos transformadores é de 6,5%. As potências dos transformadores da desenroladeira, laminador e enroladeira são, respectivamente, 1250, 1750 e 2000 KVA.

A constante de tempo do conversor pode ser determinada pela equação 3.9. Para um conversor de 6 pulsos operando em 60 Hz, tem-se:

$$T_d = \frac{10}{p} \cdot \frac{50}{f} = \frac{10}{6} \cdot \frac{50}{60} \quad (6.1)$$

Tabela 6.1: Dados do processo

Parâmetro	Valor	Unidade
velocidade máxima	20	m/s
taxa aceleração máxima	0,8	m/s^2
taxa de alongamento (redução) máxima	10,0	%
diâmetro de mandril	610	mm
diâmetro externo máximo da bobina	1931	mm
espessura máxima da tira	3,00	mm
espessura mínima da tira	0,38	mm
largura máxima da tira	1600	mm
largura mínima da tira	600	mm

Tabela 6.2: Dados do Motor da Desenroladeira

Parâmetro	Valor	Unidade
carcaça	710M	-
peso total	15550	kg
potência nominal	780	kW
tensão nominal	850	V
corrente nominal	996	A
sobrecarga (30s)	175	%
rotação base nominal	17,28	rad/s
rotação máxima	61,78	rad/s
conjugado nominal na rotação base	47142	Nm
rendimento	92,1	%
constante K_t	45,31	Nm/A
constante K_v	45,31	$V \cdot s$
resistência de armadura a 20°C	0,0559	Ω
resistência de armadura a 75°C	0,0676	Ω
indutância de armadura	0,0029	H

Tabela 6.3: Dados do Motor do Laminador

Parâmetro	Valor	Unidade
carcaça	710S	-
peso total	10400	<i>kg</i>
potência nominal	1100	<i>kW</i>
tensão nominal	850	<i>V</i>
corrente nominal	1352	<i>A</i>
sobrecarga (30s)	175	%
rotação base nominal	47,12	<i>rad/s</i>
rotação máxima	94,25	<i>rad/s</i>
conjugado nominal na rotação base	23343	<i>Nm</i>
rendimento	95,7	%
constante K_t	17,41	<i>Nm/A</i>
constante K_v	17,41	<i>V · s</i>
resistência de armadura a 20°C	0,0141	Ω
resistência de armadura a 75°C	0,0170	Ω
indutância de armadura	0,00087	H

Tabela 6.4: Dados do Motor da Enroladeira

Parâmetro	Valor	Unidade
carcaça	900	-
peso total	28900	<i>kg</i>
potência nominal	1300	<i>kW</i>
tensão nominal	850	<i>V</i>
corrente nominal	1626	<i>A</i>
sobrecarga (30s)	175	%
rotação base nominal	17,28	<i>rad/s</i>
rotação máxima	65,97	<i>rad/s</i>
conjugado nominal na rotação base	75237	<i>Nm</i>
rendimento	94,1	%
constante K_t	46,45	<i>Nm/A</i>
constante K_v	46,45	<i>V · s</i>
resistência de armadura a 20°C	0,0226	Ω
resistência de armadura a 75°C	0,0273	Ω
indutância de armadura	0,0068	H

A constante de tempo será $Td = 1,389$ milisegundos.

6.3 Consideração sobre os parâmetros

A maior parte dos parâmetros a serem modelados são invariáveis, mas existem alguns parâmetros que dependem dos diâmetros dos cilindros de laminação utilizados e outros dependem do diâmetro corrente das bobinas na desenroladeira e na enroladeira.

Esses parâmetros variáveis são: a inércia do acionamento e a relação entre a velocidade angular do motor e a velocidade linear da tira.

Os parâmetros relacionados ao diâmetro dos cilindros de laminação são alterados apenas quando ocorrem as substituições dos referidos cilindros, perma-

necendo constantes durante todo o processo da bobina.

Os parâmetros associados aos diâmetros correntes das bobinas na desenroladeira e enroladeira variam lentamente no tempo à medida em que a tira é desenrolada e re-enrolada.

No que se refere à estabilidade, utiliza-se aqui o mesmo conceito empregado a sistemas adaptativos [48], onde os parâmetros variantes lentamente no tempo são considerados constantes, enquanto as variáveis rápidas seguem a dinâmica do sistema.

6.4 Cálculo da inércia da bobina no mandril

Considerando os dados de processo apresentados na tabela 6.5 é possível analisar a variação do diâmetro e da largura da bobina. Esta análise é válida tanto para o caso do desenrolamento quanto para o caso do enrolamento da tira.

A inércia de uma bobina de aço pode ser calculada pela equação 6.2.

$$J_{coil} = \frac{\pi}{32} \cdot (D_{coil}^4 - d_{md}^4) \cdot \rho_{aco} \cdot l_{strip} \quad (6.2)$$

D_{coil} é o diâmetro externo da bobina.

d_{md} é o diâmetro do mandril.

l_{strip} é a largura da tira de aço.

ρ_{aco} é a densidade do aço, que numericamente é igual a $7,85 \cdot 10^3 \cdot \frac{Kg}{m^3}$.

A figura 6.1 mostra a evolução da inércia da enroladeira à medida que o diâmetro da bobina cresce. Esse gráfico corresponde à uma bobina de largura 1450 mm, com o diâmetro crescendo de 610 até 1905 mm.

Figura 6.1: Inércia da enroladeira em função do diâmetro.

Tabela 6.5: Dados nominais de inércia referidos aos motores

	desenroladeira	laminador	enroladeira	unidade
parte mecânica	287,5	1350,0	800,0	$Nm \cdot s^2$
armadura do motor	259,3	181,5	758,3	$Nm \cdot s^2$
polia de freio	8,5	0	24,5	$Nm \cdot s^2$
bobina (max.)	14576,5	0	14576,5	$Nm \cdot s^2$

6.5 Cálculo da inércia dos cilindros de laminação

6.5.1 Consideração inicial

Os cilindros de laminação são fabricados com determinados diâmetros nominais. Após o processamento de uma certa quantidade de material ocorre o desgaste destes cilindros, obrigando a sua substituição. Os cilindros utilizados são encaminhados à oficina de cilindros onde sofrem um processo de retífica e, no caso dos cilindros de trabalho, a aplicação de determinada rugosidade. Devido

Figura 6.2: Cilindros de laminação e diâmetros nominais.

aos processos de retífica, com o passar do tempo, o diâmetro dos cilindros diminui e conseqüentemente o seu momento de inércia.

Quando um novo conjunto de cilindros é inserido na cadeira de laminação, os dados correspondentes aos seus efetivos diâmetros são *presetados* nos sistemas de automação.

A figura 6.2 apresenta a disposição dos cilindros de laminação com seus respectivos diâmetros nominais. A figura 6.3 indica o acoplamento entre o motor e os cilindros de laminação. O motor está indicado como 1, a caixa de engrenagens 2 e o eixo de transmissão 3.

Os cilindros indicados como *T-BUR* e *B-BUR* são os cilindros de encosto superior e inferior, respectivamente, os quais tem por finalidade suportar os esforços de laminação em seus mancais.

Os cilindros indicados como *T-WR* e *B-WR* são, respectivamente, os cilindros de trabalho superior e inferior. Estes cilindros são acoplados a eixos e acionados pelo motor. Estes cilindros entram em contato direto com a tira sendo laminada.

Finalmente, o cilindro indicado como *IMR* é o cilindro intermediário. Di-

Figura 6.3: Acionamento dos cilindros

ferentemente dos cilindros de trabalho, ele não é acionado e tem a finalidade de proporcionar recursos adicionais para a melhoria das condições de aplainamento da tira laminada.

O deslocamento do sistema de aperto hidráulico da cadeira é medido com a precisão de centésimos de milímetro, por meio de sensores lineares de deslocamento baseados no princípio do "*Linear Variable Differential Transformer*" (*LVDT*).

A partir dos valores medidos pelos *LVDTs*, o sistema de aperto utiliza os valores dos diâmetros dos cilindros de laminação para a previsão do *kissing point*, que é o ponto onde os cilindros de trabalho se tocam durante o fechamento do sistema de aperto da cadeira.

Os diâmetros dos cilindros de trabalho também são utilizados para o cálculo da velocidade periférica da tira, a partir da velocidade angular do motor. É importante lembrar que o fato de os cilindros de trabalho serem acoplados ao mesmo motor através da caixa de engrenagem, obriga que estes cilindros possuam o mesmo diâmetro. Na prática, a *Hitachi*, fabricante do laminador, pede que a diferença seja menor que $0,02\text{mm}$.

Essa preocupação também é relatada por Roberts [1], que alerta para o fato de que o uso de caixa de engrenagens acionando dois cilindros de trabalho por um único motor, pode gerar torques muito altos nos eixos flutuantes, caso haja

Figura 6.4: Desenho do cilindro de encosto

diferença nos diâmetros destes cilindros.

Os valores de diâmetro disponíveis para estes sistemas podem ser utilizados para a determinação da inércia real relacionadas aos cilindros de laminação, reduzindo as incertezas a serem cobertas pelo sistema de controle. A tabela 6.7 apresenta os diâmetros máximos e mínimos dos cilindros de laminação.

Tabela 6.6: Diâmetros dos cilindros de laminação

Cilindro	Diâm. máximo	Diâm. mínimo	Mesa	Unidade
Encosto superior	1160	1050	1700	mm
Intermediário	530	480	1710	mm
Trabalho superior	490	425	1740	mm
Trabalho inferior	490	425	1740	mm
Encosto inferior	1160	1050	1700	mm

6.5.2 Cálculo da inércia dos cilindros refletida ao motor

Para calcular a inércia dos cilindros de laminação é preciso separar a parcela de inércia fixa da parcela variável.

A parcela fixa corresponde aos extremos dos cilindros (*roll neck*), que não sofrem redução de diâmetro pelo processo de retífica, onde são montados os mancais. A parcela variável corresponde à *mesa do cilindro* que é a parte cilíndrica utilizada efetivamente para a laminação, submetida ao processo de retífica.

Na figura 6.4 é possível observar a mesa e os pescoços do cilindro de encosto.

Outra consideração importante é que quando existem transmissões que produzem velocidades angulares diferentes a inércia deve ser calculada referenciada a um determinado eixo. Considerando que o motor aciona o conjunto através dos cilindros de trabalho, é natural que esse eixo seja tomado como referência.

A transmissão do momento de inércia é calculada pela relação quadrática da relação de transmissão entre os seus eixos. No caso do laminador a relação não se estabelece por um engrenamento, mas pelo contato entre as superfícies dos cilindros de laminação.

A inércia de um cilindro maciço de aço pode ser calculada pela equação 6.3.

$$J_{cil} = \frac{\pi}{32} \cdot d_{cil}^4 \cdot l_b \cdot \rho_{aco} \quad (6.3)$$

Sendo que:

d_{cil} = diâmetro do cilindro

l_b = comprimento da mesa do cilindro

$\rho_{aco} = 7850 \cdot \frac{Kg}{m^3} \Rightarrow$ densidade do aço

A tabela 6.7 apresenta o cálculo da inércia dos cilindros, tomando os valores de diâmetro mínimo, médio e máximo. J_{barrel} é a inércia referente à mesa do cilindro, J_{neck} corresponde à inércia do pescoço dos cilindros, J_{total} é a inércia total do cilindro e J_{totmot} é a inércia do cilindro refletida ao eixo do motor. A linha *Total* calcula a inércia total dos cilindros refletida ao eixo do motor.

Tabela 6.7: Valores de inércia dos cilindros de laminação

Cilindro		$Diam.$	J_{barrel}	J_{neck}	J_{total}	J_{totmot}
Trabalho	min	425	42,744	8,832	51,576	51,576
Intermediário	min	480	69,548	27,870	97,418	76,372
Encosto	min	1050	1592,490	340,300	1932,790	316,653
Total	min				→	812,830
Trabalho	med	457	57,396	8,832	66,228	66,228
Intermediário	med	505	85,209	27,870	113,079	92,807
Encosto	med	1105	1953,294	340,300	2293,594	393,164
Total	med				→	1011,592
Trabalho	max	490	75,527	8,832	84,359	84,359
Intermediário	max	530	103,377	27,870	131,247	112,183
Encosto	max	1160	2372,195	340,300	2712,495	484,000
Total	max				→	1248,901

Capítulo 7

Avaliação da variação dos parâmetros da planta

7.1 Variação dos parâmetros da planta

7.1.1 Os parâmetros

Alguns dos parâmetros dependem das condições de processo e alguns, além disso, variam durante o processamento da tira de aço. Os cilindros de laminação sofrem retíficas após cada campanha de operação o que provoca a redução gradativa dos seus diâmetros, afetando a inércia do conjunto do laminador e a relação de transmissão.

A largura da tira de aço define a largura da bobina da desenroladeira e da enroladeira, afetando significativamente as suas inércias.

Esses parâmetros, porém, não variam durante o processo de uma bobina. Eles permanecem constantes durante todo o processamento da tira de aço. Entretanto os diâmetros das bobinas nos mandrís da desenroladeira e enroladeira podem variar, no caso estudado, de 610 a 1930 mm. Essa variação afeta signifi-

cativamente as condições de processo.

A tabela 7.1 mostra os parâmetros variáveis da planta, sendo que, no que se refere aos cilindros de laminação, apenas o diâmetro dos cilindros de trabalho foi indicado. As inércias da desenroladeira, laminador e enroladeira são parâmetros que são calculados a partir dos diâmetros da tabela.

Tabela 7.1: Parâmetros variáveis da Planta

Parâmetros [mm]	mínimo	médio	máximo
Diâmetro cilindro trabalho	425	457	490
largura da tira	600	1100	1600
Diâmetro bobina desenroladeira	610	1430	1930
Diâmetro bobina enroladeira	610	1430	1930

7.1.2 A avaliação da variação dos parâmetros

Observando as matrizes A e C, de representação da planta em espaço de estados, identificam-se os parâmetros associados aos diâmetros da bobina na desenroladeira e enroladeira e suas respectivas inércias.

Para avaliar a mudança dos pólos em função das variações paramétricas da planta foram estabelecidos os valores mínimos, médios e máximos dos parâmetros. Através da combinação desses valores foram plotados os pólos da planta em malha aberta.

A figura 7.1 mostra a posição dos pólos do sistema para as combinações de parâmetros com valores mínimos, médios e máximos, conforme os dados da tabela 7.1.

Pela figura pode-se ter uma idéia da dificuldade que seria estabelecer um sistema de controle que pudesse absorver tão grande incerteza paramétrica.

Essas variações paramétricas criam dificuldades adicionais à aplicação de

Figura 7.1: Deslocamento dos pólos do sistema com a variação dos parâmetros - diâmetro e largura da tira.

técnicas de projeto de controladores multivariáveis, tais como LQG/LTR, H_∞ , etc.

7.1.3 Readequação do modelo para o projeto do controlador

Analisando a planta identifica-se que a principal fonte de variação paramétrica está associada às inércias da desenroladeira e enroladeira. Os parâmetros primários responsáveis por essas inércias são a largura da tira e os diâmetros das bobinas na desenroladeira e enroladeira.

O fenômeno associado a esses parâmetros é a variação na tensão da tira devido à parcela de torque utilizada para acelerar e desacelerar as bobina nos mandrís.

Se forem removidos os termos representantes desses fenômenos as matrizes A e C da representação em espaço de estados adquirem uma condição muito mais favorável.

Aparentemente ainda restariam alguns termos onde aparecem os diâmetros da desenroladeira e enroladeira, mas lembrando da premissa assumida inicial-

mente, o fluxo magnético dos campos dos motores de corrente contínua (ϕ_1 e ϕ_3) devem variar proporcionalmente ao diâmetro das bobinas (D_{pcoil} e D_{tcoil}). Isso torna esses termos, elementos das matrizes A e C, constantes.

Na realidade a variação paramétrica que ainda resta se restringe à mudança dos diâmetros (inércia) dos cilindros de laminação que permanecem invariáveis durante o processamento da tira.

As novas matrizes Am e Cm estão reescritas para a nova condição.

$$Am = \begin{bmatrix} -\frac{Ra_1}{La_1} & -\frac{(Kv_2 \cdot \phi_2)}{La_2} & 0 & 0 \\ \frac{Kt_2 \cdot \phi_2}{Jm} & -\frac{Bm}{Jm} & -\frac{(1-\gamma_R) \cdot Dcil \cdot Kt_1 \cdot \phi_1}{Dpcoil \cdot Jm} & \frac{(1+\gamma_F) \cdot Dcil \cdot Kt_3 \cdot \phi_3}{Dtcoil \cdot Jm} \\ 0 & -\frac{(1-\gamma_R) \cdot Dcil \cdot (Kv_1 \cdot \phi_1)}{Dpcoil \cdot La_1} & -\frac{Ra_1}{La_1} & 0 \\ 0 & -\frac{(1+\gamma_F) \cdot Dcil \cdot (Kv_3 \cdot \phi_3)}{Dtcoil \cdot La_3} & 0 & -\frac{Ra_3}{La_3} \end{bmatrix}$$

$$Cm = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{2 \cdot Kt_1 \cdot \phi_1}{Dpcoil} & 0 \\ 0 & \frac{Dcil}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{2 \cdot Kt_3 \cdot \phi_3}{Dtcoil} \end{bmatrix}$$

A questão é: Como atender o sistema real que na realidade possui o fenômeno de variação de inércia das bobinas?

Os termos que contém as inércias J_p e J_t e os atritos viscosos B_p e B_t , podem ser desconsiderados no modelo utilizado para o projeto do controlador, contanto que sejam criadas malhas feedforward que compensem o efeito desses parâmetros no sistema como um todo.

A malha feedforward de compensação de inércia é explicada na seção 5.4.

A figura 7.2 mostra um esquema de tratamento e compensação de inércia. O ramo superior converte a referência de tensão mecânica em referência de corrente para a desenroladeira. O quociente D_{pcoil}/ϕ_1 é constante, conforme explicado no capítulo 4, tornando o ganho do ramo constante. De modo similar, o ramo inferior define a referência de corrente para a enroladeira a partir da referência de tensão mecânica.

Figura 7.2: Tratamento dos sinais de referência com compensação de inércia.

A interligação do ramo central com o ramo superior faz a compensação de inércia J_P na aceleração e desaceleração, além de compensar o torque perdido devido ao atrito viscoso B_p . Essa é uma ação *feedforward*. Aqui, J_p e Φ_1 variam lentamente no tempo, sendo que dependem de D_{pcoil} que também varia lentamente no tempo.

No ramo central o sinal de referência de velocidade é transmitido sem alteração.

A figura 7.3 mostra a variação dos pólos para a mesma variação paramétrica utilizada na figura 7.1, só que aplicada à planta sem os termos de inércia das bobinas, que serão compensadas pela malha *feedforward*.

Com a introdução da malha *feedforward* de compensação, a variação paramétrica da planta é reduzida para níveis aceitáveis.

Figura 7.3: Deslocamento dos pólos do sistema sem termos de inércia

Capítulo 8

Projeto de controle de velocidade e tensão utilizando controle PID

A primeira e importante consideração é a de que nos sistemas de bobinamento e desbobinamento de tiras de aço não é usual a utilização de *tensiômetros* para a medição da tensão real aplicada sobre a tira.

Ao invés disso é utilizado o valor de corrente de armadura do respectivo acionamento e calculada a correspondente tração fornecida pelo motor. O cuidado importante a ser tomado é o de compensar a parcela de torque utilizada para acelerar e desacelerar o conjunto bobina e parte mecânica.

Os sistemas para a obtenção do diâmetro da bobina, necessários à determinação das inércias, podem ser encontrados na seção 5.2.

O cálculo de inércia da bobina é tratado na seção 6.4.

O sistema para a compensação da inércia é tratado nas seções 5.4 e 7.1.3.

O sistema básico de geração de referências e compensação de inércia utilizado é mostrado na figura 5.4.

8.1 Projeto de controle PID (SISO)

Os controladores variam muito em complexidade e eficácia. Controladores simples incluem os *proporcional* (P), *proporcional-derivativo* (PD), *proporcional-integral* (PI) e *proporcional-integral-derivativo* (PID), que são amplamente utilizados na indústria. Os controladores P e PI tem apenas uns poucos parâmetros a especificar e esses parâmetros pode ser ajustados empiricamente durante a operação, usando "*regras de sintonia*" [49].

Para um controlador projetado de acordo com os procedimentos usuais, o tempo de subida é proporcional à constante de tempo substituta τ_S . Se para um dado sistema for necessária a obtenção do melhor comportamento dinâmico, então τ_S deve ter um valor menor que o tempo de subida requerido [28].

Se τ_S representa a soma das constantes de tempo, a qual é relativamente grande quando comparada com as restantes, então esta constante de tempo deve ser compensada através da introdução de uma parcela derivativa no controlador. Uma vez que na engenharia de acionamento a introdução de um controlador PID é frequentemente proibitiva devido às saídas dos transdutores que são ricas em harmônicos, a compensação de tais constantes de tempo é realizada pela implementação de uma malha interna. Nesta malha interna é aplicado um controle PI [28].

Buxbaum [28] trata com certo grau de detalhamento a implementação do controle clássico de controle de corrente e de velocidade de acionamentos com motores de corrente contínua alimentados por conversores tiristorizados.

Nas implementações clássicas de controle de velocidade, são utilizadas duas malhas de controle: uma malha de controle de corrente, mais interna, e uma malha de controle de velocidade mais externa. Na malha interna é aplicado um controle PI, enquanto que na malha externa, de velocidade, é aplicado um controle PID [28]. Como uma regra geral o controle derivativo deve ser usado em apenas uma das malhas; interna ou externa. A efetividade da parcela derivativa

é maior na malha menos controlável, que é a malha externa. Além disso, se forem utilizadas três parcelas (PID) em cada controlador, haverão seis parâmetros de sintonia, o que torna a tarefa de sintonia mais complicada [50].

Quando comparado com a solução com controle PID, esta solução de utilização de malha em cascata evidencia três características significativas:

1 - Os distúrbios das malhas internas são amortecidos pelo controle antes que eles sejam percebidos pela malha externa.

2 - O valor máximo da variável de referência da malha interna pode ser limitado.

3 - A ausência da amplificação dos harmônicos, que é uma característica do controlador PID.

Segundo Corripio [50], a controlabilidade da malha externa é melhorada porque a malha interna acelera a resposta dos elementos dinâmicos do processo entre a variável de referência da malha interna e o atuador.

Porém, para que ocorra melhoria no desempenho, é necessário que a resposta da malha interna seja mais rápida que a resposta da malha externa.

8.2 Projeto do controlador da malha de corrente de armadura

No caso de um controle de velocidade de um acionamento por motor de corrente contínua é conveniente que haja uma malha interna de controle de corrente de armadura (controlador PI). A malha do controlador de velocidade determinará a variável de referência para a malha de controle de corrente.

A constante de tempo de armadura é em grande parte suprimida pela malha interna e o controle de velocidade adquire um comportamento dinâmico tão bom quanto o de um sistema com um controlador PID.

Figura 8.1: Diagrama de blocos do controlador de corrente, motor e carga

A figura 8.1 mostra a malha de corrente completa, com controle PI, conversor, motor e carga. O controlador é composto de um compensador K_{CC} e um pré-filtro G_{PFC} .

De acordo com Dorf [7] o controlador PI, mostrado na figura 8.1 pode ser representado pela equação 8.1

$$K_{CC} = \frac{k_{pc2} \cdot s + k_{ic2}}{s} \quad (8.1)$$

Para a sintonia do controlador de corrente foi seguido o mesmo procedimento utilizado para o ajuste prático. O eixo da armadura do motor deve ser travado, de modo a impedir a sua rotação. Na prática também é desligada a corrente de campo para que o torque produzido no eixo seja mínimo (devido exclusivamente ao campo remanente e enrolamento série, se houver), evitando esforços mecânicos desnecessários.

Nestas circunstâncias, como pode ser observado pelo diagrama de blocos da figura 8.1, se o eixo da armadura estiver travado, ω_m será nula e, por conseguinte, a força contra eletromotriz ε também será nula. Desta forma, o sistema de controle de corrente do motor com o eixo de armadura travado, é reduzido ao diagrama de blocos da figura 8.2.

Deve-se, então, determinar os valores do ganho proporcional (k_{PC2}) e do ganho integral (k_{IC2}), de modo a atender o desempenho desejado.

Figura 8.2: Diagrama de blocos do controle de corrente com rotor travado

8.2.1 Determinação da malha objetivo para a malha de corrente de armadura

Buxbaum [28] recomenda um sobre-sinal máximo de 5% para a malha de corrente.

Como critério de desempenho foi objetivada uma taxa de subida de 10 a 90%, da ordem de 15 milisegundos e um sobre-sinal de 2%, como resposta à aplicação de degrau unitário. A taxa de amortecimento de 2% resulta em um sistema levemente sub-amortecido. Estes valores são coerentes com os observados no gráfico da figura 8.3, obtido durante os ajustes realizados pela Hitachi na partida do laminador.

A equação normalizada para um sistema genérico de segunda ordem é mostrada em 8.2.

$$Y(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \cdot R(s) \quad (8.2)$$

A equação 8.34 relaciona a taxa de amortecimento ζ e o sobre-sinal Mo .

$$Mo = e^{-(\zeta \cdot \pi / \sqrt{1 - \zeta^2})} \quad (8.3)$$

Figura 8.3: Gráfico de resposta da malha de corrente de armadura

Uma taxa de amortecimento $\zeta = 0,78$ produz um sobre-sinal de 2%.

Se fosse utilizado o critério ITAE, para a função de transferência com coeficientes ótimos em um sistema de segunda ordem (figura 8.4) teria-se uma relação de amortecimento das raízes complexas $\zeta = 0,70$. Este valor de amortecimento produziria um sobre-sinal de 5% (ver Ogata [44]).

Para que seja obtida uma taxa de subida de 10 a 90% em 15 milisegundos, pela equação 8.35 (válida para $0,3 \leq \zeta \leq 0,8$) (Dorf [7]), é necessária uma frequência natural $\omega_{nc} = 152 \text{ rad/s}$.

$$Tr = \frac{2,16 \cdot \zeta + 0,60}{\omega_n} \quad (8.4)$$

Figura 8.4: Gráfico de resposta do sistema ótimo para um degrau unitário

8.2.2 Determinação dos parâmetros do compensador do controlador de corrente de armadura

Como está sendo considerado que o eixo do motor está travado, o ramo de realimentação de força eletromotriz deixa de existir, e os blocos do controlador K_{CC} , do conversor K_{CON} e da armadura do motor G_m , podem ser associados em série, como em 8.5.

$$G_{X1} = K_{CC} \cdot K_{CON} \cdot G_M = \frac{k_{CON} \cdot (k_{PC} \cdot s + k_{IC})}{La \cdot s^2 + Ra \cdot s} \quad (8.5)$$

O bloco k_{FC} representa o ganho do sensor de corrente de armadura. Para o caso do projeto do controle de corrente foi adotado o critério de que o valor de realimentação de 10 unidades corresponde a duas vezes a corrente nominal. O valor de 10 unidades é também o máximo valor de referência que pode ser aplicado ao controlador de corrente. O valor do ganho de realimentação de corrente é calculado pela equação 8.6, onde a corrente nominal do motor é $In_2 = 1352A$.

$$k_{FC2} = \frac{10}{(2 \cdot In_2)} = \frac{10}{(2 \cdot 1352)} = \frac{1}{270,4} \quad (8.6)$$

Este bloco de realimentação é associado ao ramo direto G_{X1} , constituindo o bloco equivalente G_{X2} como em 8.7, rearranjado em 8.8 e 8.9.

$$G_{X2} = \frac{G_{X1}}{1 + G_{X1} \cdot k_{FC}} = \frac{k_{CON}(k_{PC} \cdot s + k_{IC})}{k_{FC} \cdot k_{CON}(k_{PC} \cdot s + k_{IC}) + La \cdot s^2 + Ra \cdot s} \quad (8.7)$$

$$G_{X2} = \frac{k_{CON}(k_{PC} \cdot s + k_{IC})}{La \cdot s^2 + (k_{FC} \cdot k_{CON} \cdot k_{PC} + Ra) \cdot s + k_{FC} \cdot k_{CON} \cdot k_{IC}} \quad (8.8)$$

$$G_{X2} = \frac{\frac{k_{CON}(k_{PC} \cdot s + k_{IC})}{La}}{s^2 + \frac{(k_{FC} \cdot k_{CON} \cdot k_{PC} + Ra)}{La} \cdot s + \frac{k_{FC} \cdot k_{CON} \cdot k_{IC}}{La}} \quad (8.9)$$

O denominador da equação 8.9 representa a equação característica do sistema composto pelo circuito do conversor, circuito de armadura do motor e controlador PI.

Tomando as equações 8.2 e 8.9, e igualando os termos dos denominadores, são obtidas as equações 8.11 e 8.13.

Os índices "2" nas variáveis e "M" nas funções, fazem referência ao acionamento do motor do laminador.

$$\frac{k_{PC2} \cdot k_{CON} \cdot k_{PC2} + Ra_2}{La_2} = 1,56 \cdot \omega_{nc} \quad (8.10)$$

$$k_{PC2} = \frac{1,56 \cdot \omega_{nc} \cdot La_2 - Ra_2}{k_{CON} \cdot k_{FC2}} = \frac{1,56 \cdot 152 \cdot 0,00179 - 0,01705}{85 \cdot 0,0036982} \quad (8.11)$$

Para os parâmetros do laminador, é obtido o valor $k_{PC2} = 1,296$.

$$\frac{k_{FC2} \cdot k_{CON} \cdot k_{IC2}}{La_2} = \omega_{nc}^2 \quad (8.12)$$

$$k_{IC2} = \frac{\omega_{nc}^2 \cdot La_2}{k_{FC2} \cdot k_{CON}} = \frac{152^2 \cdot 0,00179}{0,0036982 \cdot 85} \quad (8.13)$$

Figura 8.5: Resposta da malha de corrente armadura sem pré-filtro

Aplicando os valores dos parâmetros do laminador à equação 8.13 é obtido o valor $k_{IC2} = 131,56$.

Substituindo as equações 8.11 e 8.13 na equação 8.9 é obtida a equação 8.14

$$G_{X2M} = \frac{\frac{k_{CON}}{La2} \cdot (k_{PC2} \cdot s + k_{IC2})}{s^2 + 1,56 \cdot \omega_{nc} \cdot s + \omega_{nc}^2} \quad (8.14)$$

Atribuindo à equação 8.9 os valores dos parâmetros do laminador é obtida a equação 8.15.

$$G_{X2M} = \frac{61542(s + 101,5)}{s^2 + 237,1 \cdot s + 23104} \quad (8.15)$$

A figura 8.5 mostra o gráfico da resposta do sistema representado pela equação 8.15 à aplicação de um degrau, obtido através de simulação.

Apesar de se ter um tempo de subida menor que o especificado, o sobre-sinal é excessivo (16,8%). É preciso cancelar o zero da função de transferência sem alterar o ganho estacionário. Para isso inclui-se um pré-filtro G_{PFC} . A equação do pré-filtro é mostrada em 8.16.

Resposta da malha de corrente de armadura do motor do laminador com Pre-filtro

Figura 8.6: Resposta da malha de corrente armadura com pré-filtro

$$G_{PFC2} = \frac{1}{\frac{k_{PC2}}{k_{IC2}} \cdot s + 1} = \frac{101,5}{(s + 101,5)} \quad (8.16)$$

Após a inclusão do pré-filtro a função de transferência adquire a forma idêntica à objetivada, como visto na equação 8.17.

$$G_{X3M} = \frac{\frac{k_{CON} \cdot k_{IC2}}{La_2}}{s^2 + 1,56 \cdot \omega_{nc} + \omega_{nc}^2} \quad (8.17)$$

$$G_{X3M} = \frac{6247128}{s^2 + 237,1 \cdot s + 23104} \quad (8.18)$$

A figura 8.6 apresenta o gráfico da resposta do mesmo sistema da equação 8.14 com a inclusão do pré-filtro.

Com a inclusão do pré-filtro a resposta da função a um degrau, produz um sobre-sinal de 2% com uma taxa de subida de 15,7 milisegundos, atendendo os requisitos de projeto.

A resposta em frequência da malha de corrente com o controlador é mos-

Figura 8.7: Resposta em frequência da malha de corrente armadura

trada no diagrama de Bode da figura 8.7. Esse diagrama corresponde claramente ao de um sistema de segunda ordem. Há uma atenuação de 40 dB por década após a *frequência de canto* [44]. O cruzamento em -90 graus, no diagrama de fase, se dá na frequência de 152 rad/s, conforme a malha objetivo. A atenuação de -3 dB, no gráfico de amplitude, se dá em uma frequência de aproximadamente 136 rad/s; muito próxima da objetivada.

8.3 Projeto do controlador da malha de velocidade

Após a conclusão do projeto do controlador de corrente e definição dos seus parâmetros, é possível iniciar o projeto de controle da malha de velocidade.

O diagrama de blocos da figura 8.8 apresenta o sistema de controle completo, incluindo a malha interna de controle de corrente e a malha mais externa de controle de velocidade. O bloco k_{FV} representa a constante de realimentação

Figura 8.8: Diagrama de blocos do controle de velocidade e sistema mecânico de velocidade do tacômetro (ou outro dispositivo de medição de velocidade).

A função de transferência G_{LO} , é mostrada em um bloco na figura 8.1 e na equação 8.19, sendo que Kt é uma constante do motor, Φ é o fluxo do campo do motor, J é o momento de inércia e B o atrito viscoso.

$$G_{LO} = \frac{Kt \cdot \Phi}{J \cdot s + B} \quad (8.19)$$

O controle de velocidade é implementado por um controlador PID, no qual a parcela derivativa K_{FD} é colocada na realimentação e o bloco K_{CV} engloba as parcelas proporcional e integral. O bloco G_{PFV} é um pré-filtro que será utilizado, se necessário, para adequar as características do sistema.

As equações 8.20 e 8.21 correspondem à dinâmica dos blocos K_{CV} e K_{FD} , respectivamente.

O pré-filtro G_{PFV} , em 8.22, produz o cancelamento dos zeros introduzidos pelo compensador K_{CV} , sem alterar o ganho estacionário.

$$K_{CV} = \frac{k_{PV} \cdot s + k_{IV}}{s} \quad (8.20)$$

$$K_{FD} = \frac{k_{DV} \cdot s^2 + k_{PV} \cdot s + k_{IV}}{k_{PV} \cdot s + k_{IV}} \quad (8.21)$$

$$G_{PFV} = \frac{k_{IV}}{k_{PV} \cdot s + k_{IV}} \quad (8.22)$$

Figura 8.9: Diagrama de blocos do controle de velocidade segmentado

A equação 8.23 representa a associação dos blocos da área demarcada G_{Y1} na figura 8.9. Note-se que foi utilizada uma operação no bloco G_{LO} , respeitando as regras de Mason, para permitir a redução do diagrama de blocos [7].

$$G_{Y1} = \frac{G_M}{1 + G_M \cdot G_{LO} \cdot K_V \cdot \Phi} \quad (8.23)$$

Acrescentando-se a G_{Y1} o ganho do conversor tiristorizado k_{CON} e o controlador de corrente K_{CC2} tem-se G_{Y2} .

$$G_{Y2} = \frac{K_{CC2} \cdot k_{CON} \cdot G_M}{1 + G_M \cdot G_{LO} \cdot K_V \cdot \Phi} \quad (8.24)$$

Com a inclusão do ramo de realimentação k_{FC2} é obtida a função G_{Y3} .

$$G_{Y3} = \frac{\frac{K_{CC2} \cdot k_{CON} \cdot G_M}{1 + G_M \cdot G_{LO} \cdot K_V \cdot \Phi}}{1 + k_{FC2} \cdot \frac{K_{CC2} \cdot k_{CON} \cdot G_M}{1 + G_M \cdot G_{LO} \cdot K_V \cdot \Phi}} \quad (8.25)$$

$$G_{Y3} = \frac{K_{CC2} \cdot k_{CON} \cdot G_M}{1 + G_M \cdot G_{LO} \cdot K_V \cdot \Phi + k_{FC2} \cdot K_{CC2} \cdot k_{CON} \cdot G_M} \quad (8.26)$$

O proximo passo é a inclusão do pré-filtro G_{PFC} e da função de transferência correspondente à inércia da carga e o atrito viscoso G_{LO} em G_{Y3} para a obtenção de G_{Y4} .

$$G_{Y4} = \frac{G_{PFC} \cdot K_{CC2} \cdot k_{CON} \cdot G_M \cdot G_{LO}}{1 + G_M \cdot G_{LO} \cdot K_V \cdot \Phi + k_{FC2} \cdot K_{CC2} \cdot k_{CON} \cdot G_M} \quad (8.27)$$

A equação 8.27 representa a malha de controle de corrente, com o respectivo controlador projetado no item 8.2, acoplada à carga mecânica. A esta função de transferência, G_{Y4} , acrescenta-se a malha direta do compensador K_{CV} , do controlador de velocidade, gerando a função de transferência G_{Y5} da equação 8.28.

$$G_{Y5} = \frac{K_{CV} \cdot G_{PFC} \cdot K_{CC2} \cdot k_{CON} \cdot G_M \cdot G_{LO}}{1 + G_M \cdot G_{LO} \cdot K_V \cdot \Phi + k_{FC2} \cdot K_{CC2} \cdot k_{CON} \cdot G_M} \quad (8.28)$$

Figura 8.10: Diagrama de blocos do controle de velocidade

Como pode ser visto na figura 8.10, a função de transferência G_{Y6} é obtida pela inclusão da malha de realimentação de velocidade que é composta do ganho de realimentação k_{FV} e da função derivativa da realimentação, K_{FD} . A função de transferência G_{Y6} corresponde, portando, ao conjunto motor e carga com os controladores de velocidade e corrente dispostos em cascata.

Para ajustar o desempenho do controlador de velocidade é necessário determinar os três ganhos: k_{PV} (proporcional), k_{IV} (integral) e k_{DV} (derivativo).

A função de transferência G_{Y7} é obtida pela introdução do pré-filtro G_{PFV} .

8.3.1 Redução de ordem da planta (G_{Y4})

Nota-se um aumento crescente da ordem do sistema, o que torna mais difícil as manipulações algébricas para a determinação dos parâmetros do compensador do controlador de velocidade.

Nesta fase convém analisar a dinâmica da função de transferência, G_{Y4} , que fica entre a referência de corrente de armadura e a velocidade do acionamento.

Atribuindo os valores dos parâmetros reais da planta a G_{Y4} e eliminando-se os resíduos dos cancelamentos de pólos e zeros, é obtida a equação 8.29.

$$G_{Y4} = \frac{59625}{s^3 + 237,7s^2 + 223280s + 844,4} \quad (8.29)$$

Os pólos da função de transferência 8.29 são:

$$-118,81 + 95,682i$$

$$-118,81 - 95,682i$$

$$-0,036285$$

Para a síntese do compensador é possível e conveniente eliminar os dois pólos mais rápidos, correspondentes à dinâmica do motor de corrente contínua e da malha de controle de corrente, mantendo apenas o polo -0,036285.

A equação 8.30 mostra a nova função de transferência de ordem reduzida G_{Y4R} . A notação "R", adicionada ao índice, indica que se trata da função de transferência de ordem reduzida. A mesma notação foi adotada para as outras funções derivadas desta.

$$G_{Y4R} = \frac{2,56214}{s + 0,03628} = \frac{a}{s + b} \quad (8.30)$$

O compensador K_{CV} , da equação 8.20, introduz um zero definido pela relação k_{IV}/k_{PV} e um pólo na origem.

A figura 8.11 mostra o gráfico comparativo da resposta das funções G_{Y4} e G_{Y4R} à aplicação de degrau. Note-se a perfeita superposição das funções, demonstrando a validade da simplificação.

Agora G_{Y5R} , da associação de G_{Y4R} com o compensador K_{CV} , torna-se mais simples, como em 8.31.

$$G_{Y5R} = G_{Y4R} \cdot K_{CV} = \frac{k_{PV}s + k_{IV}}{s} \cdot \frac{a}{s + b} = \frac{a(k_{PV}s + k_{IV})}{(s + b)s} \quad (8.31)$$

A função de transferência K_{FD} , vista na equação 8.21, introduz uma ação derivativa na malha de realimentação de velocidade. Essa ação derivativa melhora

Figura 8.11: Resposta comparativa das malhas Gy4 e Gy4r à aplicação de degrau a rejeição a perturbações na planta, sem introduzir um *avanço*, também no sinal de referência.

Como será visto mais adiante, a presença da parcela derivativa praticamente não afetará os pólos e zeros de G_{Y6} (e G_{Y6R}), contanto que os parâmetros k_{PV} e k_{IV} sejam devidamente recalculados.

Lembrando que k_{FV} corresponde ao ganho do dispositivo de realimentação de velocidade (encoder, tacômetro, etc.), a função de transferência G_{Y6R} é dada pela equação

$$\begin{aligned}
 G_{Y6R} &= \frac{G_{Y5R}}{1 + G_{Y5R}K_{FD}k_{FV}} \\
 &= \frac{k_{PV}s + k_{IV}}{(s+b)s/a + k_{FV}(k_{DV}s^2 + k_{PV}s + k_{IV})} \\
 &= \frac{k_{PV}s + k_{IV}}{(1/a + k_{FV}k_{DV})s^2 + (k_{FV}k_{PV} + b/a)s + k_{FV}k_{IV}} \\
 &= \frac{\frac{k_{PV}s + k_{IV}}{(1/a + k_{FV}k_{DV})}}{s^2 + \frac{(k_{FV}k_{PV} + b/a)}{(1/a + k_{FV}k_{DV})}s + \frac{k_{FV}k_{IV}}{(1/a + k_{FV}k_{DV})}}
 \end{aligned} \tag{8.32}$$

8.3.2 Determinação da malha objetivo para a malha de velocidade

A figura 8.12 corresponde à resposta do sistema à aplicação de uma referência em degrau ao controlador de velocidade. Esses dados foram obtidos durante os ajustes realizados pela Hitachi na partida do laminador [51]. Neste teste, o motor do laminador foi acionado com uma rotação de 10% da velocidade máxima e aplicado a uma variação em degrau de 10 % para 15 %. O gráfico da velocidade real, SP FB, mostra a resposta do sistema ao degrau.

Com alguma dificuldade pode-se observar um sobre-sinal de aproximadamente 15 %. O valor 160 ms anotado, utiliza um critério de resposta diferente. Pelo critério de taxa de subida de 10 % a 90 %, tem-se uma taxa de subida de aproximadamente 0,28 segundos. Apesar de ter-se especificado e utilizado um sobre-sinal de 15 %, conforme dados reais, Dhaouadi [52] indica que *"em aplicações práticas, é normalmente especificado um sobre-sinal de 8 % da rotação nominal, como limite superior, para a resposta à aplicação de degrau de velocidade"*.

Nos testes do controlador de velocidade, no campo, observa-se sempre o valor da corrente de armadura do motor para que não haja saturação do controlador de corrente. Assim, a escolha dos parâmetros leva em conta, também, o esforço de controle.

A equação generalizada para um sistema de segunda ordem é mostrada em 8.33.

$$Y(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \cdot R(s) \quad (8.33)$$

A equação 8.34 relaciona a taxa de amortecimento ζ e o sobre-sinal Mo .

$$Mo = e^{-(\zeta \cdot \pi / \sqrt{1-\zeta^2})} \quad (8.34)$$

Uma taxa de amortecimento $\zeta = 0,517$ produz um sobre-sinal de 15%

Figura 8.12: Gráfico de resposta da malha de velocidade do laminador

conforme objetivado.

Para que seja obtida uma taxa de subida de 10 a 90% em 280 milissegundos, pela equação 8.35 (válida para $0,3 \leq \zeta \leq 0,8$) (Dorf [7]), é necessária uma frequência natural $\omega_{nv} = 6,13 \text{ rad/s}$.

$$Tr = \frac{2,16 \cdot \zeta + 0,60}{\omega_n} \quad (8.35)$$

Deve-se ter em mente que o desempenho do controle está limitado pelo esforço de controle, ou seja, não é possível obter determinado desempenho do controle de velocidade se este exigir uma corrente de armadura maior que aquela permitida pelo motor.

Substituindo-se, na equação 8.33, os valores obtidos, tem-se 8.36.

$$\begin{aligned} \frac{Y(s)}{R(s)} &= \frac{6,13^2}{s^2 + 2 \cdot 0,517 \cdot 6,13 \cdot s + 6,13^2} \\ &= \frac{37,59}{s^2 + 6,34 \cdot s + 37,59} \end{aligned} \quad (8.36)$$

8.3.3 Determinação dos parâmetros do compensador do controlador de velocidade

Igualando o denominador das equações 8.32 e 8.36 obtém-se as relações 8.37 e 8.38.

$$\frac{k_{FV}k_{PV} + b/a}{k_{FV}k_{DV} + 1/a} = 6,34 \quad (8.37)$$

$$\frac{k_{FV}k_{IV}}{k_{FV}k_{DV} + 1/a} = 37,59 \quad (8.38)$$

Desenvolvendo a equação 8.37, chega-se à equação 8.40, que determina o ganho proporcional do compensador do controlador de velocidade, k_{PV} .

$$\begin{aligned} k_{PV} &= 6,34 \cdot \frac{(a \cdot k_{FV} \cdot k_{DV} + 1) - b}{a \cdot k_{FV}} \\ &= 6,34 \cdot k_{DV} + \frac{6,34 - b}{a \cdot k_{FV}} \\ &= 6,34 \cdot k_{DV} + \frac{6,34 - 0,03628}{2,56214 \cdot 0,1061} \end{aligned} \quad (8.39)$$

$$k_{PV} = 6,34 \cdot k_{DV} + 23,185 \quad (8.40)$$

O desenvolvimento da equação 8.38, leva à equação 8.42, que determina o ganho integral do compensador do controlador de velocidade, k_{IV} .

$$\begin{aligned} k_{IV} &= 37,59 \cdot \left(k_{DV} + \frac{1}{a \cdot k_{FV}} \right) \\ &= 37,59 \cdot \left(k_{DV} + \frac{1}{2,56214 \cdot 0,1061} \right) \end{aligned} \quad (8.41)$$

$$k_{IV} = 37,59 \cdot (k_{DV} + 3.6786) \quad (8.42)$$

Note-se que o valor definido para o ganho derivativo da realimentação, k_{DV} , influencia os cálculos de k_{PV} e k_{IV} .

De posse dos valores k_{DV} , k_{PV} e k_{IV} , a partir do diagrama de blocos da figura 8.10, é possível obter a expressão 8.43, da função de transferência do sistema completo G_{Y7} .

$$G_{Y7} = G_{PFV} \cdot \frac{K_{CV} \cdot G_{Y4}}{1 + (K_{CV} \cdot G_{Y4}) \cdot (K_{FD} \cdot k_{FV})} \quad (8.43)$$

8.3.4 Controle de velocidade completo e avaliação do sistema resultante

CASO 1 : $k_{DV} = 0$

Inicialmente será considerado um controlador sem a parcela derivativa; ou seja, com $k_{DV} = 0$.

Nessas condições as equações 8.40 e 8.42 produzem os valores

$$k_{PV} = 23,19$$

$$k_{IV} = 138,28$$

Substituindo os valores de k_{PV} e k_{IV} em 8.20 tem-se a equação do compensador 8.44.

$$K_{CV} = \frac{23,19 \cdot s + 138,28}{s} \quad (8.44)$$

Substituindo em 8.21 tem-se a equação da ação derivativa na realimentação, 8.45.

$$K_{FD} = \frac{0 \cdot s^2 + 23,19 \cdot s + 138,28}{23,19 \cdot s + 138,28} = 1 \quad (8.45)$$

Da mesma maneira, substituindo em 8.22 é obtida a equação do pré-filtro 8.46.

$$G_{PFV} = \frac{138,28}{23,19 \cdot s + 138,28} \quad (8.46)$$

Desenvolvendo a expressão 8.43 para os parâmetros calculados é obtida a equação 8.47.

$$G_{Y7} = \frac{138,28}{23,19 \cdot s + 138,28} \cdot \frac{\frac{23,19 \cdot s + 138,28}{s} \cdot G_{Y4}}{1 + \left(\frac{23,19 \cdot s + 138,28}{s} \cdot G_{Y4} \right) \cdot (0.1061)} \quad (8.47)$$

Lembrando que G_{Y4} foi apresentada em 8.29, após as devidas manipulações, a equação 8.47 se reduz a 8.48.

$$G_{Y7} = \frac{8240639}{s^4 + 237,7s^3 + 23279s^2 + 147533s + 874802} \quad (8.48)$$

Os pólos da função de transferência de G_{Y7} são:

$$-115,65 + 91,62i$$

$$-115,65 - 91,62i$$

$$-3,175 + 5,49i$$

$$-3,175 - 5,49i$$

O ganho estacionário é igual a 9,42.

CASO 2 : $k_{DV} \neq 0$

Para esse exemplo foi adotado o valor $k_{DV} = 3$.

Nessas condições as equações 8.40 e 8.42 produzem os valores

$$k_{PV} = 42,21$$

$$k_{IV} = 251,05$$

Substituindo os valores de k_{PV} e k_{IV} em 8.20 tem-se a equação do compensador 8.49.

$$K_{CV} = \frac{42,21 \cdot s + 251,05}{s} \quad (8.49)$$

Substituindo em 8.21 tem-se a equação da ação derivativa na realimentação, 8.50.

$$K_{FD} = \frac{3 \cdot s^2 + 42,21 \cdot s + 251,05}{42,21 \cdot s + 251,05} \quad (8.50)$$

Da mesma maneira, substituindo em 8.22 é obtida a equação do pré-filtro 8.51.

$$G_{PFV} = \frac{251,05}{42,21 \cdot s + 251,05} \quad (8.51)$$

Desenvolvendo a expressão 8.43 para os parâmetros calculados é obtida a equação 8.52.

$$G_{Y7} = \frac{251,05}{42,21 \cdot s + 251,05} \cdot \frac{\frac{42,21 \cdot s + 251,05}{s} \cdot G_{Y4}}{1 + \left(\frac{42,21 \cdot s + 251,05}{s} \cdot G_{Y4} \right) \cdot \left(\frac{3 \cdot s^2 + 42,21 \cdot s + 251,05}{42,21 \cdot s + 251,05} \cdot 0.1061 \right)} \quad (8.52)$$

Os pólos da função de transferência de G_{Y7} são:

-115,65 + 165,45i

-115,65 - 165,45i

-3,176 + 5,37i

-3,176 - 5,37i

O ganho estacionário é igual a 9,42.

Considerações

Comparando-se as malhas resultantes para os casos 1 e 2, observa-se que as funções de transferências são muito semelhantes. A semelhança fica mais

Figura 8.13: Resposta da malha fechada de velocidade do laminador

evidente quando observada a figura 8.13. Ela apresenta a resposta do controle de velocidade em malha fechada à aplicação de degrau. São três gráficos superpostos: malha objetivo, controle com $k_{DV} = 3$ e controle com $k_{DV} = 0$. As pequenas diferenças existentes têm origem na exclusão de pólos da malha de corrente, quando foi feita a simplificação.

Como a parcela derivativa está colocada na malha de realimentação é possível obter a mesma malha objetivo para diferentes valores da parcela derivativa K_{VD} . A diferença significativa entre as malhas obtidas está na resposta aos distúrbios da planta. A parcela derivativa melhora a *reação* do controle aos distúrbios da planta. O aspecto negativo é o de que os ruídos também são amplificados. Para melhorar essa condição normalmente é introduzida, na realimentação, uma filtragem para as altas frequências.

8.4 Controle do campo dos motores da enroladeira e desenroladeira

Embora existam outros métodos que poderiam ser empregados, foi escolhido o método de controle de tensão de bobinamento proporcional, tratado na seção 5.1.1.

Esse método proporciona uma relação linear entre a força eletromotriz do motor e a velocidade da tira. Essa condição evita o surgimento de não linearidades significativas nas malhas de controle da armadura.

Neste sistema, faz-se com que o fluxo do campo do motor de corrente contínua da enroladeira (ou desenroladeira) varie proporcionalmente ao diâmetro da bobina no mandril. Com isso a tensão mecânica na tira F_S é proporcional à corrente de armadura I_A .

Porém, essa proporcionalidade entre a força de tração e a corrente só é válida em regime. No caso de aceleração ou desaceleração da tira é preciso que seja feita a compensação da inércia através de uma malha *feedforward* independente que é tratada no capítulo 7.

Este é o método adotado para o controle de tensão da enroladeira e desenroladeira.

A medição das correntes, aliada a um sistema de compensação de inércia, possibilita a obtenção das tensões mecânicas da tira sem a necessidade de dispêndio com a instalação de mais um sistema de medição.

O valor do diâmetro pode ser obtido pelo método de relação de velocidades descrito na seção 5.2.4. De posse do valor do diâmetro, o campo do motor pode ser imposto.

8.5 Projeto do controlador de tensão mecânica

A figura 8.14 mostra, em diagrama de blocos, um controlador de tensão típico. Há a necessidade de um circuito de compensação de inércia.

Durante os serviços de comissionamento do laminador de encruamento da Hitachi foram obtidos alguns gráficos com a resposta das malhas de controle à aplicação de um degrau. As figuras 8.15 e 8.16 correspondem respectivamente às respostas das malhas de corrente da desenroladeira e da enroladeira. Esses gráficos foram utilizados como base para a definição dos parâmetros dos controladores PID e para a comparação com os resultados obtidos nas simulações.

Figura 8.14: Diagrama de blocos de um sistema de controle de tensão mecânica, típico

Para as malhas de corrente de armadura da desenroladeira e enroladeira foram adotados os mesmos critérios utilizados para o laminador, a saber: taxa de subida da ordem de 15 milisegundos e sobre-sinal de 2%. Desta forma é válido o desenvolvimento efetuado na seção 8.2, respeitados os novos parâmetros do motor.

8.5.1 Controle de corrente de armadura do motor da desenroladeira

O bloco k_{FC1} representa o ganho do sensor de corrente de armadura. Para o caso do projeto do controle de corrente foi adotado o critério de que o valor de realimentação de 10 unidades corresponde a duas vezes a corrente nominal. O valor de 10 unidades é também o máximo valor de referência que pode ser aplicado ao controlador de corrente. O valor do ganho de realimentação de corrente é calculado pela equação 8.53, onde a corrente nominal do motor é $In_1 = 996A$.

$$k_{FC1} = \frac{10}{(2 \cdot In_1)} = \frac{10}{(2 \cdot 996)} = \frac{1}{199,2} \quad (8.53)$$

Os índices "1" nas variáveis e "P" (payoff reel) nas funções, fazem referência ao acionamento do motor da desenroladeira.

$$\frac{k_{PC1} \cdot k_{CON} \cdot k_{FC1} + Ra_1}{La_1} = 1,56 \cdot \omega_{nc} \quad (8.54)$$

$$k_{PC1} = \frac{1,56 \cdot \omega_{nc} \cdot La_1 - Ra_1}{k_{CON} \cdot k_{FC1}} = \frac{1,56 \cdot 152 \cdot 0,0031 - 0,06758}{85 \cdot 0,00502} \quad (8.55)$$

Para os parâmetros da desenroladeira, é obtido o valor $k_{PC1} = 1,568$.

$$\frac{k_{FC1} \cdot k_{CON} \cdot k_{IC1}}{La_1} = \omega_{nc}^2 \quad (8.56)$$

$$k_{IC1} = \frac{\omega_{nc}^2 \cdot La_1}{k_{FC1} \cdot k_{CON}} = \frac{152^2 \cdot 0,0031}{0,00502 \cdot 85} \quad (8.57)$$

Figura 8.15: Gráfico de resposta da malha de corrente de armadura da desenroladeira

Figura 8.16: Gráfico de resposta da malha de corrente de armadura da enroladeira

Figura 8.17: Resposta da malha de corrente armadura sem pré-filtro

Aplicando os valores dos parâmetros da desenroladeira à equação 8.57 é obtido o valor $k_{IC1} = 168,56$.

Substituindo as equações 8.55 e 8.57 na equação 8.9 é obtida a equação 8.58

$$G_{X2P} = \frac{\frac{k_{CON}}{La1} \cdot (k_{PC1} \cdot s + k_{IC1})}{s^2 + 1,56 \cdot \omega_{nc} \cdot s + \omega_{nc}^2} \quad (8.58)$$

Atribuindo à equação 8.9 os valores dos parâmetros do laminador é obtida a equação 8.59.

$$G_{X2P} = \frac{42991(s + 107,5)}{s^2 + 237,62 \cdot s + 23201} \quad (8.59)$$

A figura 8.17 mostra o gráfico da resposta do sistema representado pela equação 8.59 (sem pré-filtro) à aplicação de um degrau, obtido através de simulação.

Apesar de se ter um tempo de subida menor que o especificado, o overshoot é excessivo (14,6%). É preciso cancelar o zero da função de transferência sem alterar o ganho estacionário. Para isso inclui-se um pré-filtro G_{PFC1} . A

Figura 8.18: Resposta da malha de corrente armadura com pré-filtro

equação do pré-filtro é mostrada em 8.60.

$$G_{PFC1} = \frac{1}{\frac{k_{PC1}}{k_{IC1}} \cdot s + 1} = \frac{107,5}{(s + 107,5)} \quad (8.60)$$

Após a inclusão do pré-filtro, a função de transferência adquire a forma idêntica à objetivada, como visto na equação 8.61.

$$G_{X3P} = \frac{\frac{k_{CON} \cdot k_{IC1}}{La_1}}{s^2 + 1,56 \cdot \omega_{nc} \cdot s + \omega_{nc}^2} \quad (8.61)$$

$$G_{X3P} = \frac{4621715}{s^2 + 237,62 \cdot s + 23201} \quad (8.62)$$

A figura 8.18 apresenta o gráfico da resposta do mesmo sistema da equação 8.58 com a inclusão do pré-filtro.

Com a inclusão do pré-filtro a resposta da função a um degrau, produz um sobre-sinal de 2% com uma taxa de subida de 15,7 milisegundos, atendendo os requisitos de projeto.

Figura 8.19: Resposta em frequência da malha de corrente armadura

A resposta em frequência da malha de corrente com o controlador é mostrada no diagrama de Bode da figura 8.19. O cruzamento em -90 graus, no diagrama de fase, se dá na frequência de 152 rad/s, conforme a malha objetivo. A atenuação de -3 dB, no gráfico de amplitude, se dá em uma frequência de aproximadamente 136 rad/s.

8.5.2 Controle de corrente de armadura do motor da enroladeira

O bloco k_{FC3} representa o ganho do sensor de corrente de armadura. Para o caso do projeto do controle de corrente foi adotado o critério de que o valor de realimentação de 10 unidades corresponde a duas vezes a corrente nominal. O valor de 10 unidades é também o máximo valor de referência que pode ser aplicado ao controlador de corrente. O valor do ganho de realimentação de corrente é calculado pela equação 8.63, onde a corrente nominal do motor é $In_3 = 1626A$.

$$k_{FC3} = \frac{10}{(2 \cdot I_{n3})} = \frac{10}{(2 \cdot 1626)} = \frac{1}{325,2} \quad (8.63)$$

Os índices "3" nas variáveis e "T" (tension reel) nas funções, fazem referência ao acionamento do motor da enroladeira.

$$\frac{k_{PC3} \cdot k_{CON} \cdot k_{FC3} + Ra_3}{La_3} = 1,56 \cdot \omega_{nc} \quad (8.64)$$

$$k_{PC3} = \frac{1,56 \cdot \omega_{nc} \cdot La_3 - Ra_3}{k_{CON} \cdot k_{FC3}} = \frac{1,56 \cdot 152 \cdot 0,00088 - 0,02732}{85 \cdot 0,003075} \quad (8.65)$$

Para os parâmetros da enroladeira, é obtido o valor $k_{PC3} = 0.6955$.

$$\frac{k_{FC3} \cdot k_{CON} \cdot k_{IC3}}{La_3} = \omega_{nc}^2 \quad (8.66)$$

$$k_{IC3} = \frac{\omega_{nc}^2 \cdot La_3}{k_{FC3} \cdot k_{CON}} = \frac{152^2 \cdot 0,00088}{0,003075 \cdot 85} \quad (8.67)$$

Aplicando os valores dos parâmetros da enroladeira à equação 8.67 é obtido o valor $k_{IC3} = 78,114$.

Substituindo as equações 8.65 e 8.67 na equação 8.9 é obtida a equação 8.68

$$G_{X2T} = \frac{\frac{k_{CON}}{La_3} \cdot (k_{PC3} \cdot s + k_{IC3})}{s^2 + 1,56 \cdot \omega_{nc} \cdot s + \omega_{nc}^2} \quad (8.68)$$

Atribuindo à equação 8.9 os valores dos parâmetros da enroladeira é obtida a equação 8.69.

$$G_{X2T} = \frac{67175(s + 112,32)}{s^2 + 237,62 \cdot s + 23201} \quad (8.69)$$

A figura 8.20 mostra o gráfico da resposta do sistema representado pela equação 8.69 (sem pré-filtro) à aplicação de um degrau, obtido através de simulação.

Figura 8.20: Resposta da malha de corrente armadura sem pré-filtro

Apesar de se ter um tempo de subida menor que o especificado, o sobre-sinal é excessivo (13,1%). É preciso cancelar o zero da função de transferência sem alterar o ganho estacionário. Para isso inclui-se um pré-filtro G_{PFC3} . A equação do pré-filtro é mostrada em 8.70.

$$G_{PFC3} = \frac{1}{\frac{k_{PC3}}{k_{IC3}} \cdot s + 1} = \frac{112,32}{(s + 112,32)} \quad (8.70)$$

Após a inclusão do pré-filtro a função de transferência adquire a forma idêntica à objetivada, como visto na equação 8.71.

$$G_{X3T} = \frac{\frac{k_{CON} \cdot k_{IC3}}{La_3}}{s^2 + 1,56 \cdot \omega_{nc} + \omega_{nc}^2} \quad (8.71)$$

$$G_{X3T} = \frac{7545090}{s^2 + 237,62 \cdot s + 23201} \quad (8.72)$$

A figura 8.21 apresenta o gráfico da resposta do mesmo sistema da equação 8.68 com a inclusão do pré-filtro.

Figura 8.21: Resposta da malha de corrente armadura com pré-filtro

Com a inclusão do pré-filtro a resposta da função a um degrau, produz um sobre-sinal de 2% com uma taxa de subida de 15,7 milisegundos, atendendo os requisitos de projeto.

A resposta em frequência da malha de corrente com o controlador é mostrada no diagrama de Bode da figura 8.22. O cruzamento em -90 graus, no diagrama de fase, se dá na frequência de 152 rad/s, conforme a malha objetivo. A atenuação de -3 dB, no gráfico de amplitude, se dá em uma frequência de aproximadamente 136 rad/s.

Figura 8.22: Resposta em frequência da malha de corrente armadura

Capítulo 9

Avaliação do modelo matemático do laminador

Os motores elétricos vêm sendo utilizados por mais de 100 anos. O motor de corrente contínua, em particular, possui um comportamento bastante linear e previsível. Inúmeras referências bibliográficas tratam das equações e do modelo matemático dos motores de corrente contínua [37] [47] [53] [2] [54] [55].

O modelo desenvolvido nesse trabalho foi focado no acionamento propriamente dito. Os distúrbios de torque de laminação estão ligados ao processo de transformação mecânica e dependem de vários fatores, a maioria deles de difícil obtenção como coeficientes de atrito. Uma abordagem mais profunda pode ser encontrada em Bryant [56].

Os controladores PID desenvolvidos no capítulo 8 basearam-se na resposta das malhas à aplicação de degrau. A escolha de dados de comissionamento para ajustar as malhas de controle visou a obtenção de um controle o mais próximo possível do real instalado. As informações relacionadas aos controladores existentes são muito precárias, pois o painel de acionamento HIRACS-N da Hitachi, é controlado digitalmente e os algoritmos internos não estão disponíveis. Ao usuário é possível apenas parametrizar alguns valores relacionados às malhas de controle de velocidade e corrente, cujos significados não são muito claros. Esses

parâmetros são ajustados por tentativa e erro observando a resposta do sistema à aplicação de degrau.

Os controladores PID projetados para operar com o modelo foram ajustados de forma independente para cada acionamento. O desempenho do controle integrado ainda depende muito da qualidade do modelo completo concebido.

Para o modelo completo, além do modelo dos motores elétricos, foram utilizados conceitos físicos de estática e dinâmica.

Tendo em vista que o aço é um material bastante denso, a inércia da bobina tem enorme importância. As inércias das bobinas foram calculadas. Os valores de inércia dos componentes mecânicos foram tomados dos dados do fabricante. No caso dos cilindros de laminação as inércias foram recalculadas, pois os diâmetros diminuem depois de cada retífica. O recálculo serviu, também, para conferir a conversão de unidades. Apesar dos valores de inércia estarem expressos no sistema métrico $[Nm \cdot s^2]$, eles foram apresentados pela Hitachi como GD^2 . É importante lembrar a relação $GD^2 = 4 \cdot J$ [2].

Devido à pequena redução dos laminadores de encruamento, apesar de serem desprezados em muitos casos reais, os fatores de escorregamento à ré e avante foram considerados no modelo para torná-lo o mais fiel possível à planta original caso se deseje simular o processo com uma taxa de redução maior.

9.1 Adequação do método de controle de tensão

Conforme explicado na seção 8.4, para o projeto dos controladores foi escolhido o método de controle de tensão *proporcional* para evitar a introdução de não linearidades. Essas não linearidades inviabilizariam a aplicação de algumas técnicas de projeto de controle multivariável como LQG/LTR.

No projeto do laminador real a Hitachi optou pelo método de controle de torque. No caso da enroladeira e desenroladeira, para que seja possível a comparação entre as correntes de armadura da simulação e do laminador real é

preciso que seja feita uma *mudança de escala*.

A diferença entre os métodos é que no caso proporcional o fluxo do campo do motor varia proporcionalmente ao diâmetro da bobina. No caso do controle de torque o fluxo permanece no seu valor máximo até que o motor atinja a rotação básica. A partir desse ponto, para possibilitar o acréscimo da velocidade, o fluxo do campo precisa ser reduzido, senão haverá um aumento na força eletromotriz acima do valor nominal.

Portanto, a diferença entre os métodos é percebida apenas nas correntes de armadura. O acerto da escala é feito, na simulação, gerando um sinal teórico de força eletromotriz do método de controle de torque e fazendo a razão entre esse valor teórico e o valor simulado. Multiplicando-se o valor da razão pela corrente de armadura de simulação obtém-se o valor de corrente equivalente ao método de torque (usado no laminador real).

9.2 Dados reais do processo

No sistema de automação, mais especificamente no banco de dados do servidor de nível 2, são armazenados alguns dados de processo para subsidiar estudos e diagnósticos posteriores. O sistema de qualidade necessita que os dados de processo fiquem armazenados nesse banco de dados por dois anos. Para atender esse requisito o número de dados e amostras não podem ser muito grandes. Para esse tipo de dado, conhecido como *trend*, são armazenadas até 200 amostras de 15 variáveis. A amostragem é feita com base em comprimento da tira laminada. A distância entre as amostras pode variar entre 5 e 35 metros, dependendo do comprimento total da bobina a ser processada.

Foram escolhidas as variáveis de interesse, conforme a tabela 9.1.

As variáveis foram escolhidas com quatro finalidades distintas:

Tabela 9.1: Dados coletados do processo real

item	parâmetro	unidade	finalidade
1	comprimento laminado	m	base
2	velocidade do laminador	m/min	referência
3	diâmetro bobina desenroladeira	mm	referência
4	diâmetro bobina enroladeira	mm	referência
5	Corrente do laminador	A	comparação
6	Corrente da desenroladeira	A	comparação
7	Corrente da enroladeira	A	comparação
8	Tensão da desenroladeira	kgf	comparação
9	Tensão da enroladeira	kgf	comparação
10	Força de Laminação	$10^3 \cdot Kgf$	informação
11	Alongamento	$\%$	informação

- base - sincroniza os dados reais e os de simulação
- referência - serve como referência para a simulação
- comparação - é utilizado para comparar com os dados de simulação
- informação - pode ser utilizado para justificar algum fenômeno

Os dados, retirados de um banco de dados ORACLE, foram disponibilizados em arquivo Excel e posteriormente organizados em um arquivo texto no formato *.csv*, lidos pelo programa MATLAB, e armazenados em vetores.

A simulação foi implementada no programa Simulink do próprio MATLAB. Foram utilizados o programas MATLAB versão 7.4.0 (R2007a) e SIMULINK versão 6.6 (R2007a).

O programa de simulação tem um certo grau de complexidade, mas basicamente é gerado um sinal de referência para a planta a partir dos dados reais coletados do processo. O sinal de velocidade, resultado da simulação é integrado em função do tempo, gerando o comprimento da tira laminada.

No simulink, foram criados vários blocos *"lookup table"*, um para cada variável, sendo que no eixo das abscissas foi colocado o vetor de comprimento e no

eixo das ordenadas o vetor com a variável de interesse. O sinal de comprimento gerado pela simulação é colocado como entrada desses blocos. Na saída do bloco é obtido o valor correspondente da variável naquela posição da tira.

Para os dados de base e referência foi utilizada a estratégia de "*interpolação-extrapolação*" para evitar a introdução de transitórios entre as medidas.

Para os dados de comparação foi utilizada a estratégia "*use input nearest*", que produz uma saída igual ao valor da tabela, sem a introdução de atenuações. Isso permite uma comparação e análise mais confiável dos dados.

9.3 Comparação dos dados de simulação

Para esta simulação foram utilizados os controladores PID projetados no capítulo 8.

Para a simulação foi introduzido um torque constante, correspondendo ao torque demandado pelo processo de laminação ao motor da cadeira do laminador. A esse torque foi somado um ruído branco filtrado para simular a condição real de processo. Na realimentação de velocidade também foi introduzido ruído para simular os ruídos na medição de velocidade.

A aplicação dessa metodologia possibilitou a comparação dos dados gerados pelo modelo concebido com os dados reais de processo.

Os resultados ficaram muito próximos. O único ajuste necessário, que já era esperado, foi a definição do torque de laminação, mesmo porque essa não é uma atribuição do modelo. Esse torque influi apenas no nível da corrente de armadura do laminador.

Os cálculos de diâmetro do simulador se mostraram bastante confiáveis, mas como o cálculo para a determinação do diâmetro não é parte integrante do modelo, foi optado por utilizar o valor real de diâmetro.

Foram escolhidas três bobinas para a comparação, cujos dados são apresentados na tabela 9.2.

Tabela 9.2: Dados das bobinas do processo real

Descrição	bobina 1	bobina 2	bobina 3	unidade
número do volume	0226670000	0236980000	0237010000	-
data de processamento	01/08/2009	03/08/2009	03/08/2009	-
espessura	0,41	2,05	2,05	<i>mm</i>
largura	804	1254	1254	<i>mm</i>
peso	16530	25930	25520	<i>kg</i>
comprimento	6529	1277	1261	<i>m</i>
velocidade máxima	20	9,67	9,67	<i>m/s</i>
tensão de desbobinamento	930	2850	2850	<i>kgf</i>
tensão de bobinamento	1300	6030	6030	<i>kgf</i>
alongamento programado	1,0	1,4	1,4	%

A primeira bobina é de uma tira bastante fina, o que proporciona um comprimento grande e permite o processamento na velocidade máxima. As outras duas bobinas possuem espessura maior e comprimento menor. A distância entre as amostras (em comprimento) é menor, fornecendo maior precisão. Propositamente as bobinas dois e três foram tomadas do mesmo lote, para fornecer uma melhor noção das variações do processo.

Foram gerados oito gráficos para cada bobina, com as variáveis: velocidade, corrente do laminador, corrente da desenroladeira, corrente da enroladeira, tensão da desenroladeira, tensão da enroladeira, força de laminação e alongamento. Essas duas últimas, como já explicado, tem caráter apenas informativo. Poderiam, eventualmente, ser utilizadas para explicar algum distúrbio no processo. A variável velocidade foi tomada do sinal obtido do simulador em resposta à referência de velocidade.

As figuras de 9.1 a 9.8 referem-se à comparação dos dados da bobina 1.

As figuras de 9.9 a 9.16 referem-se à comparação dos dados da bobina 2.

As figuras de 9.17 a 9.24 referem-se à comparação dos dados da bobina 3.

Figura 9.1: Processo da bobina 1 - Velocidade do laminador

Figura 9.2: Processo da bobina 1 - Corrente de armadura do laminador

Figura 9.3: Processo da bobina 1 - Corrente de armadura do desenroladeira

Figura 9.4: Processo da bobina 1 - Corrente de armadura do enroladeira

Figura 9.5: Processo da bobina 1 - tensão mecânica da desenroladeira

Figura 9.6: Processo da bobina 1 - tensão mecânica da enroladeira

Figura 9.7: Processo da bobina 1 - Força de laminação

Figura 9.8: Processo da bobina 1 - Alongamento da tira

Figura 9.9: Processo da bobina 2 - Velocidade do laminador

Figura 9.10: Processo da bobina 2 - Corrente de armadura do laminador

Figura 9.11: Processo da bobina 2 - Corrente de armadura da desenroladeira

Figura 9.12: Processo da bobina 2 - Corrente de armadura do enroladeira

Figura 9.13: Processo da bobina 2 - tensão mecânica da desenroladeira

Figura 9.14: Processo da bobina 2 - tensão mecânica da enroladeira

Figura 9.15: Processo da bobina 2 - Força de laminação

Figura 9.16: Processo da bobina 2 - Alongamento da tira

Figura 9.17: Processo da bobina 3 - Velocidade do laminador

Figura 9.18: Processo da bobina 3 - Corrente de armadura do laminador

Figura 9.19: Processo da bobina 3 - Corrente de armadura da desenroladeira

Figura 9.20: Processo da bobina 3 - Corrente de armadura do enroladeira

Figura 9.21: Processo da bobina 3 - tensão mecânica da desenroladeira

Figura 9.22: Processo da bobina 3 - tensão mecânica da enroladeira

Figura 9.23: Processo da bobina 3 - Força de laminação

Figura 9.24: Processo da bobina 3 - Alongamento da tira

9.4 Conclusões

As figuras 9.2, 9.10 e 9.18 apresentam os gráficos das correntes de armadura do motor do laminador para as respectivas bobinas. Este trabalho não tem como objetivo o modelamento do torque real de laminação. Para a simulação foi suposto um torque de laminação constante. Esse torque foi estimado a partir da corrente de armadura real, em regime, do laminador. A corrente de armadura do motor do laminador depende do torque demandado pelo processo de laminação, do torque para acelerar o laminador e das tensões mecânicas de desenrolamento e de enrolamento das bobinas. Apesar da incerteza quanto ao torque real (corrente) demandado para a deformação da tira, observa-se uma boa aproximação entre os valores reais e simulados.

Nos gráficos de figuras 9.3, 9.11 e 9.19 são mostradas as correntes da desenroladeira para as respectivas bobinas. As regiões de aceleração e desaceleração são as que têm a maior diferença entre os valores reais e de simulação. Os valores reais foram obtidos a partir de um número de pontos reduzido e as velocidades foram recompostas com interpolação entre esses valores. Pode haver um prejuízo no conhecimento das acelerações exatas a que o processo estava submetido. Isso poderia justificar divergências entre os dados nessa região.

Na seção 11.11.2 é feita uma análise mais detalhada sobre a consistência dos dados reais da corrente de armadura da enroladeira vista nas figuras 9.4, 9.12 e 9.20.

Os gráficos de tensões da desenroladeira, das figuras 9.5, 9.13 e 9.21, mostram o comportamento das tensões mecânicas reais e de simulação, com relação ao valor objetivado. Nota-se um ótimo comportamento das tensões mecânicas, do processo simulado, com relação ao valor objetivado. Nota-se, também, a variação nas tensões "*reais*" de desenrolamento.

No processo real, os valores das tensões mecânicas são estimados pelo valor da corrente de armadura, fazendo-se um cálculo inverso, no qual a corrente é

transformada em torque e é descontada a contribuição da função de compensação de inércia.

Para o caso da enroladeira, dos gráficos 9.6, 9.14 e 9.22, valem as mesmas observações. Ressalta-se apenas que, no caso da bobina 1, por se tratar de um material de espessura inferior a 2 mm, utiliza-se um valor maior de tensão mecânica no início do bobinamento. Essa referência de tensão é reduzida, gradativamente para o valor nominal.

A função de tensão mecânica de bobinamento é conhecida e depende do diâmetro da bobina. Os valores de referência foram gerados na simulação.

Capítulo 10

Controle multivariável usando a técnica LQG/LTR

10.1 Introdução

Este capítulo tem como objetivo apresentar as bases da metodologia de projeto LQG/LTR.

Para conhecer a metodologia em maiores detalhes é recomendado consultar a bibliografia específica.

O problema linear quadrático tem sido extensivamente estudado nas últimas décadas. Como consequência da enorme quantidade de trabalhos e interesse no problema, surgiram muitas propostas para a sua solução [57].

Grandes esforços foram desenvolvidos no sentido da recuperação da robustez dos sistemas de controle *Linear Quadrático Gaussiano* (LQG). Doyle e Stein [13] propuseram um método para o projeto de sistemas de controle lineares robustos multivariáveis que foi chamado de *metodologia LQG/LTR*.

Gunther Stein e Michael Athans [58] deram uma descrição mais detalhada à metodologia LQG/LTR. Posteriormente, vários pesquisadores fizeram desenvolvimentos e aplicações desta metodologia. Todos os trabalhos seguem um pro-

cedimentos de dois passos. Primeiro, projetar a malha objetivo que satisfaça os limites dependentes da frequência no acompanhamento da referência, rejeição de perturbações, e nas incertezas no desvio da dinâmica da planta em relação ao modelo nominal. Depois, fazer o procedimento LTR, projetando o *compensador baseado no modelo* (CBM), para recuperar as propriedades da malha objetivo [15].

O controlador LQG/LTR atenua perturbações e assegura a estabilidade em malha fechada se várias condições como margem de ganho, margem de fase, etc., forem satisfeitas.

As principais características do método LQG/LTR são [25]:

- a robustez do controlador é garantida pelo procedimento em função de uma ampla classe de erros de modelagem;
- a técnica foi concebida para aplicação a sistemas multivariáveis;
- o procedimento de projeto é de natureza sistemática;
- a metodologia se baseia numa abordagem frequencial, sendo aplicada a sistemas lineares e invariantes no tempo;
- o número de parâmetros de projeto é relativamente pequeno;
- existe software disponível comercialmente, para apoio ao projeto.

A metodologia é baseada, principalmente, na combinação de dois instrumentos, o *Regulador Linear Quadrático (RLQ)* e o *Filtro de Kalman (FK)*.

O objetivo da metodologia de projeto proposta é a determinação de um compensador, a ser inserido no ramo direto da malha de controle, atendendo os requisitos de desempenho e estabilidade.

Os objetivos a serem atendidos pelo sistema real, no que diz respeito ao desempenho, são:

- acompanhamento dos sinais de referência;

- rejeição de perturbações;
- insensibilidade às variações na planta;
- rejeição do erro de medida.

10.2 Modelo de projeto da planta

O *modelo de projeto da planta* não se restringe apenas ao modelo nominal da dinâmica do processo físico, mas inclui o escalonamento das variáveis e eventualmente a ampliação da planta, como por exemplo integradores, que o projetista tenha incluído objetivando certas características de acompanhamento de referências e especificações de desempenho de rejeição de perturbações [59].

O procedimento de projeto LQG/LTR presume que o modelo nominal da planta seja conhecido, seja linear e invariante no tempo, com m entradas e m saídas e n variáveis de estado.

É assumido que a matriz D é nula, ou seja, não há ligação direta entre a entrada e a saída da planta (a função de transferência da planta é estritamente própria) .

No domínio do tempo, o modelo segue a dinâmica das equações 10.1 e 10.2.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (10.1)$$

$$y = Cx \quad (10.2)$$

A matriz de função de transferência da planta $G(s)$ é uma matriz quadrada ($m \times m$) dada pela equação 10.3.

$$G(s) = C \cdot \Phi(s) \cdot B \quad (10.3)$$

$$\Phi(s) \equiv (sI - A)^{-1} \quad (10.4)$$

Assume-se que $[A, B]$ é estabilizável; ou seja, todos os modos instáveis de 10.3 são controláveis e que $[A, C]$ é detectável; ou seja, todos os modos instáveis em 10.1 e 10.2 são observáveis.

10.3 Erro de modelagem

O conhecimento do modelo da planta é necessário, mas não suficiente, para o procedimento de projeto. É preciso que se conheçam os erros de modelagem.

A versão de método de projeto aqui apresentada, reflete todos os erros de modelagem na saída da planta, usando a representação do erro multiplicativo de modelagem [13].

É importante ter-se em conta a diferença existente entre o modelo nominal e a planta real. A planta real, nesta consideração, é tida como pertencente a uma classe constituída de sistemas lineares invariantes no tempo, mas diferentes do especificado no modelo nominal. A classe dos sistemas reais deve atender a todos os requisitos do projeto, tornando este, um problema de controle robusto.

Supondo que $G_R(s)$ represente a dinâmica real da planta, a matriz de erro multiplicativo, $E(s)$, refletida na saída da planta, é definida conforme a equação 10.5.

$$G_R(s) = [1 + E(s)] \cdot G(s) \equiv L(s) \cdot G(s) \quad (10.5)$$

Obviamente o projetista não conhece a expressão detalhada de $E(s)$, porém assume-se que é possível limitar o máximo erro possível, na pior situação possível, como função da frequência ω . Assume-se que a desigualdade 10.6 seja verdadeira e que o limite $e_m(\omega)$ seja conhecido como parte do processo de modelagem.

$$\sigma_{max}E(j\omega) < e_m(\omega) \quad (10.6)$$

10.4 Projeto da realimentação

Deve-se inserir o *modelo de projeto da planta*, $G(s)$, na configuração de malha de realimentação negativa MIMO (multi-input/multi-output), conforme a figura 10.1. Essa configuração mostra explicitamente o vetor de erro de acompanhamento $e(s)$. O efeito de todas as perturbações que agem sobre o processo físico é considerada como um vetor de perturbação $d(s)$, agindo na saída da planta [59].

Na figura 10.1, somente os valores medidos são variáveis de saída. Nessas variáveis estão incluídos os efeitos de todas as perturbações. Para manter a clareza do diagrama, não foram explicitados os ruídos dos sensores e os erros.

Assume-se que o compensador $K(s)$ é linear e invariante no tempo, com m entradas (sinais de erro de acompanhamento) e m saídas (entradas do modelo de projeto da planta).

Para projetar $K(s)$ é preciso que se tenham especificações razoáveis, relacionadas com a estabilidade nominal, estabilidade robusta para os erros de modelagem e bom desempenho.

As especificações de desempenho referem-se a um bom acompanhamento do sinal de comando, boa rejeição de perturbações, insensibilidade aos ruídos de sensor e erros do modelo nominal. Todas elas estão relacionadas ao impacto das incertezas na malha de realimentação. Aliás, as malhas de realimentação existem devido às incertezas que estão sempre presentes nos sistemas.

10.5 Filosofia do método LQG/LTR

A metodologia LQG/LTR busca definir o compensador MIMO de modo que a robustez de estabilidade e especificações de desempenho sejam atendidas,

Figura 10.1: Malha de realimentação MIMO

na medida do possível.

Vale lembrar que apesar do método LQG/LTR ser aplicável aos projetos SISO (Single-Input/Single-Output), ele é inerentemente um método de projeto para sistemas MIMO. Em outras palavras, o método LQG/LTR não reduz o problema MIMO à uma sequência de problemas de projeto SISO. Ele aborda o problema de projeto MIMO diretamente e são utilizados os mesmos passos, independentemente do número de variáveis de estado e de entradas e saídas.

O método LQG/LTR envolve dois passos básicos:

- Gerar a malha objetivo MIMO. Supõe-se que a malha objetivo atenda às especificações de desempenho sem violar as restrições de robustez de estabilidade.
- Utilizar o compensador $K(s)$ da figura 10.1. Este compensador tem parâmetros ajustáveis que podem ser modificados de modo que o desempenho do sistema de realimentação se aproxime da malha objetivo estabelecida no passo anterior.

O grau de aproximação é influenciado por qualquer característica de fase não mínima do *modelo de projeto da planta*.

Se esse modelo for de fase mínima, o grau de aproximação ou a recuperação da malha objetivo, dependerão da localização dos zeros de fase não mínima.

Figura 10.2: Malha objetivo da estrutura de realimentação

10.6 A malha objetivo

Como já mencionado, a malha objetivo deve atender às especificações de robustez de estabilidade e de desempenho. A estrutura da referida malha é apresentada na figura 10.2. Ela é definida pelos parâmetros C e Φ do modelo e pela matriz constante H ($m \times m$), denominada matriz de ganho do filtro.

Se for interrompida a malha, na saída, é obtida a malha associada à malha objetivo conforme a equação 10.7, lembrando que a premissa de que $[A, C]$ é detectável implica que existe uma matriz H que torna a malha objetivo, estável.

$$G_{KF}(s) = C \cdot \Phi(s) \cdot H \quad (10.7)$$

Nessas circunstâncias a sensibilidade é dada pela equação 10.8 e a malha fechada, conforme a equação 10.9.

$$S_{KF}(s) = [I + G_{KF}(s)]^{-1} \quad (10.8)$$

$$C_{KF}(s) = [I + G_{KF}(s)]^{-1} G_{KF}(s) \quad (10.9)$$

Para o atendimento da estabilidade robusta a desigualdade 10.10 deve ser verdadeira para todos os ω .

$$\sigma_{max} C_{KF}(j\omega) < 1/e_M(\omega) \quad (10.10)$$

As propriedades do acompanhamento de referência e rejeição de perturbações da TFL, no domínio da frequência podem ser verificadas pelas relações das equações 10.11 para $d(s)=0$ e 10.12.

$$y(s) = C_{KF}(s) \cdot r(s) \quad (10.11)$$

$$e(s) = S_{KF}(s) \cdot [r(s) \cdot d(s)] \quad (10.12)$$

Os transitórios reais de resposta podem ser obtidos simulando a malha objetivo na figura 10.2 e injetando os vetores de comando $r(t)$ e/ou os vetores de perturbação $d(t)$, correspondentes aos esperados para o sistema real.

Obviamente não se pode implementar a malha objetivo, pois não há controles. Porém, uma vez que a malha objetivo projetada seja robusta em face dos erros de modelagem e uma vez que o acompanhamento de referência e a rejeição de perturbações estejam de acordo com o desejado, é de se imaginar que seja possível construir um compensador $K(s)$ (fig.10.1) com a propriedade de que a realimentação do sistema se aproxime do comportamento da malha objetivo (fig.10.2). Isso acontecerá se a igualdade 10.13 for verdadeira.

$$G(s) \cdot K(s) = G_{KF}(s) \quad (10.13)$$

Desde que ambos $G(s)$ e $G_{KF}(s)$ sejam sistemas de n -ésima ordem e $K(s)$ seja um compensador dinâmico, a igualdade 10.13 não pode ser verdadeira. Porém, para efeito de projeto, não é necessário que se tenha uma igualdade exata.

Na verdade, se houver uma forma de encontrar $K(s)$ de modo que se tenha a relação aproximada 10.14, sobre uma faixa de frequências relevante para a robustez e desempenho, essa condição será suficiente para o projeto.

$$G(j\omega) \cdot K(j\omega) \approx G_{KF}(j\omega) \quad (10.14)$$

Figura 10.3: Estrutura do compensador LQG/LTR

10.7 O compensador LQG/LTR, $K(s)$

O compensador LQG/LTR pertence a uma classe de compensadores chamados "*compensadores baseados em modelo*" (CBM).

No que diz respeito à estabilidade, o compensador deve tornar o sistema estável, seja qual for a planta pertencente à classe de sistemas reais.

O compensador mostrado na figura 10.3, contém uma *réplica* do *modelo de projeto da planta*, juntamente com duas malhas de realimentação.

É possível calcular a matriz de função de transferência do compensador, que é definida pelas equações 10.15 e 10.16

$$u(s) = K(s)e(s) \quad (10.15)$$

$$K(s) = G(sI - A + BG + HC)^{-1}H \quad (10.16)$$

No domínio do tempo, se $z(t) \in R^n$ denotar o vetor de estados do compensador $K(s)$, então ele poderá ser definido pela equação 10.17.

$$\begin{aligned}\dot{z}(t) &= (A - BG - HC)z(t) - He(t) \\ u(t) &= -Gz(t)\end{aligned}\tag{10.17}$$

As propriedades especiais do CBM devem-se ao princípio da separação, o qual afirma que os $2n$ pólos de malha fechada do sistema de realimentação (fig. 10.1), quando o compensador é dado pela equação 10.16, são os autovalores de $(A - BG)$ e $(A - HC)$.

O compensador LQG/LTR é um *compensador baseado em modelo* (CBM) no qual as duas matrizes H e G (equações 10.16 e 10.17) são calculadas de um modo especial.

A matriz de ganho de filtro H é *fixada* para ser aquela encontrada na malha objetivo. O único outro parâmetro de projeto em $K(s)$, a matriz de ganho de controle G , é calculada via a solução chamada: *problema do regulador linear quadrático (RLQ) "cheap-control"*.

Sabe-se que tanto o *regulador linear quadrático* (LQR), quanto o *filtro de Kalman* tem boa robustez e performance, assim, seria esperado que o *controlador LQG* também as tivesse. Infelizmente esse não é o caso [60] [61].

É preciso recuperar tanto as propriedades de realimentação de estado quanto as propriedades do estimador de estados.

A escolha dos sinais na equação 10.17 foi feita de modo que quando $r(t) = 0$, o vetor de estados do compensador $z(t)$ corresponde ao estado estimado no sistema do regulador LQG clássico.

Para calcular G para o compensador LQG/LTR, é resolvida a equação algébrica de Riccati, 10.18, para $\rho \rightarrow 0$, e então É calculada a matriz G_ρ pela equação 10.19.

$$0 = -K_\rho A - A' K_\rho - C' C + \frac{1}{\rho} K_\rho B B' K_\rho\tag{10.18}$$

$$G_\rho = \frac{1}{\rho} B' K_\rho \quad (10.19)$$

Resultado LTR: Se o *modelo de projeto da planta*, $G(s) = C(sI - A)^{-1}B$, definido nas equações 10.1 a 10.4, tem somente zeros de transmissão de fase mínima, então :

$$\lim_{\rho \rightarrow 0} C(sI - A)^{-1} B G_\rho (sI - A + B G_\rho + H C)^{-1} H \rightarrow C(sI - A)^{-1} H \quad (10.20)$$

isso implica que

$$\lim_{\rho \rightarrow 0} G(s) K_\rho(s) \rightarrow G_{KF}(s) \quad (10.21)$$

A malha objetivo, $G(s)K(s)$, do sistema a ser construído (10.1), aproxima a malha objetivo $G_{KF}(s)$ da malha objetivo (10.2), desde que a condição de fase mínima de $G(s)$ seja mantida. Se a resposta da malha objetivo atender às expectativas, então pode-se usar o compensador LQG/LTR para recupera-la.

No domínio da frequência, o método LQG/LTR produz uma boa concordância entre os valores singulares da malha, sensibilidade e malha objetivo de malha fechada, do sistema real e do sistema da malha objetivo, para frequências muito além da frequência de cruzamento.

Em geral, em altas frequências, os valores singulares de $G_{KF}(j\omega)$ tem um decaimento de -20 dB/dec, enquanto que os valores singulares de $G_{KF}(s)$, eventualmente, tem um decaimento de -40 dB/dec.

Portanto, as malhas LQG/LTR oferecem alguma robustez adicional às dinâmicas não modeladas em alta frequência quando comparada com a malha objetivo. O acompanhamento de referência e o desempenho da rejeição de perturbações na região de baixas frequências, para os sistemas da malha objetivo e do LQG/LTR serão essencialmente os mesmos.

O compensador LQG/LTR, essencialmente, gera a melhor inversa estável do *modelo de projeto da planta*, $G(s)$ e substitui a dinâmica desejada, definida

por $G_{KF}(s)$. Os zeros de $K(s)$ correspondem aos zeros de $G_{KF}(s)$. Alguns dos pólos do compensador $K(s)$ são usados para cancelar os zeros de transmissão de $G(s)$; esse é o motivo do método LTR não *funcionar* para plantas de fase não mínima, uma vez que isso envolveria o cancelamento de pólos e zeros no semi-plano direito do plano complexo. Alguns dos pólos de $K(s)$ tendem ao infinito quando $\rho \rightarrow 0$, de modo que a estabilidade nominal da malha é preservada. Isso pode ser aproveitado, uma vez que pode aproximar as dinâmicas de alta frequência de $K(s)$ por meio de termos "*feed-through*".

10.8 Dicas para projetar a Malha Objetivo, usando técnicas do Filtro de Kalman)

A matriz de ganho do Filtro de Kalman H pode ser arbitrária, contanto que a malha objetivo seja estável. Portanto, deseja-se ter à disposição, métodos "*fáceis*" para selecionar H de modo que se possa moldar os valores singulares da malha no domínio da frequência. Pode-se explorar a solução de um Filtro de Kalman fictício, em tempo contínuo, para encontrar H .

É importante alertar para o fato de que, nesta metodologia, as fórmulas e conceitos do Filtro de Kalman estão sendo utilizados com uma finalidade específica e não no contexto de controle e estimação estocástica ótima.

A formulação do problema do Filtro de Kalman que gera as fórmulas a serem utilizadas, envolvem a dinâmica estocástica de estados de 10.22, na qual L é uma matriz $n \times m$, o ruído de processo $\xi(t)$ é uma matriz identidade de intensidade, de ruído branco, com média zero. A matriz $\theta(t)$ tem intensidade igual a μ_1 , ruído branco e média zero.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A \cdot x(t) + L \cdot \xi(t) \\ y(t) &= C \cdot x(t) + \theta(t) \end{aligned} \tag{10.22}$$

A solução para o problema do Filtro de Kalman produz a fórmula para

calcular a matriz de ganho do filtro, H (equ. 10.23) na qual a matriz Σ é a única solução simétrica definida positiva para a equação algébrica de Riccati (EAR), 10.24.

$$H = \left(\frac{1}{\mu}\right)\Sigma C' \quad (10.23)$$

$$0 = A\Sigma + \Sigma A' + LL' - \left(\frac{1}{\mu}\right)\Sigma C' C \Sigma \quad (10.24)$$

A matriz L ($n \times m$) e o parâmetro escalar $\mu > 0$ devem ser vistos como os parâmetros de projeto, disponíveis, que irão especificar a matriz de ganho do filtro H .

Note-se que se $[A, L]$ é estabilizável e se $[A, C]$ é detectável, então será garantida a estabilidade nominal da malha objetivo, para qualquer escolha dos parâmetros μ e H .

A escolha dos parâmetros de projeto é facilitada pela igualdade 10.25, no domínio da frequência.

$$\sigma_i[I + G_{KF}(j\omega)] = \sqrt{1 + \frac{1}{\mu} \cdot \sigma_i^2[C \cdot \Phi(j\omega) \cdot L]} \quad (10.25)$$

A equação 10.25 facilita a escolha de μ e L , porque esses parâmetros de projeto aparecem no lado direito da equação ao passo que as características da malha objetivo aparecem do lado esquerdo da equação.

Uma vantagem da utilização da metodologia do Filtro de Kalman para calcular H , é que a malha objetivo tem certas garantias automáticas de desempenho e robustez que podem ser obtidas de 10.25 e são apresentadas em 10.26 e 10.27 para todas as frequências.

$$\sigma_{max} S_{KF}(j\omega) \leq 1 \quad (10.26)$$

$$\sigma_{max} C_{KF}(j\omega) \leq 2 \quad (10.27)$$

A inequação 10.26 garante que a malha objetivo nunca amplificará perturbações em qualquer frequência.

A inequação 10.27 implica que a malha objetivo nunca ficará instável para erros multiplicativos de modelagem, enquanto a relação 10.28 for respeitada para todas as frequências.

$$\sigma_{max}E(j\omega) \leq \frac{1}{2} \quad (10.28)$$

Suponha-se uma planta descrita pela equação 10.30, com $x_p(t) \in R^n$, $u_p(t) \in R^m$ e $y(t) \in R^m$.

$$\begin{aligned} \dot{x}_p(t) &= A_p x_p(t) + B_p u_p(t) \\ y(t) &= C_p x_p(t) \end{aligned} \quad (10.29)$$

Deve-se supor, também, que a matriz A_p seja inversível, de modo que a planta não tenha pólos na origem.

Deseja-se projetar um sistema de realimentação LQG/LTR que tenha erro estacionário nulo para comandos arbitrários constantes (degrau).

Essa especificação implica que se tenham integradores em cada canal, sem qualquer realimentação.

Gostaria-se, também, de ter todos os valores singulares de malha, idênticos, para as baixas e altas frequências. Essa exigência leva, muitas vezes, a projetos nos quais todas as frequências de cruzamento sejam aproximadamente as mesmas, de modo que o sistema MIMO tem o mesmo tempo de resposta em todas as direções.

Uma vez que se está utilizando o método LTR, todos os atributos desejáveis de projeto devem ser refletidos à malha objetivo.

Para obter as especificações de erro estacionário nulo, deve-se, primeiro, definir corretamente o *modelo de projeto da planta*, de modo que ele contenha os integradores "*livres*" necessários. Isso pode ser feito adicionando um integrador

em cada canal de controle da planta.

Matematicamente, define-se o vetor $u(t) \in R^m$ por 10.30, ou equivalentemente, pela equação 10.31.

$$\dot{u}_p(t) = u(t) \quad (10.30)$$

$$u_p(s) = \frac{1}{s} \cdot u(s) \quad (10.31)$$

O *modelo de projeto da planta* é definido pela dinâmica aumentada e é agora um sistema $(n + m)$ dimensional.

Nas equações 10.1 e 10.2 usa-se as matrizes:

$$A = \begin{bmatrix} A_p & B_p \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} C_p & 0 \end{bmatrix}$$

Agora deve-se escolher a matriz de projeto L , para que os valores singulares da malha objetivo sejam idênticos em baixas e altas frequências.

Primeiro decompõe-se a matriz L como em 10.32.

$$L = \begin{bmatrix} L_L \\ L_H \end{bmatrix} \quad (10.32)$$

Utiliza-se a matriz L_L para manipular o comportamento dos valores singulares em baixas frequências e a matriz L_H para manipular o comportamento dos valores singulares em altas frequências.

Examinando a matriz $C\Phi(j\omega)L$, na equação 10.25; por meio de cálculos de álgebra linear, podem ser demonstradas as equações 10.33 e 10.34.

$$\lim_{j\omega \rightarrow 0} C\Phi(j\omega)L = -\frac{1}{(j\omega)}C_p A_p^{-1} B_p L_L \quad (10.33)$$

$$\lim_{j\omega \rightarrow \infty} C\Phi(j\omega)L = -\frac{1}{(j\omega)}C_p L_H \quad (10.34)$$

Da equação 10.33 pode-se deduzir que, para que os valores singulares de $C\Phi(j\omega)L$ sejam iguais em baixas frequências, a matriz L_L pode ser selecionada como em 10.35, de modo que 10.36 seja verdadeira.

$$L_L = -[C_p A_p^{-1} B_p]^{-1} \quad (10.35)$$

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} \sigma_i C\Phi(j\omega)L = \frac{1}{(\omega)} \quad (10.36)$$

Da equação 10.34 pode-se deduzir que, para que os valores singulares de $C\Phi(j\omega)L$ sejam iguais em altas frequências, a matriz L_H pode ser selecionada como em 10.37 de modo que 10.38 seja verdadeira.

$$L_H = C_p'(C_p C_p')^{-1} \quad (10.37)$$

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} \sigma_i C\Phi(j\omega)L = \frac{1}{(\omega)} \quad (10.38)$$

Das equações 10.36, 10.38 e 10.25, pode se concluir que essa especificação para o projeto da matriz L conduz à aproximação 10.39 para as baixas frequências e 10.40 para as altas frequências.

$$\sigma_i G_{KF}(j\omega) \approx \frac{1}{(\omega \sqrt{\mu})} \quad (10.39)$$

$$\sigma_i G_{KF}(j\omega) \approx \frac{1}{(\omega\sqrt{\mu})} \quad (10.40)$$

Deste modo, todos os valores singulares da malha objetivo têm um decaimento de -20 dB/dec, tanto em baixas quanto em altas frequências. O parâmetro de projeto μ pode ser selecionado para ajustar a frequência de cruzamento de modo coerente com as restrições de robustez de estabilidade.

Em resumo, o projeto da malha objetivo pode ser realizado usando métodos de Filtro de Kalman.

As propriedades no domínio da frequência, dos Filtros de Kalman, dadas pela equação 10.25, podem ser utilizadas de maneira pró-ativa, para auxiliar o projetista a selecionar os parâmetros de projeto: o escalar μ e a matriz L .

No capítulo 11, é desenvolvido o projeto do controlador LQG/LTR seguindo a sequência de passos de projeto descrita por Cruz [25].

Capítulo 11

Projeto do sistema de controle multivariável para o laminador

O projeto do controlador desenvolvido aqui, através da metodologia LQG/LTR, é baseado na planta simplificada desenvolvida no capítulo 7.

Esse é um projeto básico e tem como objetivo demonstrar a possibilidade de se projetar um controlador multivariável com o modelo desenvolvido. A solução de controle obtida é razoável, mas certamente não foram esgotadas as possibilidades de aprimoramento. É possível melhorar o desempenho do controle com um melhor ajuste das matrizes e parâmetros ou com o emprego de técnicas adicionais. Tallfors [62] lembra que, geralmente, é difícil encontrar um critério perfeito que trate todos os casos da melhor maneira.

Seguindo as mesmas premissas adotadas para o projeto de controlador PID no capítulo 8, inicialmente foram desconsideradas as parcelas de inércia da desenroladeira e enroladeira, mas permaneceram as demais inter-relações entre as malhas de controle.

As parcelas de inércia são introduzidas posteriormente através de malhas feedforward, uma vez que os valores dessas inércias podem ser facilmente calculados a partir de parâmetros do processo.

11.1 Objetivos de controle

O Laminador de Encruamento tem a finalidade de aplicar um pequeno alongamento na tira sendo laminada, com o intuito de prepará-la para as futuras conformações mecânicas no cliente. Para obter uma tira de aço, acondicionada em bobinas, com as propriedades mecânicas corretas e sem defeitos superficiais é preciso que haja um controle eficiente da velocidade e das tensões mecânicas.

11.2 Especificação de entradas e saídas

11.2.1 Entradas Exógenas

- Referência de velocidade
- Referência de tensão da desenroladeira
- Referência de tensão da enroladeira
- Variação no torque do motor do laminador devido a variações nas propriedades mecânicas da tira ou na força de laminação.
- Ruídos (interferências eletromagnéticas e outros ruídos na realimentação)

11.2.2 Entradas Manipuláveis

- Sinais de controle do ângulo de disparo dos tiristores, proporcionais à tensão elétrica gerada para a alimentação dos circuitos de armadura dos motores: desenroladeira, laminador e enroladeira.

11.2.3 Sinais Medidos

- Velocidade do motor do laminador (medido)
- Tensão elétrica nos motores (medido)

- Correntes nos motores (medido)
- Torques desenvolvidos pelos motores (observado)

11.2.4 Saídas Controladas

- Velocidade dos motores
- Torque nos motores (tensão mecânica)

11.3 Descrição das fontes de incertezas no modelo

Existe a variação de alguns parâmetros como os diâmetros de cilindros de laminação. Há ainda certa imprecisão na obtenção dos parâmetros mecânicos exatos, como coeficientes de atrito viscoso, inércias, etc.

11.4 Definição dos distúrbios e ruídos existentes no sistema

Os principais distúrbios deste sistema são as variações nas solicitações de torque, oriundas dos esforços de laminação, feitas ao motor do laminador. A variável $d(t)$ representa o torque produzido pela carga do laminador, que está sujeita às variações ocasionadas por variações nas propriedades mecânicas da tira.

As variáveis n_1 , n_2 e n_3 representam respectivamente os ruídos dos sinais de realimentação de corrente da desenroladeira, realimentação de velocidade do laminador e realimentação de de corrente da enroladeira, respectivamente.

11.5 Análise da planta, atuadores e sensores

Avalia-se a planta quanto ao seu comportamento no domínio do tempo e da frequência, para conhecer a condição de estabilidade em malha aberta.

O diagrama de blocos do sistema completo em malha aberta pode ser visto na figura 11.1.

Nota-se, pelo diagrama 11.1, a interação entre os acionamentos. O caminho superior refere-se ao motor da desenroladeira, que produz o tensionamento mecânico da tira na entrada da cadeira de laminação. O caminho central corresponde ao motor do laminador e é responsável pelo controle de velocidade da tira sendo laminada. O caminho inferior refere-se ao motor da enroladeira que produz o tensionamento mecânico da tira na saída da cadeira de laminação.

A malha de controle da desenroladeira e enroladeira tem por finalidade controlar o tensionamento da tira de aço por meio do torque dos motores. É importante observar que a velocidade da desenroladeira e enroladeira são definidas pela velocidade dos cilindros de laminação, que é transmitida a eles através da tira. É utilizada a velocidade do laminador, respeitando as relações de diâmetros das bobinas (D_{pcoil} e D_{tcoil}) e os escorregamentos avante γ_F e a ré γ_R , para se fechar a malha da força eletromotriz através de Kv_1 e Kv_3 .

Há também os torques T_{A1} e T_{A3} que correspondem àqueles necessários à aceleração ou desaceleração do conjunto, bem como às parcelas relativas aos atritos viscosos dos acionamentos. Esses torques são calculados com base nas velocidades dos acionamentos.

As variáveis controladas, no diagrama de blocos, são portanto, V_S , F_{S1} e F_{S3} , respectivamente a velocidade da tira e a tensão mecânica na tira da desenroladeira e tensão mecânica na tira da enroladeira.

Figura 11.1: Diagrama de blocos do modelo linear do sistema completo

11.6 Projeto do compensador para o sistema multivariável

11.6.1 Desenvolvimento do modelo multivariável

A partir do modelo estabelecido e das equações diferenciais foram escritas as matrizes do sistema em espaço de estados.

Entradas:

u_1 = referência de tensão elétrica para o conversor da desenroladeira.

u_2 = referência de tensão elétrica para o conversor do laminador.

u_3 = referência de tensão elétrica para o conversor da enroladeira.

Saídas:

y_1 = corrente de armadura da desenroladeira.

y_2 = velocidade do laminador

y_3 = corrente de armadura da enroladeira.

Estados:

x_1 = corrente do motor do laminador

x_2 = velocidade do motor do laminador

x_3 = corrente do motor da desenroladeira

x_4 = corrente do motor da enroladeira

Equações em espaço de estados:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (11.1)$$

$$y = Cx + Du \quad (11.2)$$

Sendo que o sistema com m entradas, n saídas e p estados é representado

pelas matrizes:

$$A = \text{matriz } (p \times p) \Rightarrow (4 \times 4)$$

$$B = \text{matriz } (p \times m) \Rightarrow (4 \times 3)$$

$$C = \text{matriz } (n \times p) \Rightarrow (3 \times 4)$$

$$D = \text{matriz } (n \times m) \Rightarrow (3 \times 3)$$

As equações que representam o sistema nominal foram desenvolvidas no capítulo 4.

Do mesmo capítulo foram obtidas as matrizes de estado A_n , B_n , C_n e D_n .

No modelo real, na segunda linha da matriz A_n , são utilizados os valores totais de inércia e de atrito viscoso: J_{total} e B_{total} .

O modelo base para o projeto do controle necessita uma pequena alteração na matriz A_n , relacionada à compensação de inércia.

No modelo, como no caso real, se forem mantidas as referências de tração, sem as devidas compensações das inércias, o acionamento do laminador teria de acelerar a massa do conjunto total e "*arcar*" com as perdas do atrito viscoso do conjunto total. Nessas circunstâncias as tensões mecânicas na tira de aço seriam muito diferentes daquelas objetivadas. No caso de aceleração, por exemplo, a bobina na desenroladeira seria acelerada pelo laminador e esse arraste seria feito através da tira de aço. Haveria um aumento excessivo da tensão mecânica. No caso real, no qual se tem a compensação de inércia, parcelas adicionais de torque são enviadas à desenroladeira e enroladeira para compensar tanto a inércia da aceleração quanto o atrito viscoso. Nesta situação as tensões mecânicas permanecem constante e cabe ao acionamento do laminador acelerar apenas a própria inércia e tratar o seu atrito viscoso. Assim sendo, são feitas as substituições de J_{total} para J_m e B_{total} para B_m .

Para simplificação das expressões na matriz A_n , foram criadas as variáveis auxiliares λ_1 e λ_2 , descritas nas equações 11.3 e 11.4.

$$\lambda_1 = \frac{D_{cil}}{D_{pcoil}} \cdot (1 - \gamma_R) \quad (11.3)$$

$$\lambda_3 = \frac{D_{cil}}{D_{tcoil}} \cdot (1 + \gamma_F) \quad (11.4)$$

$$An = \begin{bmatrix} -\frac{Ra_2}{La_2} & -\frac{(Kv_2 \cdot \phi_2)}{La_2} & 0 & 0 \\ \frac{Kt_2 \cdot \phi_2}{Jm} & -\frac{Bm}{Jm} & -\frac{\lambda_1 \cdot Kt_1 \cdot \phi_1}{Jm} & \frac{\lambda_3 \cdot Kt_3 \cdot \phi_3}{Jm} \\ 0 & -\frac{\lambda_1 \cdot (Kv_1 \cdot \phi_1)}{La_1} & -\frac{Ra_1}{La_1} & 0 \\ 0 & -\frac{\lambda_3 \cdot (Kv_3 \cdot \phi_3)}{La_3} & 0 & -\frac{Ra_3}{La_3} \end{bmatrix}$$

$$Bn = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Kd_2}{La_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{Kd_1}{La_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{Kd_3}{La_3} & 0 \end{bmatrix}$$

Na matriz C_n , foram incluídos os ganhos de realimentação associados aos respectivos transdutores, k_{fc1} , k_{fv2} e k_{fc3} .

$$Cn = \begin{bmatrix} 0 & 0 & k_{fc1} & 0 \\ 0 & \frac{D_{cil}}{2} \cdot k_{fv2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_{fc3} \end{bmatrix}$$

$$Dn = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Atribuindo os valores dos parâmetros da planta, são obtidas as matrizes representativas do espaço de estados para a condição nominal:

$$A_N = \begin{bmatrix} -9,5251 & -9926,25 & 0 & 0 \\ 0,0127 & -0,0364 & 0,0066 & 0,0068 \\ 0 & -2914,7 & -21,8 & 0 \\ 0 & -10527,7 & 0 & -31,0455 \end{bmatrix}$$

$$B_N = \begin{bmatrix} 0 & 47486,03 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 27419,4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 96590,9 \end{bmatrix}$$

$$C_N = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0,01004 & 0 \\ 0 & 0,114375 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,00615 \end{bmatrix}$$

$$D_N = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

11.6.2 Avaliação da estabilidade da planta nominal

Com o auxílio do programa Matlab, são obtidos os pólos da função de transferência da planta nominal.

Constata-se que não há zeros de transmissão.

Os pólos da planta nominal são:

-6,1038 +11,5064 i

-6,1038 -11,5064 i

-29,1778

-21,0215

Os pólos da planta nominal estão localizados no semiplano esquerdo do plano complexo, indicando que a planta é estável.

11.6.3 Avaliação da controlabilidade da planta nominal

A controlabilidade da planta pode ser avaliada pela análise do posto da matriz de controlabilidade.

A matriz de controlabilidade da planta é dada por:

$$Mc = [B | AB | \dots | A^{n-1}B]$$

Para este caso a matriz de controlabilidade tem a dimensão 4 X 12.

Calculando-se o posto da matriz é obtido o valor 4, que é igual ao número de linhas da matriz, indicando que a planta é controlável.

11.6.4 Avaliação da observabilidade da planta nominal

A observabilidade da planta pode ser avaliada pelo posto da matriz de observabilidade.

A matriz de observabilidade da planta é dada por:

$$Mo^T = [C^T | A^T C^T | \dots | (A^T)^{n-1} C^T]$$

Para este caso a matriz de observabilidade tem a dimensão 12 X 4.

Calculando-se o posto da matriz é obtido o valor 4, que é igual ao número de colunas da matriz, indicando que a planta é observável.

11.7 Avaliação do erro de modelagem

Foram consideradas, como fontes de incertezas do modelo, a inércia do acionamento do laminador (J_m) e a desconsideração da dinâmica dos conversores tiristorizados.

Os cilindros de laminação têm um alto custo no processo de laminação. Eles são adquiridos com um diâmetro máximo e à medida que são utilizados, retornam à oficina de cilindros onde sofrem um desgaste para recuperar a sua condição de operação. Eles são utilizados até que seja atingido um diâmetro mínimo, quando eles finalmente são sucateados.

No caso em estudo, a inércia total do conjunto do laminador, para a condição nominal é $J_m = 1248,9 \cdot \frac{kg \cdot m^2}{s}$.

Figura 11.2: Erro de modelagem do sistema devido às incertezas

Essa incerteza com relação a J_m afeta a segunda linha da matriz A_n da representação em espaço de estados.

Utilizando um programa em Matlab [63] [64] faz-se com que esse parâmetro J_m varie e calcula-se o valor do erro de modelagem $e_M(\omega) = \|\varepsilon_P(j\omega)\|$ para cada frequência ω , dentro da faixa especificada Ω .

Sendo que $\varepsilon_P(s) = [G_R(s) - G_N(s)]G_N^{-1}$, ou seja; $\varepsilon_P(s)$ é o erro entre a planta real e a planta nominal.

Quanto ao erro devido à desconsideração da dinâmica dos conversores tiristorizados, basta incluir tais dinâmicas em $G_R(s)$ e manter $G_N(s)$ sem elas. O resultado é representado na figura 11.2.

A figura 11.3 mostra os valores singulares máximos e mínimos da planta em malha aberta.

Figura 11.3: Diagrama de Bode dos valores singulares máximos e mínimos da planta

11.8 Definição das barreiras de desempenho e estabilidade

As barreiras de robustez de desempenho e da estabilidade devem ser estabelecidas com base no conhecimento das características da planta. É preciso que essas barreiras sejam coerentes para que exista uma solução viável de controle.

Para o controle do laminador foram estabelecidas as restrições, sendo que as frequências foram definidas com base na experiência do processo e as amplitudes foram escolhidas de forma a permitir uma solução possível e conveniente.

- Atenuação de perturbações de 12 % para uma faixa de frequências de até 1 rad/seg.
- Acompanhamento do sinal de referências com erro máximo de 1% para frequências de até 0,1 rad/seg.
- Erro estacionário nulo para entrada de referência em degrau.

Figura 11.4: Barreira de robustez do desempenho conforme especificação de projeto.

A barreira de robustez de desempenho em baixas frequências é apresentada na figura 11.4.

Para a barreira de rejeição robusta de ruídos foi escolhida a frequência $\omega = 50 \text{ rad/s}$, a partir da qual há uma atenuação de 20 dB/década. O gráfico resultante é apresentado na figura 11.5.

Quanto à barreira de robustez de estabilidade, esta é obtida pela inversão da função de erro de modelagem, conforme apresentado na figura 11.6.

As barreiras de robustez de estabilidade e de desempenho são mostradas juntas na figura 11.7.

É importante que as restrições impostas permitam uma solução de projeto de modo que elas sejam atendidas simultaneamente. Os valores singulares da malha objetivo deverão passar entre as restrições sem interceptá-las.

Figura 11.5: Barreira de rejeição de ruídos da planta.

Figura 11.6: Barreira de robustez de estabilidade.

Figura 11.7: Barreira de robustez de desempenho e de estabilidade a serem atendidas no projeto.

11.9 Inclusão de integradores ou outros tipos de compensadores na entrada da planta

Na especificação da planta, uma condição muito importante ao projeto é a de erro estacionário nulo para uma entrada em degrau. Observando os pólos do sistema, apresentados no item 11.6.2, nota-se a ausência de pólos na origem, sendo necessária a inclusão de integradores na planta. A inclusão dos integradores foi implementada pela modificação das matrizes de representação em espaço de estados.

As matrizes A_{INT} , B_{INT} , C_{INT} e D_{INT} correspondem às matrizes do sistema em espaço de estados com a inclusão dos integradores na entrada da planta [25].

Matrizes com integradores:

$$A_{INT} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ B_N & A_N \end{bmatrix} \quad (11.5)$$

$$B_{INT} = \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11.6)$$

$$C_{INT} = \begin{bmatrix} 0 & C_N \end{bmatrix} \quad (11.7)$$

$$D_{INT} = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \quad (11.8)$$

Após a inclusão dos integradores não ocorrem alterações nos zeros, mas surgem três pólos na origem, correspondentes aos integradores de cada entrada da planta.

Zeros de transmissão:

Não existem

Pólos da planta com integradores:

-6,1038 +11,5064 i

-6,1038 -11,5064 i

-29,1778

-21,0215

0

0

0

11.10 Aplicação da metodologia LQG/LTR

De acordo com Cruz [25], o procedimento LQG/LTR é constituído dos seguintes passos:

11.10.1 passo 1

A)

Escolher μ e L de modo que os valores singulares $\sigma_i[\frac{1}{\sqrt{\mu}} \cdot C \cdot (j\omega \cdot I - A)^{-1} \cdot L]$, obedeam as barreiras de desempenho e estabilidade. O valor de μ pode ser manipulado para ajustar a *frequência de cruzamento*. No diagrama de Bode, diminuindo-se o valor de μ as curvas de valores singulares se deslocam para cima; a frequência de cruzamento aumenta.

Poder-se-ia escolher a matriz L de modo a obter o casamento dos valores singulares em altas frequências, mas não é uma solução conveniente para este problema, em que as baixas frequências representam uma importante região para o sistema. Existe também a solução que faz o casamento dos valores singulares nas baixas frequências, esta não é aplicável em casos como este em que existem pólos na origem (introduzidos pelos integradores).

A melhor solução foi a de escolher L para que haja o casamento dos valores singulares em todas as frequências. Para essa solução a matriz L deve ser dividida em duas partes, L_L e L_H , conforme as equações 11.9 e 11.10.

$$L_L = -(C_p \cdot A_p^{-1} \cdot B_p)^{-1} \quad (11.9)$$

$$L_H = -A_p^{-1} \cdot B_p \cdot L_L \quad (11.10)$$

Após a obtenção de L_L e L_H é composta a matriz 11.11:

$$L = \begin{bmatrix} L_L \\ L_H \end{bmatrix} \quad (11.11)$$

Calcula-se as matrizes L_L (11.12) e L_H (11.13).

$$L_L = \begin{bmatrix} 0,0792 & 0,9294 & -0,0000 \\ -0,0104 & 1,7958 & -0,0174 \\ 0,0000 & 0,9529 & 0,0523 \end{bmatrix} \quad (11.12)$$

$$L_H = \begin{bmatrix} -51,6915 & 25,1096 & -86,5243 \\ -0,0000 & 8,7432 & 0,0000 \\ 99,6000 & -0,0000 & -0,0000 \\ 0,0000 & 0 & 162,6000 \end{bmatrix} \quad (11.13)$$

A matriz L (11.14) é composta pelas matrizes L_L e L_H .

$$L = \begin{bmatrix} 0,0792 & 0,9294 & -0,0000 \\ -0,0104 & 1,7958 & -0,0174 \\ 0,0000 & 0,9529 & 0,0523 \\ -51,6915 & 25,1096 & -86,5243 \\ -0,0000 & 8,7432 & 0,0000 \\ 99,6000 & -0,0000 & -0,0000 \\ 0,0000 & 0 & 162,6000 \end{bmatrix} \quad (11.14)$$

B)

Após a obtenção da matriz L e escolha de μ , deve-se plotar os valores singulares da função 11.15:

$$\sigma_i \left[\frac{1}{\sqrt{\mu}} \cdot C \cdot (j\omega \cdot I - A)^{-1} \cdot L \right] \quad (11.15)$$

A figura 11.8 mostra o gráfico dos valores singulares de $\frac{1}{\sqrt{\mu}}C(j\omega I - A)^{-1}L$ para $\mu = 0,002$. Como já comentado, a modificação do valor de μ provoca a translação da curva de valores singulares para cima ou para baixo sem alterar o formato ou inclinação.

Figura 11.8: Diagrama com as barreiras e os valores singulares para $\mu = 0,002$.

11.10.2 passo 2

A)

Usando os valores de μ e L determinados no passo anterior, resolve-se a Equação Algébrica de Riccati 11.16:

$$0 = A \cdot \Sigma + \Sigma \cdot A' + L \cdot L' - \frac{1}{\mu} \cdot \Sigma \cdot C' \cdot C \cdot \Sigma \quad (11.16)$$

B)

Calcula-se a matriz de ganhos do filtro de Kalman:

$$H = \frac{1}{\mu} \cdot \Sigma \cdot C'$$

Para a solução da equação é preciso inserir as seguintes informações na instrução "CARE" do MATLAB:

A= matriz A (matriz A da FT com integradores transposta)

B= matriz C (matriz C da FT com integradores transposta)

Q= $L \cdot L'$ (matriz L)

R= $I \times \mu$ (produto da matriz identidade I pelo escalar μ).

A instrução retorna a matriz X (que corresponde à matriz Σ procurada), a matriz de ganhos H e o vetor de autovalores do filtro de Kalman.

Matriz Σ :

$$\Sigma = \begin{bmatrix} 0,0389 & 0,0746 & 0,0396 & 0,8606 & 0,3634 & 0,3527 & 0,0000 \\ 0,0746 & 0,1442 & 0,0765 & 2,1077 & 0,7022 & -0,0462 & -0,1262 \\ 0,0396 & 0,0765 & 0,0407 & 0,8679 & 0,3726 & 0,0000 & 0,3800 \\ 0,8606 & 2,1077 & 0,8679 & 482,4964 & 9,8180 & -230,246 & -629,178 \\ 0,3634 & 0,7022 & 0,3726 & 9,8180 & 3,4186 & -0,0000 & 0,0000 \\ 0,3527 & -0,0462 & 0,0000 & -230,246 & -0,0000 & 443,643 & 0,0000 \\ 0,0000 & -0,1262 & 0,3800 & -140,688 & -0,0000 & 0,0000 & 1182,377 \end{bmatrix}$$

Matriz de ganhos do filtro de Kalman (H):

$$H = \begin{bmatrix} 1,7707 & 20,7823 & 0,0000 \\ -0,2319 & 40,1563 & -0,3881 \\ 0,0000 & 21,3084 & 1,1686 \\ -1155,85 & 561,468 & -1934,74 \\ -0,0000 & 195,503 & 0,0000 \\ 2227,12 & -0,0000 & 0,0000 \\ 0,0000 & 0,0000 & 3635,84 \end{bmatrix}$$

C)

Plota-se os valores singulares $\sigma_i = [G_{KF}(j\omega)]$, na qual $G_{KF}(j\omega) = C \cdot (j\omega \cdot I - A)^{-1} \cdot H$.

Figura 11.9: Valores singulares de $G_{KF}(j\omega)$

D)

Plota-se $\sigma_i = [I + G_{KF}(j\omega)]^{-1} \cdot G_{KF}(j\omega)$, $\frac{1}{e_M(j\omega)}$ e verifica-se a validade da condição de robustez de estabilidade:

$$\sigma_{max} = [I + G_{KF}(j\omega)]^{-1} \cdot G_{KF}(j\omega) < \frac{1}{e_M(j\omega)}$$

para qualquer $\omega \in \Omega$.

Caso contrário, retorna-se ao passo 1, item A).

Pela figura 11.10 verifica-se que a condição de robustez de estabilidade é satisfeita para toda a faixa de frequência.

11.10.3 Passo 3

A)

Calcula-se os zeros de $G_N(s)$ e verifica-se se eles se localizam no semiplano esquerdo complexo aberto (mesmo que isso não ocorra, deve-se prosseguir com o

Figura 11.10: Validação da condição de robustez de estabilidade

procedimento). zeros de transmissão de $G_N(s)$: *não há zeros de transmissão*

B)

resolve-se a Equação Algébrica de Riccati.

$$0 = -K \cdot A - A \cdot K - C' \cdot C + \frac{1}{\rho} \cdot K \cdot B \cdot B' \cdot K$$

para algum valor de $\rho > 0$ e, em seguida, calcula-se a matriz de ganhos de realimentação de estados:

$$G = \frac{1}{\rho} \cdot B' \cdot K$$

Assumindo as seguintes relações para a utilização da instrução "CARE" do MATLAB tem-se:

A= matriz A (matriz A da FT com integradores transposta);

B= matriz C (matriz C da FT com integradores transposta);

$Q = C \cdot C'$ (matriz B da planta com integradores, transposta);

$R = I \times \rho$ (I é a matriz identidade com mesmo número de colunas de B).

A instrução do MATLAB retorna a matriz X que equivale à matriz K procurada, a matriz de ganhos G.

Foi adotado o valor $\rho = 0,0004$.

matriz G

$$G = \begin{bmatrix} 145,431 & -0,1478 & -0,1966 & -0,0013 & -15,3762 & 0,3857 & -0,0005 \\ -0,1479 & 18,2069 & 0,0576 & 0,0035 & 1,9908 & 0,0014 & 0,0005 \\ -0,0630 & -0,0576 & 214,365 & -0,0013 & -23,2662 & -0,0008 & 0,2379 \end{bmatrix}$$

C)

Calcula-se a matriz de funções de transferência do compensador:

$$K(s) = G \cdot (sI - A + BG + HC)^{-1} \cdot H$$

$$A_K = \begin{bmatrix} -145,43 & 0,1479 & 0,1966 & 0,0013 & 12,999 & -0,4035 & 0,0005 \\ 0,1479 & -18,206 & 0,0576 & -0,035 & -6,5837 & 0,0009 & 0,0019 \\ 0,1966 & 0,0576 & -214,36 & 0,0013 & 20,829 & 0,0008 & -0,2451 \\ 0 & 47486 & 0 & -9,5251 & -9790,47 & 11,605 & 11,8988 \\ 0 & 0 & 0 & 0,0127 & -22,397 & 0,0066 & 0,0067 \\ 27419 & 0 & 0 & 0 & -2914,7 & -44,161 & -1,75e - 13 \\ 0 & 0 & 96591 & 0 & -10528 & -4,65e - 13 & -53,406 \end{bmatrix}$$

$$B_K = \begin{bmatrix} 1.771 & 20,780 & 1,96e-14 \\ -0,2319 & 40,160 & -0,3881 \\ -1.15e-14 & 21,310 & 1,169 \\ -1156 & 561,50 & -1935 \\ -2,91e-13 & 195,5 & -2,79e-13 \\ 2227 & -3,32e-12 & 2,84e-11 \\ 4,64e-11 & -5,18e-12 & 3636 \end{bmatrix}$$

$$C_K = \begin{bmatrix} 145,40 & 0,1479 & -0,1966 & -0,0013 & -15,380 & 0,3857 & -0,0005 \\ -0,1479 & 18,210 & -0,0576 & 0,0035 & 1,991 & 0,0014 & 0,0005 \\ -0,1966 & -0,0576 & 214,40 & -0,0013 & -23,27 & -0,0008 & 0,2379 \end{bmatrix}$$

$$D_K = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

D)

Calcula-se a matriz de funções de transferência do ramo direto $G_N(s) \cdot K(s)$
 $: A_{GK}, B_{GK}, C_{GK}, D_{GK}$

E)

Plota-se os valores singulares do ramo direto $\sigma_i[G_N \cdot (j\omega) \cdot K(j\omega)]$

F)

Compara-se os valores singulares do ramo direto com o da malha objetivo.

G)

Plota-se $\sigma_M[C_N(j\omega)]$, $\frac{1}{e_M(j\omega)}$ e verifica-se se é respeitada a condição de robustez de estabilidade.

Figura 11.11: Valores singulares do ramo direto $G_N(s) \cdot K(s)$.

Figura 11.12: Comparação dos valores singulares do ramo direto e a malha objetivo.

Figura 11.13: Verificação da condição de robustez de estabilidade.

$$\sigma_M[C_N(j\omega)] < \frac{1}{e_M(j\omega)}$$

para qualquer $\omega \in \Omega$.

Caso contrário, retorna-se ao passo 3, ítem B).

A figura 11.13 mostra que o controlador projetado, quando acoplado à planta nominal com integradores, atende às condições de robustez e estabilidade.

11.10.4 Avaliação do compensador

Pólos do sistema em malha fechada $[C_N(s)]$

-262.55 + 262.13 i

-262.55 - 262.13 i

-385.64 + 385.1 i

-385.64 - 385.1 i

-15.951 + 28.862 i

-15.951 - 28.862 i

-31.645

-100

-100

-100

não há zeros de transmissão de $[C_N(s)]$

11.11 Simulações

Pelo MATLAB foram aplicados degraus separadamente em cada entrada, obtendo respostas estáveis, como visto nas figuras 11.14, 11.15, 11.16.

Do mesmo modo que foi feito para o caso SISO nos capítulos 8 e 9, foi efetuada a simulação utilizando o SIMULINK do MATLAB. Foram implementados o compensador LQG/LTR projetado e a planta do laminador descrita pelo modelo.

Para a comparação foram utilizados os dados da bobina 2 da tabela 9.2.

Foram gerados seis gráficos para esta bobina, com as variáveis: velocidade, corrente do laminador, corrente da desenroladeira, corrente da enroladeira, tensão mecânica da desenroladeira e tensão mecânica da enroladeira.

Figura 11.14: Resposta de corrente da desenroladeira à aplicação de degrau.

Figura 11.15: Resposta de velocidade do laminador à aplicação de degrau.

Figura 11.16: Resposta de corrente da enroladeira à aplicação de degrau.

Os resultados de simulação e comparação entre o comportamento da planta e do modelo são apresentados nas figuras 11.17 a 11.22.

Figura 11.17: Processo da bobina 2 - Velocidade do laminador

Figura 11.18: Processo da bobina 2 - Corrente de armadura do laminador

Figura 11.19: Processo da bobina 2 - Corrente de armadura da desenroladeira

Figura 11.20: Processo da bobina 2 - Corrente de armadura do enroladeira

Figura 11.21: Processo da bobina 2 - tensão mecânica da desenroladeira

Figura 11.22: Processo da bobina 2 - tensão mecânica da enroladeira

11.11.1 Análise dos resultados

O gráfico da figura 11.17 mostra a referência de velocidade obtida pela recomposição do sinal de velocidade real. Devido ao fato da dinâmica de controle de velocidade ser mais rápida que a taxa de variação imposta pela referência de velocidade, e ao controlador de velocidade ter sido projetado para eliminar o erro estacionário, ocorre uma superposição perfeita dos gráficos.

No início do gráfico da figura 11.18 observa-se uma oscilação na corrente de armadura do laminador. Essa oscilação se deve à aplicação das referências de tensões mecânicas da desenroladeira e enroladeira. O registro dos dados do processo real inicia quando o laminador começa a acelerar. As tensões reais são aplicadas em $t \ll 0$. Na simulação as tensões são aplicadas em $t = 0$, com uma taxa de subida de 0,2 segundos, enquanto que a taxa de subida para a aplicação de tensão dos processos reais é da ordem de segundos. Após o transitório inicial as correntes de simulação e real têm um comportamento bastante semelhante. Provavelmente, com um refinamento do projeto do controle multivariável, esse problema seja minimizado ou eliminado.

De modo geral, não havia a expectativa de uma aproximação tão boa entre os dos valores reais e simulados, pois no caso da simulação, foi imposto um torque de laminação constante. No caso real o torque depende de inúmeros fatores desconhecidos como, por exemplo, a variação das propriedades mecânicas da tira.

No final da laminação, após $t = 140$ segundos, ocorre um distanciamento que poderia ser devido a alguma variação de torque de laminação com origens no processo.

Na figura 11.19 é possível observar, no início do gráfico, a subida da corrente de armadura do motor da desenroladeira na simulação. Isso se deve à aplicação da tensão mecânica em $t = 0$. O valor real, nesse ponto, já está estabilizado.

Na figura 11.21 podem ser observadas as tensões mecânicas reais e simuladas da desenroladeira, bem como o valor objetivado. Nota-se que, apesar de alguns picos de variação, os dados de simulação estão mais próximos do valor objetivado do que os dados reais. É preciso aprimorar o projeto de controle multivariável para a eliminação dos picos. Possivelmente, com a inclusão de algum tratamento nos sinais de referência, os picos já sejam bastante atenuados. Os mesmos comentários são válidos para a enroladeira na figura 11.22.

De modo geral os resultados apontam para uma boa aproximação entre a planta real e o modelo proposto, de maneira semelhante à observada na simulação do controle PID, mostrada no capítulo 8.

11.11.2 Análise de possível inconsistência dos dados reais

No gráfico da figura 11.20 há um afastamento maior entre as correntes de armadura, real e simulada, da enroladeira, no intervalo de $t = 140$ e $t = 150$ segundos. Este é o intervalo em que ocorre a desaceleração final do processo. A primeira vista parece se tratar de uma inconsistência nos valores do processo real.

Para uma análise mais detalhada foi escolhido um ponto no meio desse intervalo, que corresponde a $t = 145$ segundos.

Tabela 11.1: Variáveis do processo em $t=145$ s

Variável	Descrição	Valor	unidade
V_S	velocidade linear	7,54	m/s
$d\omega/dt$	aceleração	-1,0	m/s^2
D_{coil}	diâmetro da bobina	1,876	mm
ω_m	velocidade angular do mandril	8,04	rad/s
$d\omega_m/dt$	aceleração angular do mandril	-1,066	rad/s^2

Nesse ponto foram tomadas algumas informações do processo. A tabela 11.1 mostra os dados obtidos para o ponto estudado.

A equação 11.17 (idem 5.9) determina a corrente de compensação de inércia para acelerar um motor de constante K_t e fluxo de campo Φ , acoplado diretamente ao conjunto com momento de inércia total J , em uma taxa de aceleração $d\omega_m/dt$.

$$I_{AIC} = \frac{J}{K_t \cdot \phi} \cdot \frac{d\omega_m}{dt} \quad (11.17)$$

Deve-se somar o momento de inércia da bobina de largura l_{strip} e diâmetro D_{coil} ao momento de inércia do motor para obter o momento de inércia total J . Desprezando-se as inércias do mandril, dos eixos e engrenagens, o momento de inércia calculado tenderá a ser menor que a real, resultando em uma condição mais conservativa.

O momento de inércia da bobina de aço é dada pela equação 11.18 (6.2), sendo d_{md} o diâmetro do furo interno (diâmetro do mandril).

A tira de aço da bobina 2 possui uma largura de 1285 mm .

$$\begin{aligned}
 J_{coil} &= \frac{1}{32} \pi \cdot l_{strip} \cdot \rho_{aco} \cdot (D_{coil}^4 - d_{md}^4) \\
 &= \frac{1}{32} \pi \cdot 1,285 \cdot 7850 \cdot (1,876^4 - 0,610^4) \\
 &= 12129 \cdot Nm \cdot s^2
 \end{aligned} \quad (11.18)$$

Dos dados da tabela 6.5 tem-se que o momento de inércia do motor da

enroladeira é igual a $758,3 \text{ Nm} \cdot \text{s}^2$.

Somando-se o momento de inércia da bobina e o momento de inércia do motor é obtido $J = 12887 \text{ Nm} \cdot \text{s}^2$.

Considerando-se o fluxo do motor igual a 100 % (1), ter-se-ia a menor corrente possível.

Sabe-se, da tabela 6.4, que a constante K_t do motor é $46,45 \text{ Nm/A}$. Atribuindo-se valores à equação 11.17, tem-se 11.19.

$$\begin{aligned} I_{AIC} &= \frac{J}{K_t \cdot \phi} \cdot \frac{d\omega_m}{dt} \\ &= \frac{12887}{46,45 \cdot 1} \cdot 1,066 = 295 \text{ A} \end{aligned} \quad (11.19)$$

No gráfico da figura 11.20 pode-se observar que o decréscimo da corrente real da enroladeira durante a desaceleração, em $t = 145$ segundos, é um pouco menor que 100 Amperes. Lembrando que os cálculos de inércia foram conservadores, inclusive desprezando a inércia do redutor e eixos, o valor de corrente real esperada deveria ser maior que 295 A.

O valor de redução de corrente obtido pelo modelo foi da ordem de 320 A.

Não é possível precisar a causa do desvio, mas sabe-se que o valor de decréscimo de corrente real está bastante abaixo do valor esperado. É possível que a inércia da bobina na planta real, nesse ponto, esteja sendo sub-compensada. Isso provocaria um aumento da tensão mecânica real, que não é medida por meios diretos. O valor da tensão mecânica real é estimado pela inversão dos cálculos utilizados para criar a referência de corrente. Portanto um aumento na tensão mecânica real não seria detectável.

Na figura 11.18 a diminuição mais acentuada na corrente de armadura do laminador, no intervalo estudado, poderia estar associada a essa divergência. Se a inércia de enroladeira estiver sendo sub-compensada o motor do laminador terá de adicionar uma parcela de torque à ré como reação ao aumento da tensão mecânica de bobinamento.

Capítulo 12

Conclusões

A qualidade da tira de aço processada depende de vários fatores, dentre eles as tensões de desbobinamento e de bobinamento. Vários autores estudaram a influência da tensão de bobinamento na qualidade superficial da tira. Várias ações foram tomadas no sentido de evitar a ocorrência de tais defeitos superficiais. Porém, os esforços para solucionar os problemas foram concentrados no ajuste de parâmetros do processo, praticamente sem ações voltadas à qualidade dos sistemas de controle.

Há entretanto, uma grande responsabilidade do controle de velocidade e das tensões mecânicas de desbobinamento e de bobinamento, para a obtenção da qualidade da tira laminada.

A variação dos diâmetros e inércias das bobinas na desenroladeira e enroladeira introduzem não linearidades importantes no sistema.

Alguns métodos de controle multivariável, como é o caso do LQG/LTR, impõe que o sistema seja linear e invariante no tempo.

Quando se constroem modelos matemáticos representativos da planta, como visto nos capítulos 3 e 4, são evidenciadas as não linearidades.

O presente trabalho teve como foco principal a obtenção da representação da planta através de modelo linear que pudesse ser utilizado como base para o projeto de um controlador multivariável linear.

Para atingir esse objetivo as malhas que continham as parcelas de inércia da enroladeira e desenroladeira foram removidas do modelo utilizado para o projeto do controlador. Em substituição a essas malhas foram criadas duas malhas feedforward, uma para a desenroladeira e outra para a enroladeira.

O emprego de malhas feedforward clássicas para a compensação das inércias da desenroladeira e enroladeira, atendeu perfeitamente à solução proposta. Essas malhas feedforward contém as parcelas variantes no tempo retiradas do modelo.

Conforme a análise da seção 5.5, no caso do laminador estudado, a variação dos diâmetros e das inércias das bobinas durante o processo ocorrem muito lentamente, de modo que a variação dos parâmetros da malha de compensação de inércia não compromete a estabilidade do sistema. Esse resultado já era esperado, pois o emprego de malha feedforward para a compensação das inércias em sistemas SISO é uma prática bastante comum. A preocupação do caso multivariável com relação aos aspectos de variações de parâmetros lentamente no tempo não difere do caso SISO.

Outro ponto importante foi a necessidade da readequação dos parâmetros inércia da planta, na representação em espaços de estados, no que se refere à inércia "vista" pelo acionamento do laminador. Conforme explicado na seção 7.1.3, com a presença das malhas de compensação de inércia da enroladeira e desenroladeira, o acionamento do laminador é influenciado apenas pelas inércias próprias da cadeira de laminação (motor, eixos, engrenagens e cilindros de laminação), não tendo mais que considerar as inércias para acelerar e desacelerar a desenroladeira e a enroladeira.

Os trabalhos recentes relativos a acionamentos, em sua grande maioria, utilizam tecnologia de acionamento por meio de motores elétricos de corrente alternada. Algumas poucas empresas, como é o caso da ABB, embora possuam linhas de produtos para acionamento por inversores (motores CA), ainda hoje têm uma linha forte de produtos para acionamento em corrente contínua. Inclusive, o trabalho de Tallfors [62], voltado para acionamentos CC, foi patrocinado pela ABB.

12.1 Validação do modelo

Para a validação do modelo foram projetados controladores PID, com a mesma configuração aplicada no caso real. Seguindo as recomendações de Buxbaum [28] foi mantida a configuração de malhas de velocidade e corrente em cascata para o controle de velocidade do laminador. Os parâmetros dos controladores PID foram obtidos por alocação de pólos, com base na malha objetivo. Essa malha objetivo foi construída a partir de dados de resposta obtidos durante as atividades de comissionamento do laminador real à época da partida do equipamento. A opção pelo ajuste da dinâmica de controle com base em dados de ajuste reais visou, além de obter maior similaridade com o sistema real, garantir o atendimento às restrições relativas aos esforços de controle.

Utilizando o software simulink do Matlab, foi criado um modelo do laminador. Neste caso, além de criar o modelo do laminador, foi necessário elaborar funções de software para gerar as referências de velocidade e tensões. Com o programa foi possível simular o fluxo da tira da desenroladeira para a enroladeira, passando pelo laminador e reproduzir todas as variáveis de interesse do processo.

Os esquemas de simulação são apresentados nos apêndices *A* e *B*. Os esquemas de simulação com controle multivariável LQG/LTR são apresentados no apêndice *A*. No caso de simulação de controle baseado em PID há a alteração de algumas partes do simulador. Os esquemas das partes modificadas para a utilização de controle PID são apresentados no apêndice *B*.

Do processo real, foram selecionadas três bobinas que melhor representassem os produtos processados pelo laminador. O banco de dados do laminador armazena no máximo 200 amostras durante o processamento de toda a bobina. As amostras são tomadas em intervalos de comprimento aproximadamente constantes. A distância entre amostras pode variar entre 5 e 35 metros, dependendo do comprimento total da bobina.

Os resultados do processo real, que ficam armazenados no computador de processo, foram extraídos, gravados em arquivo texto, lidos pelo Matlab e orga-

nizados em vetores.

Como os dados de processo do laminador são organizados em função do comprimento foi necessária uma conversão para base de tempo para a comparação com os dados de simulação. O simulador toma a velocidade real do processo e faz o deslocamento da tira de aço. À medida que a tira se move a posição (comprimento) muda. Essa mudança de comprimento define a nova velocidade. O programa de simulação roda neste ciclo até que toda a tira de aço tenha passado pelo laminador. A cada instante de tempo é possível obter os valores reais e os valores simulados das variáveis.

Os valores reais e de simulação para o caso SISO foram plotados e apresentados no capítulo 8. Considerando as limitações impostas pela amostragem dos dados reais, os resultados ficaram bastante próximos.

12.2 O projeto multivariável

O objetivo principal do desenvolvimento do projeto multivariável foi comprovar a possibilidade da aplicação de técnicas de controle linear multivariável utilizando o modelo em espaço de estados desenvolvido no capítulo 4.

Foi escolhida a metodologia LQG/LTR, seguindo os passos indicados por Cruz [25]. O projeto foi desenvolvido com o auxílio do programa Matlab.

A simulação foi executada com um programa desenvolvido no Simulink, semelhante àquele utilizado para o caso SISO de controle. Neste caso, apenas os blocos referentes ao controlador foram substituídos. No capítulo 11 são apresentados os resultados de simulação. Os resultados foram considerados satisfatórios, com alguns comentários.

12.3 Identificação de inconsistência na planta

Na comparação entre os dados de simulação e os dados reais da planta foram encontradas divergências no gráfico de corrente da enroladeira. A divergência ocorre na região de desaceleração do laminador.

Nessa região de desaceleração, a corrente de armadura da enroladeira, calculada com base no modelo, sofre um decréscimo de cerca de 320 A. Para a mesma região, submetido às mesmas condições, a corrente de armadura da enroladeira no processo real sofreu um decréscimo de pouco menos de 100 A.

Para analisar o problema, foram coletadas informações correspondentes a um instante situado no centro dessa região. Os cálculos, efetuados de maneira conservativa, demonstraram que o valor mínimo para desacelerar a bobina na enroladeira, mantendo a tensão de bobinamento constante, seria de no mínimo 295 A.

No processo real há uma grande dificuldade em se garantir que a tensão mecânica aplicada à tira de aço seja realmente aquela determinada pelo controle. Isso acontece porque a tensão mecânica é estimada a partir da corrente de armadura. O valor da tensão mecânica real é obtido utilizando-se o mesmo fator usado para determinar a corrente a ser aplicada à enroladeira. Se houver um erro nesse cálculo, o valor de tensão mecânica visto pelo sistema estará correto, mesmo que a tensão real esteja errada.

Uma possibilidade para garantir que a tensão real seja aquela determinada pelo controle, é a utilização de células de carga montadas sob o mancal de um rolo defletor. Essa técnica é utilizada para a determinação da tensão entre as cadeiras de laminação dos laminadores de tiras a frio.

A utilização de células de carga para a medição da tensão de bobinamento (ou desbobinamento) não é usual devido ao considerável custo desse dispositivo. A instalação desse dispositivo é algo a se considerar, tendo em vista os defeitos de qualidade que podem ser gerados devido a um problema de controle.

12.4 Contribuições

- Este trabalho apresenta como principal contribuição o desenvolvimento de um modelo matemático linear para um laminador de encruamento.
- Juntamente com a elaboração do modelo foram apresentadas soluções para contornar os problemas de não linearidade introduzidas pela variação dos diâmetros das bobinas.
- O projeto do controle SISO de velocidade e tensões mecânicas, utilizando controladores PID, foi desenvolvido de forma literal, permitindo a sua aplicação para um caso semelhante sem grandes trabalhos de adequação.

O método utilizado para sincronizar os dados reais e de simulação se mostrou muito eficiente. Sem essa estratégia seria muito difícil a comparação dos dados e validação do modelo.

- Com a utilização do modelo é possível, pela verificação da consistência dos dados gerados pelo processo, identificar problemas da planta real.

12.5 Futuras linhas de pesquisa

- Coletar um conjunto maior de variáveis do laminador real e investigar possíveis divergências com relação ao comportamento esperado. Identificar possíveis anormalidades da planta real através do confronto com os resultados gerados pelo modelo.
- Aprimorar o desempenho do controle LQG/LTR com a modificação da matriz L e outros parâmetros de projeto, uma vez que as possibilidades não foram esgotadas quando da elaboração do projeto do controlador multivariável no capítulo 11.
- Desenvolver um modelo para projeto de controladores de tensão mecânica utilizando a técnica de controle de torque ao invés de controle proporcional.

Para isso é preciso contornar o problema de não linearidade introduzido pela variação, não proporcional, do diâmetro e do fluxo magnético do motor.

- Desenvolver o controle multivariável utilizando a realimentação de corrente real de armadura do laminador, e obter uma situação semelhante à cascata aplicada aos controladores PID do sistema SISO. A possibilidade de medição da corrente real dos circuitos das armaduras dos motores CC dispensa a observação de estados para essas variáveis. Essa condição é mais favorável para se controlar, e principalmente limitar, as correntes de armadura dos motores.
- Utilizar o modelo desenvolvido para projetar um controlador com outras técnicas de controle multivariável, como por exemplo $H\infty$.

Apêndice A

Diagramas esquemáticos do simulador multivariável

Figura A.1: Organização dos blocos do simulador com controle multivariável

Figura A.2: Cálculo do diâmetro da bobina na desenroladeira

Figura A.4: Cálculo da inércia da desenroladeira

Figura A.5: Cálculo da inércia da enroladeira

Figura A.6: Cálculo do comprimento e simulação da passagem da tira de aço pelo laminador

Figura A.7: Simulação do sistema geral de transporte da tira

Figura A.8: Simulação da planta e do sistema de controle

Figura A.9: Simulação do controle multivariável

Figura A.11: Simulação do conjunto motor - conversor tiristorizado, do laminador

Figura A.12: Simulação do controle de campo do motor do laminador

Figura A.13: Simulação do motor do laminador

Figura A.14: Simulação do conjunto motor - conversor tiristorizado, da desenroladeira

Figura A.15: Simulação do controle de campo do motor da desenroladeira

Figura A.17: Simulação do conjunto motor - conversor tiristorizado, da enroladeira

Figura A.18: Simulação do controle de campo do motor da enroladeira

Figura A.19: Simulação do motor da enroladeira

Figura A.20: Simulação do conjunto mecânico completo

Figura A.21: Cálculo de tensão mecânica da desenroladeira

Figura A.22: Cálculo de tensão mecânica da enroladeira

Figura A.23: Geração de referência de velocidade para o laminador

Figura A.24: Rampa de referência de velocidade para o laminador

Figura A.26: Referência de tensão mecânica para a enroladeira

Figura A.27: Simulação do torque de laminação da tira

Figura A.28: Comparação entre os dados simulados e os obtidos do processo real

Apêndice B

Diagramas esquemáticos do controle utilizando PID

Figura B.1: Organização dos blocos do simulador usando PID

Figura B.2: Simulação da planta e do sistema de controle, usando PID

Figura B.3: Simulação do controle de velocidade em cascata, usando PID

Figura B.4: PID de controle de velocidade do laminador

Figura B.5: PID de controle de corrente de armadura do laminador

Figura B.6: Simulação do controle de tensão mecânica da desenroladeira, usando PID

Figura B.7: PID de controle de corrente de armadura da desenroladeira

Figura B.8: Simulação do controle de tensão mecânica da enroladeira, usando PID

Figura B.9: PID de controle de corrente de armadura da enroladeira

Referências Bibliográficas

- [1] ROBERTS, W.L. **Cold Rolling of Steel**. New York: Marcel Dekker, 1978. 800p.
- [2] CHILIKIN, M. **Electric Drive**. Moscow: Mir Publishers, 1970. 495p.
- [3] BERNSTEIN D.S. Feedback Control: An Invisible Thread in the History of Technology. **IEEE Control System Magazine**, v.22, n.2, p.53-68, 2002.
- [4] THE IRON AND STEEL INSTITUTE **First Report of The Rolling-Mill Research Sub-committee**, (Special Report No. 34). London, 1946. 127p.
- [5] BENNETT S. A Brief History of Automatic Control. **IEEE Control Systems**, v.16, n.3, p.17-25, 1996.
- [6] BENNETT S. OTTO MAYR: Contributions to the History of Feedback Control. **IEEE Control System Magazine**, v.22, n.2, p.29-33, 2002.
- [7] DORF, R.C.; BISHOP, R.H. **Sistemas de Controle Modernos**. 8^a ed. Rio de Janeiro: LTC, 1998. 659p.
- [8] FRANKLIN, G.F.; POWELL J.D.; NAEINI A.E. **Feedback Control of Dynamic Systems**. 5th ed. New Jersey-USA: Pearson Prentice Hall, 2006. 910p.
- [9] MINORSKY, N. Directional stability of automatically steered bodies. **Journal of American Society of Naval Engineers**, v. 34, p.280-309, 1922.
- [10] BENNETT S. Nicolas Minorsky and the Automatic Steering of Ships. **IEEE Control System Magazine**, v.4, n.4, p.10-15, 1984.

- [11] KAILATH, T. **Linear Systems**. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, Inc., 1980. 682p.
- [12] DOYLE, C.J.; STEIN, G. Robustness with Observers. **IEEE transactions on automatic control**, v.24, n.4, p.607-611, 1979.
- [13] DOYLE, C.J.; STEIN, G. Multivariable Feedback Design: Concepts for a Classic/Modern Synthesis. **IEEE transactions on automatic control**, v.26, n.1, p.4-16, 1981.
- [14] BIRDWELL, J.D. Evolution of a Design Methodology for LQG/LTR. **IEEE control system magazine**, v.9, n.3, p.73-78, 1989.
- [15] GANG, X.; GUANGZHONG C. On the LQG and LQG/LTR Methodology. **IEEE Autonomous Decentralized Systems, 2000. Proceedings. 2000 International Workshop on**, 21-23 Sept., p.210-213, 2000.
- [16] OLIVEIRA, A.F.; NOVAES, G.O. Redução do defeito marca de deslizamento no laminador de encruamento 2. In: SEMINÁRIO DE LAMINAÇÃO PROCESSOS E PRODUTOS LAMINADOS E REVESTIDOS, 45º, 2008, Porto de Galinhas - PE

Anais do 45º Seminário de Laminação Processos e Produtos Laminados e Revestidos - Associação Brasileira de Metalurgia e Materiais - ABM, 2008. p.
- [17] VATHAIRE, M.; FAESSEL A. Contraintes internes dans les bobines de tôles laminées à froid. **Revue de Métallurgie – CIT** p.405-419, Mai 1981.
- [18] SIMS, R.B.; PLACE, J.A. The stresses in the reels of cold reduction mills. **British Journal of Applied Physics**, v.4, p.213-216, 1953.
- [19] LARKE, E.C. **The Rolling of Strip, Sheet and Plate**. Second Edition, London: Chapman and Hall LTD, 1963. 499p.

- [20] DOMANTI, S.A.; McINNES, C.; HESLING, S. Analysis of the stress fields in a coil during batch annealing. **AISE Steel Technology**, nov./dec. p.57-64, 2003.
- [21] TARNOPOLSKAYA, T.; YUEN, Y.D. Analysis of the effect of tension at the entry of cold rolling mill on the stability of strip tracking. **Iron and Steel Institute of Japan (ISIJ) – International**, v.45, n.9, p.1316-1321, 2005.
- [22] EDWARDS, W.J.; BOULTON J.G.; The Science of Coil Winding. **AISE Steel Technology**, p.24-33, nov 2001.
- [23] YUEN, W.Y.D.; COZIJNSEN M. Optimum Tension Profiles to Prevent Coil Collapse. **Proceedings, SE AISI 2000 Conference, Vol. 2, Perth**, p.50-59, may 2000.
- [24] LIMA, F. **Modelagem, Análise e Controle de um Sistema de Bobinamento de Tiras de Aço**. São Carlos, 2001. 128p. Dissertação (Mestrado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.
- [25] CRUZ, J.J. **Controle Robusto Multivariável**. São Paulo: EDUSP, 1996. 163p.
- [26] BOULTER, B.T. Applying drive performance specifications to systems applications – Part I: speed performance. **IEEE transactions on Industry Applications**, v.37, n.4, p.1082-1087, 2001.
- [27] BOULTER, B.T. Applying drive performance specifications to systems applications – Part II: current/torque regulation. **IEEE transactions on Industry Applications**, v.37, n.4, p.1327-1333, 2001.
- [28] BUXBAUM, A. (Ed.) **Design of Control Systems for DC Drives**. : Springer Verlag, 1990. 237p.
- [29] BALESTRINO, A.; LANDI A.; SANI L. Disturbance rejection in a rolling mill. **Proceedings of 1998 IEEE International Conference on Control Applications**, pp. 207 - 211, 1998.

- [30] GEDDES, E.J.M.; POSTLETHWAITE, I. Improvements in product quality in tandem cold rolling using robust multivariable control. **IEEE transactions on control systems technology**, v.6, n.2, p.257-269, 1998.
- [31] GEDDES, E.J.M. **Tandem Cold Rolling and Robust Multivariable Control**. Leicester, 1998. 168p. Tese (Doutorado) – Department of Engineering, University of Leicester.
- [32] PIRES, C.T.A. et Al. Set-up optimization for tandem cold mills: A case study. **Journal of Materials Processing Technology** v. 173, Issue 3, p.280-309, 2006.
- [33] PIRES, C.T.A. **Sistema de Otimização e Adaptação para a Geração de Referências em um Laminador de Tiras a Frio**. São Paulo, 2008. 168p. Tese (Doutorado) – Departamento de Engenharia Elétrica, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.
- [34] MOURÃO, M.B. **Introdução à Siderurgia**. São Paulo: Associação Brasileira de Metalurgia e Materiais – ABM, 2007. 428p.
- [35] UCHÔA, Martinho Prado. **A História da COSIPA**, São Paulo: Linova Editora, 1973. 72p.
- [36] RIZZO, E.M.S. **Processos de Laminação dos Aços: Uma Introdução**. São Paulo: Associação Brasileira de Metalurgia e Materiais – ABM, 2007. 254p.
- [37] GARCIA, C. **Modelagem e Simulação de Processos Industriais e de Sistemas Eletromecânicos**. 2ªEdição, São Paulo: EDUSP, 2005. 678p.
- [38] LEONHARD, W. (Ed.) **Control of Electrical Drives**. : Springer Verlag, 1990. 346p.
- [39] SPIEGEL,M.R. **Transformadas de Laplace**, 1ª edição, São Paulo: Coleção Schaum – McGraw-Hill, 1981. 344p.

- [40] GINZBURG, V.B. **Steel-Rolling Technology – Theory and Practice**. New York: Marcel Dekker, 1989. 791p.
- [41] TSELKOV, A. **Stress and Strain in Metal Rolling**. Moscow, Mir Publishers, 1967. 475p.
- [42] MIELNIK, E.M. **Metalworking Science and Engineering**. New York: McGraw-Hill, 1991. 976p.
- [43] POLUKHIN, V.P. **Mathematical Simulation and Computer Analysis on Thin-Strip Rolling Mills**. Moscow, Mir Publishers, 1975. 544p.
- [44] OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 4^a ed. São Paulo: Prentice Hall, 2005. 788p.
- [45] D’AZZO, J.J.; HOUPIS, C.H. **Linear Control System – Analysis and Design**. 4th ed. New York: McGraw-Hill, 1995. 763p.
- [46] GRAY, C.E. Rolling mill reel drives. **IEEE transactions on Industry Applications**, v. IA-9, n.1, p.12-20, 1973.
- [47] FITZGERALD, A.E.; KINGSLEY, C.; KUSKO, A. **Máquinas Elétricas**. São Paulo: McGraw-Hill, 1975. 623p.
- [48] ÅSTRÖM, K.J.; WITTENMARK, B. **Adaptive Control**. 2nd ed. London: Pearson, 1995. 574p.
- [49] BOYD, S.; BARRAT, C. **Linear Controller Design: Limits of Performance**. 1st ed. California-USA: Prentice Hall, 1991. 416p.
- [50] CORRIPIO, A.B. **Tuning of Industrial Control Systems**. 2nd ed. North Carolina-USA: ISA- The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2001. 254p.
- [51] UCHIDA, M.
COSIPA’s No.2 Skinpass Mill Comissioning Test Report

Order N0. 1130-5620 - HITACHI,Ltd.,Power & Industrial System
29,July,2000.

- [52] DHAOUADI, R.; KUBO, K.; TOBISE M. Two-degree-of-freedom robust speed controller for high performance rolling mill drives. **IEEE transactions on Industry Applications**, v.29, n.5, p.919-926, 1993.
- [53] FALCONE, A.G. **Eletromecânica** Vol.2 (Máquinas Elétricas Rotativas). São Paulo: Edgard Blücher Ltda., 1985. 478p.
- [54] JEVONS, M. **Electrical Machine Theory**, First edition, London: Blackie & Son Limited, 1966. 371p.
- [55] DAWES, C.L. **A Course in Electrical Engineering** Vol.1 (Direct Currents) Third Edition - Fourth Impression. New York: McGraw-Hill Book Company Inc., 1937. 751p.
- [56] BRYANT, G.F. (Ed.) **Automation of Tandem Mills**. London: The Iron and Steel Institute, 1973. 619p.
- [57] GARGOURI, L. et al. LQG/LTR control of a Direct Current Motor. **IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics.**, v.5, 6-9 Oct., p.1717-1720, 2002.
- [58] STEIN, G.; ATHANS, M. The LQG/LTR Procedure for Multivariable Feedback Control Design. **IEEE transactions on automatic control**, v.32, n.2, p.105-114, 1987.
- [59] ATHANS, M. A tutorial on the LQG/LTR method
"Proc. American Control Conference, Seattle, WA: MIT - Laboratory for Information and Decision Systems, 1986.
- [60] KULCSÁR, B. LQG/LTR controller design for an aircraft model. **Periodica Polytechnica – Transportation Engineering**
(Department of Control and Transport Automation - Budapest University of Technology and Economics), v.28, n.1-2, p.131-142, 2000.

- [61] SKOGESTAD, S.; POSTLETHWAITE, I. **Multivariable Feedback Control - Analysis and Design**. 2nd ed. Wiltshire-UK: John Wiley & Sons, 2005. 574p.
- [62] TALLFORS, M. **Parameter Estimation and Model Based Control Design of Drive Train Systems**. Estocolmo – Suécia, 2005. 95p. Dissertação (Mestrado) – KTH – Kungliga Tekniska Högsolan.
- [63] HANSELMAN,D.; LITTLEFIELD,B. **MATLAB 6 - Curso Completo**, 1^a edição, São Paulo: Prentice Hall, 2003. 676p.
- [64] BISHOP, R.H. **Modern Control Systems Analysis and Design Using MATLAB**. 1st ed. Austin-Texas: Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1993. 161p.