



Campus de São Carlos

**ESTUDO DO MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR UTILIZADO COMO
POSICIONADOR E SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS**

Autor: Geraldo Macias Martins Filho

Orientador: Prof. Dr. Diógenes Pereira Gonzaga

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO



**ESCOLA DE ENGENHARIA
DE SÃO CARLOS**

ESTUDO DO MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR UTILIZADO COMO POSICIONADOR E SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

Eng.º Eletricista Geraldo Macias Martins Filho

Serviço de Pós-Graduação EESC/USP
EXEMPLAR REVISADO
Data de entrada no Serviço: 23/06/03
Ass: 

DEDALUS - Acervo - EESC



31100043561

Dissertação apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Diógenes Pereira Gonzaga

São Carlos

2003



Class.	TESE-EESC
Cott.	3430
Tombo	T185/03
Sysno	132.6221

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

M386e Martins Filho, Geraldo Macias
Estudo do motor de indução linear utilizado como
posicionador e simulações computacionais / Geraldo
Macias Martins Filho. -- São Carlos, 2003.

Dissertação (Mestrado) -- Escola de Engenharia de
São Carlos-Universidade de São Paulo, 2003.

Área : Engenharia Elétrica.

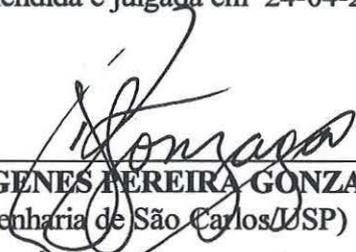
Orientador: Prof. Dr. Diógenes Pereira Gonzaga.

1. MIL (motor linear de indução). 2. Inversor de
frequência. 3. Posicionamento. 4. Simulação
computacional. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **GERALDO MACIAS MARTINS FILHO**

Dissertação defendida e julgada em 24-04-2003 perante a Comissão Julgadora:



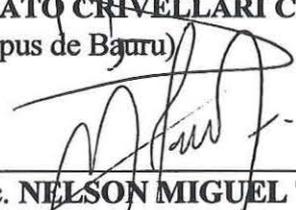
Prof. Dr. **DIÓGENES PEREIRA GONZAGA (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP)

Aprovado



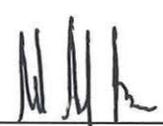
Prof. Dr. **RENATO CRIVELLARI CREPPE**
(UNESP/Campus de Bauru)

APROVADO



Prof. Liv. Doc. **NELSON MIGUEL TEIXEIRA**
(UNESP/Campus de Botucatu)

APROVADO



Prof. Assoc. **MURILO ARAUJO ROMERO**
Coordenador do Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica



Profa. Assoc. **MARIA DO CARMO CAIJURI**
Presidente da Comissão de Pós-Graduação

Dedico este trabalho a todos que me apoiaram de modo incondicional a fim de que este fosse realizado. Principalmente meus pais Geraldo Macias Martins e Aparecida Valsira Pinseta Macias pela compreensão, carinho e apoio dedicados a mim.

Obrigado.

AGRADECIMENTOS

Gostaria imensamente de agradecer:

- em primeiro lugar, a Deus, por me dar forças e sabedoria para realização deste trabalho. Sem Ele, este não existiria;
- ao Professor Doutor Diógenes Pereira Gonzaga, por ter me apoiado, auxiliado, esclarecido e orientado para a realização deste trabalho, sendo o primeiro que acreditou que este seria possível.
- aos professores da EESC / USP – prof. Dr. Azauri Albano de Oliveira Junior e prof. Dr. Evandro Linhari, pelo apoio e experiência a mim passados.
- a professora Fátima Adriana Mendes Siqueira, pelo auxílio e apoio nas horas mais urgentes e pelo seu compartilhar de experiências já vividas.
- a empresa Thomazini & Thomazini e seus funcionários, pelo trabalho esmerado realizado;
- a todos que, de certa forma, contribuíram para a realização do presente trabalho;

SUMÁRIO

Dedicatória	ii
Agradecimentos	iii
Sumário	iv
Lista de Figuras	vi
Abreviaturas e Simbologia	xiii
Resumo	xix
Abstract	xx
Capítulo 1 – Histórico e Estado da Arte	1
Capítulo 2 – Teoria e Modelagem Matemática do MIL	6
2.1 – Introdução	6
2.2 – Princípios de Funcionamento do MIL	7
2.3 – Efeito das Extremidades Longitudinais	13
2.4 – Efeito Transversal de Borda, Efeito de Saturação e Efeito Pelicular na Placa de Reação	22
2.5 – Fator de Qualidade (G)	32
2.6 – Modelo do MIL por Circuito Equivalente (CE) e Análise em Função da Frequência	33
2.7 – Conclusão	45
Capítulo 3 – Obtenção de posicionamento através do MIL e simulações computacionais	46
3.1 – Introdução	46
3.2 – Teoria de controle não-linear desacoplado aplicada ao MIL	47
3.3 – Simulação de controle de posição no MIL	52

3.3.1 – Controle <i>PID</i>	53
3.3.2 – Controle <i>PI feedforward</i>	79
3.3.3 – Controle adaptativo – Adaptive Backstepping Controller	102
3.3.4 – Análise dos modelos do MIL – Resposta em frequência	153
Capítulo 4 – Conclusões e considerações finais	156
Referências Bibliográficas	163

LISTA DE FIGURAS

- Figura 1 Processo de linearização de uma máquina rotativa convencional (MIR) gerando protótipo de um MIL
- Figura 2 Interesse mundial sobre o MIL.
- Figura 3 Princípio de funcionamento do MIL.
- Figura 4 Densidade de fluxo devido ao efeito das extremidades longitudinais.
- Figura 5 Distribuição das correntes parasitas no secundário.
- Figura 6 Perfil da densidade de fluxo magnético para diferentes velocidades.
- Figura 7 Onda síncrona $b_s(x)$ e a onda considerando o efeito de extremidade longitudinal $b_c(x)$ para $\tau_e \leq \tau$.
- Figura 8 Enrolamento de compensação.
- Figura 9 Diagrama fasorial de tensões induzidas e correntes do primário.
- Figura 10 Efeito Transversal de Borda.
- Figura 11 MIL com placa de reação em aço e alumínio.
- Figura 12 CE por fase de um MIL.
- Figura 13 Força de Tração (F_x) em função da velocidade (U).
- Figura 14 Resistência R'_2 em função da velocidade (U).
- Figura 15 Resistência R'_m em função da velocidade (U).
- Figura 16 Indutância Mútua M' em função da velocidade (U).
- Figura 17 Fator K_{FX} em função da velocidade (U).
- Figura 18 Fator de Potência $\cos\phi_2$ em função da velocidade (U).
- Figura 19 Rendimento η_2 em função da velocidade (U).
- Figura 20 Diagrama de blocos do sistema de Motor Linear de Indução – com indicação de controle para posição e velocidade.
- Figura 21 Sistema de controle de Posicionamento no MIL com Controle PID.

Figura 22	Teste da planta do MIL em Malha Aberta – Entrada em degrau unitário.
Figura 23	Posicionamento do MIL – Controle PID – sem perturbação – entrada de sinal quadrado – MODELO A – MODELO B
Figura 24	Sinal de controle $u(t)$ do controlador PID no controle de posicionamento do MIL – MODELO A – MODELO B
Figura 25	Relação Entrada / Saída – MODELO A – MODELO B
Figura 26	Posicionamento do MIL – Controle PID – sem perturbação – entrada de sinal senoidal – MODELO A – MODELO B
Figura 27	Sinal de controle $u(t)$ do controlador PID no controle de posicionamento do MIL – MODELO A – MODELO B
Figura 28	Relação Entrada / Saída – MODELO A – MODELO B
Figura 29	Posicionamento do MIL – Controle PID – sem perturbação – entrada de sinal triangular – MODELO A – MODELO B
Figura 30	Sinal de controle $u(t)$ do controlador PID no controle de posicionamento do MIL – MODELO A – MODELO B
Figura 31	Relação Entrada / Saída – MODELO A – MODELO B
Figura 32	Sistema de controle de Posicionamento no MIL com Controle PID e perturbação FL
Figura 33	Posicionamento do MIL – Controle PID – Perturbação FL=0,1N – aleatória – sinal quadrado – MODELO A – MODELO B
Figura 34	Sinal de Controle $u(t)$ – PID – Perturbação FL=0,1N – aleatório – sinal quadrado - – MODELO A – MODELO B
Figura 35	Posicionamento do MIL – Controle PID – Perturbação FL=0,1N – aleatório – sinal senoidal – MODELO A – MODELO B
Figura 36	Sinal de Controle $u(t)$ – PID – Perturbação FL=0,1N – aleatório – sinal senoidal – MODELO A – MODELO B

-
- Figura 37 Posicionamento do MIL – Controle PID – Perturbação $FL=0,1N$ – aleatório – sinal triangular – MODELO A – MODELO B
- Figura 38 Sinal de Controle $u(t)$ – PID – Perturbação $FL=0,1N$ – aleatória – sinal triangular – MODELO A – MODELO B
- Figura 39 Sinal de Perturbação $FL=0,1N$ aleatório
- Figura 40 Posicionamento do MIL – Controle PID – Perturbação $FL=3N$ – aleatório – sinal quadrado – MODELO A – MODELO B
- Figura 41 Posicionamento do MIL – Controle PID – Perturbação $FL=3N$ – aleatória – sinal senoidal – MODELO A – MODELO B
- Figura 42 Posicionamento do MIL – Controle PID – Perturbação $FL=3N$ – aleatória - sinal triangular – MODELO A – MODELO B
- Figura 43 Sinal de perturbação $FL=3N$ aleatório.
- Figura 44 Sistema de controle de posicionamento – controle *PI feedforward*.
- Figura 45 Sistema de controle de posicionamento – controle *PI feedforward* – com perturbação FL .
- Figura 46 Controle de Posicionamento – *PI feedforward* – sem perturbação – entrada quadrada – MODELO A – MODELO B
- Figura 47 Relação Entrada / Saída – sinal quadrado – controle *PI feedforward* – sem perturbação – MODELO A – MODELO B
- Figura 48 Sinal de controle $u(t)$ – controle *PI feedforward* – sem perturbação – sinal quadrado – MODELO A – MODELO B
- Figura 49 Controle de Posicionamento – *PI feedforward* – sem perturbação – sinal senoidal – MODELO A – MODELO B
- Figura 50 Relação Entrada / Saída – sinal senoidal – controle *PI feedforward* – sem perturbação – MODELO A – MODELO B
- Figura 51 Sinal de Controle $u(t)$ – *PI feedforward* – sem perturbação – sinal senoidal – MODELO A – MODELO B

-
- Figura 52 Controle de Posicionamento – *PI feedforward* – sinal triangular – sem perturbação – MODELO A – MODELO B
- Figura 53 Relação Entrada / Saída – *PI feedforward* – sinal triangular – sem perturbação – MODELO A – MODELO B
- Figura 54 Sinal de controle $u(t)$ – *PI feedforward* – sem perturbação – sinal triangular – MODELO A – MODELO B
- Figura 55 Sinal de Perturbação $FL=0.1N$ (pico) – aleatório – Sistema de Controle *PI feedforward*
- Figura 56 Controle de posicionamento – *PI feedforward* – com perturbação $FL=0,1N$ – aleatória – sinal quadrado – MODELO A – MODELO B
- Figura 57 Relação Entrada / Saída – *PI feedforward* – com perturbação $FL=0,1N$ – aleatória – sinal quadrado – MODELO A – MODELO B
- Figura 58 Sinal de controle $u(t)$ – *PI feedforward* – com perturbação $FL=0,1N$ – aleatória – sinal quadrado – MODELO A – MODELO B
- Figura 59 Controle de posicionamento – *PI feedforward* – com perturbação $FL=0,1N$ – aleatória – sinal senoidal – MODELO A – MODELO B
- Figura 60 Relação Entrada / Saída – *PI feedforward* – com perturbação $FL=0,1N$ – aleatória – sinal senoidal – MODELO A – MODELO B
- Figura 61 Sinal de controle $u(t)$ – *PI feedforward* – com perturbação $FL=0,1N$ – aleatória – sinal senoidal – MODELO A – MODELO B
- Figura 62 Controle de posicionamento – *PI feedforward* – com perturbação $FL=0,1N$ – aleatória – sinal triangular – MODELO A – MODELO B
- Figura 63 Relação Entrada / Saída – *PI feedforward* – com perturbação $FL=0,1N$ – aleatória – sinal triangular – MODELO A – MODELO B
- Figura 64 Sinal de controle $u(t)$ – *PI feedforward* – com perturbação $FL=0,1N$ – aleatória – sinal triangular – MODELO A – MODELO B

-
- Figura 65 Sistema de controle adaptativo de posicionamento do MIL.
- Figura 66 Implementação da Lei de Controle U – equação 93
- Figura 67 Implementação da Lei de Adaptação \hat{E} – equação 94
- Figura 68 Controle de Posicionamento – controle adaptativo – sem perturbação – sinal quadrado – MODELO A – MODELO B
- Figura 69 Sinal Modelo Referência YD e Saída Modelo P – sem perturbação – controle adaptativo – sinal quadrado – MODELO A – MODELO B
- Figura 70 Relação Entrada Saída – controle adaptativo – sinal quadrado – sem perturbação – MODELO A – MODELO B
- Figura 71 Sinal de Controle U – controle adaptativo – sinal quadrado – sem perturbação – MODELO A – MODELO B
- Figura 72 Sinal de Lei de Adaptação \hat{E} – controle adaptativo – sem perturbação – sinal quadrado – MODELO A – MODELO B
- Figura 73 Controle de Posicionamento – controle adaptativo – sem perturbação – sinal senoidal – MODELO A – MODELO B
- Figura 74 Sinal Modelo Referência YD e Saída Modelo P – sem perturbação – controle adaptativo – sinal senoidal – MODELO A – MODELO B
- Figura 75 Relação Entrada Saída – controle adaptativo – sinal senoidal – sem perturbação – MODELO A – MODELO B
- Figura 76 Sinal de Controle U – controle adaptativo – sinal senoidal – sem perturbação – MODELO A – MODELO B
- Figura 77 Sinal de Lei de Adaptação \hat{E} – controle adaptativo – sem perturbação – sinal senoidal – MODELO A – MODELO B
- Figura 78 Controle de Posicionamento – controle adaptativo – sem perturbação – sinal triangular – MODELO A – MODELO B
- Figura 79 Sinal Modelo Referência YD e Saída Modelo P – sem perturbação – controle adaptativo – sinal triangular – MODELO A – MODELO B

-
- Figura 80 Relação Entrada Saída – controle adaptativo – sinal triangular – sem perturbação – MODELO A – MODELO B
- Figura 81 Sinal de Controle U – controle adaptativo – sinal triangular – sem perturbação – MODELO A – MODELO B
- Figura 82 Sinal de Lei de Adaptação \hat{E} – controle adaptativo – sem perturbação – sinal triangular – MODELO A – MODELO B
- Figura 83 Controle de Posicionamento – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal quadrado – MODELO A – MODELO B
- Figura 84 Sinal Modelo Referência YD e Saída Modelo P – Perturbação FL=2N aleatória – controle adaptativo – sinal quadrado – MODELO A – MODELO B
- Figura 85 Relação Entrada Saída – controle adaptativo – sinal quadrado – Perturbação FL=2N aleatória – MODELO A – MODELO B
- Figura 86 Sinal de Controle U – controle adaptativo – sinal quadrado – Perturbação FL=2N aleatória – MODELO A – MODELO B
- Figura 87 Sinal de Lei de Adaptação \hat{E} – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal quadrado – MODELO A – MODELO B
- Figura 88 Controle de Posicionamento – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal senoidal – MODELO A – MODELO B
- Figura 89 Sinal Modelo Referência YD e Saída Modelo P – Perturbação FL=2N aleatória – controle adaptativo – sinal senoidal – MODELO A – MODELO B
- Figura 90 Relação Entrada Saída – controle adaptativo – sinal senoidal – Perturbação FL=2N aleatória – MODELO A – MODELO B
- Figura 91 Sinal de Controle U – controle adaptativo – sinal senoidal – Perturbação FL=2N aleatória – MODELO A – MODELO B
- Figura 92 Sinal de Lei de Adaptação \hat{E} – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal senoidal – MODELO A – MODELO B
- Figura 93 Controle de Posicionamento – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal triangular – MODELO A – MODELO B

-
- Figura 94 Sinal Modelo Referência YD e Saída Modelo P– Perturbação FL=2N aleatória – controle adaptativo – sinal triangular – MODELO A – MODELO B
- Figura 95 Relação Entrada Saída – controle adaptativo – sinal triangular – Perturbação FL=2N aleatória – MODELO A – MODELO B
- Figura 96 Sinal de Controle U – controle adaptativo – sinal triangular – Perturbação FL=2N aleatória – MODELO A – MODELO B
- Figura 97 Sinal de Lei de Adaptação \hat{E} – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal triangular – MODELO A – MODELO B
- Figura 98 Perturbação FL
- Figura 99 Bloco MIL considerando incertezas de parâmetros – controle adaptativo
- Figura 100 Controle de Posicionamento – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal quadrado – MODELO A- MODELO B com incertezas
- Figura 101 Sinal de controle u(t) – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal quadrado – MODELO A- MODELO B com incertezas
- Figura 102 Sinal de adaptação $\hat{E}(t)$ – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal quadrado – MODELO A- MODELO B com incertezas
- Figura 103 Controle de Posicionamento – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal senoidal – MODELO A- MODELO B com incertezas
- Figura 104 Sinal de controle u(t) – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal senoidal – MODELO A- MODELO B com incertezas
- Figura 105 Sinal de adaptação $\hat{E}(t)$ – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal senoidal – MODELO A- MODELO B com incertezas
- Figura 106 Controle de Posicionamento – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal triangular – MODELO A- MODELO B com incertezas
- Figura 107 Sinal de controle u(t) – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal triangular – MODELO A- MODELO B com incertezas
- Figura 108 Sinal de adaptação $\hat{E}(t)$ – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal triangular – MODELO A- MODELO B com incertezas
- Figura 109 Resposta em Frequência – MIL – Modelo A
- Figura 110 Resposta em Frequência – MIL – Modelo B
- Figura 111 Sistema de controle de Posicionamento – MIL – com inversor de frequência e microcomputador

ABREVIATURAS E SIMBOLOGIA

a	Fator simplificador para $H_p(s)$
A_m	Fator matemático para controle adaptativo – Eq.80
b	Fator simplificador para $H_p(s)$
$bs(x)$	Onda síncrona (T)
$be(x)$	Onda considerando efeito longitudinal para $\tau_e \leq \tau$
$bs(x,t)$	Equação da onda considerando efeitos peliculares, transversal de borda e saturação (T)
B_m	Fator matemático para controle adaptativo – Eq.81
B_m^T	Fator transverso para B_m
B_m^+	Fator de Penrose – Eq. 85
B_{mx}	Amplitude da densidade de fluxo no entreferro na direção x (T)
B_{max}	Amplitude da densidade de fluxo no entreferro - sem considerar nenhum efeito do MIL (T)
B_{me}	Amplitude da densidade de fluxo no entreferro amortecida na extremidade de entrada do MIL (efeito de extremidade longitudinal) (T)
B_{ms}	Amplitude da densidade de fluxo no entreferro – considerando o efeito de extremidade longitudinal (T)
B_{mz}	Amplitude da densidade de fluxo no entreferro na direção z (T)
B_{sm}	Amplitude da densidade de fluxo no entreferro considerando o efeito de saturação e efeito pelicular na placa de reação (T)
C	Fator matemático para controle adaptativo – Eq. 82
c1	Constante positiva – controle adaptativo
c2	Constante positiva – controle adaptativo
$\cos\varphi$	Fator de potência
$\cos\varphi_2$	Fator de potência – modelo CE
D	Coefficiente de atrito

d_1	Espessura da placa de alumínio na placa de reação (m)
E	Fator de combinação de incertezas – controle adaptativo
\hat{E}	Lei de Adaptação – controle adaptativo
E_1	Força eletromagnética (FEM) induzida no primário por fase (V)
E'_1	Tensão induzida no primário devido ao efeito de extremidade longitudinal (V)
E_{1a}	Tensão induzida balanceada fase a (V)
E_{1b}	Tensão induzida balanceada fase b (V)
E_{1c}	Tensão induzida balanceada fase c (V)
E'_{1a}	Tensão induzida desbalanceada fase a (V)
E'_{1b}	Tensão induzida desbalanceada fase b (V)
E'_{1c}	Tensão induzida desbalanceada fase c (V)
E_x	Fator matemático – Eq. 33
E_y	Fator matemático – Eq. 34
f	Frequência de alimentação (Hz)
F_{az}	Componente da força normal relativa a força de atração entre os núcleos ferromagnéticos do primário e secundário (N)
$FC(s)$	Função de Transferência do controlador <i>feedforward</i> .
F_c	Força eletromagnética desenvolvida pelo campo magnético (N)
FL	Perturbação (N)
F_n	Força normal desenvolvida entre o primário móvel e secundário do MIL (N)
F_{rz}	Componente de força normal relativa a força de repulsão devida a ação das correntes induzidas no secundário (N)
F_x	Força de propulsão desenvolvida pela parte móvel do MIL (N)
g	Entreferro mecânico (m)
g_T	Entreferro Realístico (m)
G	Fator de qualidade.
G_s	Fator de qualidade para placa de reação sólida

$H_p(s)$	Função de transferência representante do MIL
h_r	Espessura total da placa de reação aço-alumínio (m)
i_{ds}	Corrente eixo d no primário – modelo dq (A)
i_{qs}	Corrente eixo q no primário – modelo dq (A)
I_1	Corrente de fase no primário (A)
I_{1a}	Corrente induzida de fase a (A)
I_{1b}	Corrente induzida de fase b (A)
I_{1c}	Corrente induzida de fase c (A)
I'_2	Corrente de secundário – modelo CE (A)
I_μ	Corrente total ($I_2 - I'_2$) – modelo CE (A)
J_s	Densidade linear de corrente na placa de reação (A/m)
J_{sm}	Amplitude da densidade linear de corrente na placa de reação (A/m)
K_1	Fator matemático – Eq. 37
K_C	Fator de Carter
K_e	Coefficiente devido ao efeito das extremidades longitudinais adotado por Gieras
K_f	Fator matemático que abrange características físicas do MIL
K_{FX}	Coefficiente de correção adicional.
K_P	Fator de relutância.
K_S	Fator de Russel
K_{SK}	Fator relativo ao efeito pelicular
K_X	Fator matemático – Eq. 31
K_w	Fator de distribuição dos enrolamentos do primário
K_{we}	Fator de distribuição dos enrolamentos do primário referente ao fluxo na entrada das extremidades
K_Y	Fator matemático – Eq. 40
L_m	Indutância de magnetização (H)
L_r	Indutância de secundário (H)
L_s	Indutância de primário (H)

LIM	Linear Induction Motor
m	Número de fases do primário
M'	Indutância mútua – modelo CE (H)
MIL	Motor Linear de Indução
p	Número de pares de polos
P_2	Potência real – relação de R'_2 e I_2
P_a	Potência ativa de entrada (W)
P_e	Potência eletromagnética transmitida do primário para o secundário (W)
P_m	Potência mecânica do MIL (W)
P_s	Potência de saída do MIL (W)
q	Número de ranhuras / polo / fase
R'_2	Resistência de secundário – modelo CE (Ω)
R'_m	Resistência de magnetização – modelo CE (Ω)
s	Escorregamento
s_c	Escorregamento crítico para a força máxima (F_{max}) desenvolvida pelo MIL
T_e	Coefficiente de tensão velocidade induzida devido ao movimento relativo entre primário e secundário
T_r	Fator matemático
$u(t)$	Sinal de controle
u_ϕ	Entrada de controle – modelo de desacoplamento
u_T	Entrada de controle – modelo de desacoplamento
U	Lei de controle – controle adaptativo
U_s	Representação especial para velocidade síncrona do MIL (m/s)
$V1$	Função de estabilidade de Lyapunov.
$V2$	Função de estabilidade de Lyapunov
v_{ds}	Tensão primário eixo d (V)
v_{qr}	Tensão secundário eixo q (V)

V_p	Velocidade da parte móvel do MIL (m/s)
V_x	Velocidade no sentido do deslocamento x (m/s)
W_m	Potência resultante da relação da indutância e correntes – modelo CE
x	Distância da origem e representação do eixo cartesiano x (m)
X'_2	Reatância de dispersão (Ω)
X_m	Reatância de magnetização – modelo CE (Ω)
X_p	Velocidade do MIL – controle adaptativo (m/s)
X_u	Posição do MIL – controle adaptativo (m)
y	Fator matemático – Eq. 54
Y	Sinal de referência – controle adaptativo
Y_D	Sinal de referência – controle adaptativo
z_1	Fator matemático – controle adaptativo – Eq. 86
z_2	Fator matemático – controle adaptativo – Eq. 90
α_1	Função de estabilização – controle adaptativo – Eq. 88
β	Fator de passo
δ_i	Profundidade de penetração do fluxo na placa de reação (m)
δ_s	Profundidade de penetração do fluxo na placa de reação aço-alumínio (m)
ΔA	Incertezas para A_m – controle adaptativo
ΔB	Incertezas para B_m – controle adaptativo
ΔF_m	Forças proporcionais às perdas do primário
ΔP_2	Perdas no secundário do MIL
ΔP_m	Perdas mecânicas no MIL por atrito
γ_1	Constante positiva de <i>design</i> do controle adaptativo
η	Rendimento generalizado
η_2	Rendimento – modelo CE
φ_2	Fator matemático – Eq. 55
λ_r	Fluxo magnético do secundário
λ_{dr}	Fluxo magnético secundário eixo d

λ_{qr}	Fluxo magnético secundário eixo q
μ_i	permeabilidade magnética do aço ($4\pi \cdot 10^{-5}$ H/m)
μ_o	permeabilidade magnética do ar ($4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m)
π	Fator matemático 3.1415....
ρ_{Al}	Resistividade do alumínio
ρ_r	Resistividade do alumínio corrigido pela espessura do alumínio d_1 na placa de reação
ρ''_r	Resistividade total da placa de reação considerando todos os efeitos do MIL.
σ	Condutibilidade superficial do secundário generalizado.
σ_{Al}	Condutibilidade do alumínio
σ_e	Condutibilidade efetiva da placa de alumínio devido ao efeito pelicular
σ_{ei}	Condutibilidade total da placa de reação considerando todos os efeitos do MIL.
τ_e	Passo polar da onda amortecida do fluxo na entrada da extremidade do primário (m)
τ	passo polar (m)
ω	velocidade angular síncrona (rad / s)
ζ	Ângulo de fase entre o campo caminhante no sentido normal e a onda da densidade de fluxo na entrada da extremidade (rad)

RESUMO

Desde a idealização das máquinas elétricas girantes, o Motor de Indução Linear (MIL) fora também considerado viável e, ao longo do tempo, foi pesquisado e foram desenvolvidas novas tecnologias para sua melhoria e para o seu acionamento. Muitos trabalhos acadêmicos foram realizados em todos os centros de pesquisa do mundo e, no Brasil, os primeiros a estudá-lo com rigor científico foram os professores Morency Arouca e Délio Pereira Guerrini, no início da década de 70, no departamento de Engenharia Elétrica da EESC / USP. Até hoje no Brasil, pouco se desenvolve neste campo de estudo da Engenharia Elétrica e, quando se desenvolve, ficam restritos à simulações e levantamentos de parâmetros característicos aos MIL's específicos.

O presente trabalho tem como objetivo fazer uma explanação teórica e matemática que servirá de base ao estudo e compreensão do MIL e propor uma aplicação ao mesmo: o MIL acionado por Inversor de Freqüência e utilizado para obtenção de posicionamento com auxílio de simulação computacional de algumas malhas de controle para tal posicionamento.

Palavras-chave: MIL (Motor Linear de Indução); Inversor de Freqüência; posicionamento; simulação computacional.

ABSTRACT

Since the rotating machines had been idealized, the Linear Induction Motor (LIM) has been researched and, along the time, new technologies are being developed in order to improve it. Many academic works were accomplished in several research centers and universities around the world. In Brazil, the first ones to study it with scientific approach were Professors Morency Arouca and Délio Pereira Guerrini, in the early 70's. Even nowadays, works are seldom developed, and most of them are dedicated to simulation of the LIM or obtaining of parameters of specific LIM's.

The present work has as objective to study the mathematical and theoretical modeling, which will be used as basis in order to study and understand the LIM and to propose an application: the LIM fed by Frequency Inverter, used in order to obtain positioning, with simulation of specific control systems.

Keywords: LIM (Linear Induction Motor); Frequency Inverter; positioning; computer simulation.

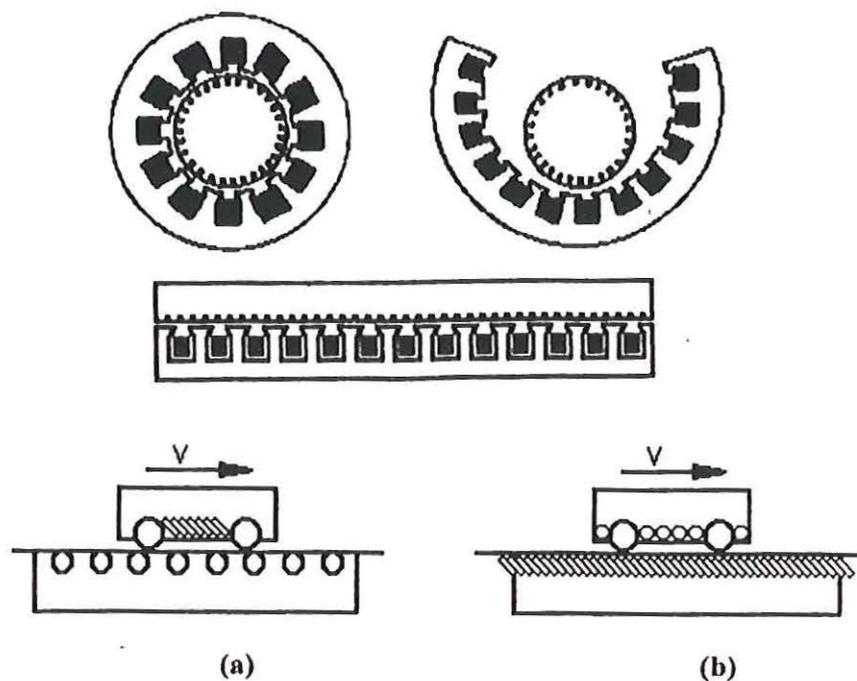
CAPÍTULO 1

HISTÓRICO E ESTADO DA ARTE

Desde os tempos remotos, a humanidade tem se utilizado dos benefícios da força gerada por máquinas ou dispositivos rotativos. Da rústica roda, utilizada em moinhos, bigas, carroças entre outros, até a descoberta das leis de indução por FARADAY (1831), sendo que com esta, engenheiros e pesquisadores elaboraram teorias e protótipos até chegarem às máquinas de indução rotativas (MIR) modernas de hoje, que utilizam os princípios da conversão eletromecânica de energia para gerar torque, movimento rotativo, geração de energia e demais benefícios da circularidade.

Mas desde o século XIX, pesquisadores se concentraram em obter mais uma utilização para tais princípios físicos e neste intento conceberam uma máquina que, ao invés de fornecer torque como as máquinas rotativas, desenvolveria tração, portanto movimento linear. Destes estudos foi surgindo uma nova classe de máquinas de indução e, conseqüentemente, mais um ramo de pesquisa dentro da engenharia de conversão eletromecânica de energia: as MÁQUINAS DE INDUÇÃO LINEARES, ou também conhecidas por MILs.

Como em qualquer novo equipamento que surge através de pesquisas, um bom modo de iniciar a compreensão dos princípios físicos de uma MIL é comparando-a com uma MIR. Uma MIL pode ser, basicamente, definida como uma MIR cortada ao longo de um plano e estendida, como pode-se observar na Figura 1 a seguir.



(a) indutor curto e (b) induzido curto.

Figura 1 – Processo de linearização de uma máquina rotativa convencional (MIR) gerando protótipo de um MIL.[Fonte: GIACOMINI, 1998]

Em meados do século XIX, houve o verdadeiro desencadeamento da engenhosidade no desenvolvimento das máquinas elétricas. Muitos projetos e máquinas surgiam e Wheatstone (1841) é a primeira referência a uma máquina linear [LAITHWAITE, 1975; BOLDEA & NASAR, 1985]. Nos fins do mesmo século, tem-se o período em que a preocupação básica dos pesquisadores era rendimento das máquinas. Passado o período da descoberta destas e a verificação da sua eficácia, a busca era responder a seguinte pergunta: as máquinas eram eficientes? [LAITHWAITE, 1975]. A quantidade de máquinas e sua engenhosidade, entretanto, não tinham acabado. TESLA (1888) inventou a máquina de

indução, portanto, uma máquina que funcionava com corrente alternada. Vale lembrar que as primeiras máquinas funcionavam com corrente contínua.

No início do século XX, de 1901 a 1940, ocorre o período mais produtivo para as máquinas de indução lineares. Vários projetos de MIL surgiam. A grande característica era a sua aplicação: sistemas de lançamento –nenhum obteve sucesso efetivo. Uma aplicação que mostrou-se válida e com perspectivas foi a utilização do MIL em sistemas de transporte, mas mesmo assim sem nenhum resultado prático para época, embora tenha-se desenvolvido a teoria para o motor tubular e motores lineares de dupla face (double-sided). Pode-se verificar que havia uma incansável busca de campos de aplicação para o MIL, mas ele ainda parecia algo que estava fadado a ser apenas matemática e engenhosamente possível. [SIMONE, 1989; BOLDEA & NASAR, 1985; LAITHWAITE, 1975].

De 1941 até os dias de hoje, pode-se caracterizar pelo rigor científico das pesquisas. Estudos, pesquisa, dissertações, teses, simulações em computadores, entre outros tantos fatores fizeram com que o MIL fosse analisado de modo surpreendente. Pioneiros como Laithwaithe, Nasar, Boldea, Gieras, Yamamura e muitos mais dedicaram e dedicam seus estudos acadêmicos ao MIL e delinearão tudo o que se sabe e produz em termo de pesquisa com este equipamento. O Brasil, como grande centro de pesquisa de reconhecimento mundial em máquinas elétricas, obviamente não está de fora desta busca ao conhecimento acerca de o MIL. Guerrini e Arouca são pioneiros neste campo de estudo e Simone e colaboradores estão atualmente atuando na pesquisa do MIL. Muitas utilizações para o MIL foram descobertas: desde sistemas de transporte em massa até mecanismos de mobilidade para robôs, de esteiras e bate-estacas a sistemas de posicionamento de aviões em hangares. E a engenhosidade não pára.

Mas muito do que o MIL é hoje se deve também ao desenvolvimento da tecnologia de cálculo e computação de dados. Como foi citado anteriormente e será visto em breve, a

matemática envolvida no MIL é complexa. Se houvesse uma simplificação do modelo da máquina, ter-se-ia uma máquina débil, sem o mínimo de previsibilidade do que ocorreria com o sistema, isto é, projeto e protótipo seriam coisas extremamente distintas e o resultado seria frustrante, assim como foi por muito tempo. Mas com o desenvolvimento de métodos matemáticos rigorosos, eficientes e práticos, por exemplo Métodos dos Elementos Finitos e o desenvolvimento de computadores com elevado grau de processamento, então ficou viável o projeto de máquinas lineares cujos protótipos eram fiéis (ou proximamente disso) a tal projeto. Além disso, produzir um MIL era caro, principalmente se comparado à produção de uma MIR. As máquinas rotativas já tinham prestígio e a confiança dos centros consumidores. Pesquisadores produziam muito sobre MIR e quase nada sobre MIL. Afinal, por que pesquisar algo que é caro, ninguém sabe para quê serve e além disso, é complicado de projetar? A falta de ferramentas de análise e cálculo, o custo e a produção de pesquisas explicam o baixo interesse em relação à MIL. Até 1967, somente 7 artigos eram publicados por mês [LAITHWAITE, 1975]. Observando o gráfico da Figura 2, pode verificar que somente após 1970 que o mundo voltou seu interesse ao MIL.

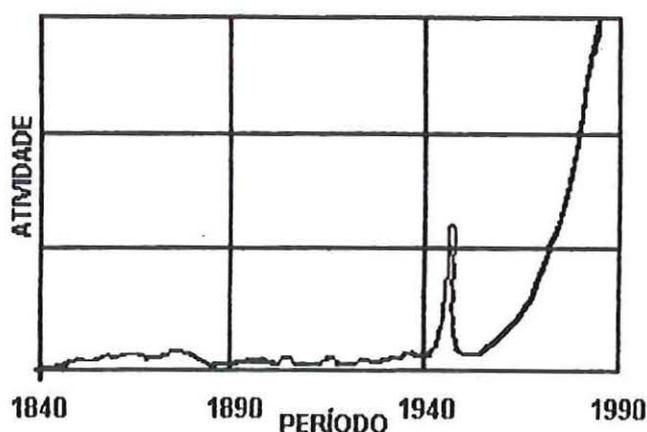


Figura 2 – Interesse mundial sobre o MIL. [Fonte: LAITHWAITE, 1975]

Após o 1970, onde a computação já estava se desenvolvendo muito, tudo ficou mais fácil em relação à produção científica para o MIL. Em 1972, cerca de 18 artigos eram publicados sobre o equipamento por mês e o MIL tinha vindo para ficar.

CAPÍTULO 2

TEORIA E MODELAGEM MATEMÁTICA DO MIL

2.1 INTRODUÇÃO

O principal objetivo do presente trabalho é obtenção de posicionamento através do MIL e a simulação de sistemas de controle deste posicionamento. Outros resultados obtidos além deste objetivo principal também serão apresentados. No trabalho são realizados um sistema de controle PID, PI, *feedforward* e controle adaptativo em dois modelos de MIL – modelo A (teórico proposta na bibliografia) e modelo B (protótipo do Laboratório de Máquinas da EESC / USP – São Carlos). As técnicas de simulação serão as mesmas para os dois modelos. Serão comparados os resultados obtidos em posicionamento e conclusões serão tiradas. Como o modelo aplicado para o MIL é o desacoplado, como será visto posteriormente, uma análise na frequência será realizada e comparada, pelo menos com o modelo B, com uma varredura em frequência realizada em laboratório. O simulador utilizado será MATLAB® SIMULINK™

Para que haja um estudo do MIL é fundamental abordar de modo adequado os seus princípios físicos de funcionamento.

Muito já foi escrito no sentido de determinar o funcionamento do MIL. A literatura existente é farta, há muitas pesquisas desenvolvidas e em desenvolvimento no mundo científico atual. Mesmo no Brasil muito tem sido feito na área de pesquisa de MIL [GUERRINI, 1972; SIMONE, 1989].

A princípio, as leis de Faraday, Lenz, equações de Maxwell e de Lorentz, todas perfeitamente aplicáveis aos modelos de máquinas de indução rotativas convencionais,

também o são para o MIL. Aliás, os primeiros modelos matemáticos para o MIL foram elaborados considerando uma simples linearização de uma máquina rotativa convencional, processo este mostrado na Figura 1.

Porém, com o surgimento dos primeiros modelos matemáticos para o MIL e a comparação rigorosa destes modelos com os resultados de desempenho obtidos com protótipos de MIL construídos a partir destes modelos, pôde-se verificar que o MIL apresentava uma série de efeitos que não aparecem nas máquinas rotativas e que estes efeitos geravam discrepâncias entre o modelo matemático estabelecido e o MIL propriamente dito. Isto levou os pesquisadores a buscarem modelos matemáticos mais complexos e refinados que delineassem o MIL de modo mais confiável [LAITHWAITE, 1975; YAMAMURA, 1972; BOLDEA & NASAR, 1985; GIERAS, 1994].

Os efeitos que geram esta notável diferenciação de modelagem entre máquinas rotativas convencionais, MIR, e o MIL serão abordados a seguir.

2.2 PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO DO MIL

Considerando uma máquina de indução linear – MIL – de indutor (primário) curto móvel, unilateral fixado ao carro e a placa de reação constituída de chapas de ferro laminado e alumínio montada na via (secundário) e o secundário considerado muito grande em relação ao primário (idealmente infinito), pode-se verificar que, sob o aspecto construtivo, o MIL é simples de se realizar, conforme mostrado na Figura 3.

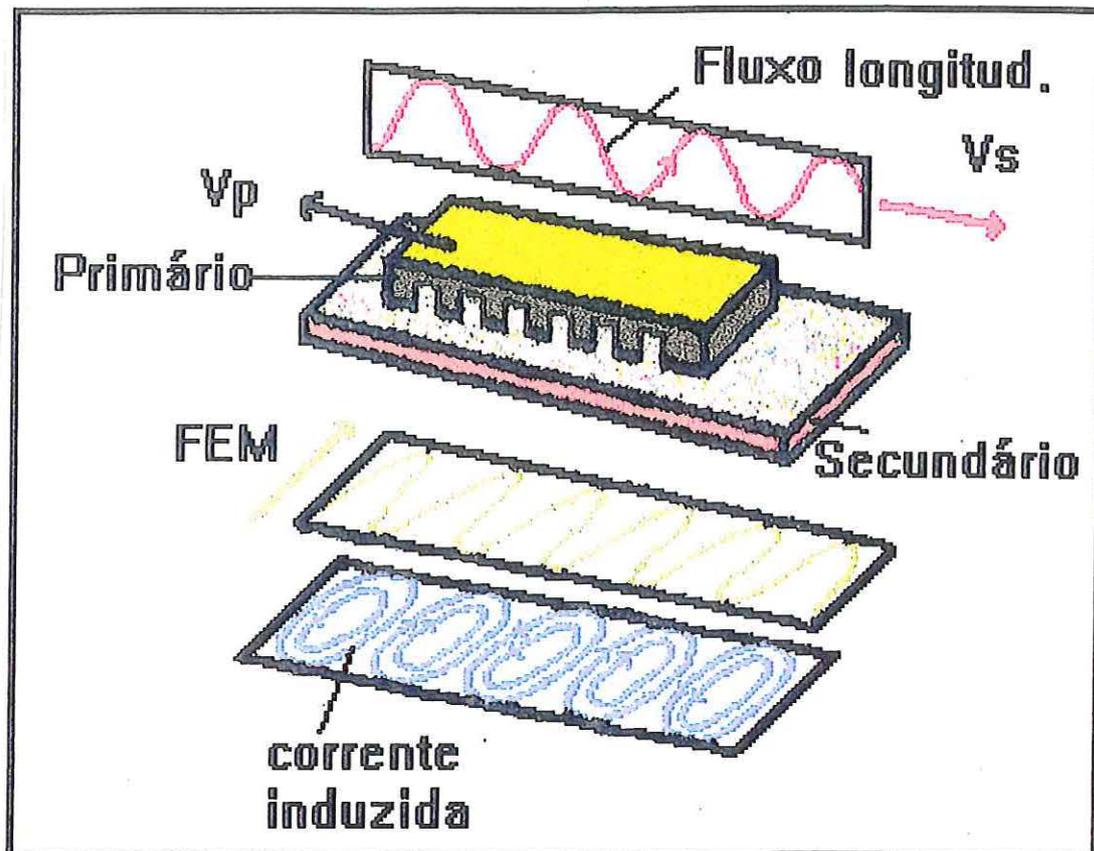


Figura 3 – Princípio de funcionamento do MIL. [Fonte: KATANO, 1996]

O MIL é alimentado por uma tensão trifásica balanceada no primário e induz um campo magnético caminhante no sentido longitudinal.

A velocidade síncrona v_s é dada por:

$$v_s = \omega \cdot \tau / \pi = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \tau / \pi = 2 \cdot f \cdot \tau \quad (1)$$

O campo induz uma FEM (Força Eletro Motriz) no plano perpendicular na placa de reação que por sua vez faz circular correntes na placa de alumínio em movimentos circulares. Devido ao efeito pelicular, a densidade de corrente induzida varia com a espessura do secundário (este efeito pelicular será tratado adiante). Esta circulação de corrente tende a causar uma reação contrária ao campo longitudinal, resultando numa força que movimenta o primário com velocidade v_p , e também causando uma força normal que pode ser de atração ou repulsão, dependendo dos parâmetros do MIL. Como a velocidade síncrona do MIL é determinada, de acordo com a equação 1, pelo passo polar (τ) e frequência (f) e que a velocidade real v_p , na maioria das vezes é diferente de v_s , pode-se introduzir o conceito de escorregamento s , dado por:

$$s = (v_s - v_p) / v_s \quad \text{ou} \quad v_p = v_s(1 - s) \quad (2)$$

Portanto, verifica-se que numa tentativa de controlar a velocidade do MIL, há três métodos básicos de atuar sobre a velocidade:

- variação de passo polar (τ);
- variação de escorregamento (s);
- variação de frequência de alimentação (f);

sendo esta última opção uma das mais pesquisadas e a estudada no presente trabalho.

A princípio, desprezando os efeitos que interferem em um MIL e o considerando similar a uma máquina rotativa convencional, pode-se escrever que a potência eletromagnética (P_e) transmitida pela alimentação do primário para o secundário é dada por [GIERAS, 1994]:

$$P_e = P_m + \Delta P_2 = F_e \cdot v_s \quad (3)$$

sendo P_m a potência mecânica, ΔP_2 as perdas no secundário e F_e força eletromagnética. Mas a potência mecânica pode ser dada por:

$$P_m = P_s + \Delta P_m = F_e \cdot v_p \quad (4)$$

onde P_s é a potência de saída e ΔP_m perdas mecânicas por atrito.

Mas a relação entre F_e e a força de propulsão F_x estabelece-se por:

$$F_e = F_x + \Delta F_m = P_s / v_p + \Delta P_m / v_p \quad (5)$$

onde ΔF_m é a força relativa às perdas mecânicas.

Mas além das forças de propulsão, há as forças normais ao plano do secundário (F_n) e esta é composta por duas componentes:

- componente atrativa (F_{az});
- componente repulsiva (F_{rz});

e a relação entre elas se estabelece por:

$$F_n = F_{az} - F_{rz} \quad (6)$$

sendo:

$$F_{az} = B_{mz}^2 \cdot A_p / \mu_0 \quad \text{e} \quad F_{rz} = B_{mx} / B_{mz} \cdot (F_x - \Delta F_m) \quad (7)$$

Enquanto a natureza física de F_{az} está na atração entre primário e secundário, a de F_{rz} está na repulsão gerada pelas correntes parasitas induzidas no secundário pelo campo magnético dos enrolamentos do primário.

Através das Equações 3 a 7, obtém-se a relação entre potência mecânica, escorregamento, passo polar, frequência, potência eletromagnética e velocidades, dada por:

$$P_m = (v_p/v_s).P_e = (1 - s).P_e = (1 - s)F_e.2.f.\tau \quad (8)$$

Desta forma, pode-se estabelecer a força máxima F_{max} que pode ser desenvolvida em um MIL. Esta força máxima ocorre no escorregamento crítico (s_c), e pode ser obtida pela fórmula de Kloss:

$$F_e = 2.F_{max}/(s/s_c + s_c/s) \quad (9)$$

Através das equações (1), (2) e (9), pode-se estabelecer a velocidade v_p em função de F_e , s_c , f , τ e F_{max} , dado por:

(10)

$$v_p = 2.f.\tau\{1 - s_c[F_{max}/F_e - \sqrt{(F_{max}/F_e)^2 - 1}]\}$$

portanto, tem-se um primeiro modelo matemático da velocidade de um MIL. Bom lembrar que este modelo desconsidera todos os efeitos inerentes a um MIL.

Em se tratando de potência ativa (P_a), esta é dada por:

$$P_a = m.V_1.I_1.\cos\varphi \quad (11)$$

e rendimento η do MIL dado por:

$$\eta = P/P_a = F_x.v_p/(m.V_1.I_1.\cos\varphi) \quad (12)$$

onde $\cos\varphi$ é o fator de potência do MIL. O índice de conversão de energia também pode ser descrito por:

$$\eta.\cos\varphi = F_x.v_p/(m.V_1.I_1) \quad (13)$$

Segundo GIERAS (1994), $\eta.\cos\varphi$ não ultrapassa de 0,4 para o MIL, mas LAITHWAITE (1981) construiu um protótipo melhorado de MIL, com resultados de 0,6 em banca de ensaio.

Este tratamento teve como objetivo mostrar um modelo de funcionamento para o MIL obtendo-se equações para velocidade e forças, porém sem as considerações dos efeitos da linearização. Estes efeitos basicamente são:

- efeito das extremidades longitudinais;
- efeito transversal de borda;
- saturação da lâmina de aço da placa de reação;
- efeito pelicular;

Estes efeitos, suas conseqüências para o funcionamento do MIL e possíveis compensações para amenizações dos mesmos, bem como modelos matemáticos do MIL que os levam em conta serão abordados a seguir.

2.3 EFEITO DAS EXTREMIDADES LONGITUDINAIS

Um dos efeitos mais críticos em um MIL é o efeito das extremidades longitudinais. Isto devido ao modelamento matemático complexo necessário para o delineamento do efeito e possíveis simulações computacionais que dêem resultados que se aproximem da máquina real. As equações de campo no entreferro, considerando todas as interações magnéticas e as condições de contorno existentes entre primário e secundário, são de extrema complexidade. Muitos pesquisadores [GIERAS, 1977; POLOUJADOFF, 1971; YOSHIDA, 1981; BOLDEA & NASAR, 1985] apresentaram soluções numéricas e analíticas para o problema, através de modelos matemáticos contendo simplificações.

Pela teoria convencional de máquinas, a densidade de fluxo no entreferro a uma distância x da origem de um sistema de coordenadas é dada por [GUERRINI, 1972]:

$$b(x,t) = 3/2 B_{\max} \cos(\omega t - \pi \cdot x/\tau) \quad (14)$$

Mas a equação não representa a densidade de fluxo no entreferro para um MIL, pois há o efeito das extremidades longitudinais.

Segundo GIERAS (1994), o efeito das extremidades longitudinais é de natureza parasita causado pela interferência entre:

- ondas magnéticas;
- a onda caminhante com velocidade síncrona e a onda gerada pelas correntes parasitas no secundário;

- alteração produzida na relutância pelo fluxo magnético em cada extremidade do circuito – observar Figura 4

De acordo com GIERAS (1994), o efeito de extremidades longitudinais se manifesta em:

- desbalanceamento das correntes nas fases;
- distribuição não uniforme da densidade de fluxo magnético no entreferro;
- distribuição não uniforme das correntes parasitas no secundário – Figura 5;
- forças de frenagem parasitas.

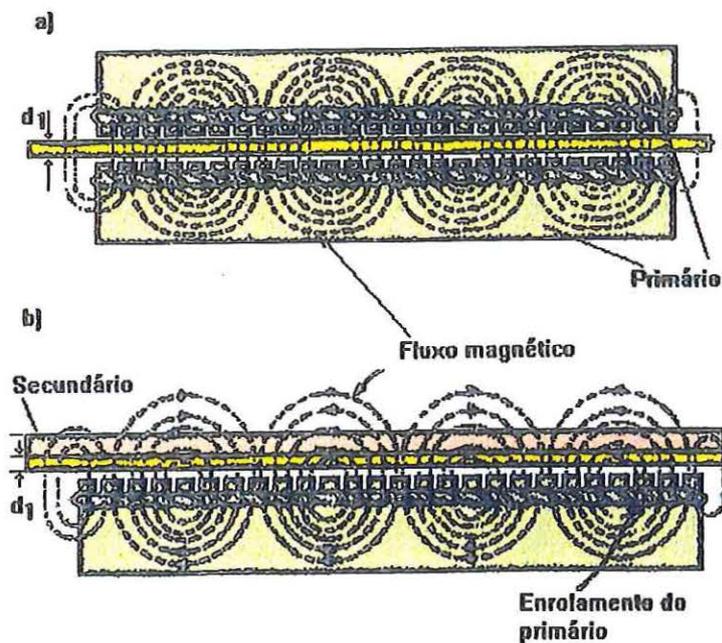


Figura 4 – Densidade de fluxo devido ao efeito das extremidades longitudinais.

[Fonte: KATANO, 1996]

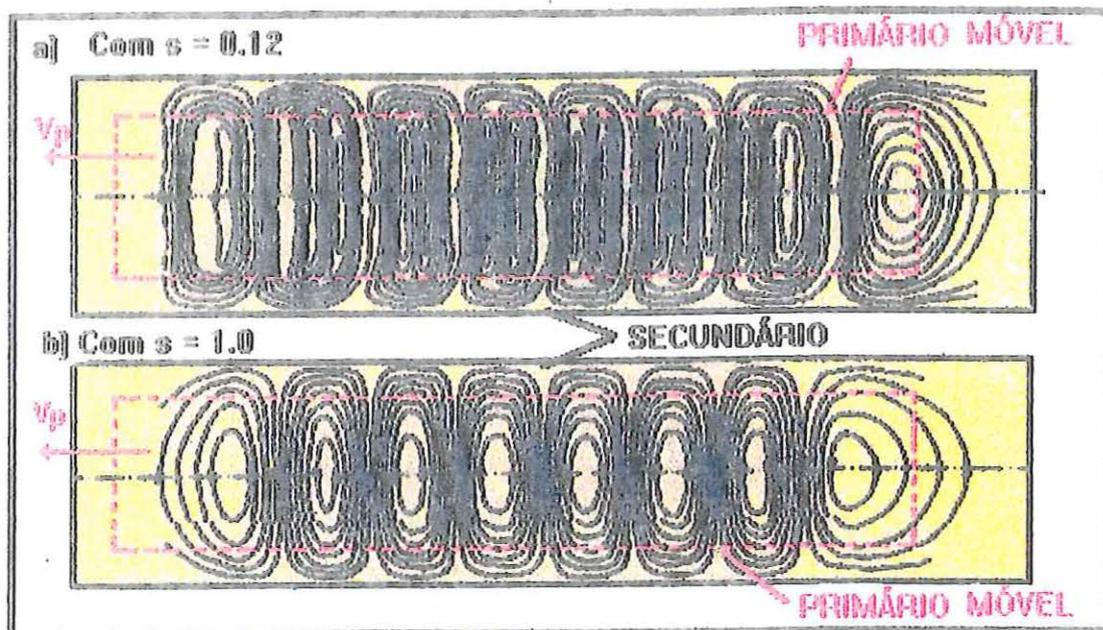


Figura 5 – Distribuição das correntes parasitas no secundário.

[Fonte: GIERAS, 1994]

O efeito das extremidades longitudinais podem ser de natureza:

- *estática* – devido à limitação do primário – caso de MIL indutor curto. Aplicando-se tensão trifásica equilibradas no primário e um desbalanceamento nas correntes nas fases é notado mesmo para $v_p = 0$.
- *dinâmica* – referente ao movimento relativo entre primário e secundário. Tal movimento cria variação de fluxo, correntes induzidas que por sua vez geram fluxo contrários ao fluxo original (princípio da lei de Lenz). Como é um efeito dependente da velocidade, quanto maior esta maior será o efeito.

Considerando um MIL tipo indutor curto, então o primário se move na direção (x) e com velocidade (v_p). Observando a Figura 6, pode-se verificar que na entrada da extremidade a componente B_{mz} da densidade de fluxo é menor que na saída. Também verifica-se que quanto menor v_p ($s \sim 1$) a forma da densidade de fluxo no sentido longitudinal aproxima-se de um retângulo, indicando maior equilíbrio em sua distribuição. Portanto, segundo GIERAS (1994), quanto maior a velocidade, maior o efeito de extremidades longitudinais.

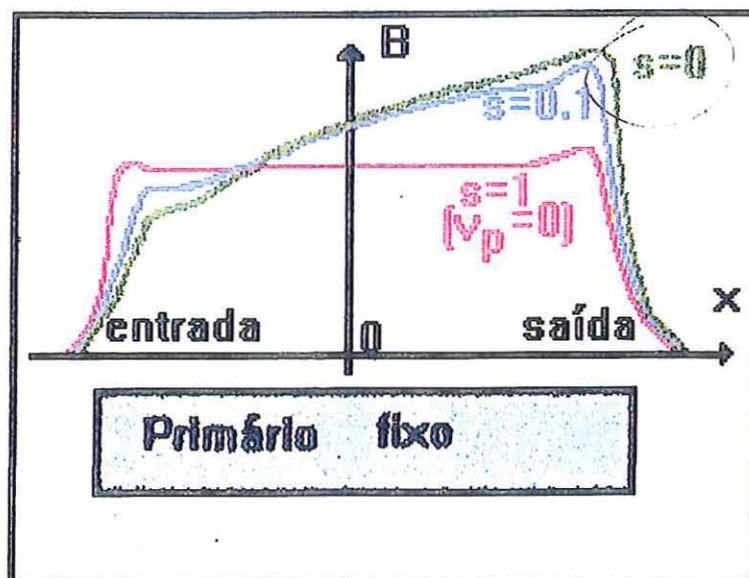


Figura 6 – Perfil da densidade de fluxo magnético para diferentes velocidades.

[Fonte: GIERAS, 1994]

Portanto, pode-se verificar que para aplicações em baixa velocidade e para pequeno número de polos, o efeito de extremidades longitudinais pode até ser desprezado para o cálculo dos parâmetros do MIL. Já para altas velocidades – por exemplos transporte ferroviário – isto já não é verificado.

YAMAMURA (1972) e GIERAS (1971) propuseram um modelo matemático para a densidade de fluxo no entreferro considerando o efeito das extremidades longitudinais. Este modelo é estabelecido pela Equação 15.

$$b(x,t) = B_{ms} \cdot \text{sen}(\omega t - \pi \cdot x/\tau) + B_{me} \cdot \text{EXP}(-x/\tau_e) \cdot \text{sen}(\omega t - \pi \cdot x/\tau_e + \zeta) \quad (15)$$

onde ζ é o ângulo de fase entre campo caminhante no sentido normal e a onda da densidade de fluxo na entrada da extremidade; T_e – coeficiente de tensão velocidade induzida devido ao movimento relativo entre primário e secundário; τ_e – passo polar da onda amortecida do fluxo na entrada da extremidade do primário; B_{ms} é o valor máximo da onda de densidade de fluxo viajante; B_{me} é o valor máximo da onda de densidade de fluxo viajante amortecida na extremidade de entrada, no sentido do eixo x (movimento do MIL) com velocidade dada por $V_x = \tau_e \cdot f$

Como pode ser observado na Equação 15 acima e por GIERAS (1971) e YAMAMURA (1972), o efeito de extremidade longitudinal de entrada pode ser considerado como uma superposição de duas ondas viajantes da onda de fluxo magnético no entreferro.

Desta forma, obtém-se um mapeamento da densidade de fluxo no entreferro, considerando o efeito das extremidades longitudinais – Figura 7. Nesta Figura, observa-se uma onda de amplitude B_{ms} , sendo ela a componente síncrona da densidade de fluxo; e tem-se a componente que comporta o efeito de extremidade longitudinal de entrada, cuja amplitude é dada por B_{me} .

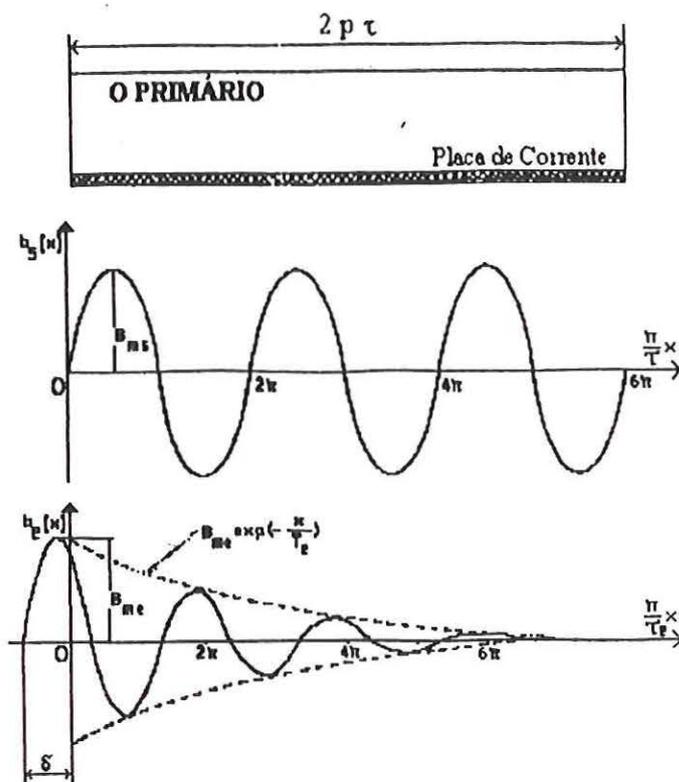


Figura 7 – Onda síncrona $b_s(x)$ e a onda considerando o efeito de extremidade longitudinal $b_c(x)$ para $\tau_e \leq \tau$. [Fonte: GIERAS, 1994]

Para atenuar o efeito das extremidades longitudinais, várias técnicas podem ser realizadas tais como ligar bobinas em série em cada fase do enrolamento, dimensionamento adequado de número de polos entre outras técnicas diversas. Mas a que se apresenta como a mais aplicada é a técnica do enrolamento de compensação, desenvolvido por YAMAMURA (1972). Observando a Figura 8, verifica-se um MIL com enrolamento de compensação.

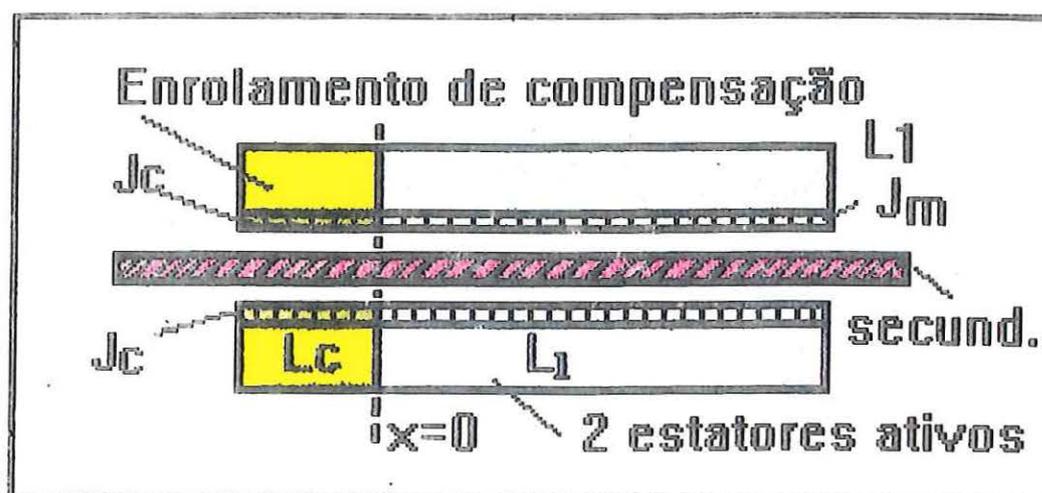


Figura 8 – Enrolamento de compensação. [Fonte: KATANO, 1996 – YAMAMURA, 1972]

Tal enrolamento compensaria o efeito das extremidades longitudinais na entrada do primário móvel em relação ao secundário. Já BOLDEA & NASAR (1985) afirmam que um MIL bem projetado com fator de qualidade – G – ótimo, pode ser mais favorável que o enrolamento de compensação, já que este implicaria em maior custo de construção do MIL, além de aumentar o tamanho da máquina.

Um dos métodos para análise do MIL considerando o efeito das extremidades longitudinais sobre a densidade de fluxo, segundo GIERAS (1994), é o que considera coeficientes para compensar tal efeito. Este método é obtido da análise do diagrama fasorial do MIL.

Observando a Figura 9, tem-se o diagrama fasorial de tensões induzidas e correntes do primário. Este diagrama é obtido supondo que o secundário está removido, as

impedâncias dos enrolamentos do primário sejam iguais e que as tensões induzidas (E_{1a} , E_{1b} , E_{1c}) e correntes de fase trifásicas (I_{1a} , I_{1b} , I_{1c}) ficam balanceadas.

Quando a placa de reação (secundário) é remontada ao sistema e há velocidade relativa v_p , então surgem tensões induzidas desbalanceadas (E'_{1a} , E'_{1b} , E'_{1c}) e diminuídas pela reação das correntes parasitas do secundário ($E'_{1a} > E'_{1b} > E'_{1c}$). Conclui-se claramente que este desbalanceamento no esquema fasorial das tensões é devido ao efeito de extremidades longitudinais.

GIERAS (1994) conclui em seu trabalho que um tratamento conveniente na modelagem matemática do MIL é o que considera coeficientes de compensação no sentido de modelar o MIL.

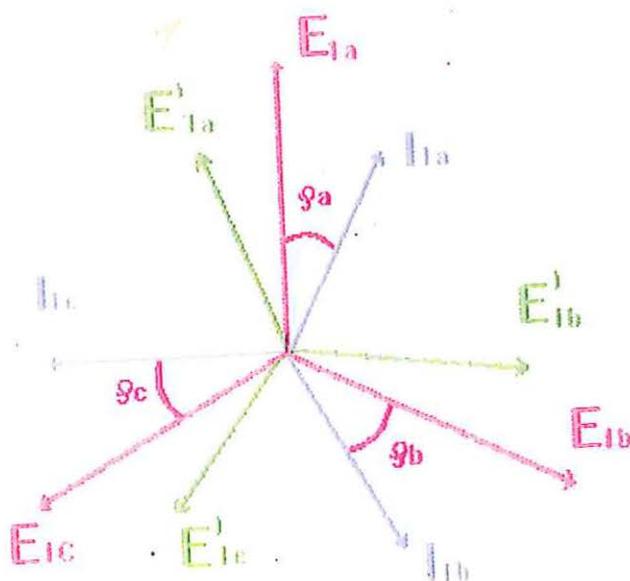


Figura 9 – Diagrama fasorial de tensões induzidas e correntes do primário.

[Fonte: KATANO, 1996]

Considerando-se então as condições estabelecidas e definindo K_e – coeficiente do efeito das extremidades longitudinais ($K_e < 1$), tem-se:

$$E'_1 = E_1 (1 - K_e) \quad (16)$$

onde E_1 é força eletromagnética (FEM) induzida no primário por fase e E'_1 é a tensão induzida no primário devido ao efeito de extremidade longitudinal.

K_e é dado por:

$$K_e = - (K_{we}/K_w) \cdot (\pi \tau_e / \tau^2) / [1/T_e^2 + (\pi/\tau_e)^2] \cdot f(\zeta) \cdot e^{-\{p\tau_e / T_e\}} \cdot \{ \text{senh}(p\tau_e / T_e) / [p \cdot \text{senh}(p\tau_e / T_e)] \} \quad (17)$$

onde o fator de distribuição do enrolamento referente a densidade de fluxo na entrada da extremidade (K_{we}) é dado por:

$$K_{we} = \{ \text{sen}[(\tau/\tau_e) \cdot (\pi/2m)] / [q \cdot \text{sen}(\tau/\tau_e) \cdot (\pi/2m \cdot q)] \} \cdot \text{sen}(\tau/\tau_e) \cdot (\pi/2) \cdot (t_s/\tau) \dots \dots \quad (18)$$

$f(\zeta)$ é função angular onde ζ é o ângulo de fase entre campo caminhante no sentido normal e a onda da densidade de fluxo na entrada da extremidade e é determinada por:

$$f(\zeta) = (1/T_e) \cdot \text{sen}(\zeta) + \pi/\tau_e \cdot \cos(\zeta) \quad (19)$$

Portanto, com as Equações 15, 17, 18 e 19, estabelece-se um modelo matemático que delinea o funcionamento do MIL considerando o efeito de extremidades longitudinais.

Segundo NONAKA E HIGUCHI (1988) e estudos de GIERAS et al. (1995) em um MIL unilateral com placa de reação de aço (aplicação em pontes rolantes, por exemplo), a influência do efeito de extremidades longitudinais é maior na força normal (F_n) que na força propulsora (F_x), sendo desprezível para $s > 0,3$ e o mesmo fora constatado pelo estudo com MIL com placa de reação dupla de aço e alumínio, GIERAS et al (1995).

Ressalta-se que equacionamento desenvolvido está considerando o efeito de extremidade longitudinal. Não se pode esquecer que no modelo do MIL tem que se considerar também os outros efeitos e isto será realizado no desenrolar do trabalho.

2.4 EFEITO TRANSVERSAL DE BORDA, EFEITO DE SATURAÇÃO E EFEITO PELICULAR NA PLACA DE REAÇÃO

Até agora, o modelo matemático para a densidade de fluxo no entreferro do MIL levou em consideração o efeito das extremidades longitudinais. Mas como fora abordado anteriormente, outros efeitos também influenciam de maneira extremamente importante o modelo matemático do MIL. Portanto, se faz necessário analisar tais efeitos e considerá-los, obtendo-se assim um modelo matemático completo.

O efeito transversal de bordas está ligado ao espriamento do fluxo magnético do entreferro. Este espriamento causa correntes induzidas na placa de reação (secundário) e estas correntes induzidas possuem componentes transversais ao eixo x de traslado do MIL, conforme pode ser observado na Figura 10. Tais componentes fazem surgir forças laterais que levam à instabilidade lateral do MIL conforme ele se movimenta no sentido do eixo x.

É claro que tais instabilidades laterais são indesejáveis no MIL, qualquer que seja a aplicação prática do motor.

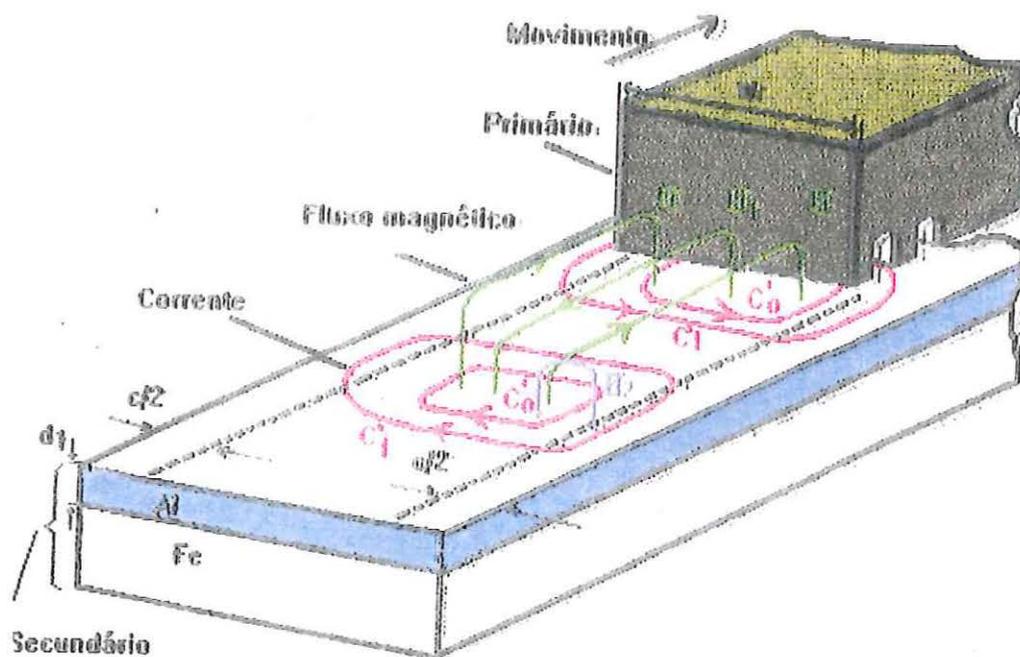


Figura 10 – Efeito Transversal de Borda. [Fonte: KATANO, 1996]

Algumas técnicas são utilizadas para a construção do MIL afim de reduzir tal efeito, tais como construir um MIL com a parte móvel (no caso a ser analisado, o primário indutor) bem centrada ao secundário (também chamado de linor) e construir a placa de reação do secundário bem mais larga que o enrolamento do primário.

O efeito da saturação da placa de reação no secundário surge pela própria geometria construtiva do MIL. A partir do momento que o fluxo magnético surge apenas no comprimento ativo do indutor e este é extremamente menor que o comprimento do secundário, pode-se concluir que o fluxo magnético tem um pequeno espaço para se

distribuir. Portanto, devido a baixa área de penetração do fluxo magnético é que surge a saturação da placa de reação, um efeito importante e indesejável.

O efeito pelicular está intimamente relacionado ao tipo de material utilizado na composição da placa de reação. No caso a ser analisado, a placa de reação do secundário é composta por uma placa de alumínio associada a uma placa de aço. Tanto o alumínio como o aço tem características elétricas próprias (por exemplo, resistividade, condutibilidade, etc). Mas com a associação dos dois materiais para constituir uma placa de reação para o secundário, é necessário estabelecer características eletromagnéticas equivalentes, considerando a associação destes dois materiais. O efeito pelicular se caracteriza pelas correntes irão se distribuir na placa de reação e quanto do fluxo magnético penetra nesta placa. Tais características são estabelecidas na análise dos parâmetros eletromagnéticos equivalentes desta associação de materiais. Obviamente tais características equivalentes influenciarão diretamente no modelo matemático da densidade de fluxo no entreferro, que é o principal objetivo deste capítulo.

Muitos modelos matemáticos foram desenvolvidos no sentido de obter uma equação para a densidade de fluxo no entreferro do MIL considerando todos os efeitos. BOLDEA & NASAR (1985) fizeram uma análise do efeito pelicular considerando a placa de reação constituída somente por aço sólido. BOLTON (1969) recomenda que seja utilizado um modelo tridimensional do MIL para determinação da densidade de fluxo no entreferro, embora tenha utilizado um modelo bidimensional para analisar o efeito transversal de borda. GIERAS (1977) estabeleceu seu modelo matemático atuando sobre condutibilidade equivalente para compensação do efeito transversal de bordas.

A seguir, será realizado um modelo matemático para o MIL, considerando diversas abordagens dos efeitos de acordo com os muitos pesquisadores que desenvolveram e ainda desenvolvem modelos para a máquina linear.

Considerando-se um MIL tipo indutor curto e induzido constituído por uma placa de reação de *aço sólida*. Por BOLDEA & NASAR (1988), considere que a placa de reação tenha condutibilidade original - σ , e espessura genérica - d , o efeito pelicular na placa de reação faz com que haja uma condutibilidade efetiva - σ_e , diferente de σ , dada por:

$$\sigma_e = \sigma / K_{pel} \quad (20)$$

onde K_{pel} é o fator de correção do efeito pelicular dado por [BOLDEA & NASAR, 1988]:

$$K_{pel} = 2d/\delta_i \{[\sinh(2d/\delta_i) + \sen(2d/\delta_i)]/[\cosh(2d/\delta_i) - \cos(2d/\delta_i)]\} \quad (21)$$

e onde δ_i é a profundidade de penetração na placa de reação de *aço sólida*, dada por:

$$\delta_i = \frac{1}{\sqrt{[\mu_o \pi f s \sigma + 1/2\beta^2]}} \quad (22)$$

e β é o fator de passo dado por:

$$\beta = \pi/\tau \quad (23)$$

e μ_o é a permeabilidade do ar.

Ensaio realizados por BOLDEA & NASAR (1988) verificaram que quanto mais baixo o escorregamento, com K_{pel} entre 1.01 e 1.1, a condutibilidade do secundário diminui também, o que é um efeito indesejável. Porém, este modelo leva em consideração uma placa de reação sólida de aço.

Considerando agora um MIL com placa de reação em aço e alumínio como mostrado na Figura 11 a seguir.

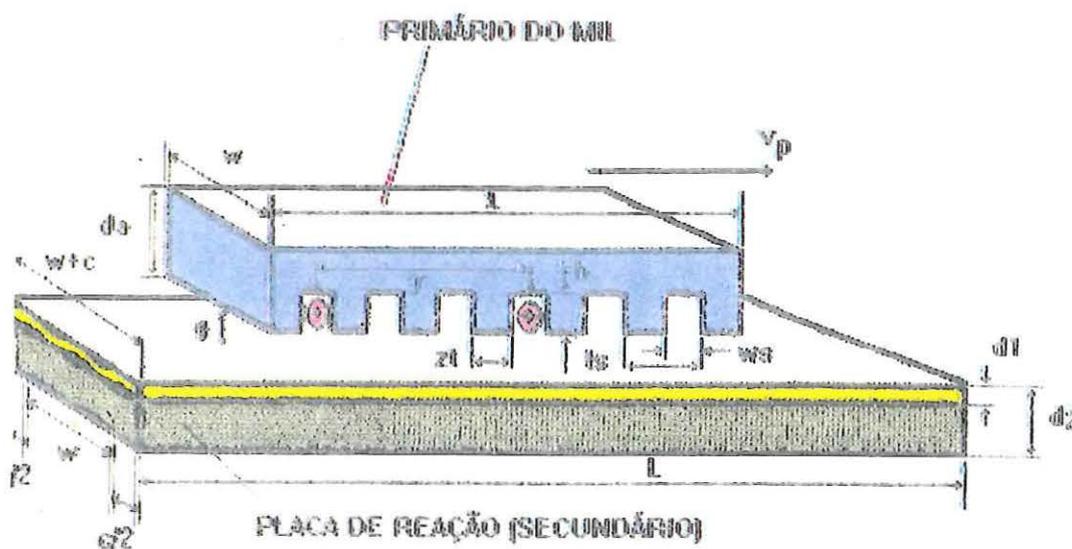


Figura 11 – MIL com placa de reação em aço e alumínio.

[Fonte: GIERAS, 1994]

onde h_r é a espessura total da placa de reação aço-alumínio, d_1 é a espessura da placa de alumínio e C é a largura do indutor.

Como na modelagem do MIL considerando o efeito das extremidades longitudinais, na modelagem do MIL considerando o efeito pelicular, saturação na placa de reação e efeito transversal de bordas também serão utilizados coeficientes e fatores de correção que introduzem ao modelo matemático do MIL tais efeitos.

Por YAMAMURA (1976) e outros, a equação da densidade de fluxo no entreferro já considerando o efeito de extremidade longitudinal é dada pela Equação 15 já mostrada anteriormente. Reescrevendo tal equação, acrescentando-se $bs(x,t)$ [YAMAMURA, 1972], tem-se:

$$b(x,t) = bs(x,t) + B_{ms} \cdot \text{sen}(\omega t - \pi \cdot x/\tau) + B_{me} \cdot \text{EXP}(-x/\tau_e) \cdot \text{sen}(\omega t - \pi \cdot x/\tau_e + \zeta) \quad (24)$$

onde $bs(x,t)$ é a parcela da densidade de fluxo no entreferro considerando os efeitos de saturação, pelicular na placa de reação e o efeito transversal de bordas, sendo dada por:

$$bs(x,t) = B_{sm} \cdot \cos(\omega t - \pi x/\tau + \delta_s) \quad (25)$$

onde B_{sm} é a amplitude da densidade de fluxo no entreferro considerando os efeitos na placa de reação e efeito transversal de bordas.

Sendo a densidade linear de corrente na placa de reação dada por:

(26)

$$J_s = J_{sm} \cos\left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau}\right)$$

onde J_{sm} é a amplitude da densidade linear de corrente na placa de reação.

Então B_{sm} é dado por:

(27)

$$B_{sm} = \frac{J_{sm}}{\left[\left(\frac{g_T \cdot \pi}{\mu_o \cdot \tau}\right)^2 + \left(\frac{s \cdot V_x}{\rho_r}\right)\right]^{1/2}}$$

e δ_s é dado por:

$$\operatorname{tg}(\delta_s) = (g_T \cdot \rho_r \cdot \pi) / (s \cdot V_x \cdot \mu_o \cdot \tau) \quad (28)$$

onde ρ_r é a resistividade superficial equivalente do secundário. É chamada de resistividade equivalente, pois o secundário é composto por aço e alumínio, portanto uma combinação de dois metais condutores. Desta forma, a equação de resistividade que foi estabelecida com placa de reação de aço sólida anteriormente na Equação 20 – deve ser remodelada considerando esta combinação de materiais para constituição da placa. ρ_r é dado por:

$$\rho_r = 1/(\sigma_{eq} \cdot h_r) \quad (29)$$

onde σ_{eq} é a condutibilidade equivalente dada por:

$$\sigma_{eq} = [(\sigma_{Al} \cdot K_s)/K_{sk}] + [(\sigma_i \cdot \delta_i)/(K_x \cdot h_r)] \quad (30)$$

onde σ_{Al} é a condutibilidade do alumínio; σ_i é a condutibilidade do aço; δ_i é a profundidade de penetração no aço; K_s é o fator de Russell que compensa o efeito transversal de borda; K_{sk} é o fator relativo ao efeito pelicular e K_x é o fator matemático dado por:

$$K_x = 1 - [\operatorname{tgh}(d_1 \cdot \pi/\tau) / (d_1 \cdot \pi/\tau)] \quad (31)$$

onde d_1 é a largura da chapa de alumínio da placa de reação.

O fator de Russell é dado por:

$$K_s = 1 - \left[\frac{\text{tgh}(E_x)}{E_x(1 + \text{tgh}(E_x)\text{tgh}(E_y))} \right] \quad (32)$$

onde

$$E_x = (\pi C)/\tau \quad (33)$$

e

$$E_y = (\pi d_i)/\tau \quad (34)$$

onde C é a largura do indutor.

δ_i – corrigido é dado por [BOLDEA & NASAR, 1985]:

$$\delta_i = \frac{1}{\text{Re} \left\{ \left[\left(\frac{\pi}{\tau} \right)^2 + \frac{j s \omega \mu_i \sigma_i}{K_x} \right]^{1/2} \right\}} \quad (35)$$

Analisando a Equação 27, verifica-se que entreferro agora é g_T – entreferro realístico – obtido da correção de g – entreferro mecânico – na equação que representa o processo de correção do entreferro mecânico, dado por:

$$g_T = K_c \cdot K_1 \cdot K_p \cdot g \quad (36)$$

onde K_c é o fator de Carter – que leva em consideração a presença de ranhuras no indutor;
 K_1 é o fator de dispersão do fluxo no indutor dado por:

$$K_1 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi \cdot K_c \cdot g}{2 \cdot \tau}\right)}{\frac{\pi \cdot K_c \cdot g}{2 \cdot \tau}} \quad (37)$$

e K_p é o fator de correção da relutância – que leva em consideração a saturação do ferro na placa de reação – dado por:

$$K_p = 1 + (\mu_o \cdot \tau^2 / \pi^2) \cdot [1 / (K_1 \cdot K_c \cdot g \cdot \mu_i \cdot \delta_i)] \quad (38)$$

onde μ_i é a permeabilidade do aço

Lembra-se que o efeito pelicular é caracterizado por K_{sk} e é dado por:

$$K_{SK} = K_Y \left[\frac{\sinh(2K_Y) + \sin(2K_Y)}{\cosh(2K_Y) - \cos(2K_Y)} \right] \quad (39)$$

onde

$$K_Y = h_r / K_w \quad (40)$$

e

(41)

$$K_w = \left[\frac{2\mu_o\omega_s}{\rho_v} \right]$$

Desta forma, tem-se determinada a resistividade superficial equivalente, considerando-se todos os efeitos que se interpõe à modelagem matemática do MIL, dado por:

(42)

$$\rho''_r = \frac{1}{\sigma_{ei}h_r}$$

e, com isso, pode-se estabelecer o cálculo da força propulsora f_x de um MIL, utilizando as Equações 24 e 26 [YAMAMURA, 1972].

(43)

$$F_x = \frac{C}{2} \int_0^{p\tau} \text{Re}(J_s(x, t)b^*(x, t))dx$$

2.5 FATOR DE QUALIDADE (G)

Fator de Qualidade – G – termo introduzido por LAITHWAITE (1966), é definido como a capacidade que a máquina tem para converter energia elétrica em mecânica, ou seja, é um índice numérico que mede a capacidade de conversão eletromecânica de energia do MIL. Obviamente não apenas do MIL, mas é um conceito que é aplicável a qualquer máquina. Tanto é que, GUERRINI (1972) em seu trabalho define o Fator de Qualidade como Índice de Mérito, termo utilizado para máquinas rotativas.

Para um MIL com placa de reação aço-alumínio, G é definido como [YAMAMURA, 1972]:

$$G = (2 \cdot \mu_o \cdot \tau^2 \cdot f) / (\rho_r \cdot g_T \cdot \pi) \quad (44)$$

Pela Equação 44 expressa acima, pode-se verificar que o Fator de Qualidade (G) independe da tensão a ele aplicada. É uma função direta de τ^2 e f, e inversa de g_T (entreferro realístico). Daí, pode-se concluir que para altas velocidades, o Fator de Qualidade é maior, portanto há uma melhor conversão eletromecânica de energia.

Para um MIL com placa sólida em aço, sem presença de alumínio, como é o caso de aplicações do motor em pontes rolantes, o Fator de Qualidade (Gs) fica [KATANO, 1996]:

$$G_s = (K_2 \cdot \mu_o \cdot \tau^3 \cdot f) / (\rho_r \cdot g_T \cdot B_o) \quad (45)$$

Comparando a Equação 45 acima com a 44, pode-se verificar algumas diferenças básicas:

- enquanto G é proporcional a τ^2 , G_s o é a τ^3 ;
- G não dependia em nada de densidade de fluxo no entreferro, já G_s depende inversamente de B_0 – densidade de fluxo saturado no secundário. Portanto, G_s é dependente do valor de tensão no qual o MIL é alimentado.

2.6 MODELO DO MIL POR CIRCUITO EQUIVALENTE (CE) E ANÁLISE EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA

A modelagem matemática para o MIL previamente apresentada é estabelecida analiticamente, isto é, uma abordagem matemática do problema físico é realizada. Entretanto, muitos autores e pesquisadores utilizam outras ferramentas de análise do MIL:

- Método das soluções diretas – aplicação direta das leis do eletromagnetismo, leis de Maxwell, transformação dq , etc para solucionar as equações de campo estabelecidas para o MIL [YAMAMURA, 1978];
- Método de camadas – solucionar as equações de distribuição do campo magnético no MIL em seu modelo bidimensional e tridimensional, dividindo-o em camadas. Muitos autores realizaram tal estudo das equações [GIERAS, 1994];
- Método dos Elementos Finitos – este método propõe a solução das equações diferenciais parciais do campo magnético através de uma função $f(x,y,z)$ no cálculo variacional e dentro de específicas condições de contorno. Método amplamente aplicado e estudado, principalmente após os avanços computacionais.

Todos os métodos apresentam vantagens e desvantagens na modelagem do sistema, porém todos partem de um princípio básico: *circuito elétrico equivalente - CE*. Da teoria de modelos dinâmicos sabe-se que todos os fenômenos físicos – sejam eles elétricos, térmicos, hidrostáticos, etc – podem ter suas equações matemáticas expressas em um CE. O mesmo pode-se aplicar ao MIL.

Abaixo, na Figura 12, tem-se o CE de um MIL, considerando-se já todos os efeitos.

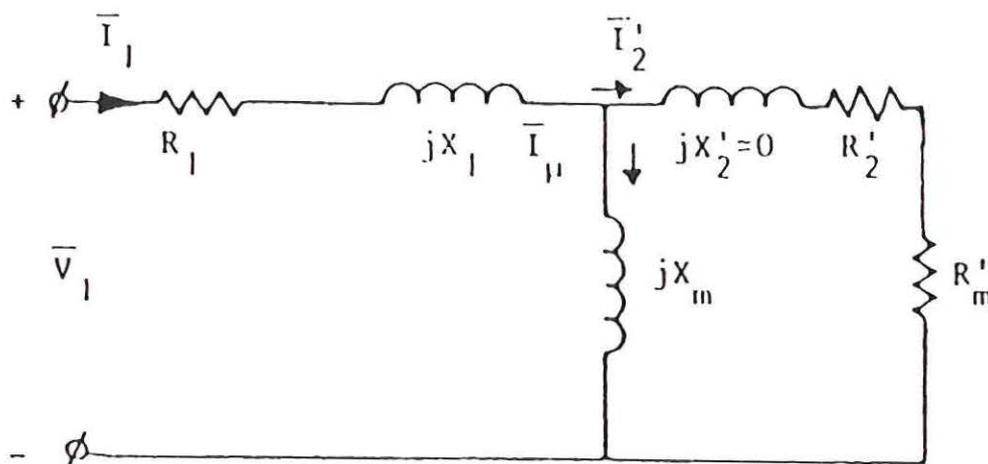


Figura 12 – CE por fase de um MIL. [Fonte: PAI, BOLDEA & NASAR, 1988]

Na Figura 12, o CE para MIL expressa alguns parâmetros, tais como:

- X_m e R'_m – são parâmetros de magnetização e portanto dependem da frequência e corrente do primário;

-
- Perdas no ferro desprezíveis – isso ocorre pela densidade de fluxo no entreferro de 0,2-0,4T – o que leva a densidades de fluxo moderados ao núcleo de ferro e portanto, baixas perdas – nem são representadas no circuito Figura 12;
 - X'_2 – reatância de dispersão – desprezível (por isso a representação $X'_2 \sim 0$) – placa de reação considerada muito fina, portanto efeito pelicular desprezado;

É certo que, para a modelagem do MIL por CE, tem-se que considerar algumas restrições, mas após estudos realizados [GIERAS, 1995], tal modelagem por CE já considera:

- Efeito pelicular;
- Efeitos de bordas transversais e extremidades longitudinais;
- Força normal (F_z);
- Não-linearidades magnéticas;
- Efeito da saturação na placa de reação;
- Correntes parasitas;

Já analisando os resultados finais, tem-se as seguintes equações do modelo matemático do MIL por CE, Figura 12 [PAI, BOLDEA & NASAR, 1988]:

(46)

$$W_m = 3 \left[\frac{1}{2} M' I_\mu^2 \right] = 3 \left[\frac{1}{2} M' (I_1^2 - I_2^2) \right]$$

(47)

$$P_2 = 3R_2' I_2'^2$$

(48)

$$P_m = 3R_m' I_2'^2$$

(49)

$$F_X U_S = K_{FX} (P_2 + P_m)$$

onde K_{FX} é um coeficiente de correção adicional resultante das condições completas de equilíbrio de potência e U_S – representação especial para velocidade síncrona.

Após manipulação algébrica, tem-se:

(50)

$$R_2' = \frac{P_2}{3I_1^2} (1 + y^2)$$

(51)

$$R_m' = \frac{P_m}{3I_1^2} (1 + y^2)$$

(52)

$$M' = \frac{2W_m}{3I_1^2} \left(1 + \frac{1}{y^2}\right)$$

(53)

$$K_{FX} = \frac{F_x U_s}{P_2 + P_m}$$

onde

(54)

$$y = \frac{2\omega_1 W_m}{P_2 + P_m}$$

(55)

$$Q_2 = 2\omega_1 W_m$$

fator de potência dado por:

(56)

$$\cos \varphi_2 = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{Q_2}{(P_m + P_2)}\right]^2}}$$

rendimento dado por:

(57)

$$\eta_2 = \frac{1}{1 + \frac{P_2}{P_m}}$$

De acordo com estudo de PAI, BOLDEA & NASAR (1988), os parâmetros do CE do MIL foram obtidos e, através de análises computacionais, foram obtidos os comportamentos destes parâmetros com a variação da frequência. Nas figuras a seguir, os resultados para um MIL de placa de reação aço-alumínio *single sided*, com parâmetros específicos e corrente de 200 A e frequência constantes.

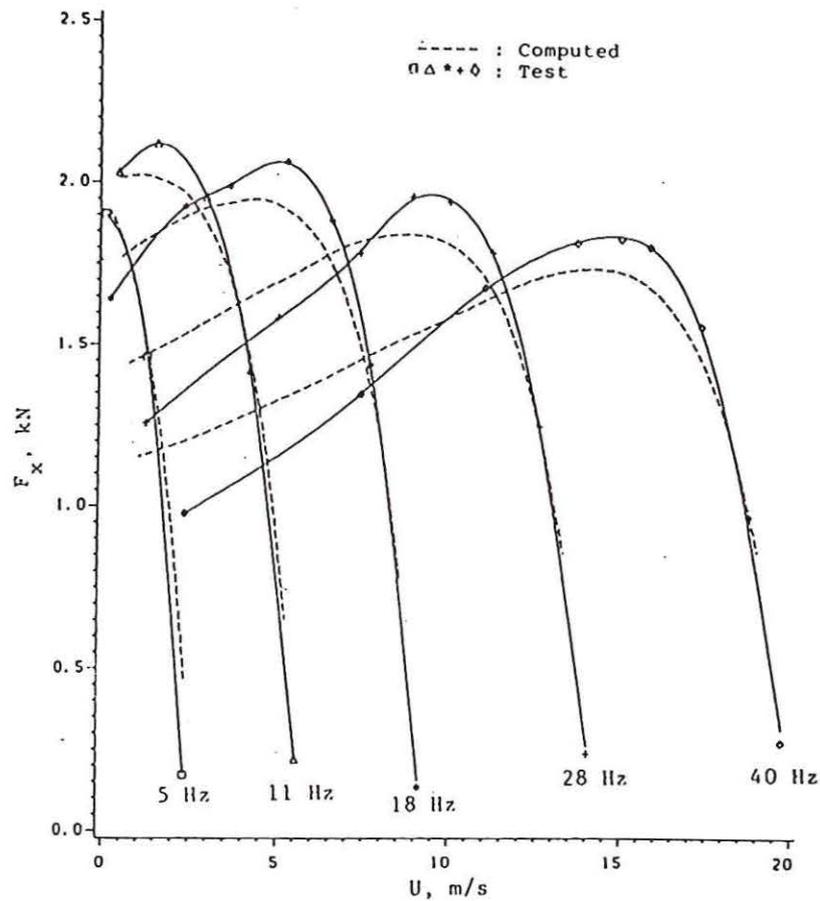


Figura 13 – Força de Tração (F_x) em função da velocidade (U).

[Fonte: PAI, BOLDEA & NASAR (1988)]

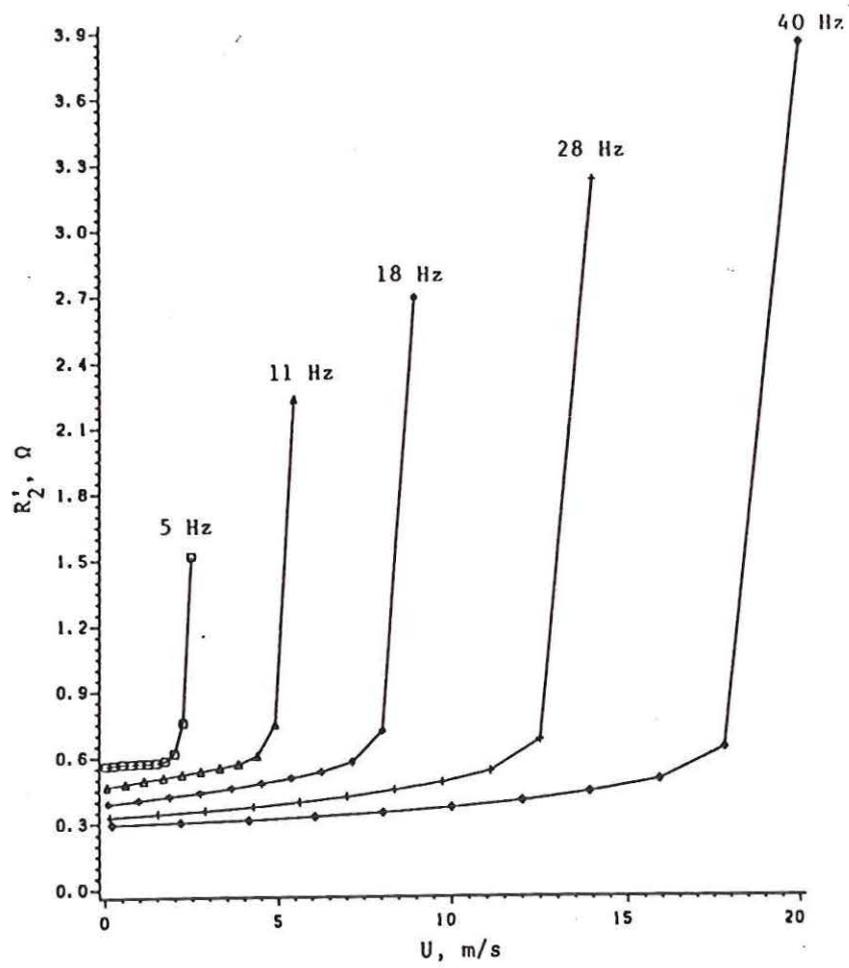


Figura 14 – Resistência R_2 em função da velocidade (U).

[Fonte: PAI, BOLDEA & NASAR (1988)]

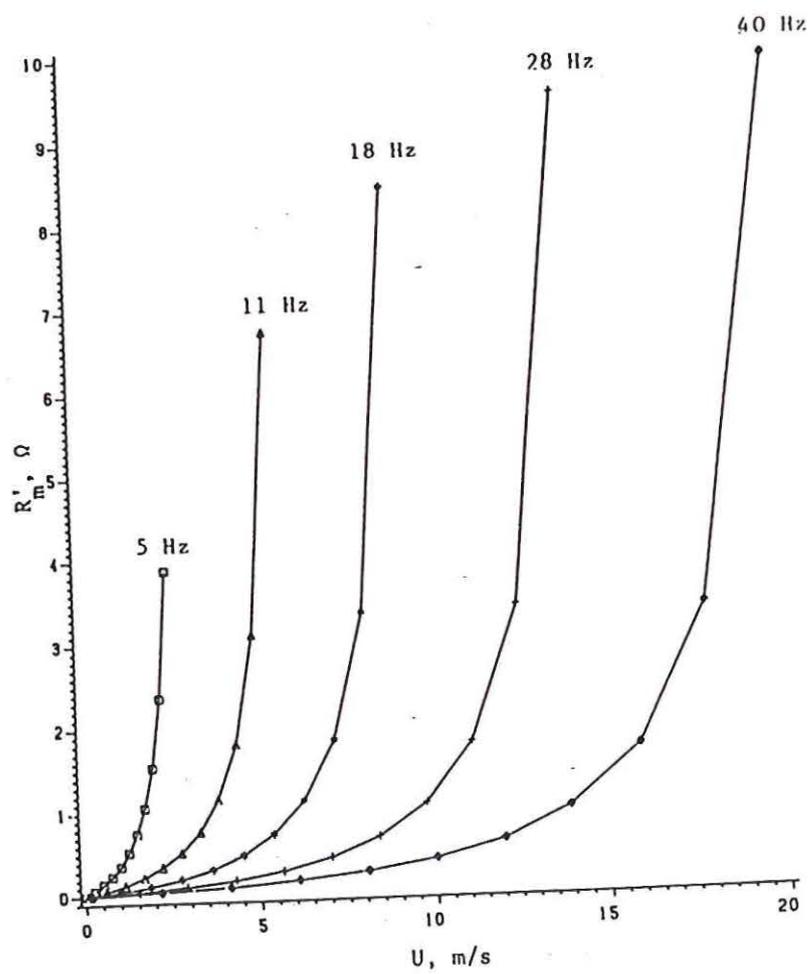


Figura 15 – Resistência R_m em função da velocidade (U).

[Fonte: PAI, BOLDEA & NASAR (1988)]

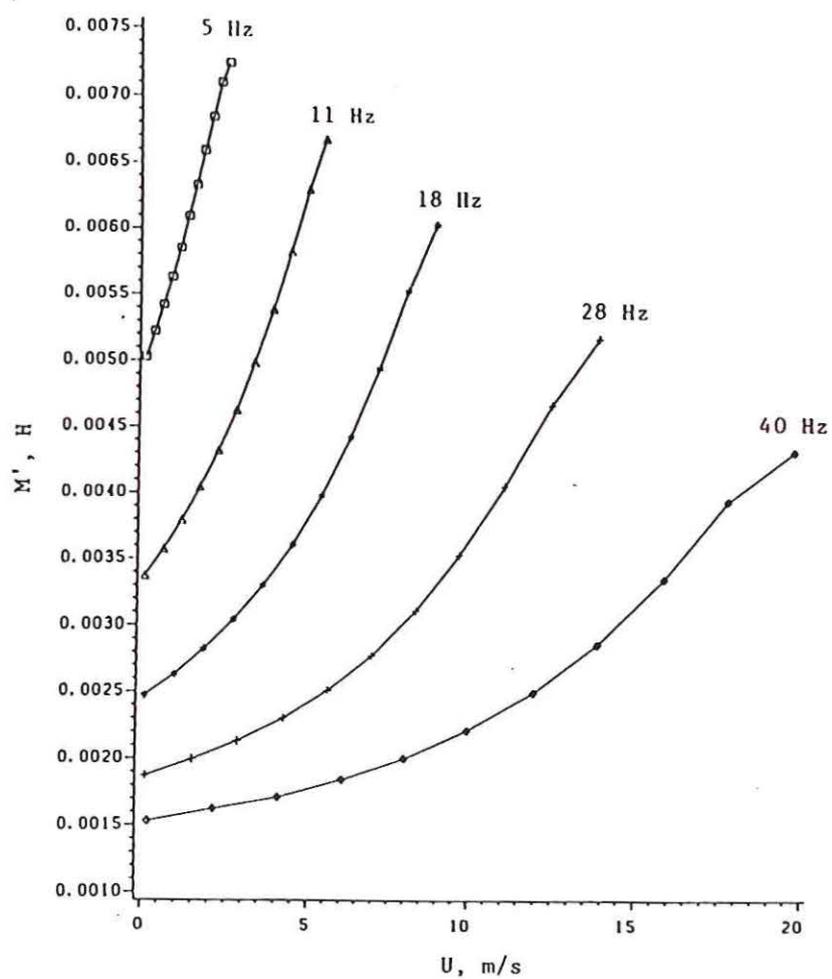


Figura 16 – Indutância Mútua M' em função da velocidade (U).

[Fonte: PAI, BOLDEA & NASAR (1988)]

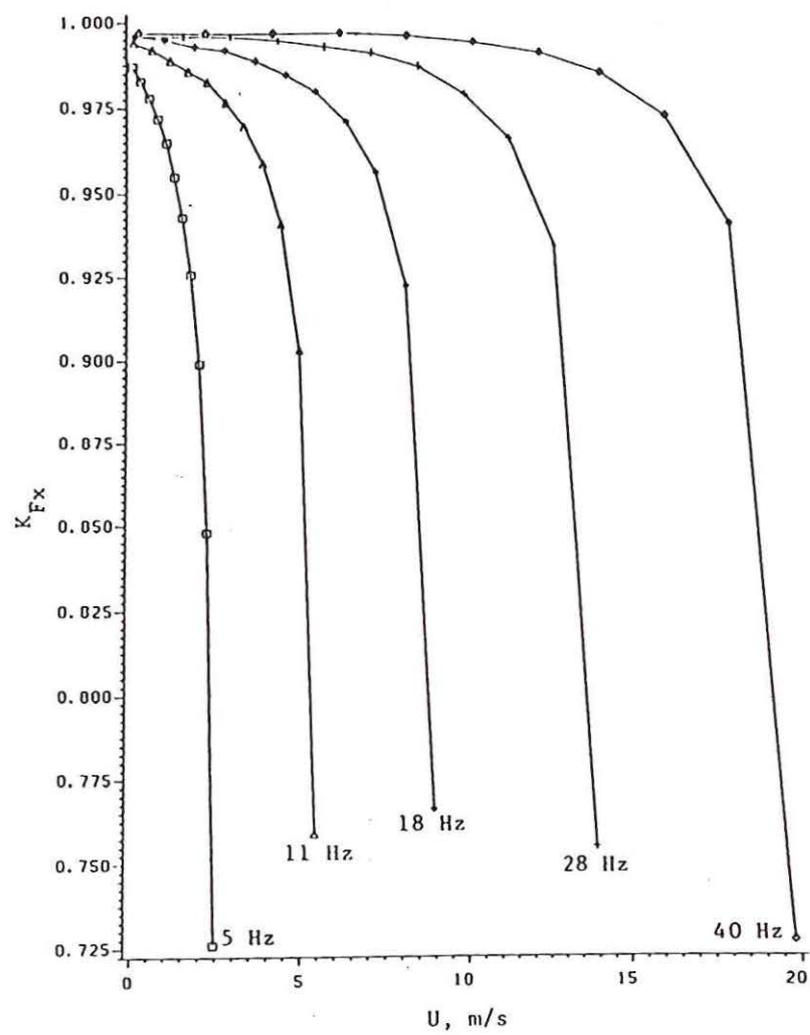


Figura 17 – Fator K_{FX} em função da velocidade (U).

[Fonte: PAI, BOLDEA & NASAR (1988)]

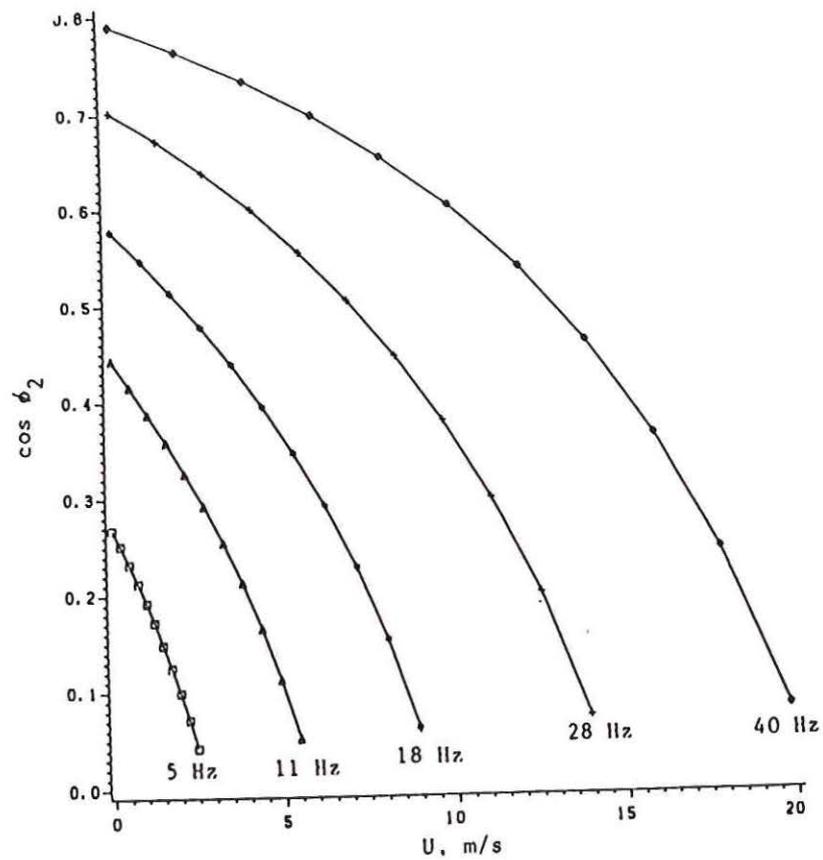


Figura 18 – Fator de Potência $\cos \phi_2$ em função da velocidade (U).

[Fonte: PAI, BOLDEA & NASAR (1988)]

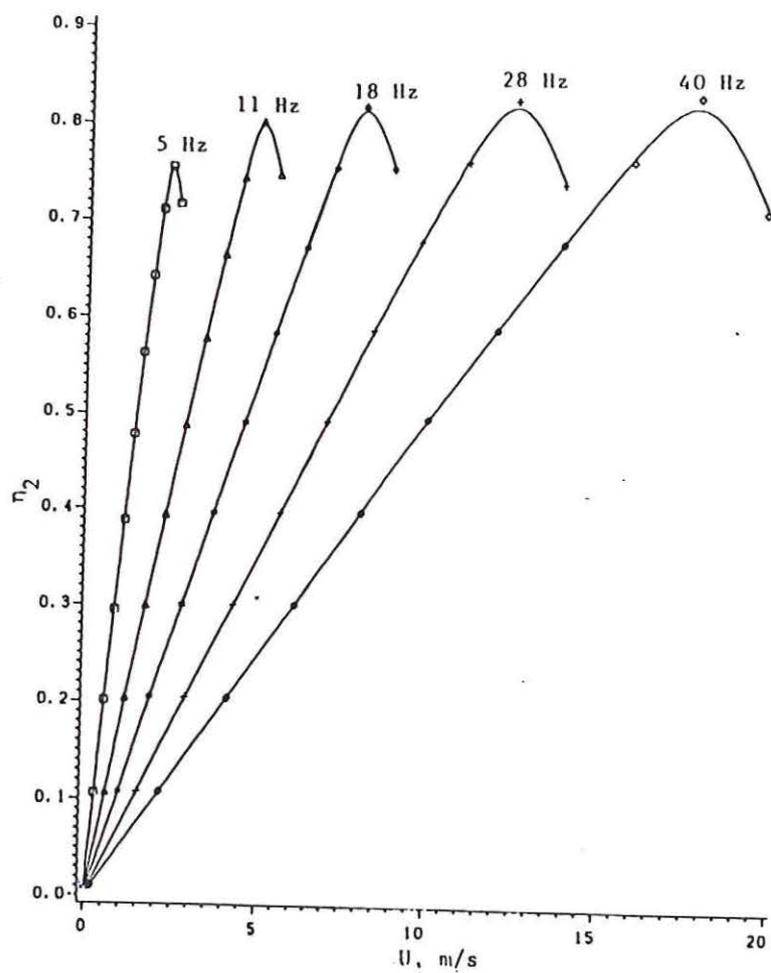


Figura 19 – Rendimento η_2 em função da velocidade (U).

[Fonte: PAI, BOLDEA & NASAR (1988)]

Com a análise do *circuito equivalente*, fecha-se o ciclo da análise e modelagem do MIL.

2.7 CONCLUSÃO

Da análise do modelo físico e matemático do MIL pode-se concluir:

- O *motor linear de indução* (MIL) não é simples de se modelar e simular devido seus *efeitos* que o diferem, e muito, do motor rotativo.
- Não existe modelo, método de análise e abordagem únicos. Há muitos autores e pesquisadores bem sucedidos no trabalho com o MIL e seus métodos de pesquisa são bem diferentes um do outro.
- É impossível escrever qualquer trabalho sobre o MIL, sem antes abordar a física e a matemática da máquina para seu bom entendimento. Todo trabalho pesquisado para o estudo do sistema se inicia com o seu detalhamento físico e matemático para, então, haver a abordagem do que se propõe a estudar sobre o MIL. Isto se deve ao escasso material que há sobre o assunto e às vezes seu difícil acesso e à complexidade do assunto. Portanto, faz-se necessário deixar bem claro os princípios físicos e matemáticos que delinham a máquina para o seu bom entendimento.

CAPÍTULO 3

OBTENÇÃO DE POSICIONAMENTO ATRAVÉS DO MIL E SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

3.1 INTRODUÇÃO

O presente trabalho tem como objetivo simular o MIL como um posicionador, isto é, obter posicionamento através do *motor linear de indução* e verificar por meio de simulações computacionais o desempenho do sistema como um todo.

Posicionamento é algo que se mostra inteiramente importante no que se refere aos processos produtivos industriais. Muitos processos dependem diretamente do fator *posição*. E nem sempre os equipamentos e máquinas dependentes de movimentos circulares conseguem suprir, de modo eficaz, processos que exigem *posicionamento linear* [BOLDEA & NASAR, 1985; POLOUJADOFF, 1971; GIERAS et al, 1995]. Para tanto, o MIL surge como algo extremamente viável para obter tal posicionamento, porém é necessário ressaltar: *não basta apenas posicionar – há que se controlar tal posicionamento*.

Controlar o *motor de indução rotativo* – MIR – está muito bem caracterizado na pesquisa científica. Há o domínio, senão completo, mas de grande parte das técnicas de controle de MIR's. Porém o mesmo não se pode dizer de MIL's. Embora as técnicas se mostrem similares, as características de controle de MIL são extremamente mais complexas que do MIR. Os efeitos de extremidades longitudinais, bordas transversais e outros efeitos vistos anteriormente na análise matemática do MIL estabelecem que não há modelo único. Muito pelo contrário. Pelo que se pôde concluir no capítulo anterior, há diversas técnicas de

modelagem do MIL e isso torna o estudo do controle da máquina linear extremamente complexo. Muitas incertezas, variações entre outros fatores influem de modo significativo. É mister o estudo de controle das máquinas lineares levando em conta tais fatores.

Inicialmente, o presente trabalho expõe uma teoria de controle não-linear desacoplado utilizando MIL [LIN & LEE, 2000; BOLDEA & NASAR, 1985]. Em seguida, são apresentadas as teorias e simulações de um sistema de controle PID simples e típico, um sistema de controle PI com controle *feedforward* e, após, um sistema de controle adaptativo. Portanto, o presente trabalho é a simulação do posicionamento do MIL e o controle deste posicionamento por estas três técnicas de controle e a comparação dos resultados obtidos das simulações. Além disso, dois modelos serão tratados – modelo A – cujos parâmetros e características de operação foram retirados de um exemplo obtido na bibliografia [LIN & LEE, 2000] e modelo B – protótipo do MIL real encontrado no Laboratório de Máquinas da EESC / USP – São Carlos – Departamento de Engenharia Elétrica. Protótipo este construído pelo professor Délio Guerrini (1972) e cujos parâmetros foram simulados por Aristóteles Toline Giacomini (1998). Os resultados das simulações dos dois modelos serão confrontados para obter-se ou não a corroboração das teorias de controle expostas na literatura.

3.2 TEORIA DE CONTROLE NÃO LINEAR DESACOPLADO APLICADA AO MIL

O modelo matemático dinâmico dq do MIL é amplamente demonstrado em muitos trabalhos acadêmicos e bibliografia, portanto julga-se desnecessário demonstrá-las aqui [GIERAS, 1994; BOLDEA & NASAR, 1985; POLOUJADOFF, 1971; KATANO, 1996].

Pode-se considerar as seguintes equações diferenciais para o modelo dq das correntes – i – e do fluxo magnético – λ – do MIL:

$$\dot{i}_{qs} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{qs} - \frac{L_m \pi}{\sigma L_s L_r \tau} v \lambda_{dr} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \lambda_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \quad (58)$$

$$\dot{i}_{ds} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{ds} + \frac{L_m \pi}{\sigma L_s L_r \tau} v \lambda_{qr} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \lambda_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \quad (59)$$

$$\dot{\lambda}_{qr} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} + p \frac{\pi}{\tau} v \lambda_{dr} - \frac{1}{T_r} \lambda_{qr} \quad (60)$$

$$\dot{\lambda}_{dr} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \lambda_{dr} - p \frac{\pi}{\tau} v \lambda_{qr} \quad (61)$$

$$F_e = K_f (\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds}) = M \dot{v} + Dv + F_L \quad (62)$$

onde:

$$T_r = L_r / R_r, \sigma = 1 - (L_m^2 / L_s L_r), K_f = (3/2) p (\pi L_m / \tau L_r)$$

Por definição, a amplitude do fluxo no secundário é dada por:

$$\lambda_r = \sqrt{(\lambda_{dr})^2 + (\lambda_{qr})^2} \quad (63)$$

desenvolvendo as Equações 60 e 61, tem-se:

$$\dot{\lambda}_r = -\frac{\lambda_r}{T_r} + \frac{L_m (i_{ds} \lambda_{dr} + i_{qs} \lambda_{qr})}{T_r \lambda_r} \quad (64)$$

e pode-se escrever a Equação 59 da seguinte forma:

$$\dot{v} = -\frac{D}{M} v + \frac{K_f}{M} (\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds}) - \frac{F_L}{M} \quad (65)$$

Pode-se observar de forma bem clara que nas Equações 64 e 65, λ_r – fluxo – é uma saída de sistema, e as correntes i_{qs} e i_{ds} são entradas de controle. Portanto, os sinais de controle estão acoplados à saída do sistema nesta modelagem do MIL. Para que haja o desacoplamento entre saída e entrada e para simplificar o desenho do sistema de controle de posicionamento, é utilizada a *teoria de realimentação de estado não linear*. Duas novas entradas de controle, u_ϕ e u_T são determinadas [LIN & LEE, 2000]:

(66)

$$\begin{bmatrix} u_{\Phi} \\ u_T \end{bmatrix} = \frac{1}{\lambda_r} \begin{bmatrix} \lambda_{dr} & \lambda_{qr} \\ -\lambda_r \lambda_{qr} & \lambda_r \lambda_{dr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}$$

portanto

(67)

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \frac{1}{\lambda_r^2} \begin{bmatrix} \lambda_r \lambda_{dr} & -\lambda_{qr} \\ \lambda_r \lambda_{qr} & \lambda_{dr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\Phi} \\ u_T \end{bmatrix}$$

Utilizando Equação 64 nas Equações 62 e 63:

(68)

$$\dot{\lambda}_r = -\frac{\lambda_r}{T_r} + \frac{L_m u_{\Phi}}{T_r}$$

(69)

$$\dot{v} = -\frac{D}{M} v + \frac{K_f}{M} u_T - \frac{F_L}{M}$$

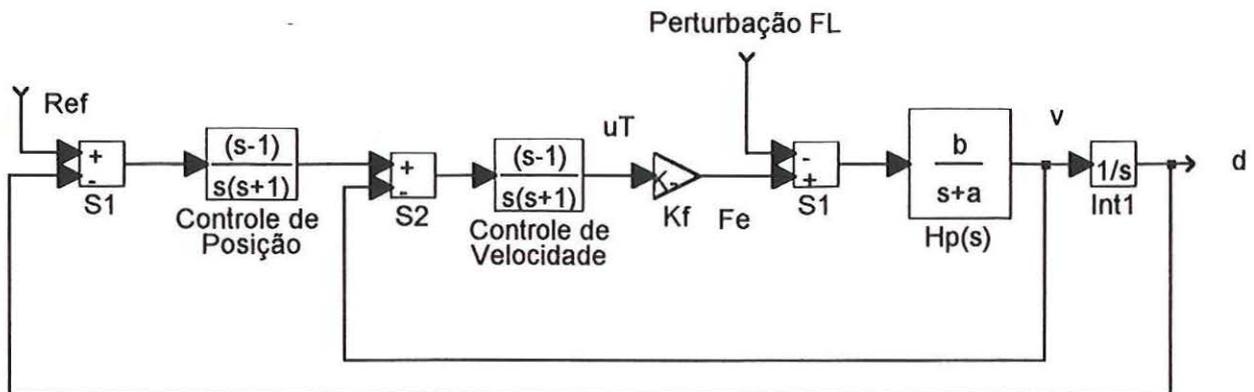
Desta forma, as Equações 68 e 69 podem ser utilizadas para controlar amplitude de fluxo no secundário e posicionamento, respectivamente, dentro de certas condições de controle, de invariância e de classes de incertezas [LIN & LEE, 2000].

Desta forma, pode-se estabelecer as equações no domínio da frequência que caracterizam o sistema de modo bem fiel e que permitem a construção do diagrama de blocos que caracterizam o MIL mostrado na Figura 20.

$$F_e = K_f u_T \quad (70)$$

$$(71)$$

$$H_P(s) = \frac{1}{Ms + D} = \frac{b}{s + a}$$



Esquema simplificado de um sistema de controle de Posicionamento para MIL

Figura 20 – Diagrama de blocos do sistema de Motor Linear de Indução – com indicação de controle para posição e velocidade. [Fonte: LIN & LEE, 2000].

3.3 SIMULAÇÃO DE CONTROLE DE POSIÇÃO NO MIL

Para obtenção do posicionamento, supõe-se dois Motores de Indução Linear (MIL), cujos resultados de simulação serão comparados para corroboração das técnicas de controle:

- Modelo A – modelo mostrado na literatura que estudou o posicionamento do MIL (LIN & LEE, 2000);
- Modelo B – MIL do Laboratório de Máquinas Elétricas da EESC – USP – São Carlos – cujos parâmetros foram obtidos da dissertação de Mestrado de GIACOMINI, 1998 e da tese de doutorado de GUERRINI, 1972;

	Modelo A	Modelo B
u_{Φ}	2,35A	2.35A
τ	0,027m	0,075m
L_s	0,02846H	0,0165H
L_m	0,02419H	0,0051H
L_r	0,02846H	0,0165H
R_s	5,3685 Ω	4,5699 Ω
R_r	3,5315 Ω	3,9987 Ω
K_f	148,35N/V	19,4201N/V
M	4,4245Ns/V	15,9195Ns/V
D	57,3664N/V	129,66N/V

Tabela 1 – Dados dos MIL's utilizados nas simulações

Para realização das simulações de controle, considera-se a mesma corrente de controle u_{ϕ} .

Com esses dados, estabelecem-se pelas Equações 70 e 71, as seguintes plantas a serem controladas.

MODELO A

(72a)

$$H_P(s) = \frac{0,226}{s + 12,965}$$

MODELO B

(72b)

$$H_P(s) = \frac{0,0628}{s + 8,145}$$

3.3.1 CONTROLE *PID*

Para o controle *PID*, tem-se a seguinte malha de controle mostrada na Figura 21, a seguir.

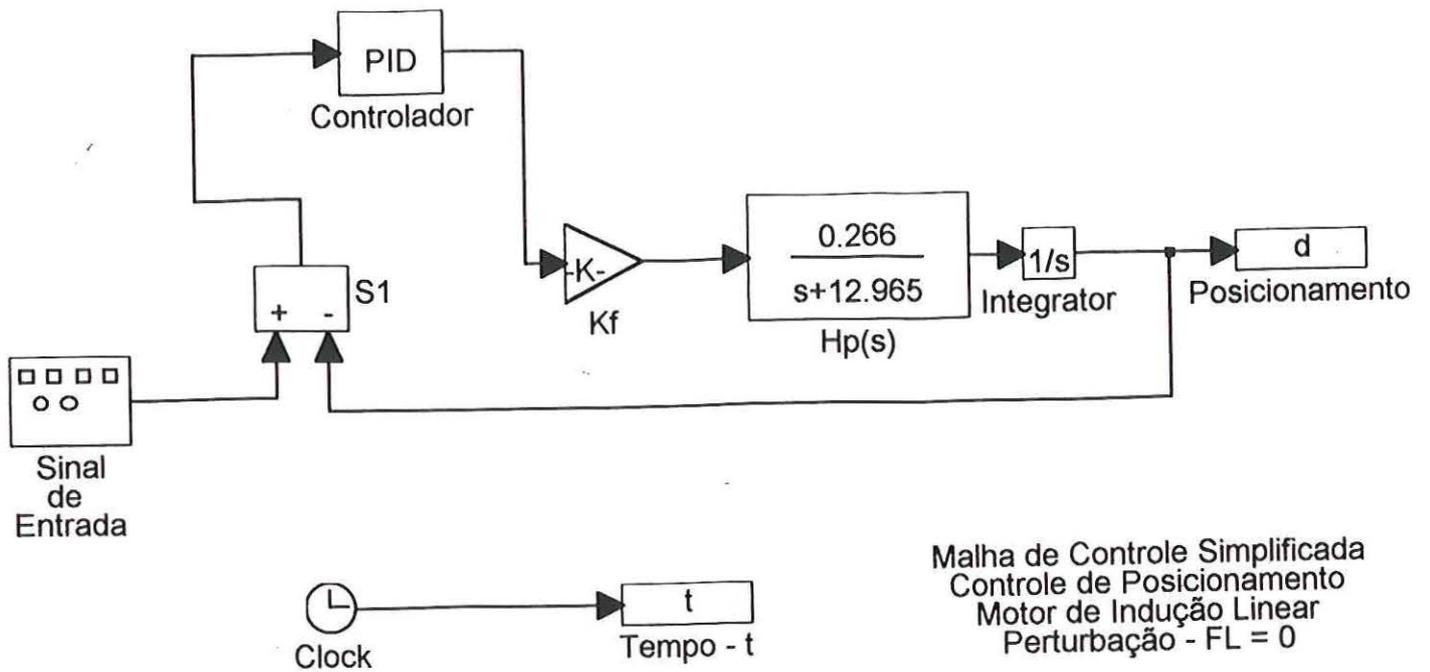


Figura 21 – Sistema de controle de Posicionamento no MIL com Controle PID.

Para obtenção dos parâmetros do controlador PID, fez o teste de entrada em degrau unitário em Malha Aberta na planta que modela o MIL, conforme Figura 22.

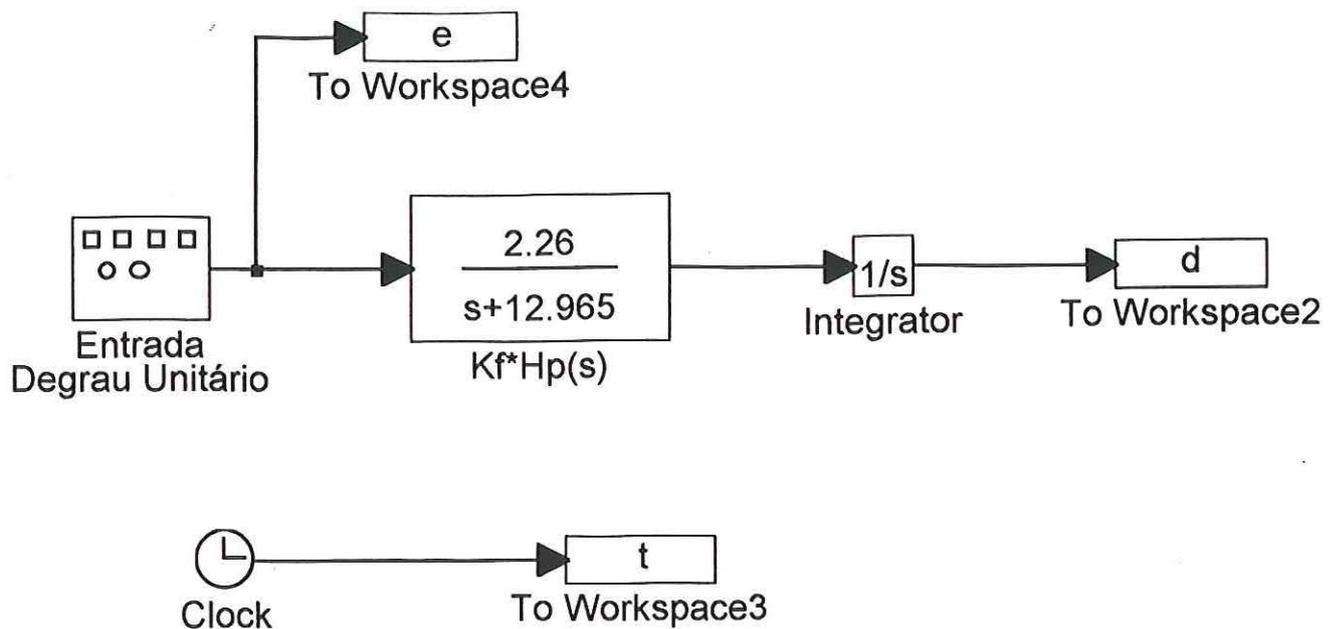


Figura 22 – Teste da planta do MIL em Malha Aberta – Entrada em degrau unitário.

Através do teste em Malha Aberta e utilizando método de Ziegler-Nichols [OGATA, 1993] para sintonia de parâmetros de PID, pôde-se obter os parâmetros do controlador e realizar as simulações do sistema de controle:

- Com referências de entrada – sinal *quadrado*, *senoidal* e *triangular*;
- Sem perturbação (FL zero) e com perturbação (FL diferente de zero);

Os resultados das simulações com controle PID são mostrados a seguir.

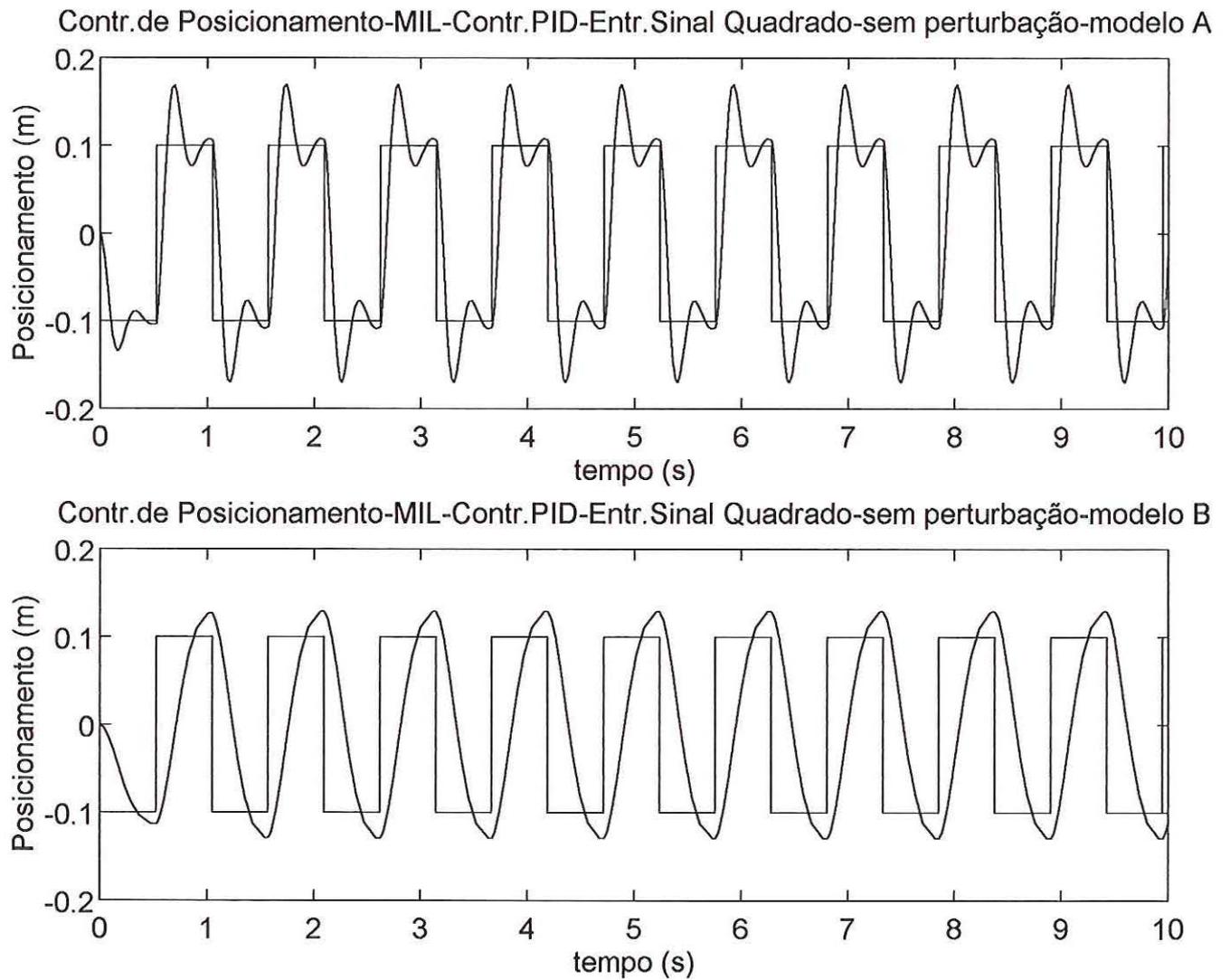


Figura 23 – Posicionamento do MIL – Controle PID – sem perturbação – entrada de sinal quadrado –
MODELO A – MODELO B

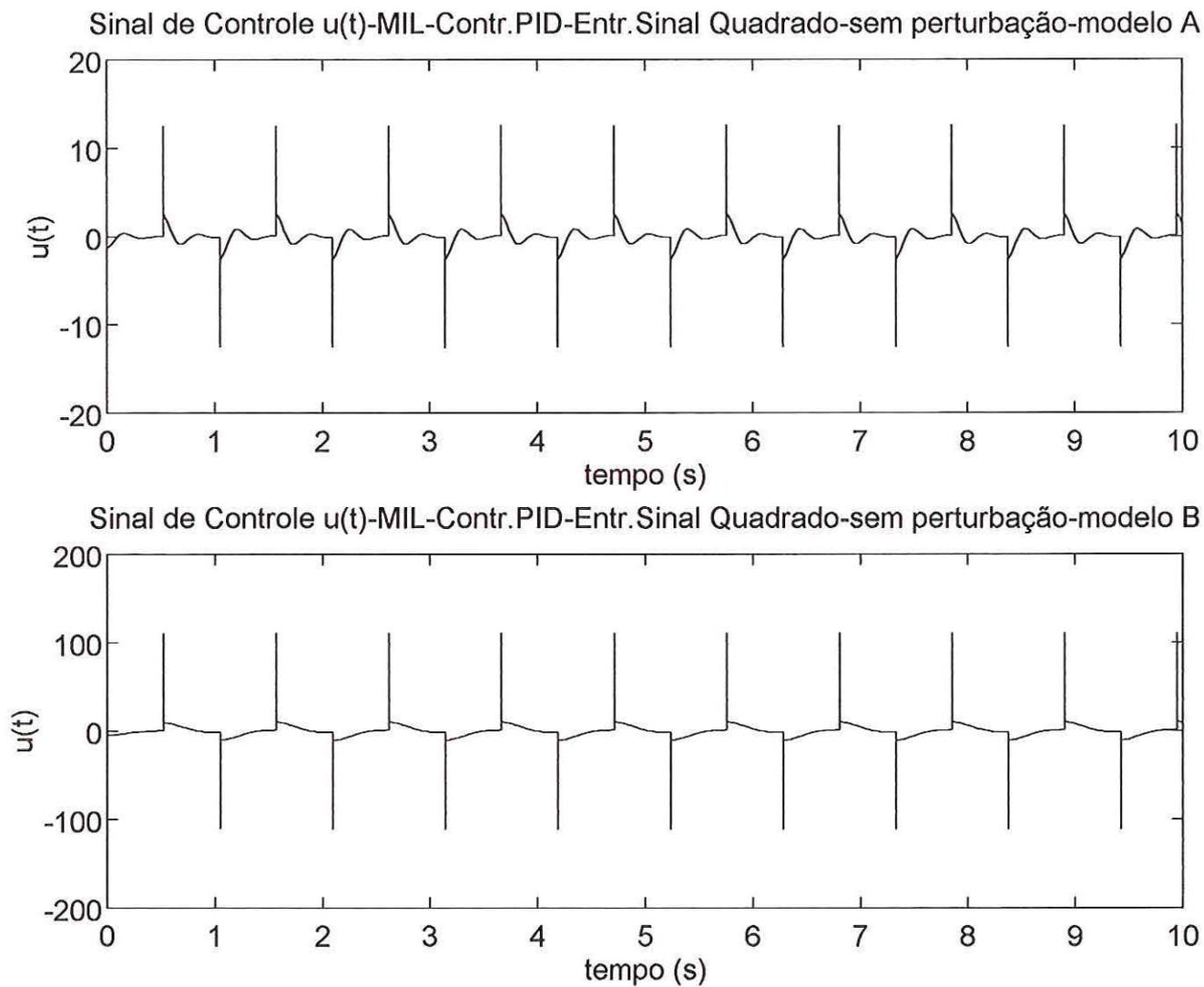


Figura 24 – Sinal de controle $u(t)$ do controlador PID no controle de posicionamento do MIL –
MODELO A – MODELO B

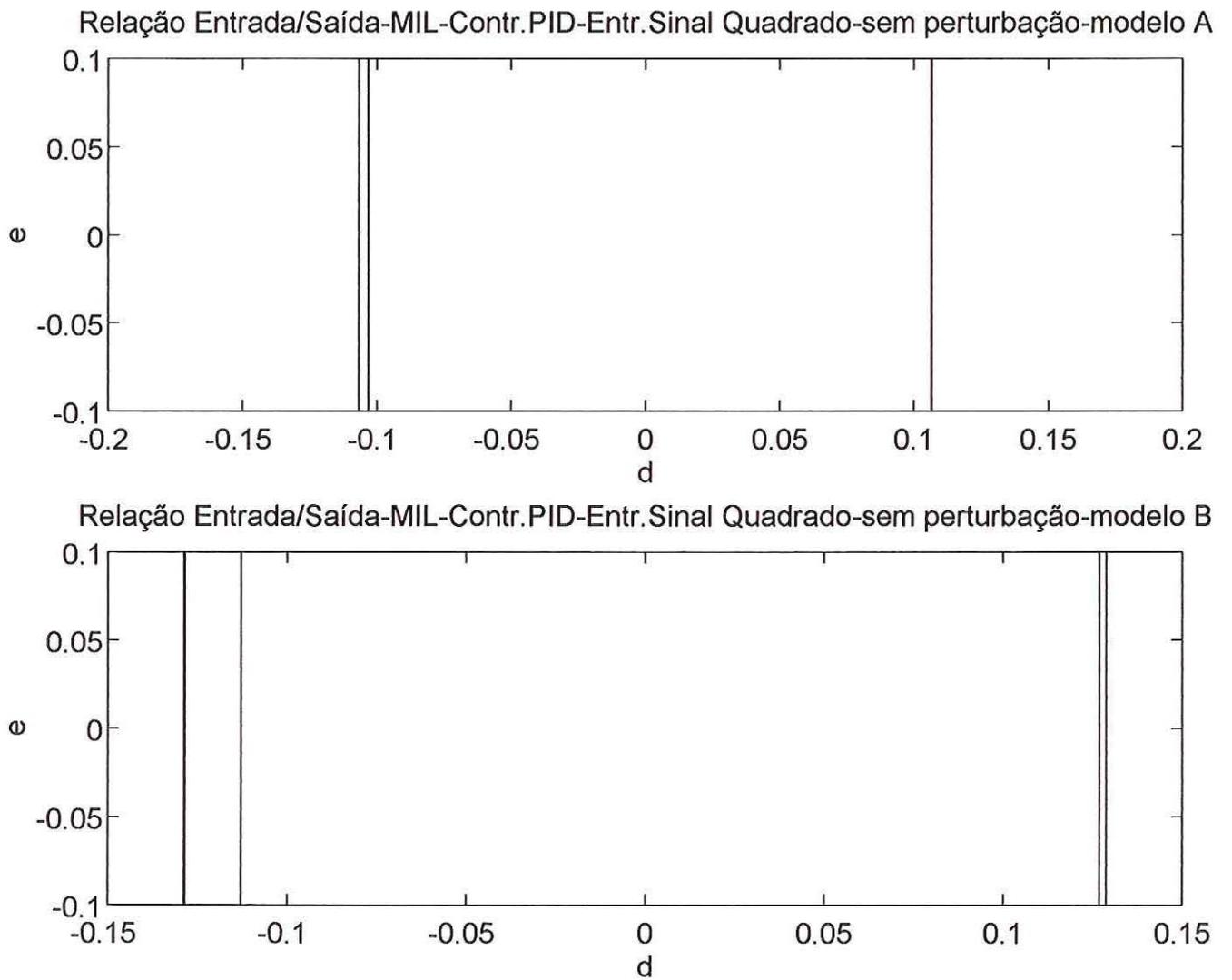


Figura 25 – Relação Entrada / Saída – MODELO A – MODELO B

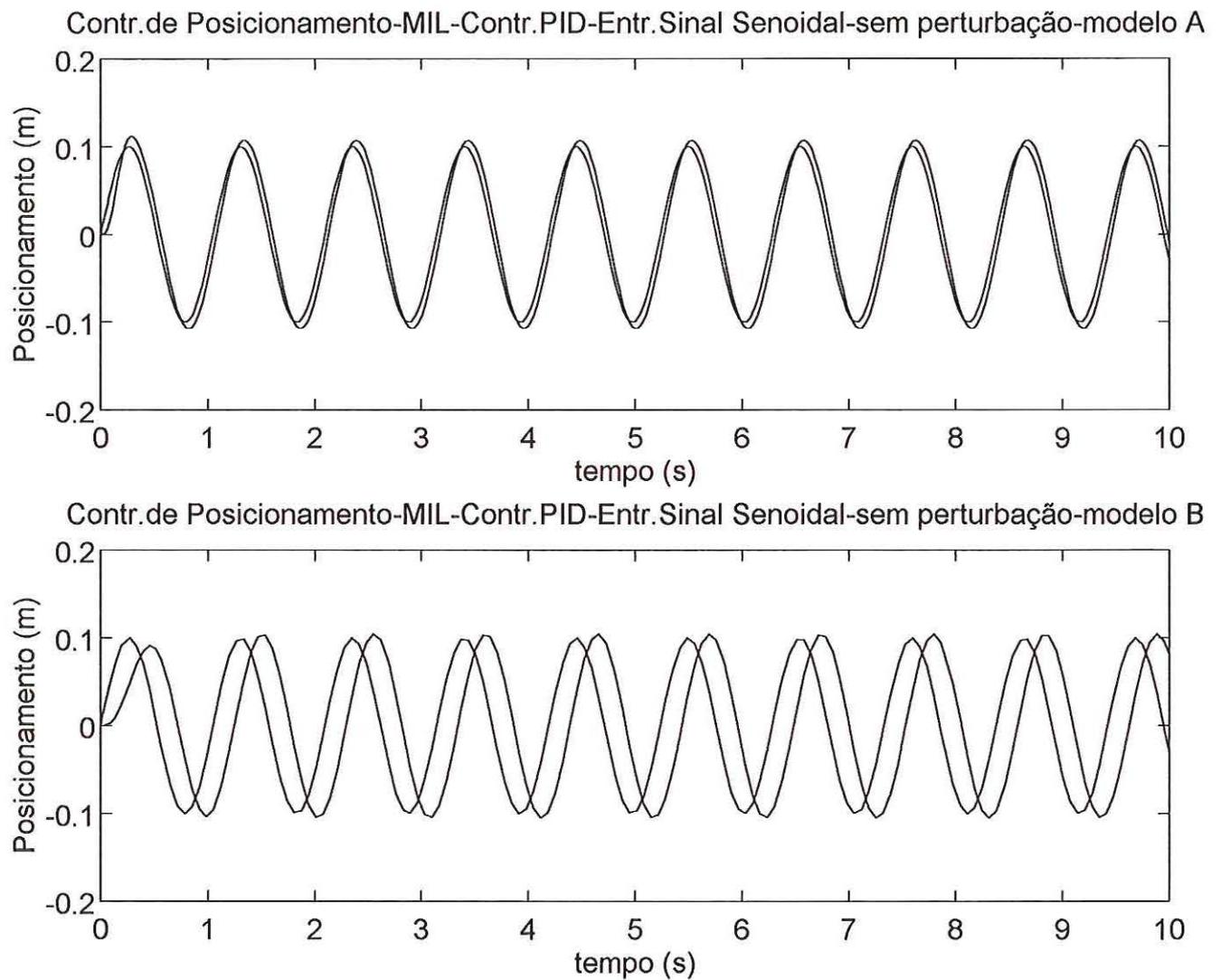


Figura 26 – Posicionamento do MIL – Controle PID – sem perturbação – entrada de sinal senoidal –
MODELO A – MODELO B

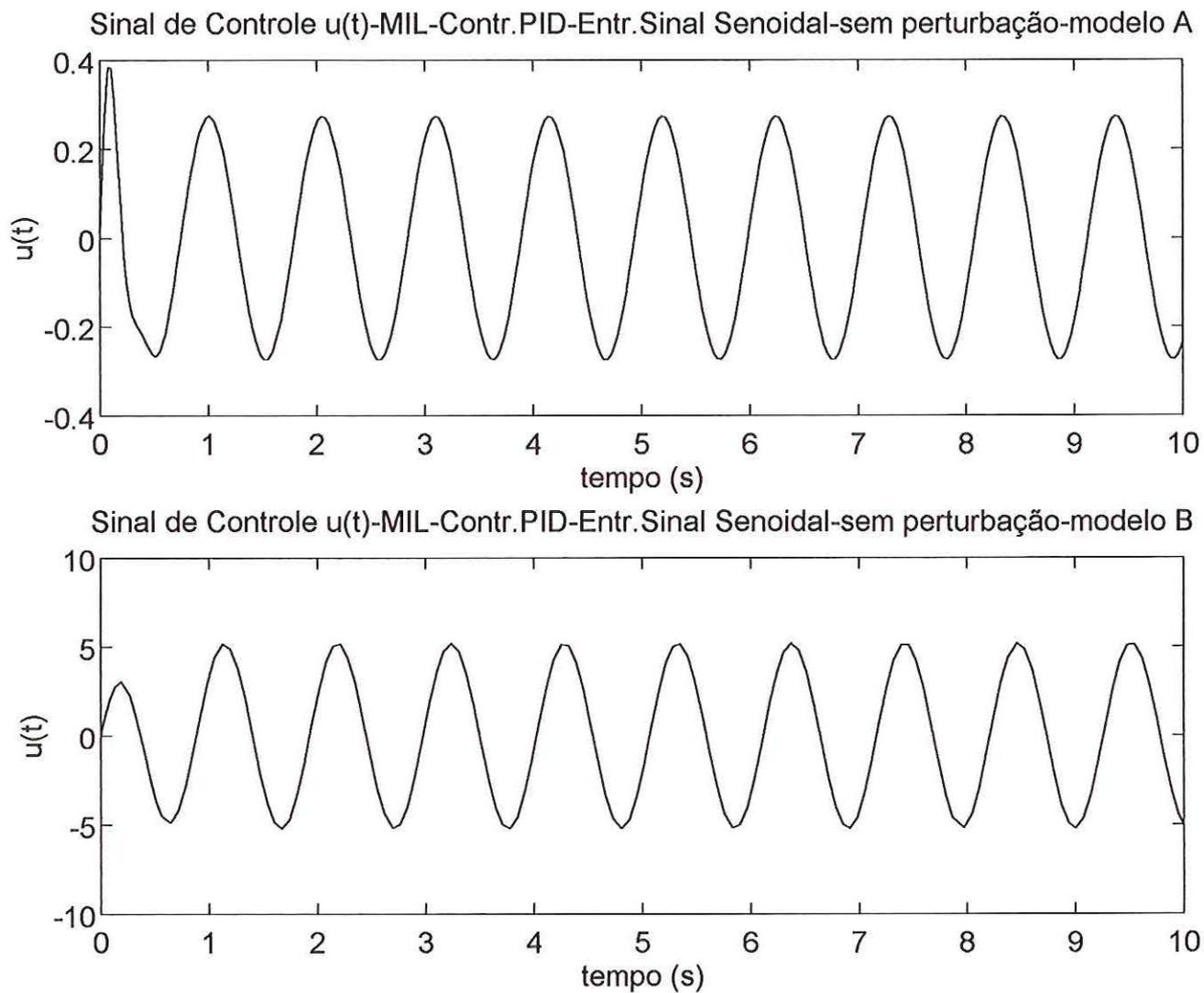


Figura 27 – Sinal de controle $u(t)$ do controlador PID no controle de posicionamento do MIL –
MODELO A – MODELO B

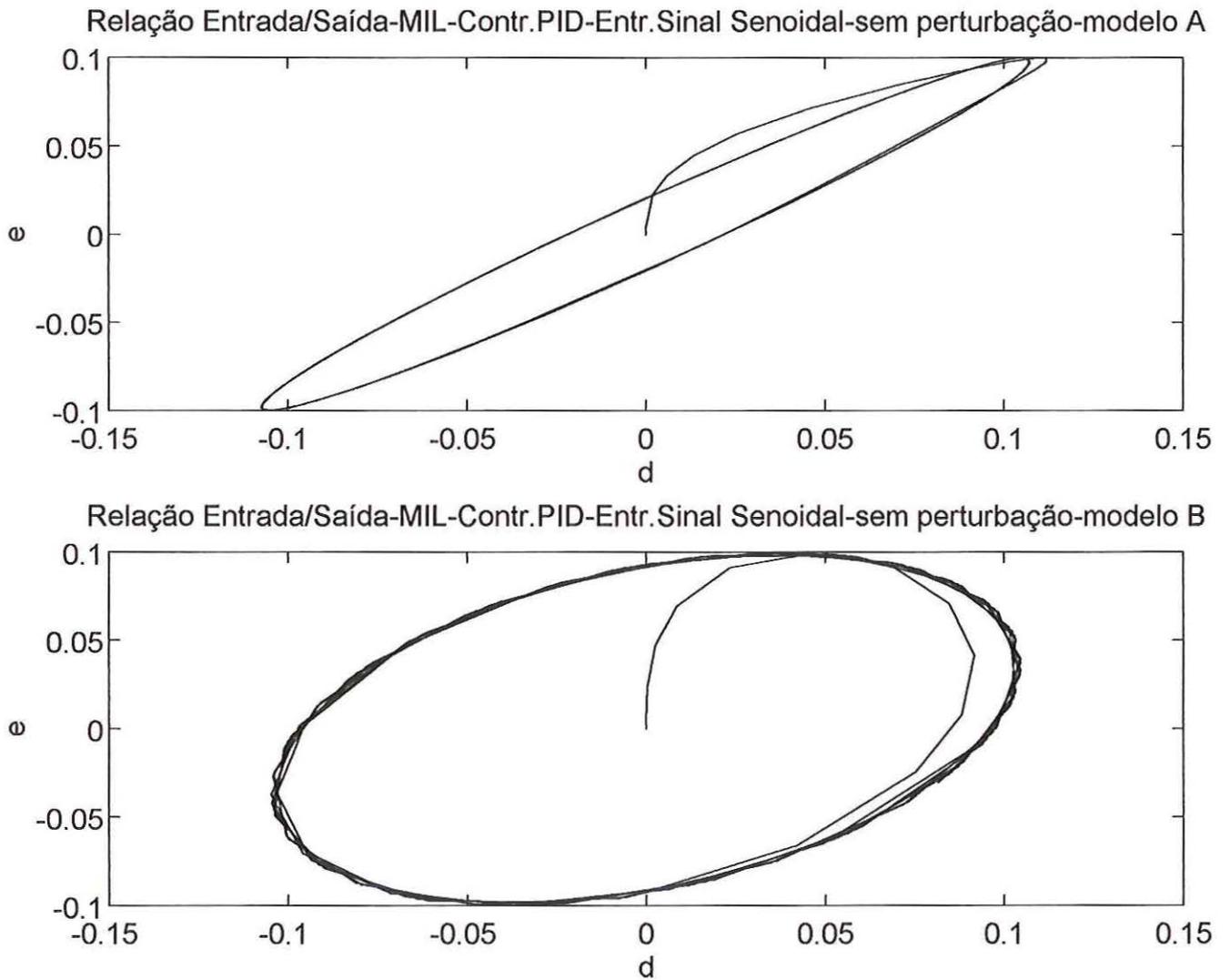


Figura 28 – Relação Entrada / Saída – MODELO A – MODELO B

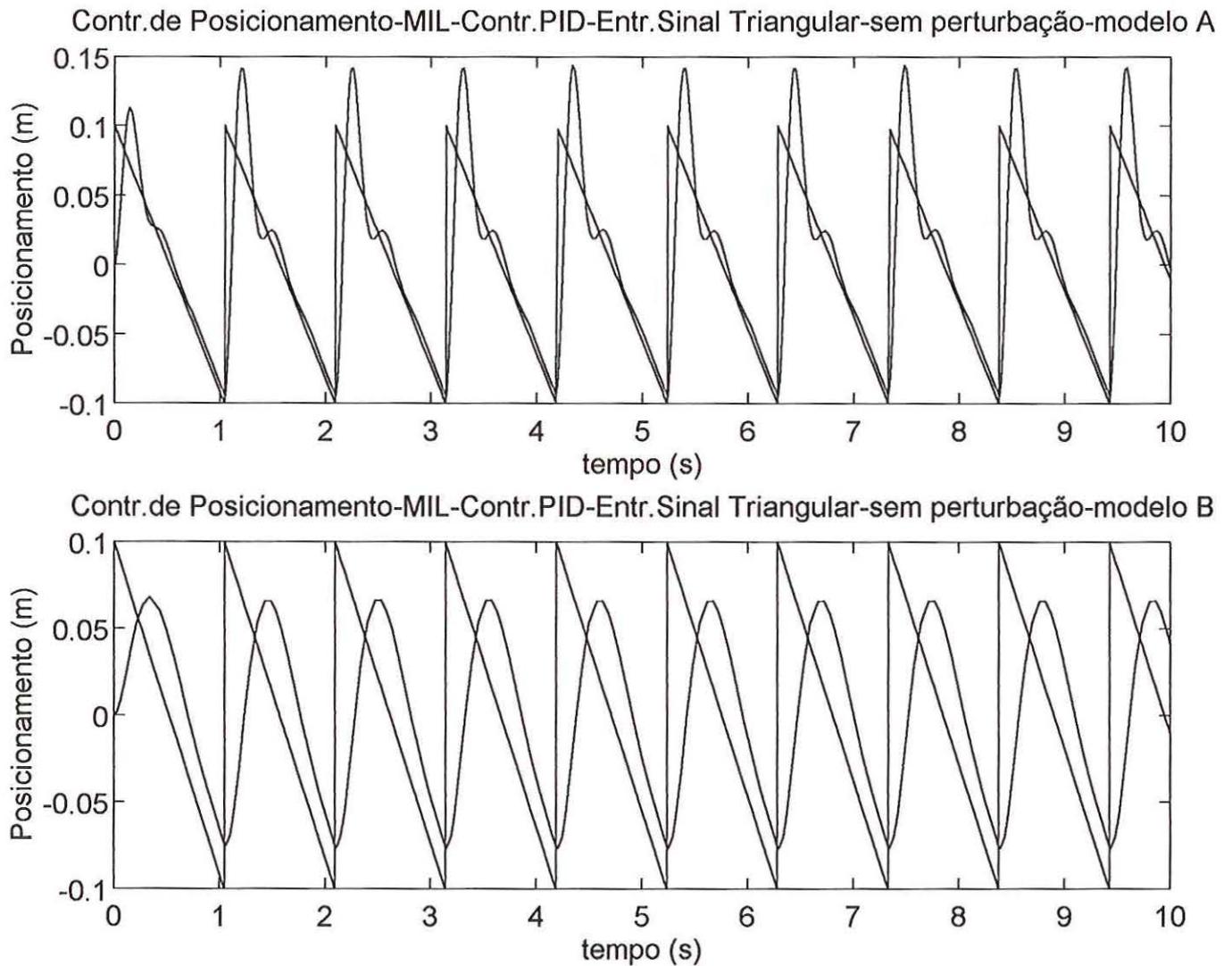


Figura 29 – Posicionamento do MIL – Controle PID – sem perturbação – entrada de sinal triangular –
MODELO A – MODELO B

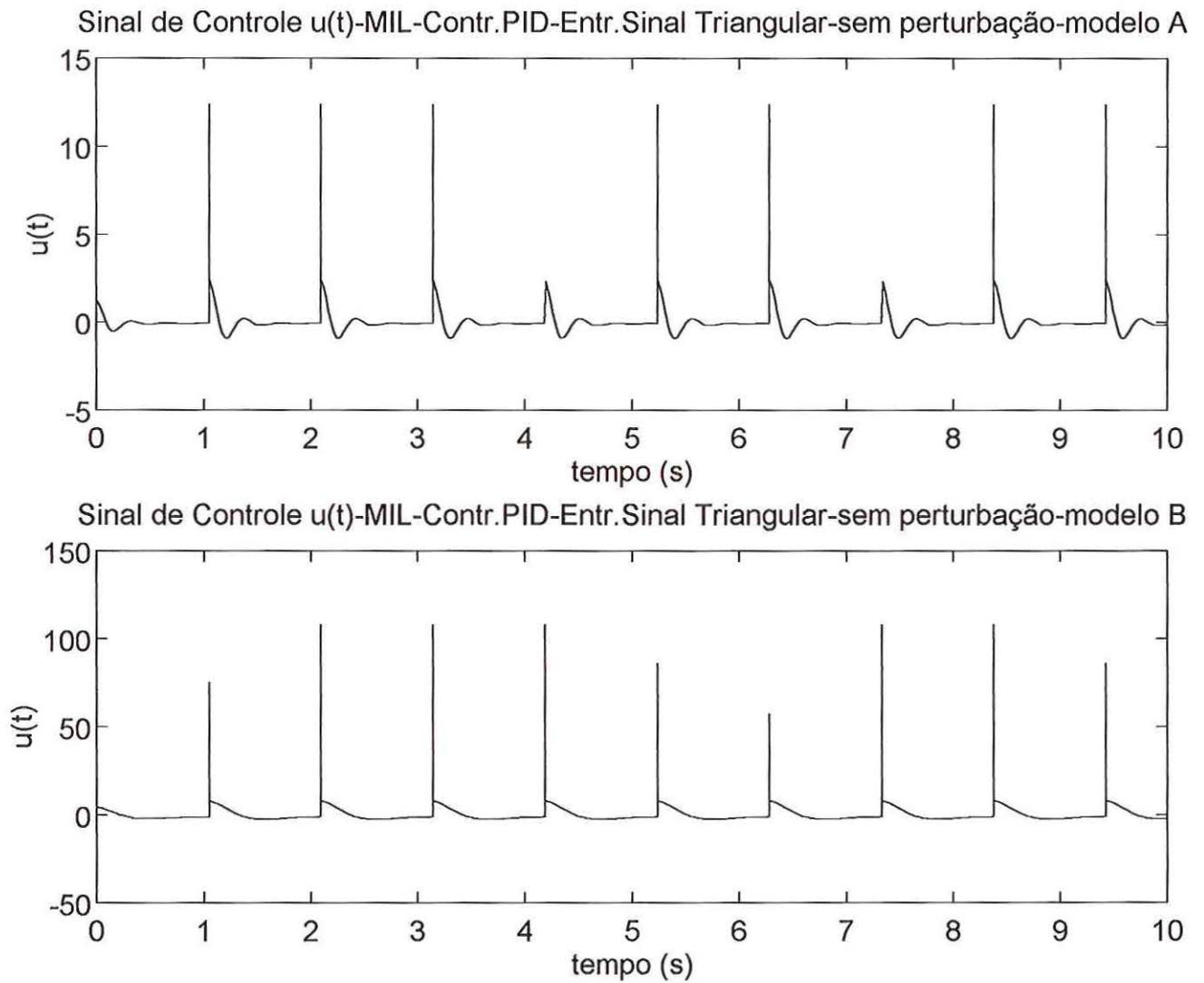


Figura 30 – Sinal de controle $u(t)$ do controlador PID no controle de posicionamento do MIL –
MODELO A – MODELO B

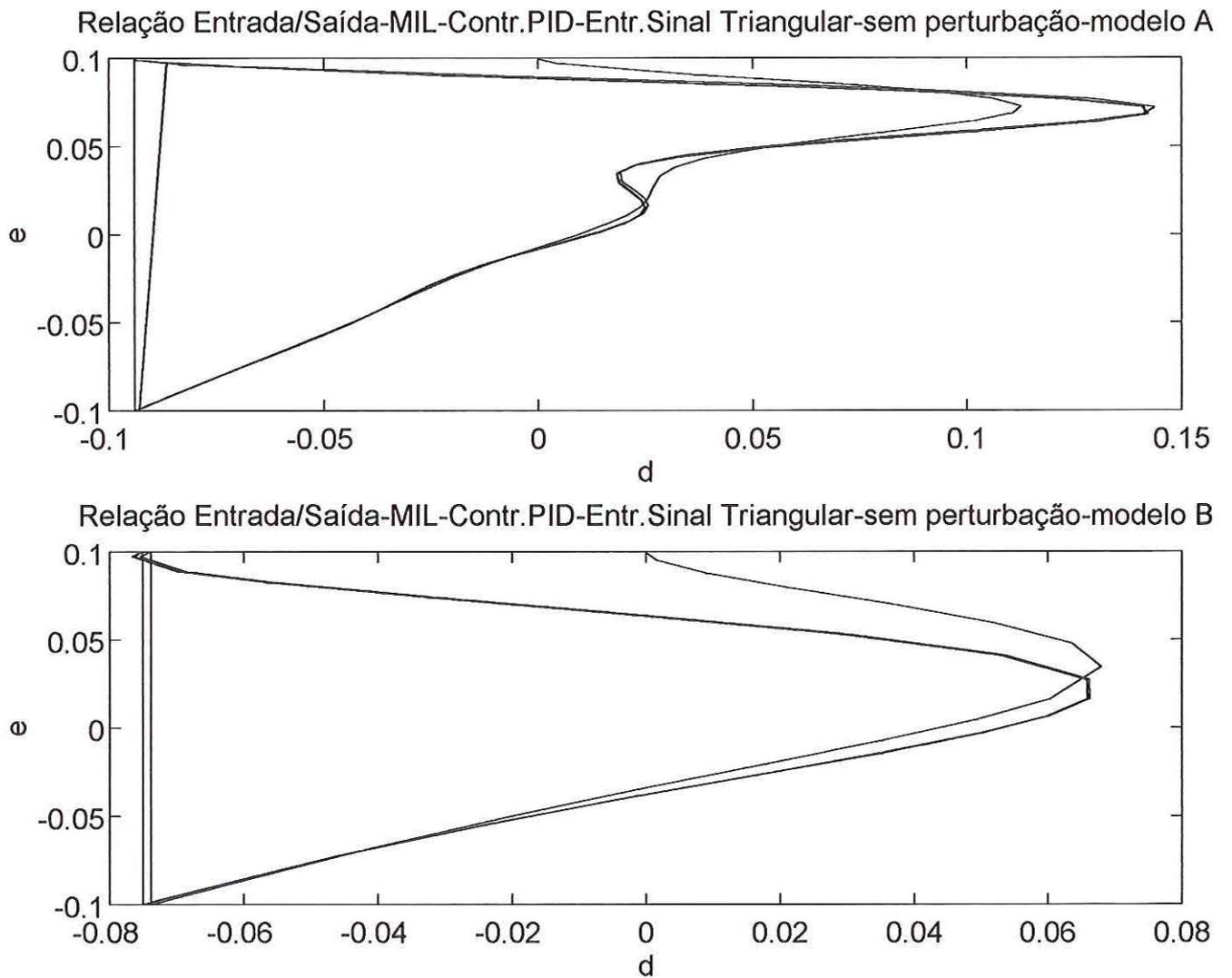
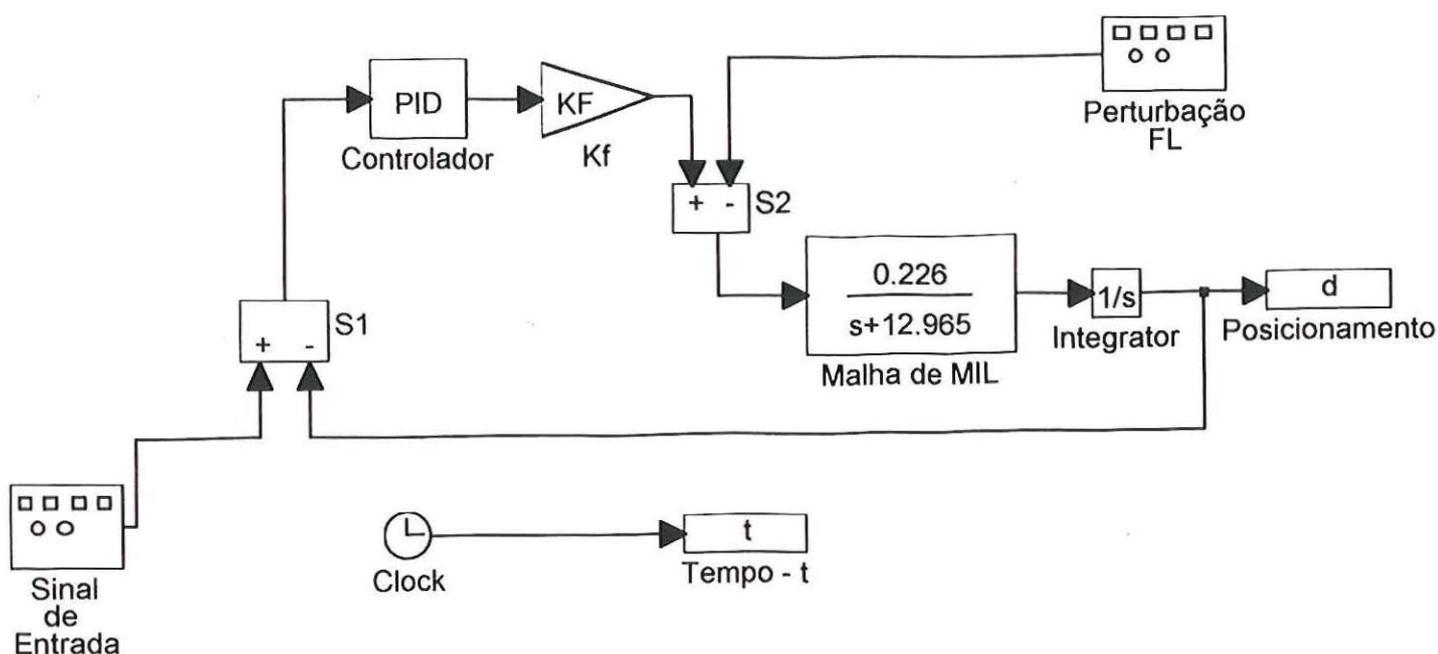


Figura 31 – Relação Entrada / Saída – MODELO A – MODELO B

Verifica-se na Figura 32 a seguir o esquema da malha de controle de posicionamento do MIL utilizando controlador PID, porém agora com influência de perturbação FL.



Malha de Controle Simplificada
 Controle de Posicionamento
 Motor de Indução Linear
 Controle PID - Com Perturbação FL

Figura 32 – Sistema de controle de Posicionamento no MIL com Controle PID e perturbação FL

Foram realizadas várias simulações para vários valores de FL para perceber que para valores de FL pequenos – de amplitude menor ou igual à amplitude do sinal de referência – o sistema de controle PID consegue fazer com que o posicionamento do MIL ocorra, com resultados bem semelhantes aos resultados mostrados anteriormente nas simulações sem perturbação, mesmo sendo o sinal de perturbação FL um sinal aleatório. Porém, quando FL se torna maior, o sistema PID já não controla de modo nada adequado e

os resultados mostram que o sistema de controle PID não está apto a rejeitar sinais de perturbação a não ser que eles sejam bem pequenos. Observando os resultados a seguir, pode-se constatar o descrito.

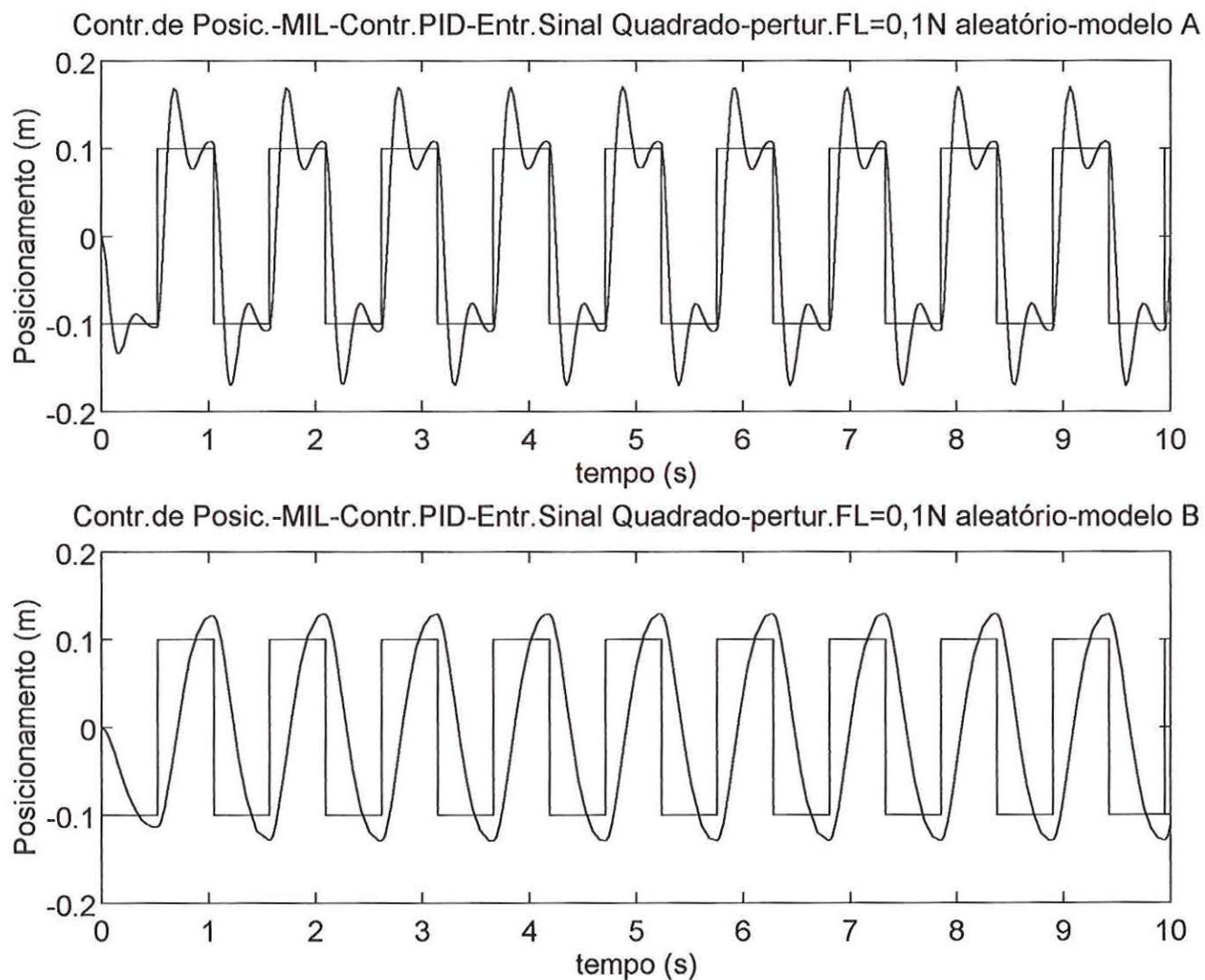


Figura 33 – Posicionamento do MIL – Controle PID – Perturbação $FL=0,1N$ aleatório – sinal quadrado –
MODELO A – MODELO B

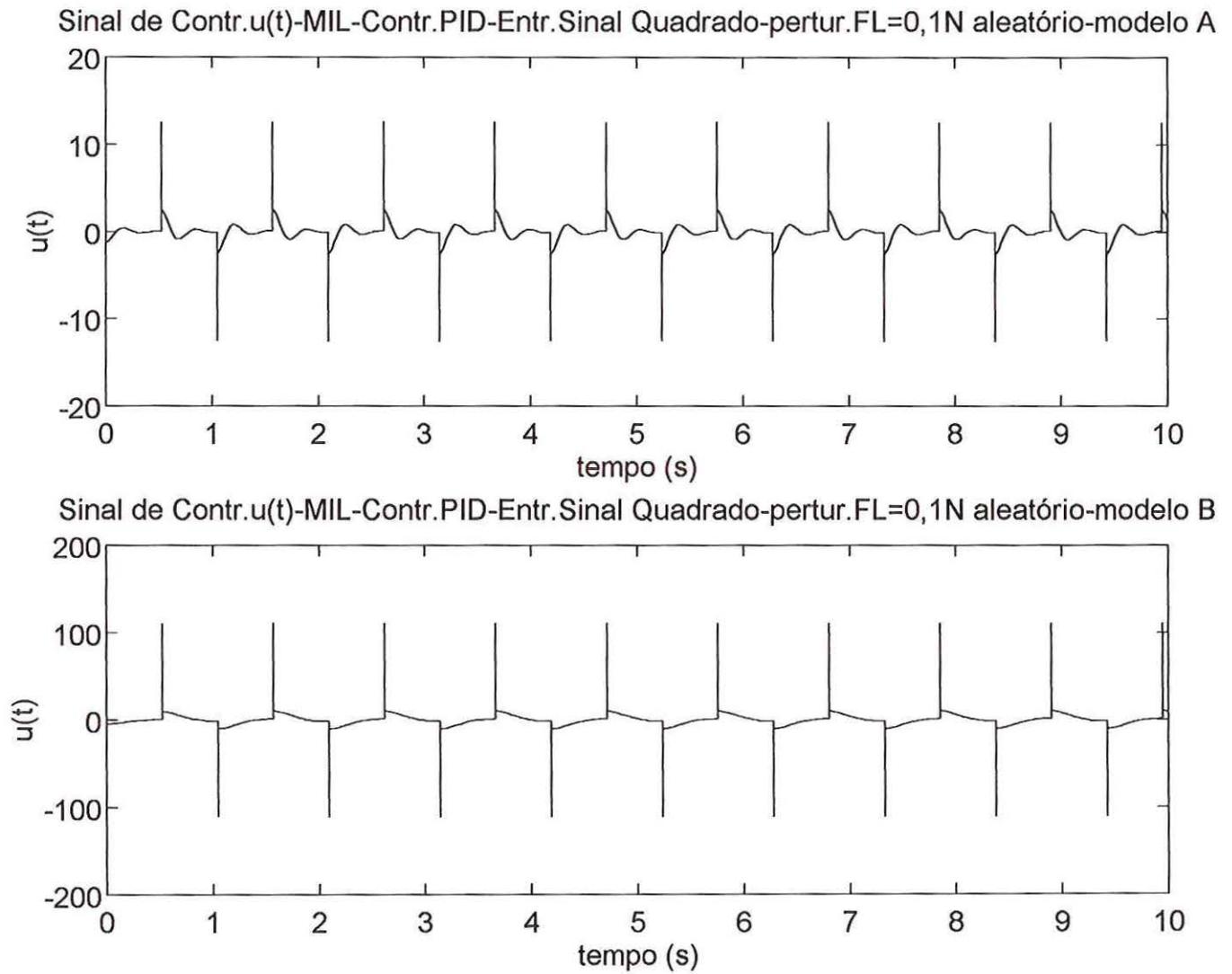


Figura 34 – Sinal de Controle $u(t)$ – PID – Perturbação FL = 0,1N aleatório – sinal quadrado –
MODELO A – MODELO B

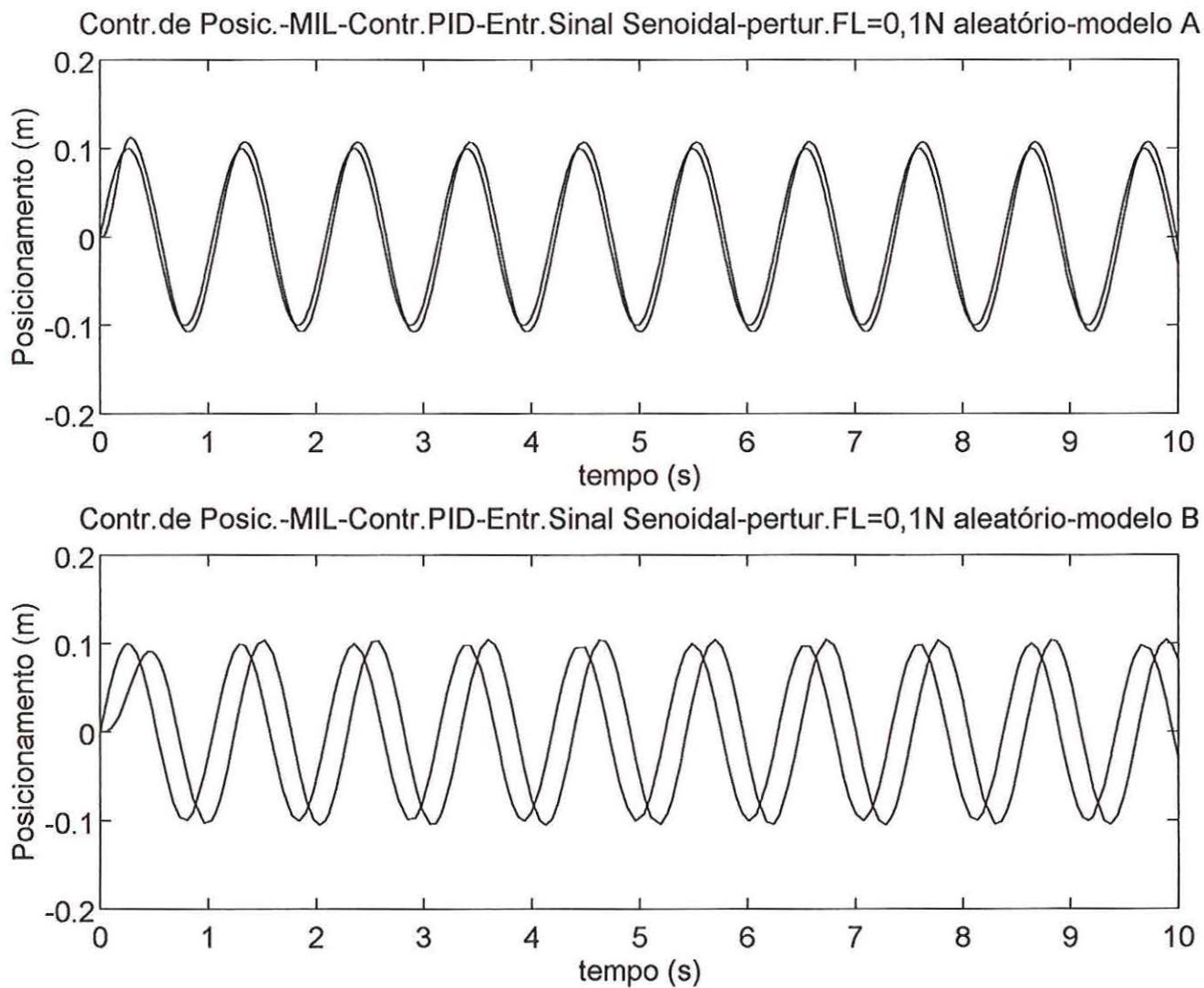


Figura 35 – Posicionamento do MIL – Controle PID – Perturbação FL = 0,1N aleatório – sinal senoidal –
MODELO A – MODELO B

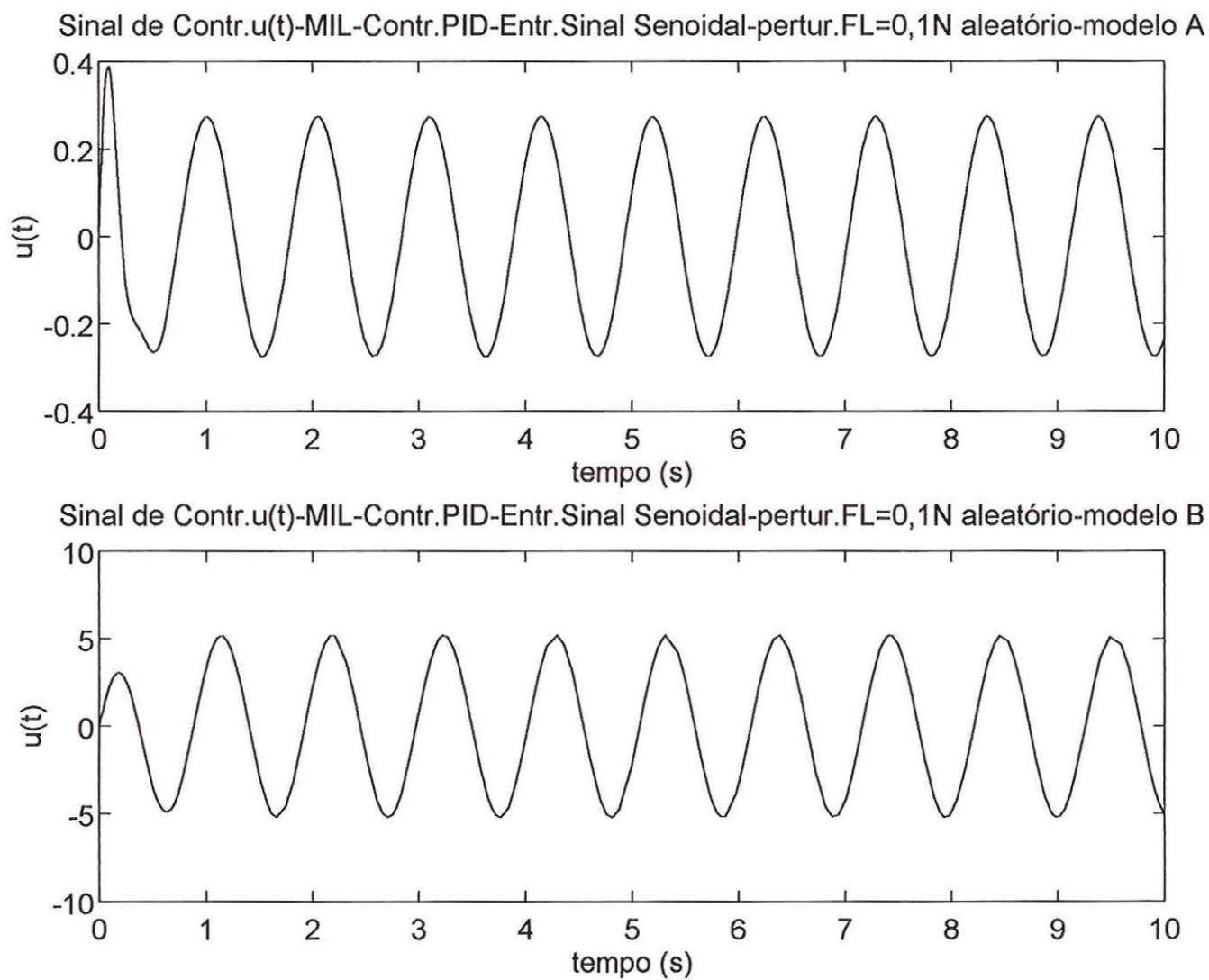


Figura 36 – Sinal de Controle $u(t)$ – PID – Perturbação $FL = 0,1N$ aleatório – sinal senoidal
MODELO A – MODELO B

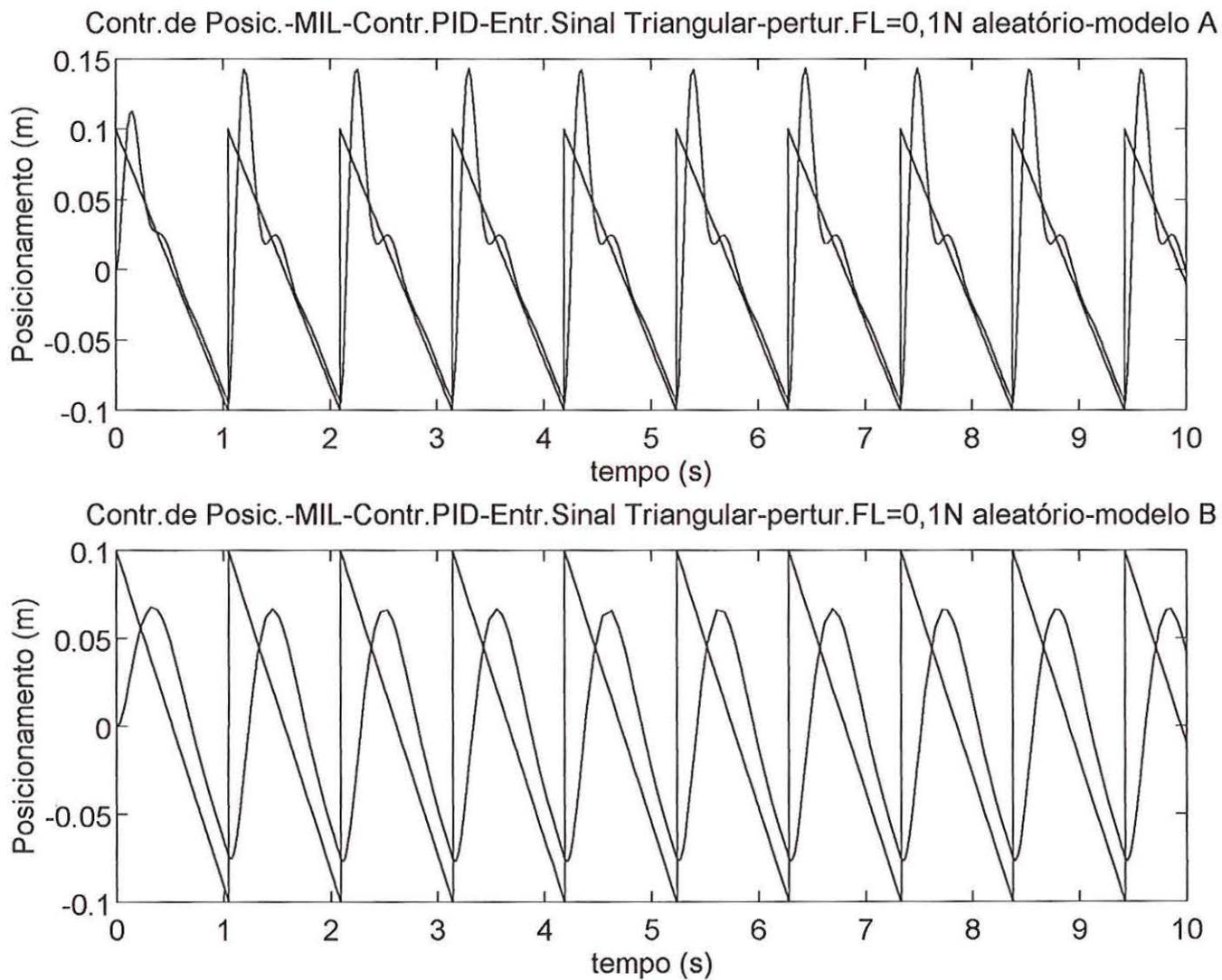


Figura 37 – Posicionamento do MIL – Controle PID – Perturbação FL = 0,1N aleatório – sinal triangular –
MODELO A – MODELO B

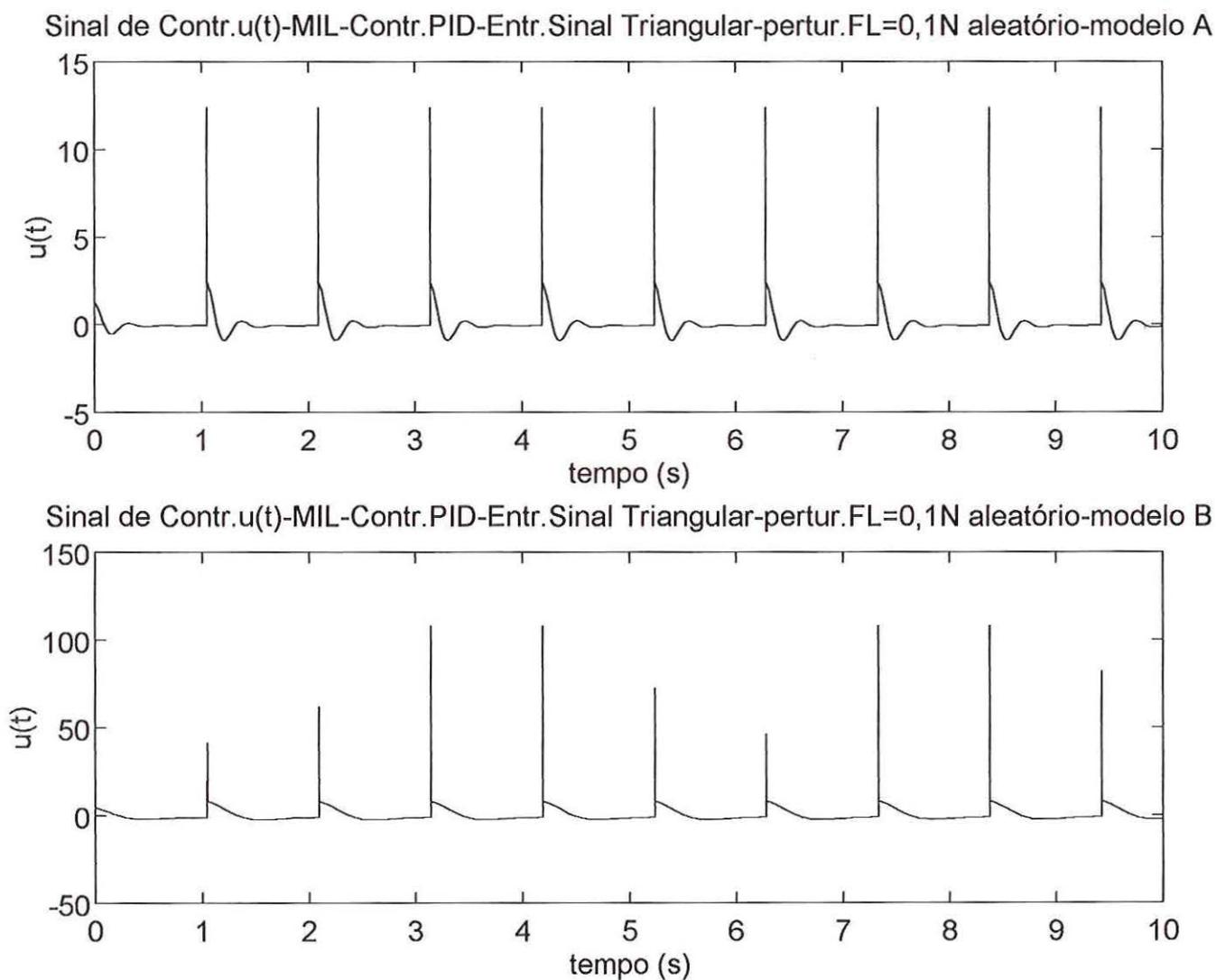


Figura 38 – Sinal de Controle $u(t)$ – PID – Perturbação FL = 0,1N aleatório – sinal triangular –
MODELO A – MODELO B

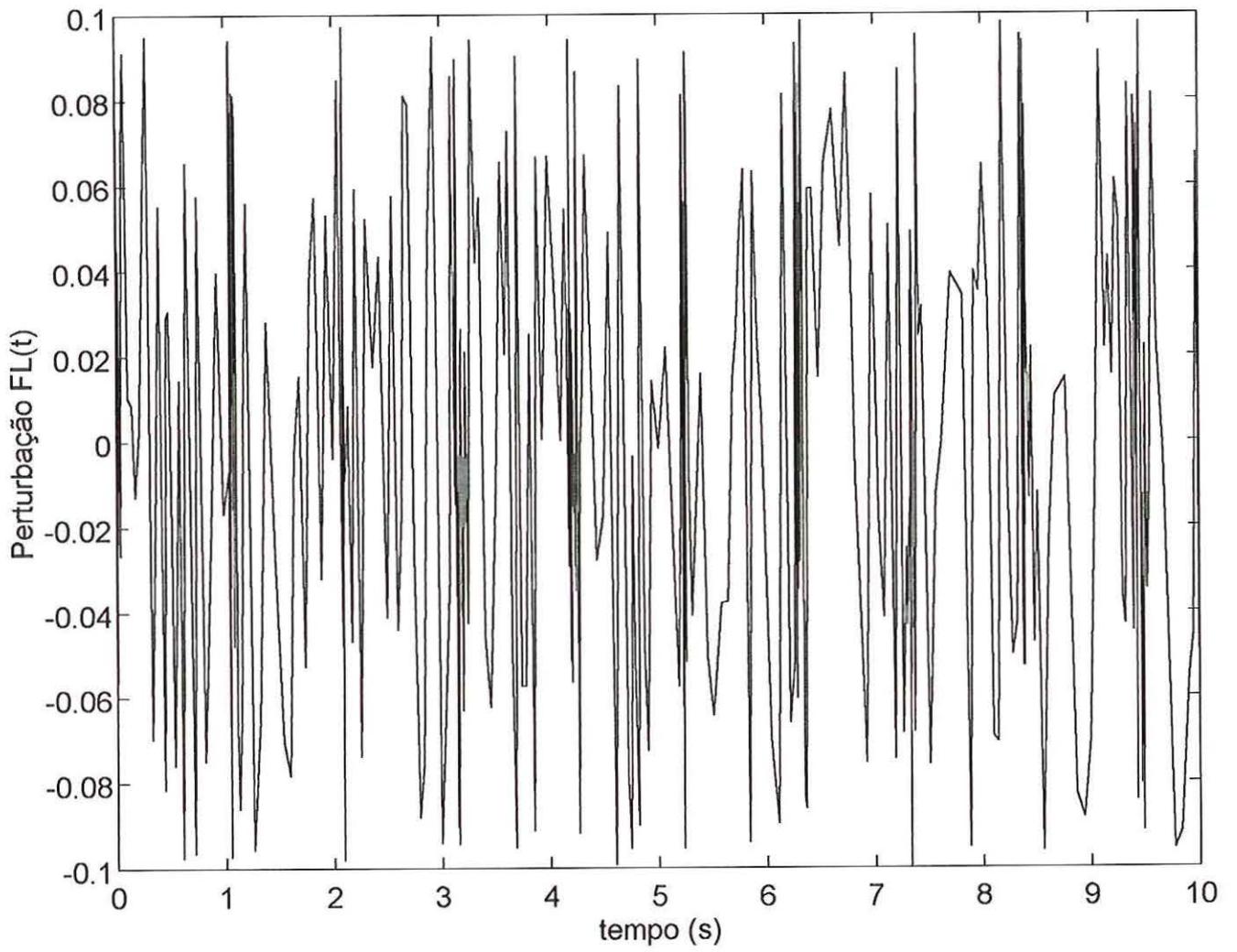


Figura 39 – Sinal de Perturbação aleatória $FL = 0,1N$.

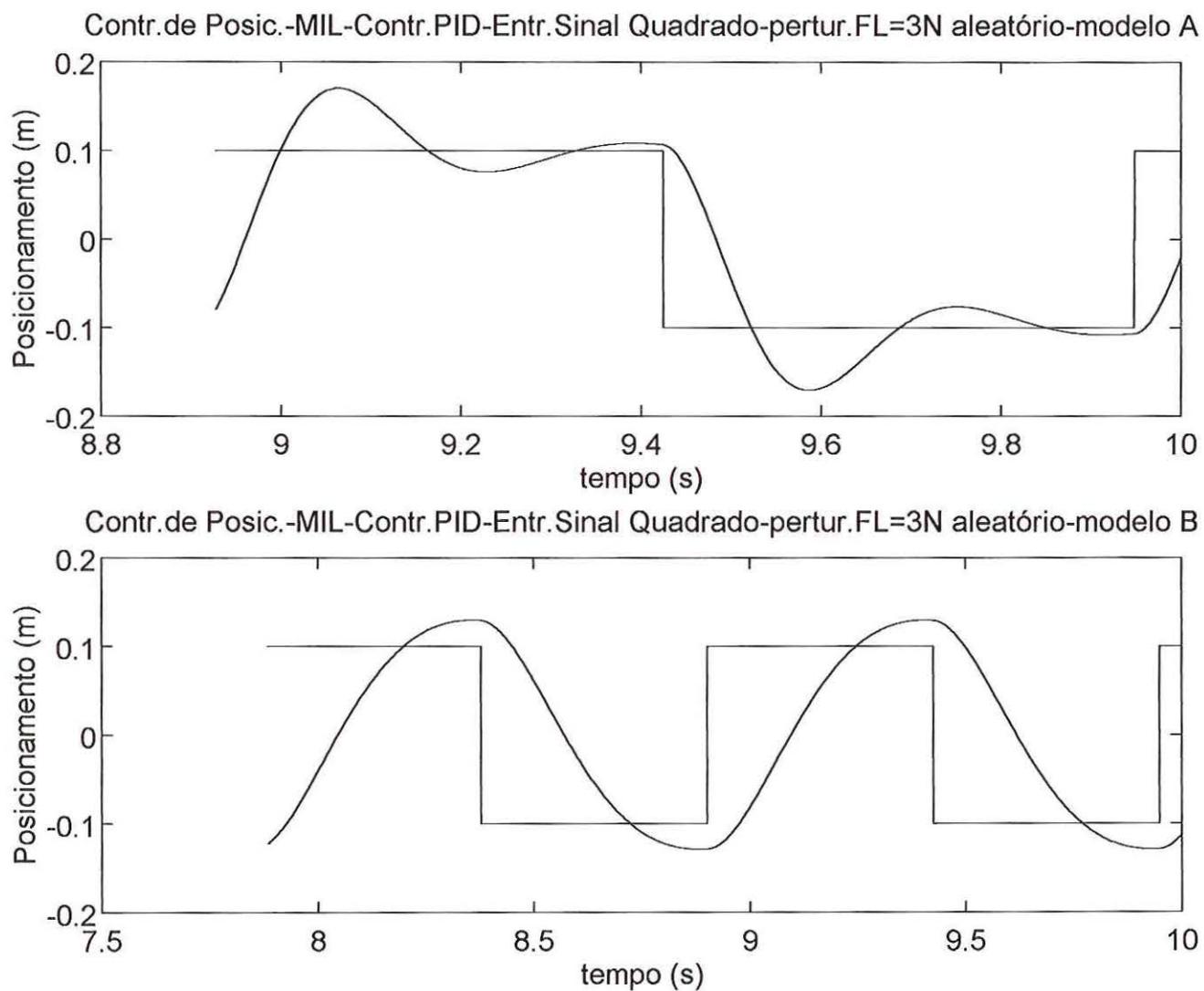


Figura 40 – Posicionamento do MIL – Controle PID – Perturbação FL = 3N aleatório – sinal quadrado –
MODELO A – MODELO B

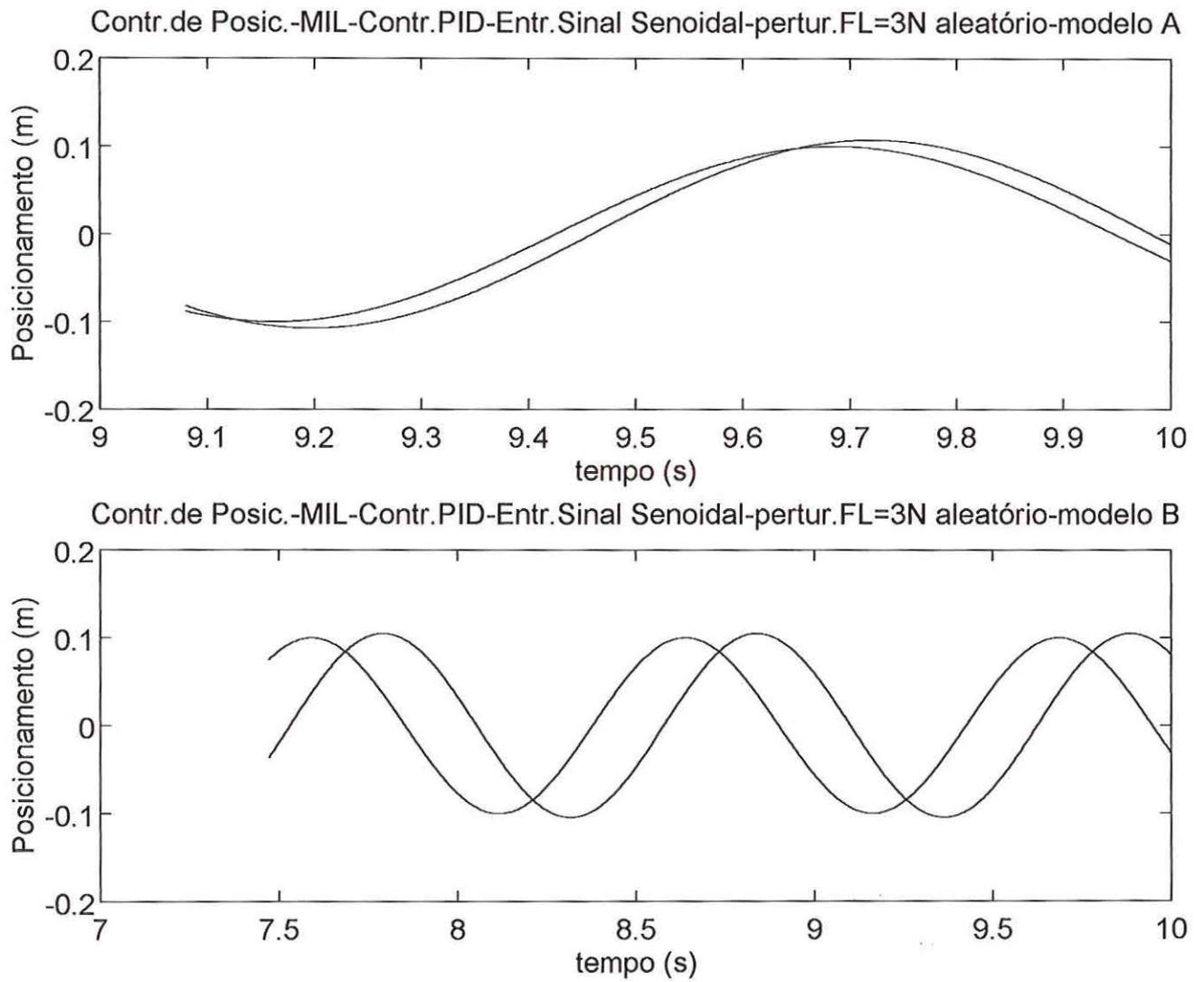


Figura 41 – Posicionamento do MIL – Controle PID – Perturbação FL = 3N aleatório – sinal senoidal –
MODELO A – MODELO B

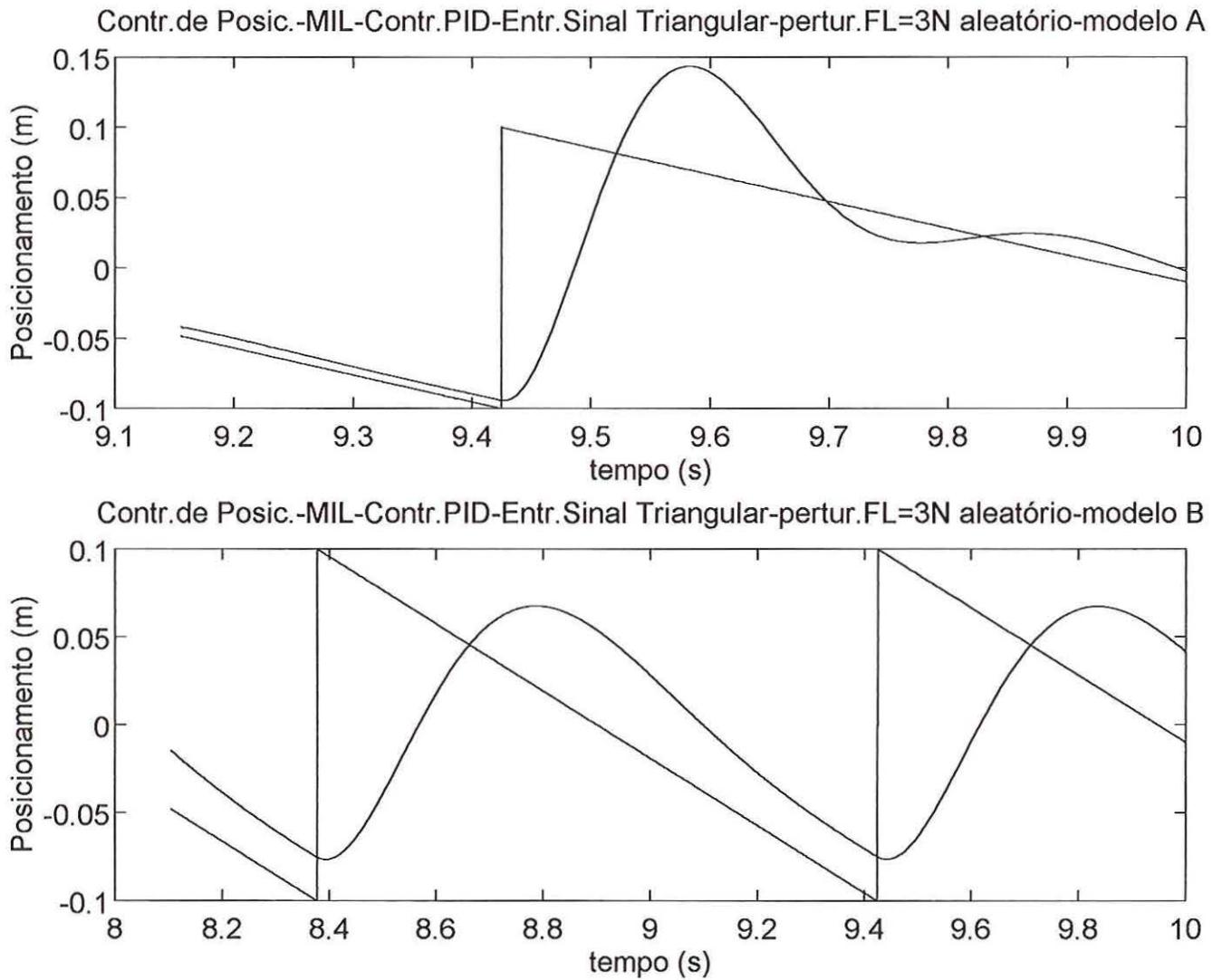


Figura 42 – Posicionamento do MIL – Controle PID – Perturbação FL = 3N aleatório – sinal triangular –
MODELO A – MODELO B

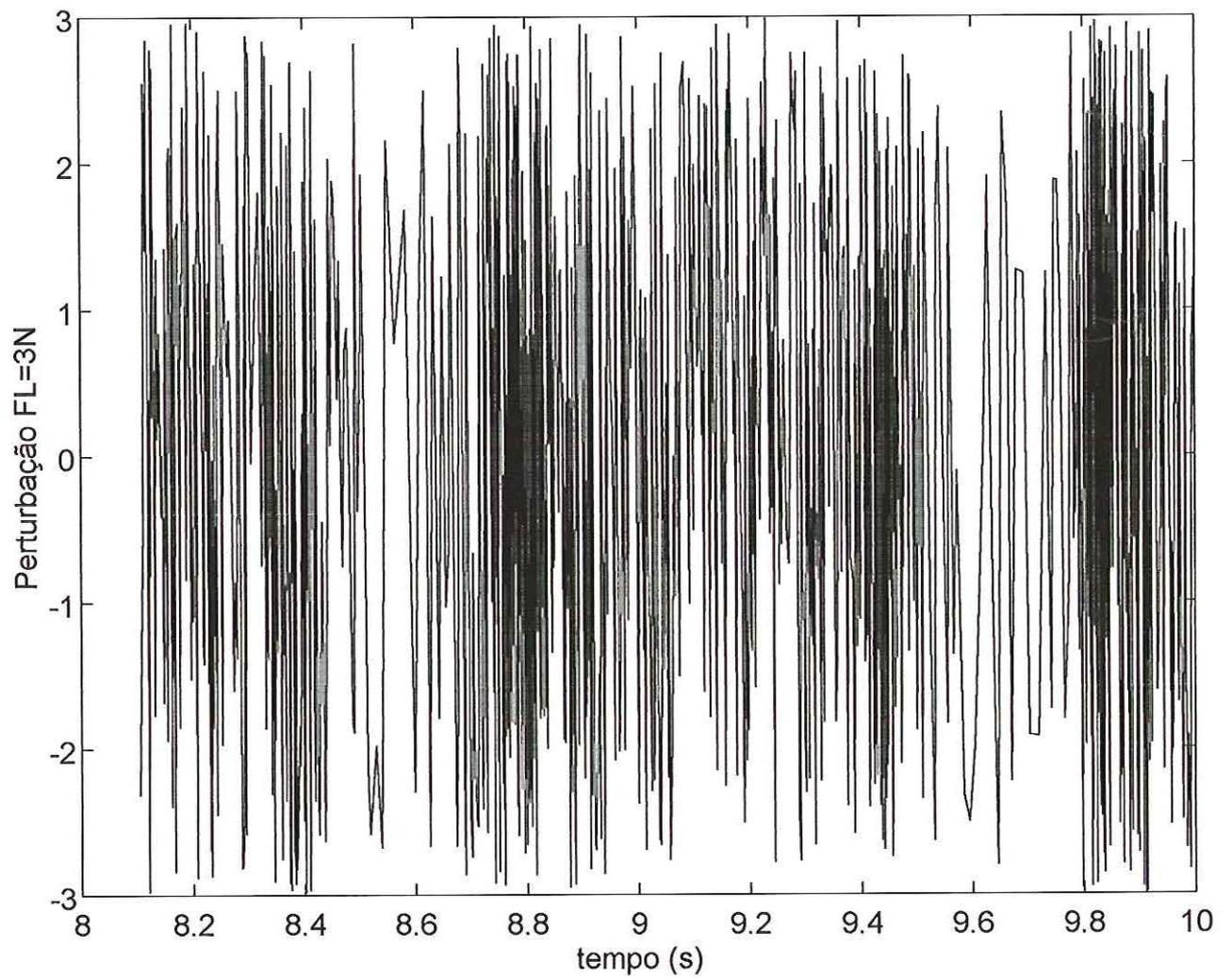


Figura 43 – Perturbação $FL = 3N$ aleatório.

3.3.2 CONTROLE *PI FEEDFORWARD*

O sistema de controle *PI feedforward* consiste basicamente em realizar um controlador proporcional integrativo – eis o nome PI – e realizar uma alimentação *positiva* a partir do sinal de entrada. Esta alimentação *positiva* é o chamado controlador *feedforward* (alimentação em avanço) e é dada por:

$$FC(s) = s \{K_f H_p(s)\}^{-1} \quad (73)$$

(74)

$$FC(s) = \frac{s(s+a)}{K_f b}$$

A Equação 74 representa a equação do controlador *feedforward* no domínio da frequência.

Para a determinação dos parâmetros do controlador PI, tem-se as seguintes características de controle:

(75)

$$\frac{d(s)}{d^*(s)} \Big|_{FL=0} = \frac{K_s K_I K_f b}{s^3 + (a + K_p K_f b)s^2 + K_I K_f b s + K_s K_I K_f b} =$$

$$= \frac{\Delta}{s + \mu_1} + \frac{h_2}{s + \mu_s} + \frac{h_3}{s + \mu_3}$$

onde os parâmetros K_s , K_I e K_P são determinantes do controlador PI. Se os parâmetros desconhecidos μ_1 , μ_2 , μ_3 , h_1 , h_2 e h_3 forem determinados e resolvidos de acordo com as especificações de comportamento de controle, estes determinam o controlador PI, através das relações

$$K_P = (\mu_1 + \mu_2 + \mu_3 - a) / (K_f \cdot b) \quad (76)$$

$$K_I = (\mu_1 \cdot \mu_2 + \mu_2 \cdot \mu_3 + \mu_3 \cdot \mu_1) / (K_f \cdot b) \quad (77)$$

$$K_S = (\mu_1 \cdot \mu_2 \cdot \mu_3) / (K_I \cdot K_f \cdot b) \quad (78)$$

Somente do levantamento destes parâmetros do controlador PI, já é possível estabelecer um controlador. Porém, como verificado no controle PID anteriormente, este sistema de controle (proporcional-integrativo-derivativo e seus derivados) não apresenta comportamento adequado no que se requer de um controle de posicionamento. Portanto, escolhe-se realizar um controle PI, porém com alimentação *feedforward*, de acordo com o bloco de controle estabelecido na Equação 74.

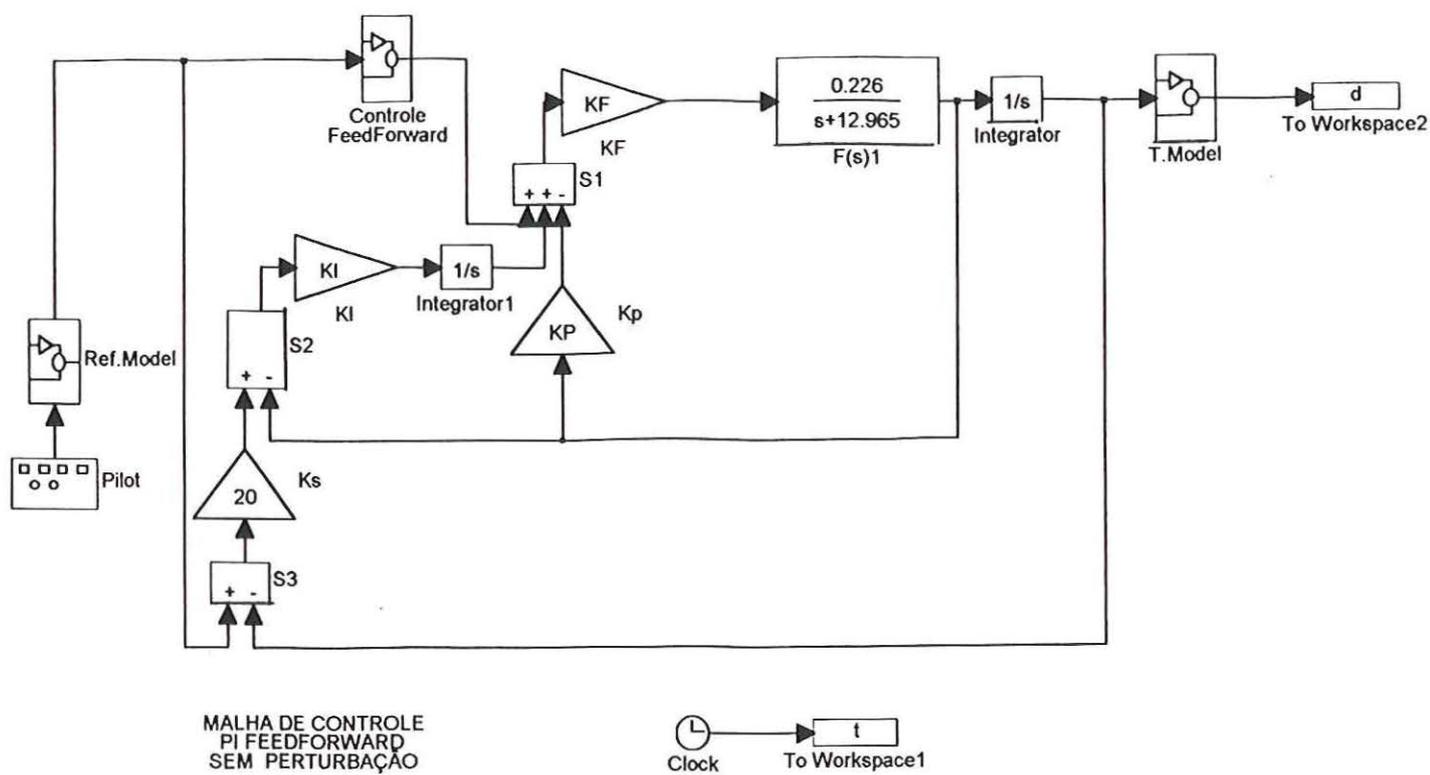


Figura 44 – Sistema de controle de posicionamento – controle PI *feedforward*.

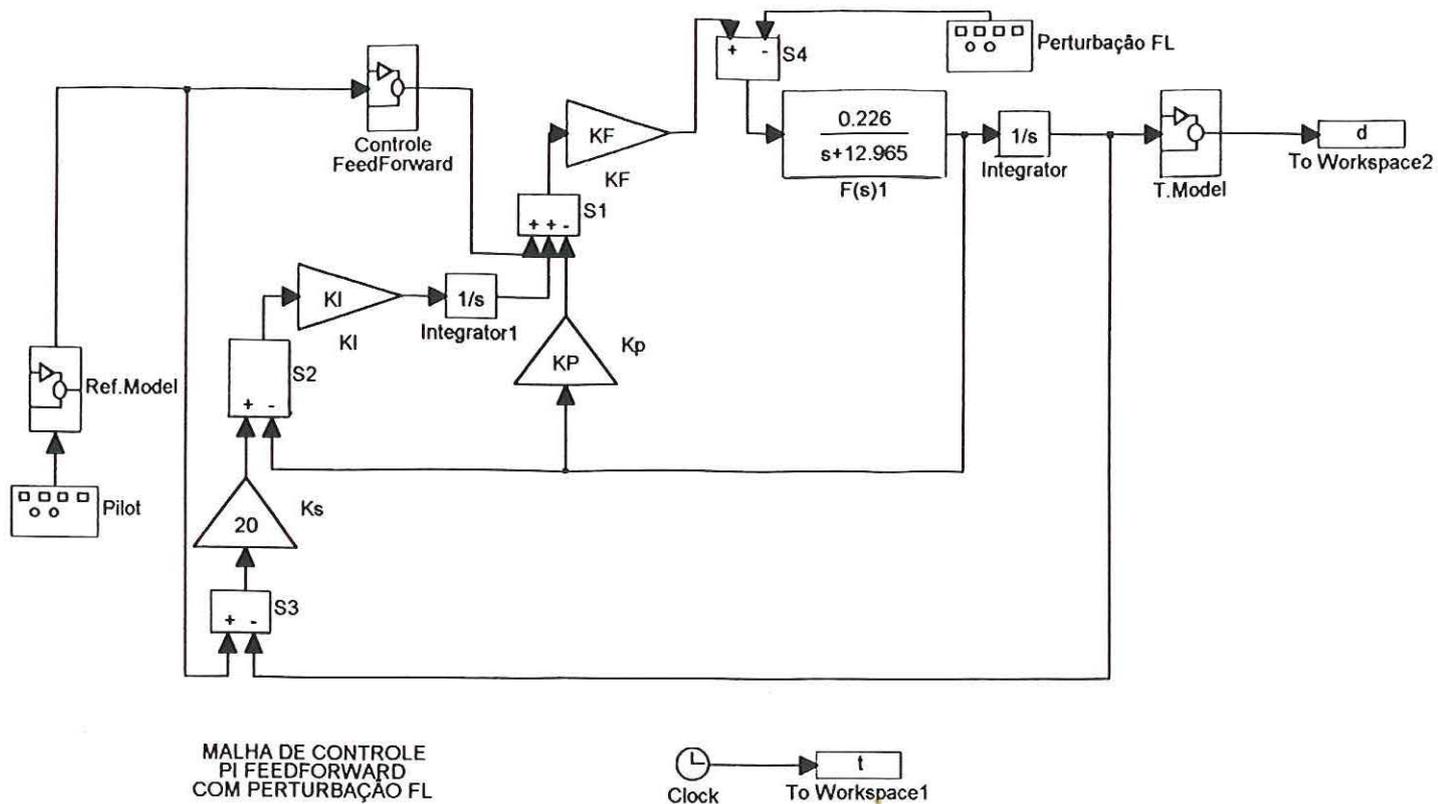


Figura 45 – Sistema de controle de posicionamento – controle PI, *feedforward* – com perturbação FL.

Os resultados das simulações deste controle são apresentados a seguir.

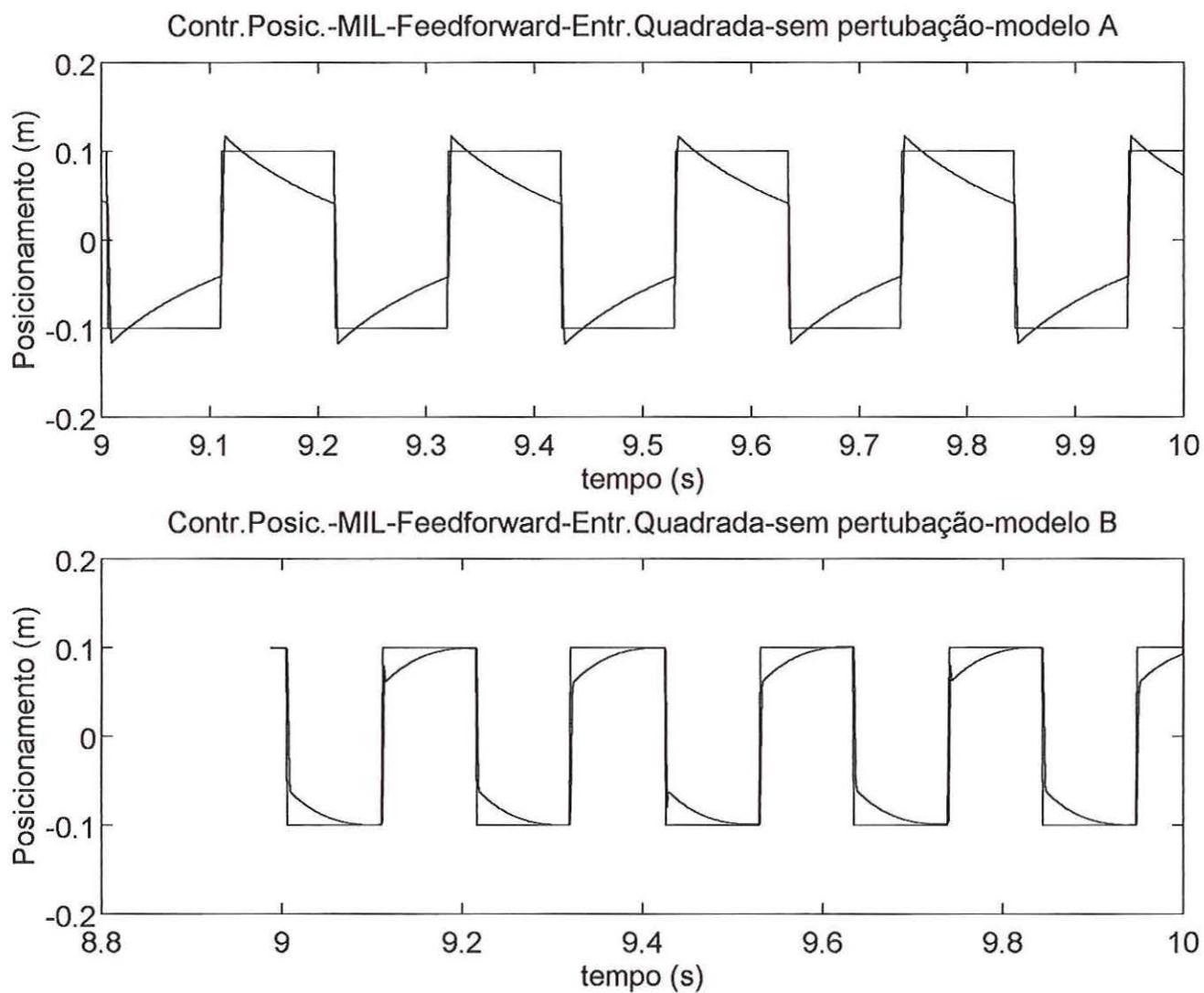


Figura 46 – Controle de Posicionamento – PI *feedforward* – sem perturbação – entrada quadrada –
MODELO A – MODELO B

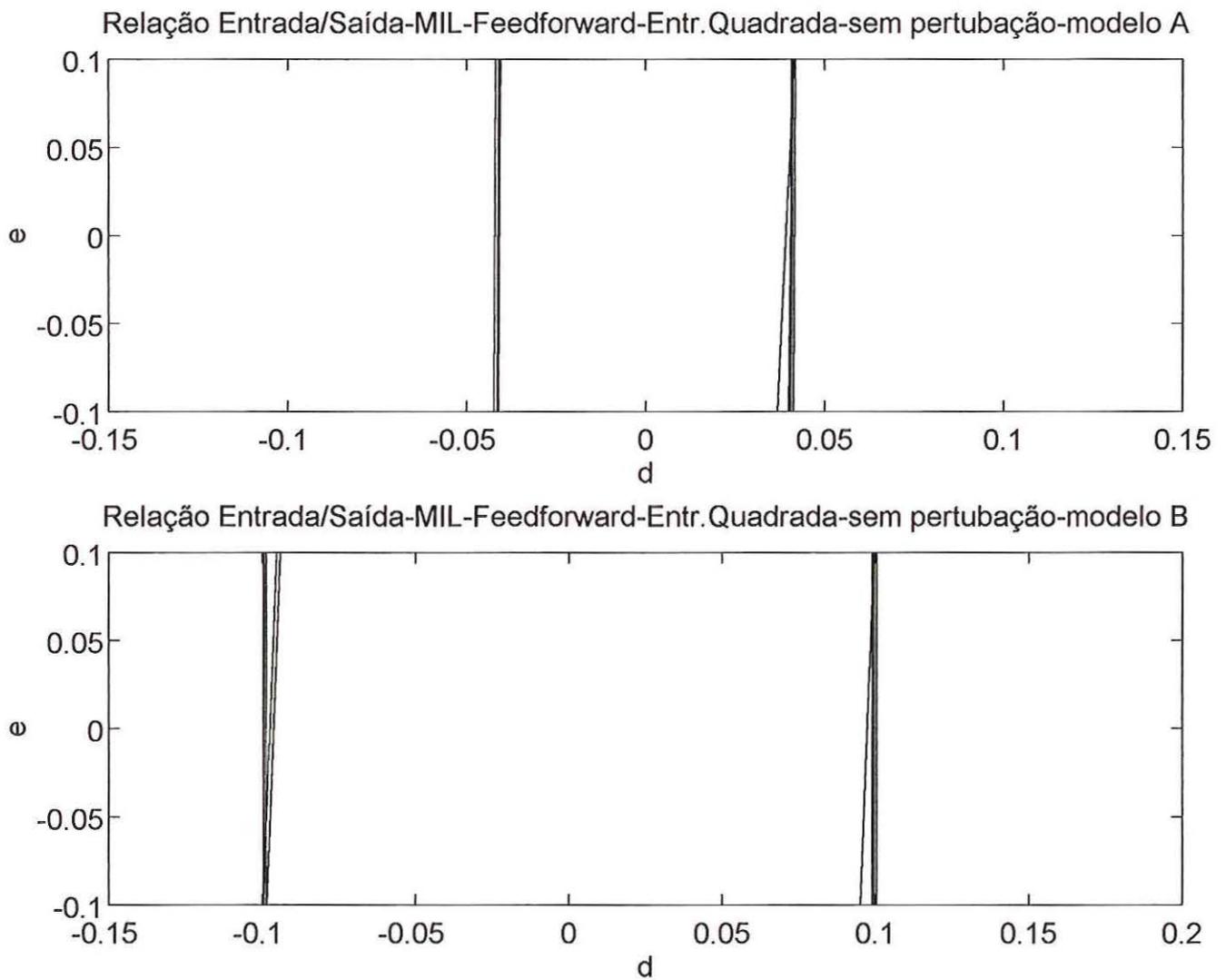


Figura 47 – Relação Entrada / Saída – sinal quadrado – controle PI *feedforward* – sem perturbação –
MODELO A – MODELO B

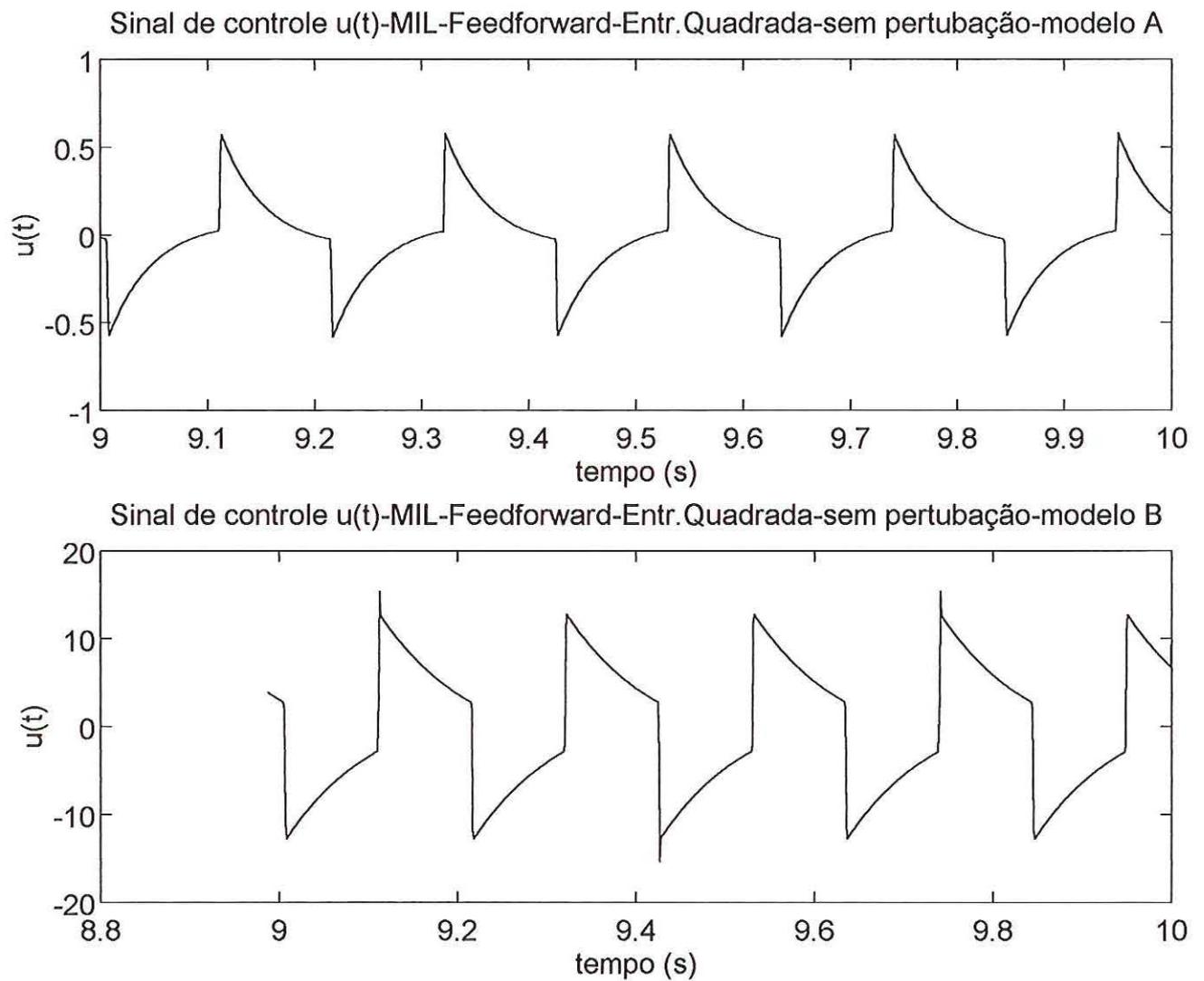


Figura 48 – Sinal de controle $u(t)$ – controle PI *feedforward* – sem perturbação – sinal quadrado –
MODELO A – MODELO B

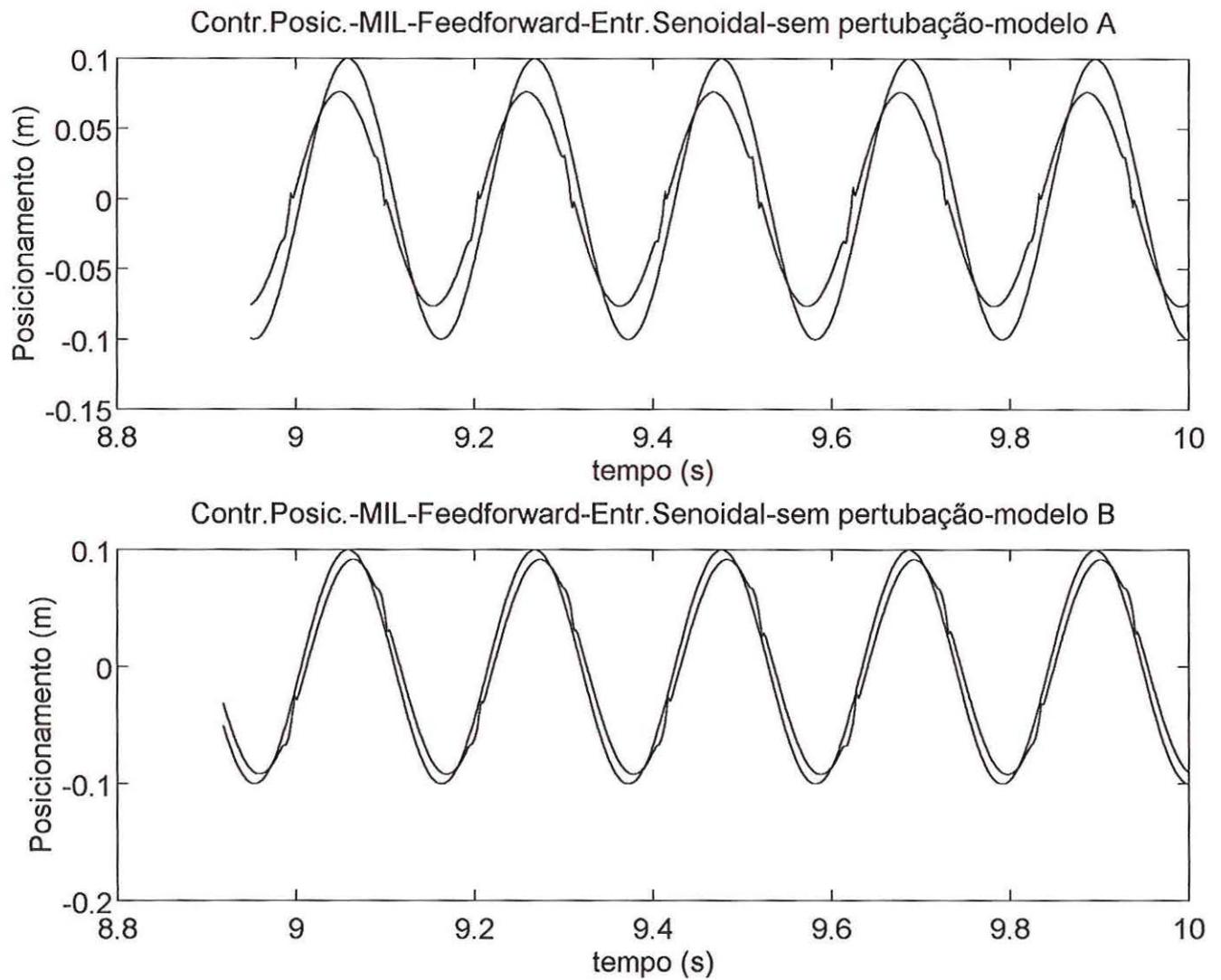


Figura 49 – Controle de Posicionamento – PI *feedforward* – sem perturbação – sinal senoidal –
MODELO A – MODELO B

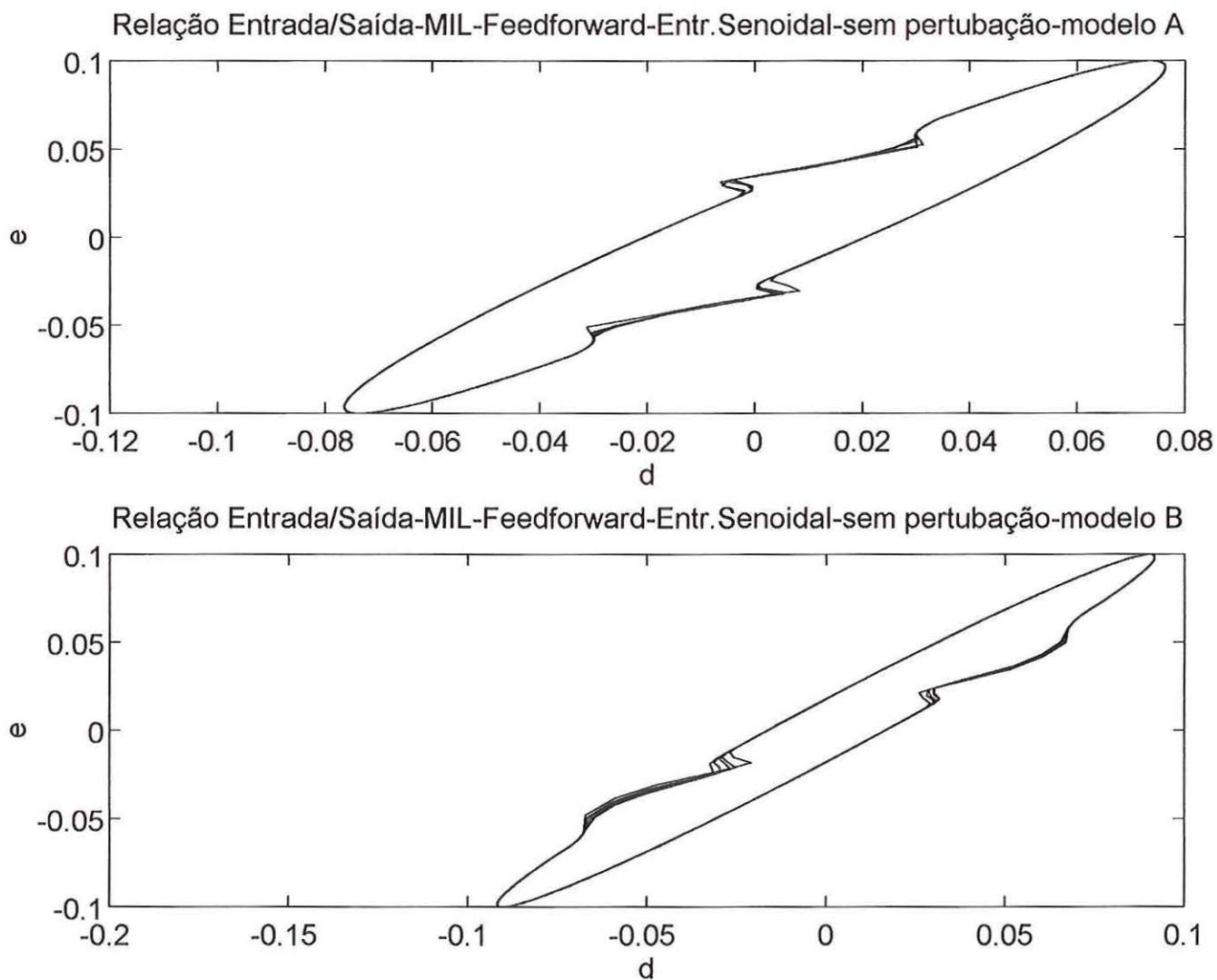


Figura 50 – Relação Entrada / Saída – sinal senoidal – controle PI *feedforward* – sem perturbação –
MODELO A – MODELO B

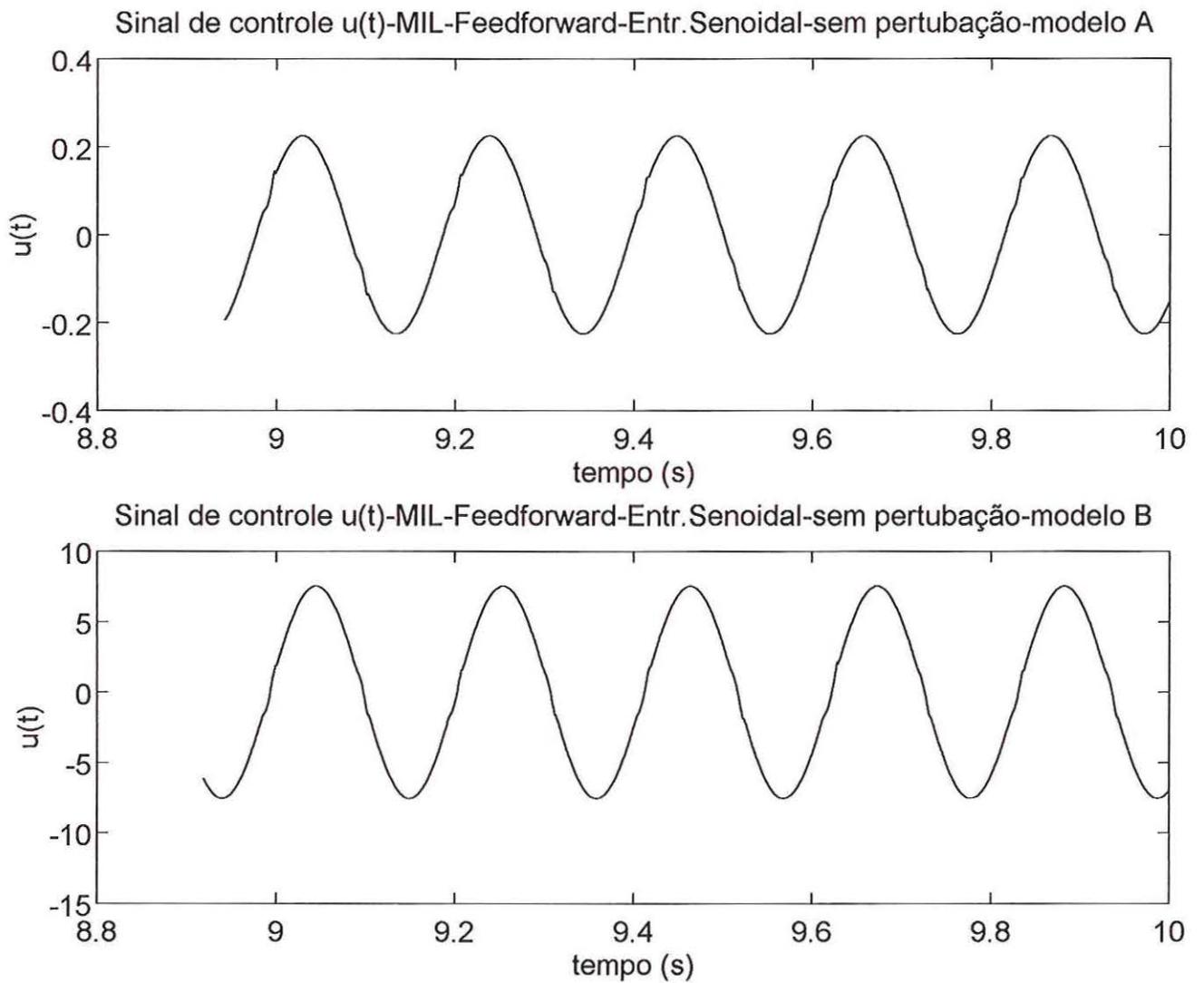


Figura 51 – Sinal de Controle $u(t)$ – controle PI *feedforward* – sem perturbação – sinal senoidal –
MODELO A – MODELO B

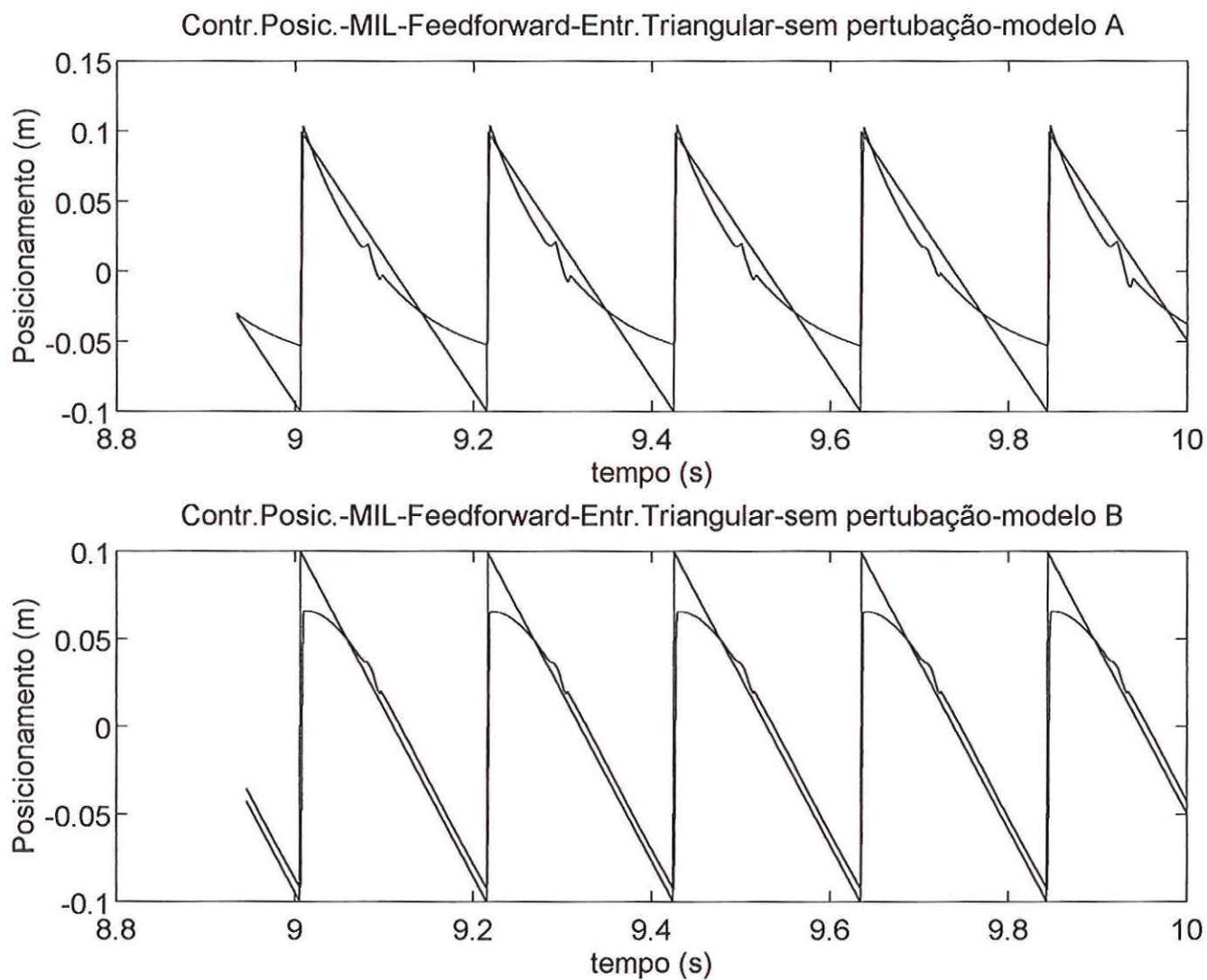


Figura 52 – Controle de Posicionamento – controle $PI_{feedforward}$ – sinal triangular – sem perturbação –
MODELO A – MODELO B

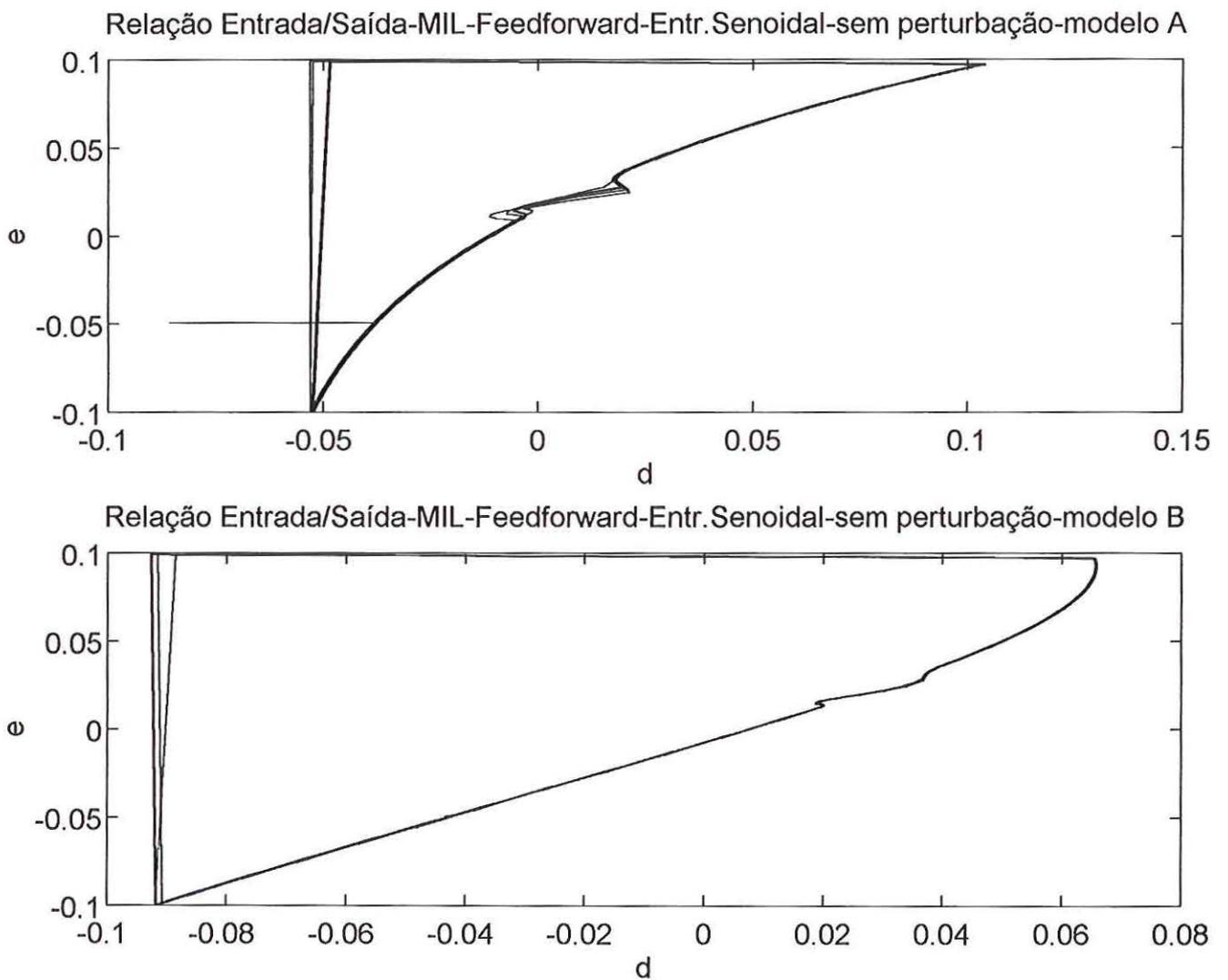


Figura 53 – Relação Entrada / Saída – PI *feedforward* – sinal triangular – sem perturbação –
MODELO A – MODELO B

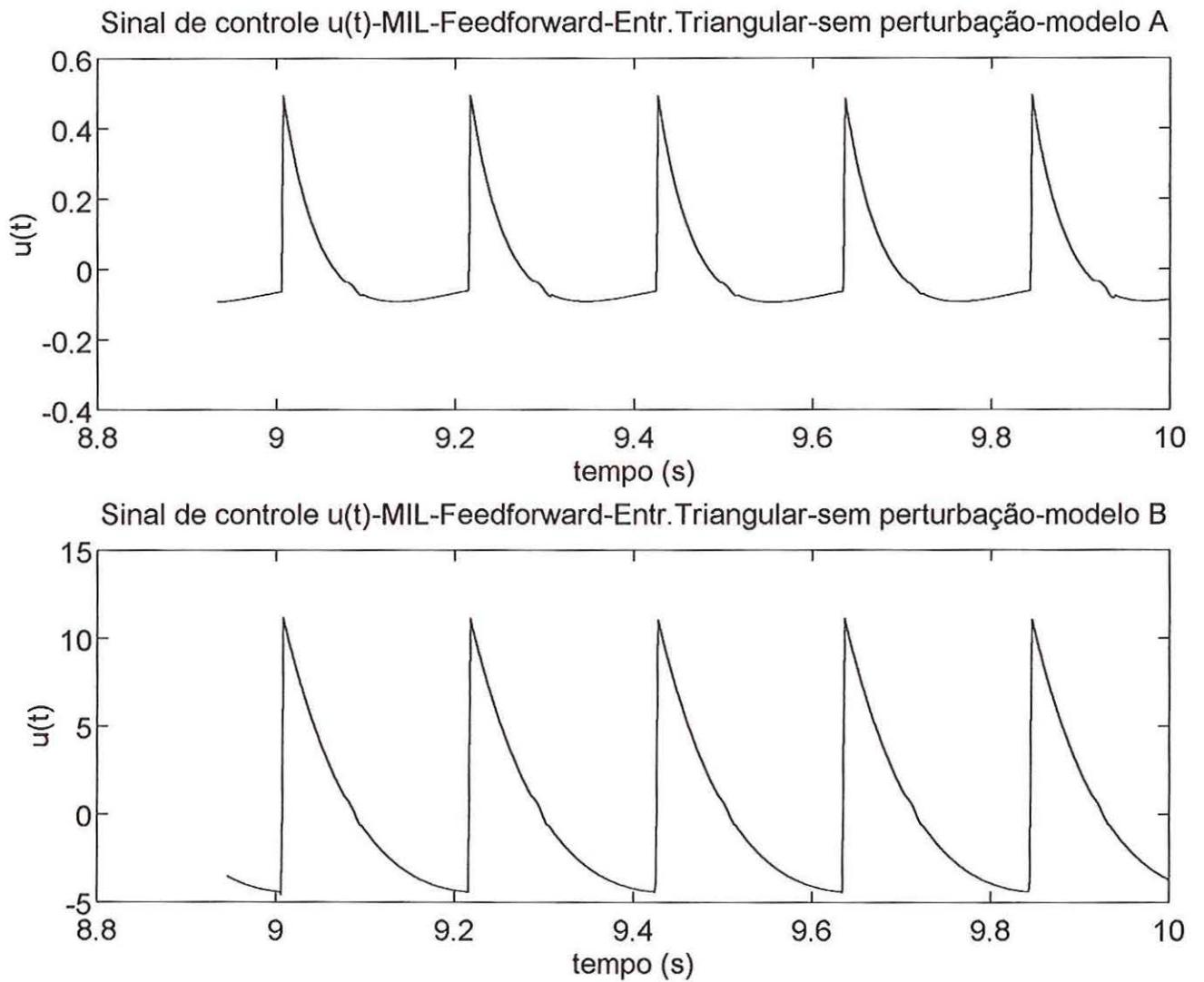


Figura 54 – Sinal de controle $u(t)$ – controle PI *feedforward* – sem perturbação – sinal triangular –
MODELO A – MODELO B

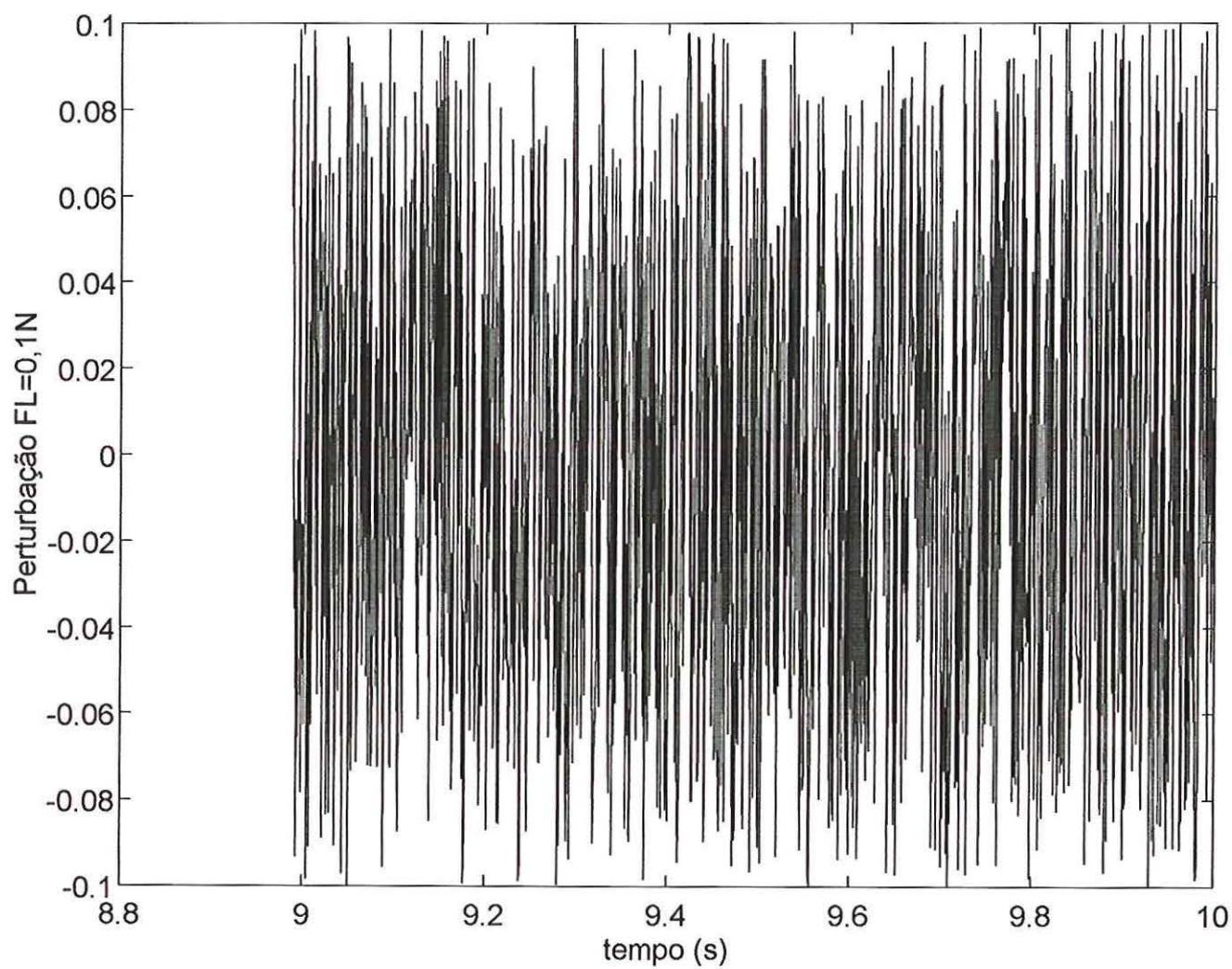


Figura 55 – Sinal de Perturbação FL=0.1N (pico) – aleatório – Sistema de Controle PI
feedforward

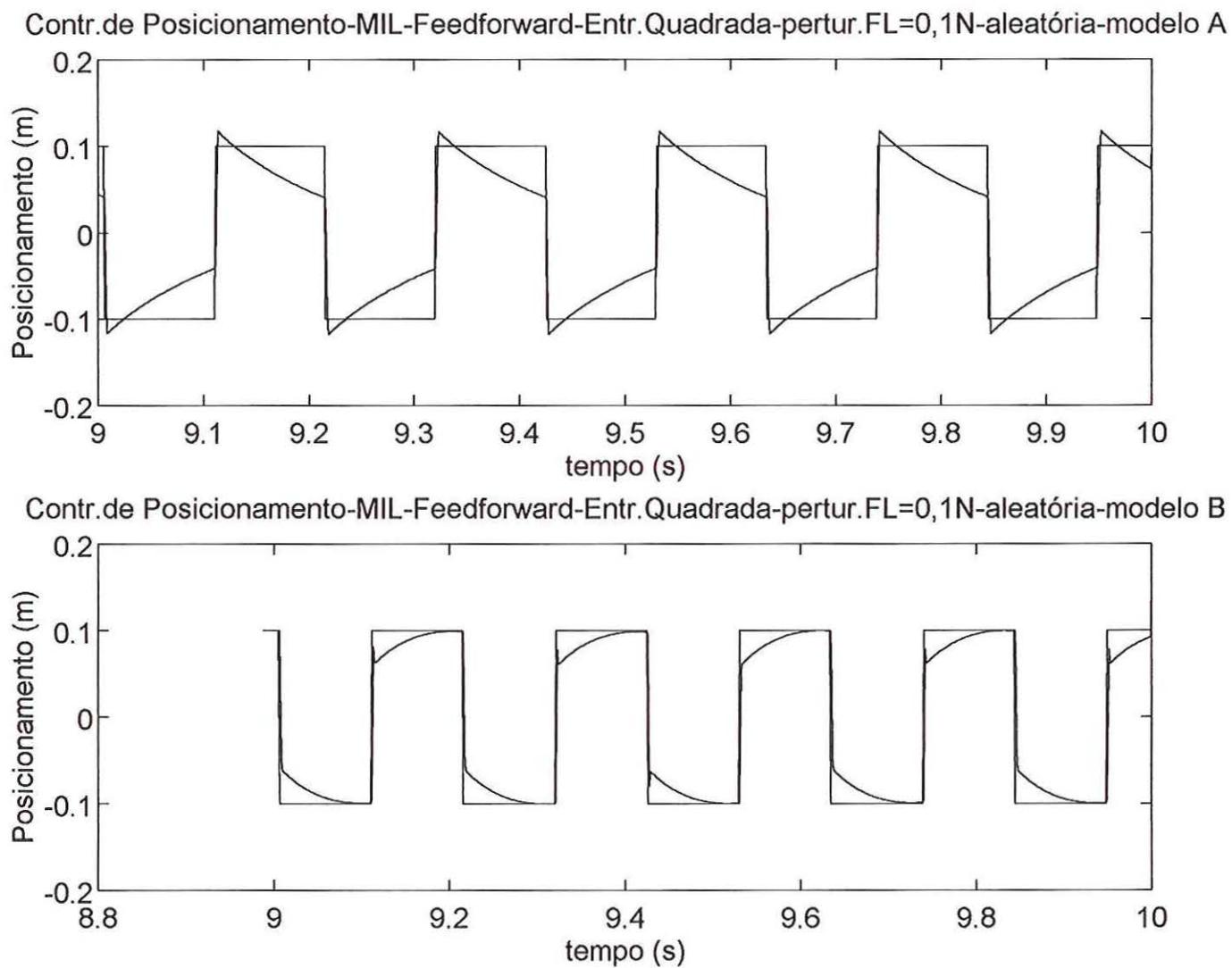


Figura 56 – Controle de posicionamento – PI *feedforward* – com perturbação $FL=0.1N$ – aleatória – sinal quadrado – MODELO A – MODELO B

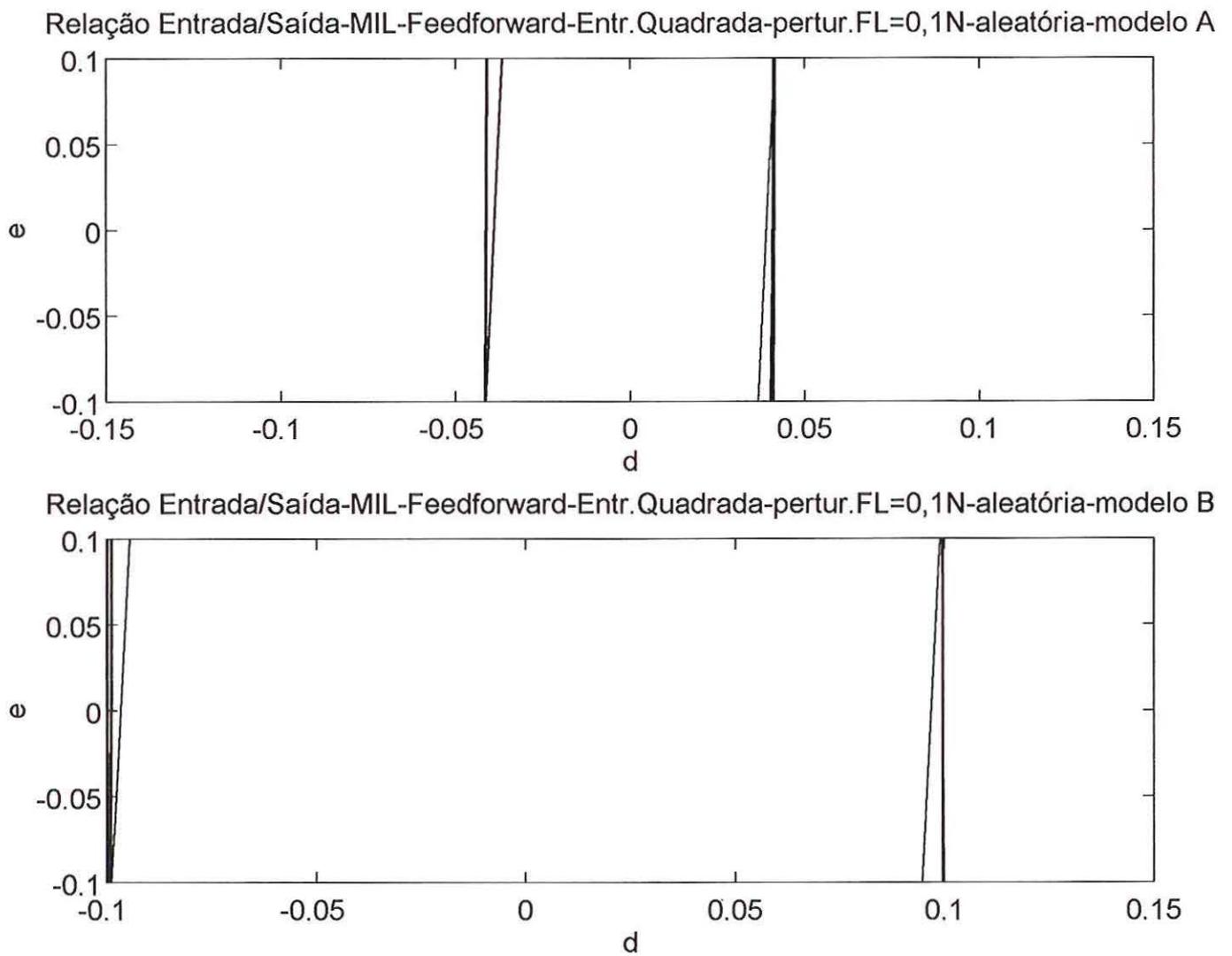


Figura 57 – Relação Entrada / Saída – PI *feedforward* – com perturbação FL=0.1N – aleatória– sinal quadrado
– MODELO A – MODELO B

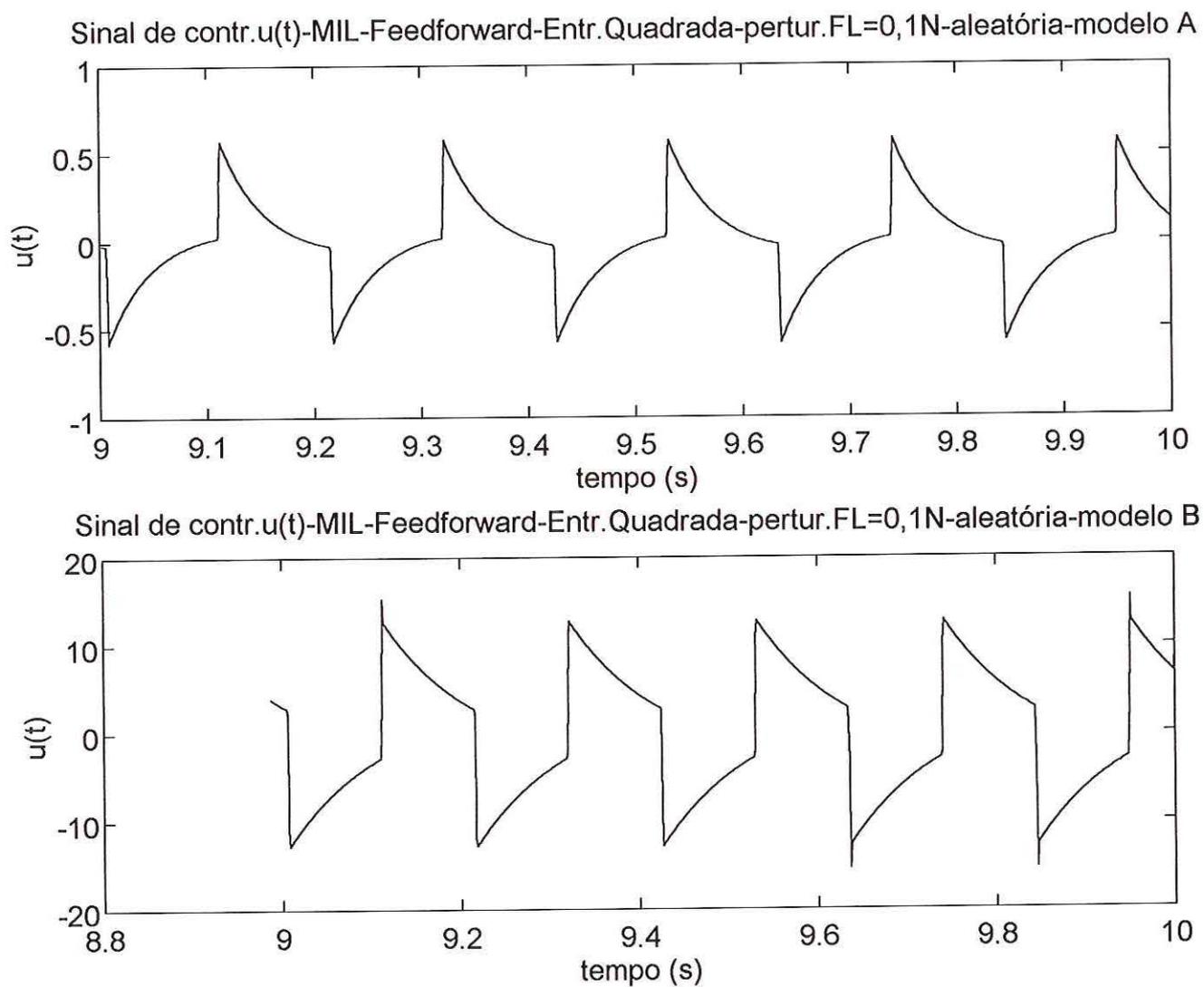


Figura 58 – Sinal de controle $u(t)$ – PI *feedforward* – com perturbação FL=0.1N – aleatória – sinal quadrado –
MODELO A – MODELO B

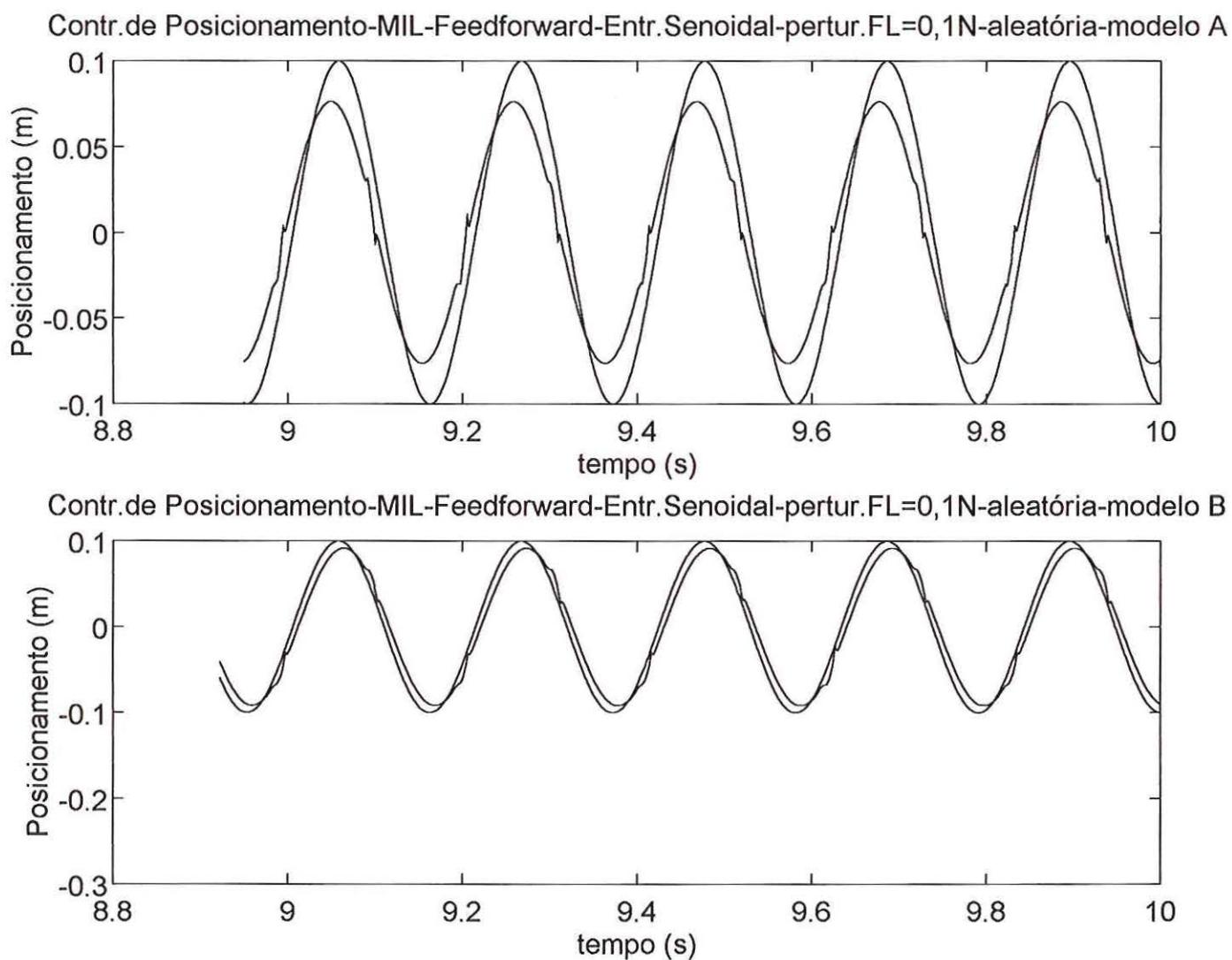


Figura 59 – Controle de posicionamento – PI *feedforward* – com perturbação $F_L=0.1N$ – aleatória – sinal senoidal – MODELO A – MODELO B

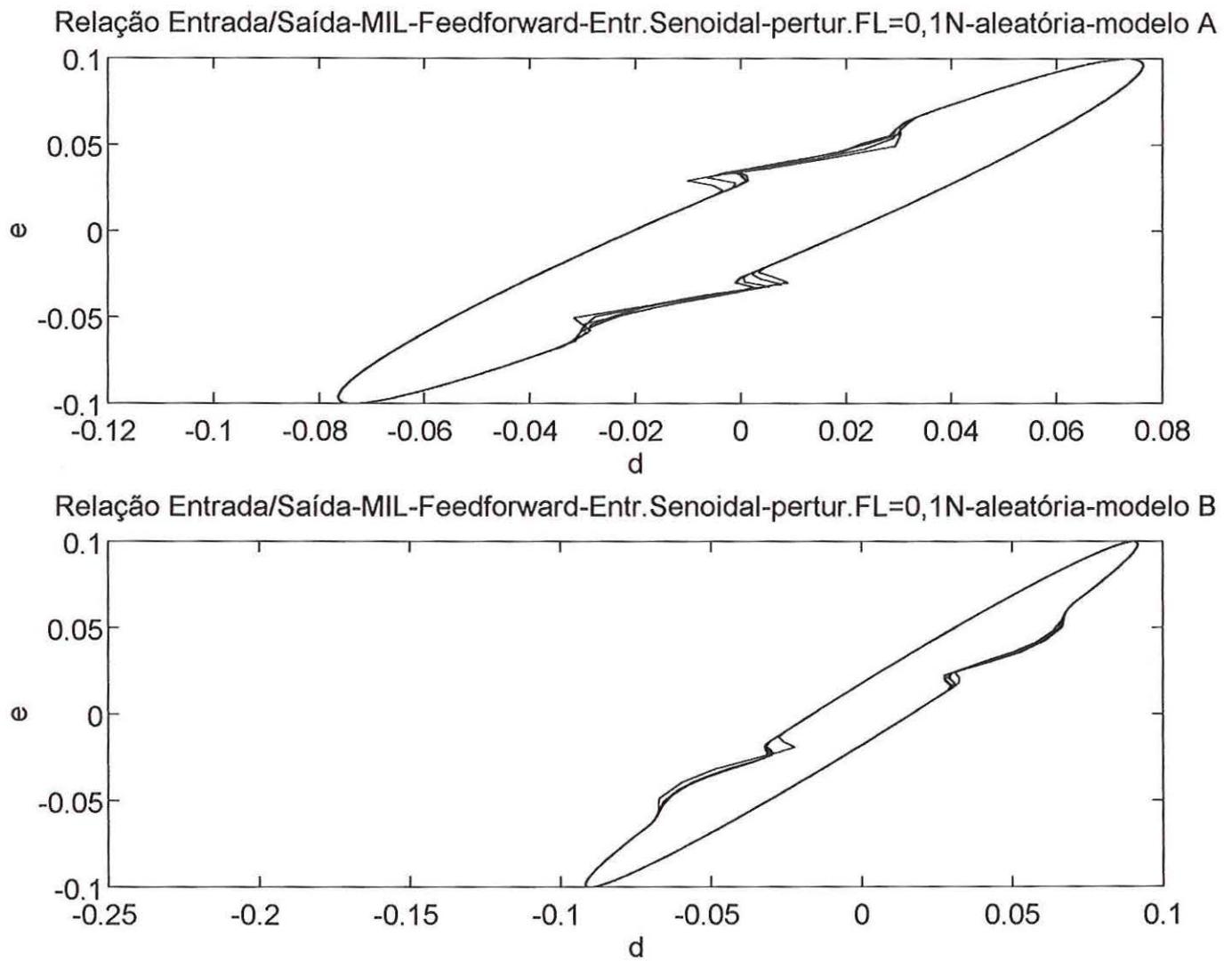


Figura 60 – Relação Entrada / Saída – PI *feedforward* – com perturbação FL=0.1N – aleatória– sinal senoidal
– MODELO A – MODEL B

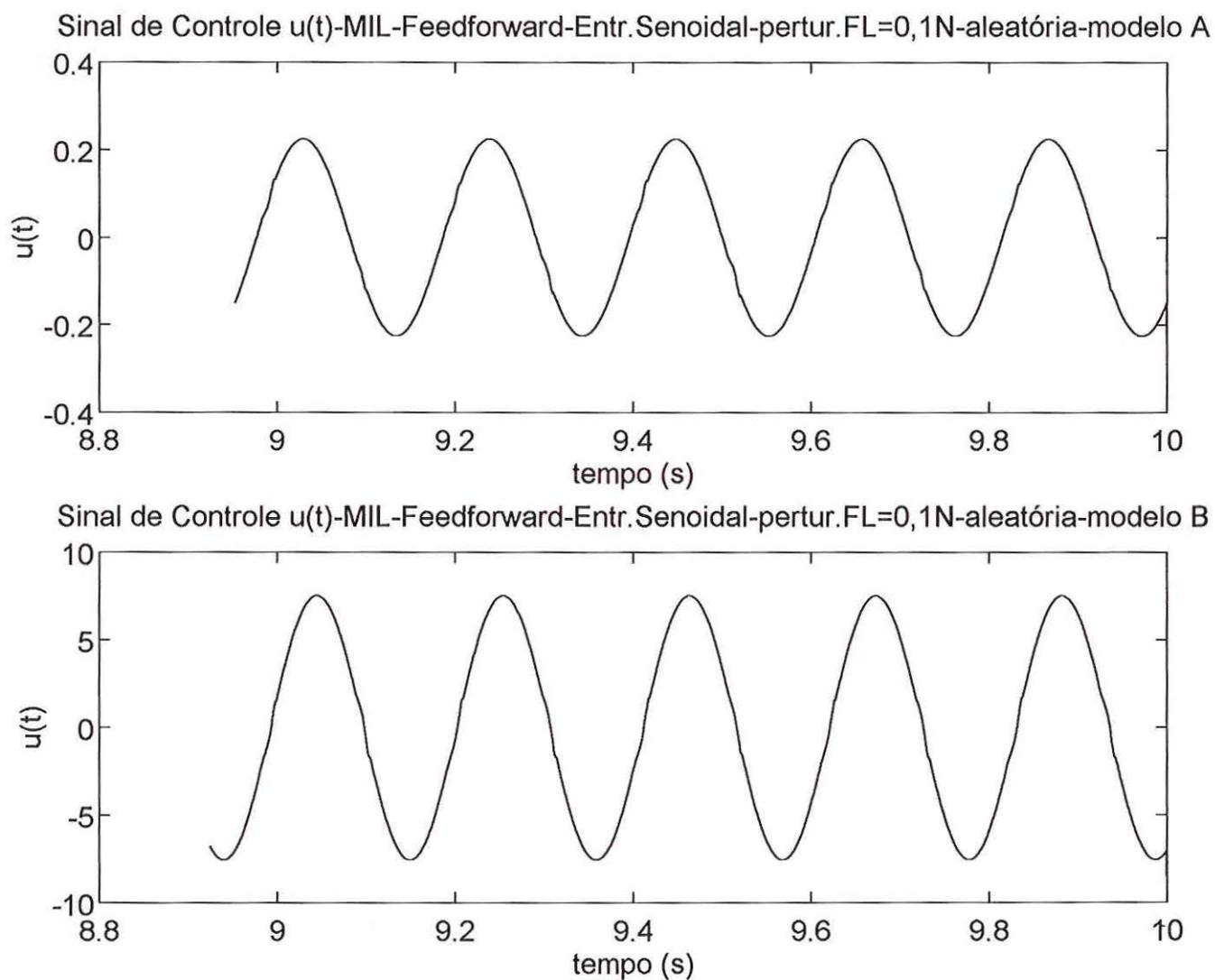


Figura 61 – Sinal de controle $u(t)$ – PI *feedforward* – com perturbação $FL=0.1N$ – aleatória – sinal senoidal –
MODELO A – MODELO B

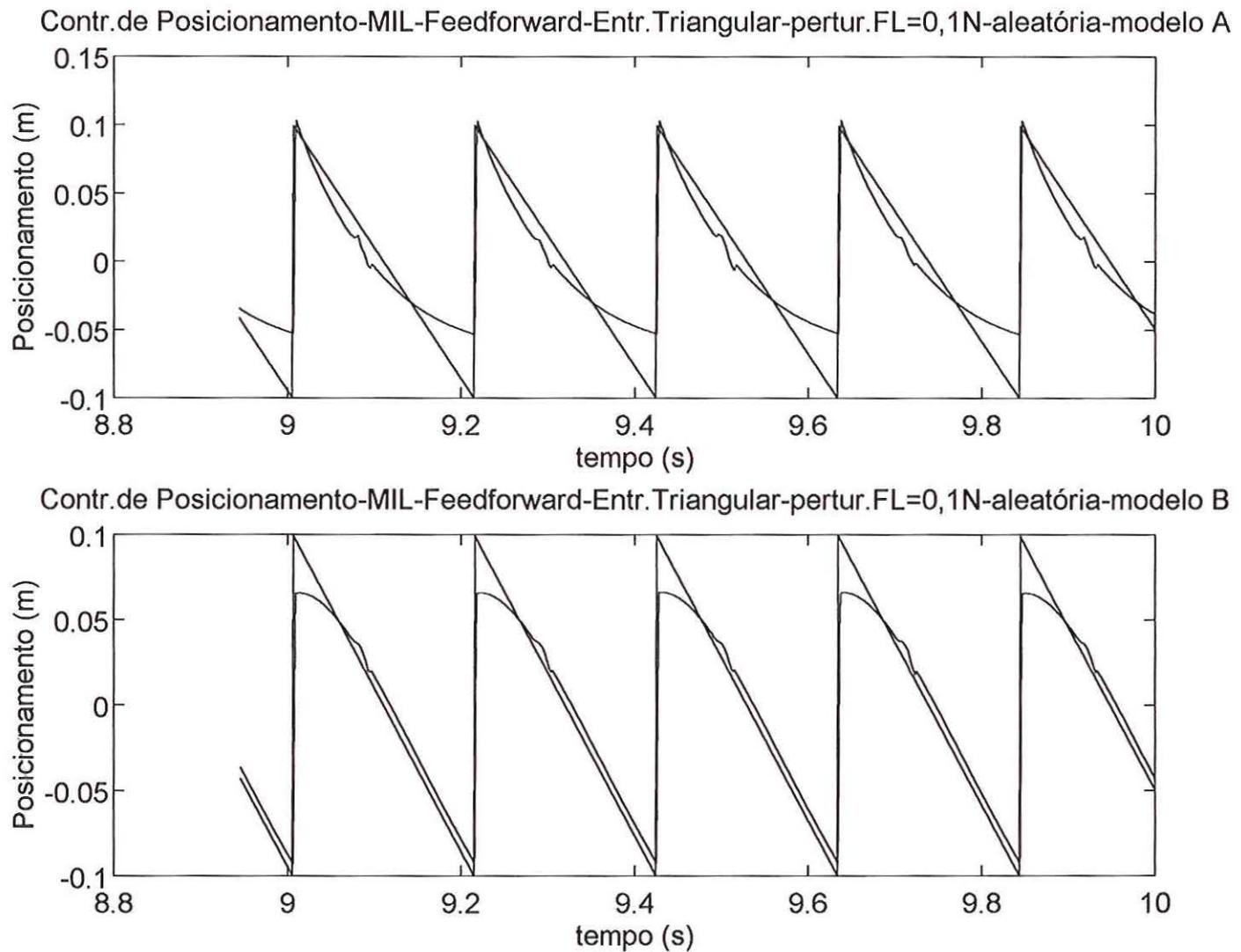


Figura 62 – Controle de posicionamento – PI *feedforward* – com perturbação FL=0.1N – aleatória – sinal triangular – MODELO A – MODELO B

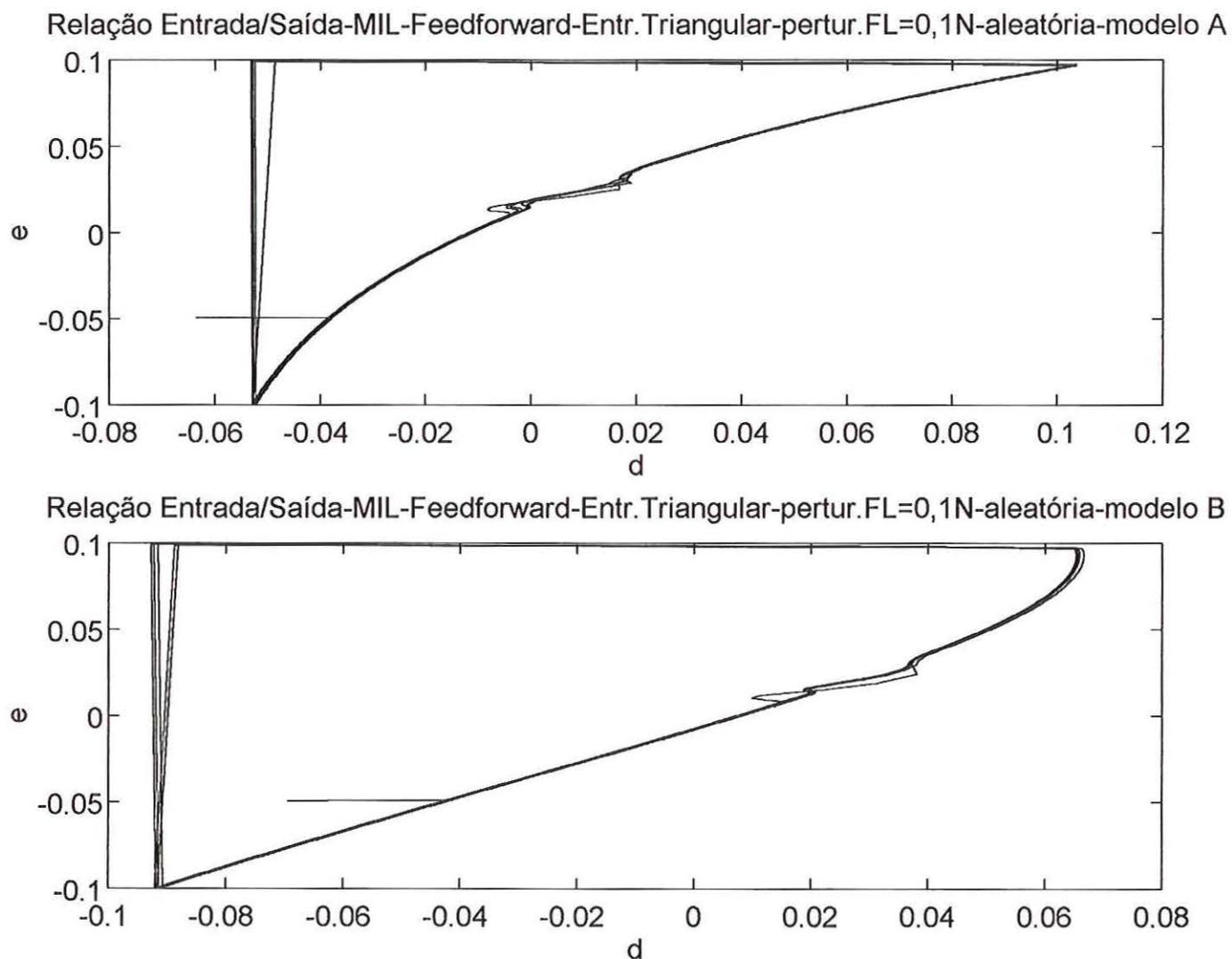


Figura 63 – Relação Entrada / Saída – PI *feedforward* – com perturbação FL=0.1N – aleatória– sinal triangular – MODELO A – MODELO B



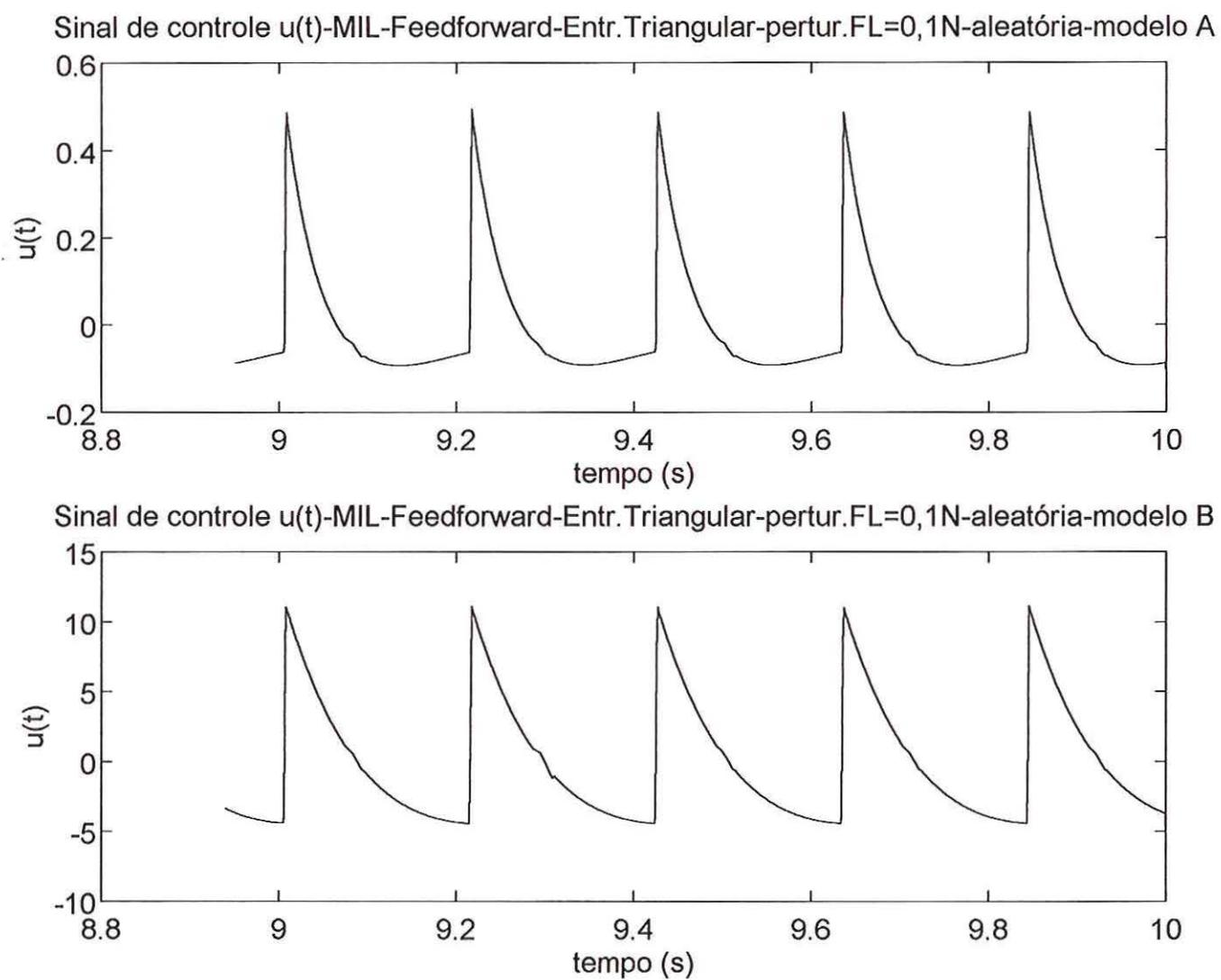


Figura 64 – Sinal de controle $u(t)$ – PI *feedforward* – com perturbação FL=0.1N – aleatória – sinal triangular
MODELO A – MODELO B

3.3.3 CONTROLE ADAPTATIVO – *ADAPTATIVE BACKSTEPPING CONTROLLER*

Considerando-se o MIL, pode-se estabelecer que [LIN & LEE, 2000]:

- X_U – é a posição do MIL – portanto d ;
- X_P – é a velocidade do MIL – portanto v ;

Daí, conclui-se que:

$$\begin{aligned} \dot{X}_u &= X_p \\ \dot{X}_p &= (A_m + \Delta A)X_p + (B_m + \Delta B)U + CF_L \\ Y &= X_u \end{aligned} \tag{79}$$

O sistema de equações – Equação 79 – acima caracteriza o MIL, onde U – sinal de controle; A_m , B_m e C são constantes dadas por:

$$A_m = -D / M \tag{80}$$

$$B_m = K_f / M \tag{81}$$

$$C = -1 / M \tag{82}$$

onde as constantes C , D , M , K_f já foram definidas anteriormente como parâmetros do MIL. ΔA , ΔB são as incertezas que podem influir no sistema do MIL.

A partir do momento que o modelo matemático considera incertezas, pode-se construir um sistema de controle robusto, isto é um sistema de controle que rejeite tais incertezas e perturbações, tornando o sistema extremamente estável e fiel aos comportamentos de controle pré-estabelecidos.

A partir das Equações 79, pode-se estabelecer:

$$\dot{X}_p = A_m X_p + B_m (U + E) \quad (83)$$

onde E é chamado de de incertezas e é definido por:

$$E = B_m^+ (\Delta A X_p + \Delta B U + C F_L) \quad (84)$$

onde B_m^+ é chamado de pseudo-inversa de Penrose do valor de B_m , e é dado por:

$$B_m^+ = (B_m^T B_m)^{-1} B_m^T \quad (85)$$

Para efeito de simulação do MIL com controle adaptativo, LEE & LIN, 2000, consideraram apenas a perturbação, com as incertezas ΔA e ΔB nulas. No presente trabalho, será analisada também a influência das incertezas e depois uma proposta de estudo para a continuidade deste trabalho. Observa-se a seguir a Figura 65, contendo o diagrama de um sistema de controle de posicionamento do MIL com controle adaptativo.

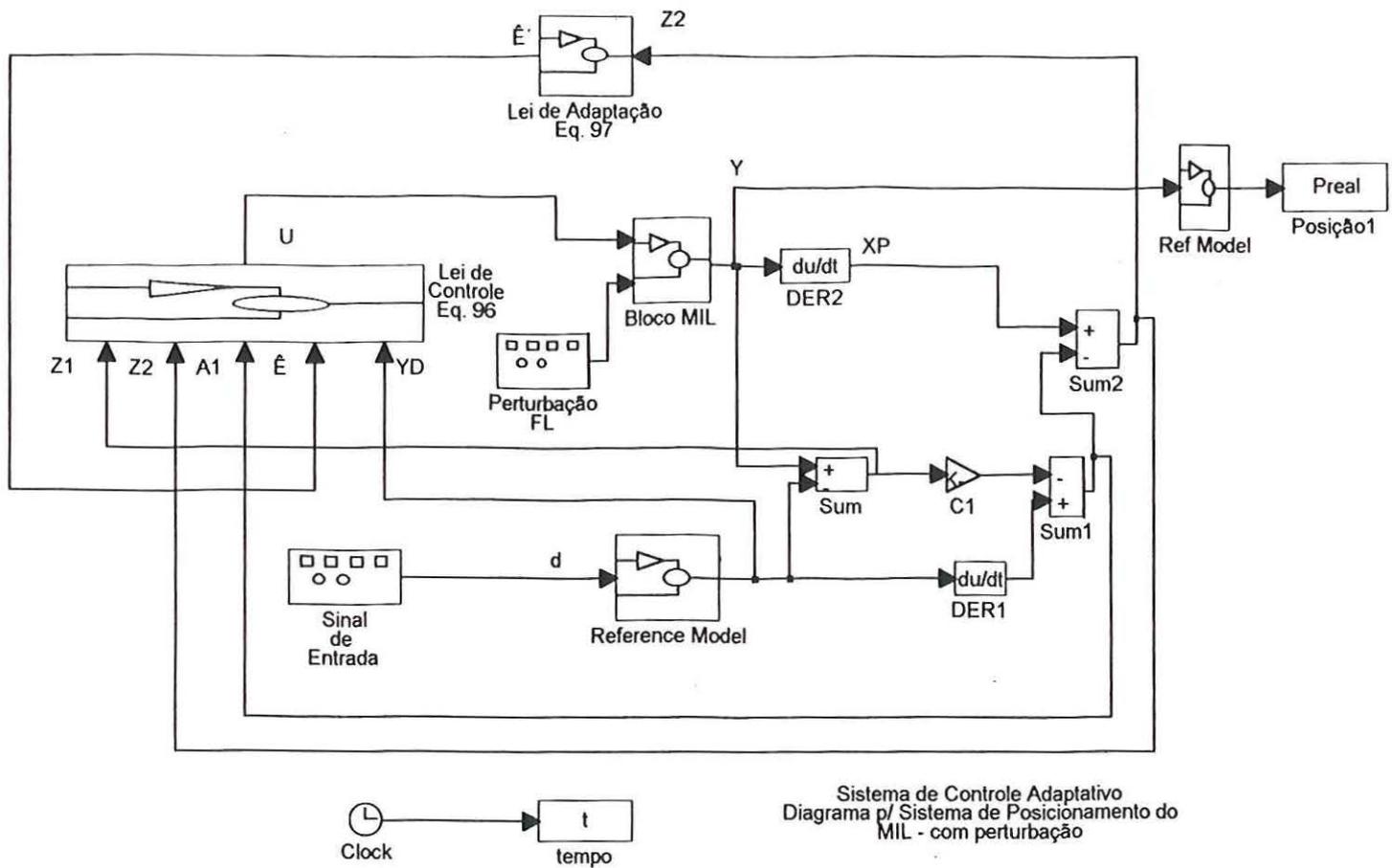


Figura 65 – Sistema de controle adaptativo de posicionamento do MIL.

[Fonte: LIN & LEE, 2000]

Pelo esquema de controle mostrado na Figura 65, tem-se que o erro de tração é dado por:

$$z1 = Y - Yd$$

(86)

sua derivada:

$$\dot{z}_1 = X_p - \dot{Y}_d \quad (87)$$

das Equações 86 e 87, define-se a função de estabilização:

$$\alpha_1 = -c_1 z_1 + \dot{Y}_d \quad (88)$$

onde c_1 é uma constante positiva. Pela função de estabilidade de Lyapunov [LIN & LEE, 2000; OGATA, 1993]:

$$V_1 = \frac{1}{2} (z_1)^2 \quad (89)$$

Define-se:

$$z_2 = X_p - \alpha_1 \quad (90)$$

e

$$\dot{V}_1 = z_2 z_1 - c_1 z_1^2 \quad (91)$$

A derivada de z_2 é expressa por – utilizando as Equações 83 a 91

(92)

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 &= \dot{X}_p - \dot{\alpha}_1 = A_m X_p + B_m(U + E) - \left(\frac{\partial \alpha_1}{\partial z_1} \dot{z}_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \dot{Y}_d} \ddot{Y}_d \right) = \\ &= A_m(z_2 + \alpha_1) + B_m(U + E) + c_1 \dot{z}_1 - \ddot{Y}_d \end{aligned}$$

Para desenhar a Lei de Controle e a Lei de Adaptação que serão utilizadas no desenho do sistema de controle adaptativo já mostrado, define-se V_2 e \tilde{E} , da equação de estabilidade de Lyapunov:

(93)

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}(z_2^2 + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{E}^2)$$

onde $\tilde{E} = E - \hat{E}$, onde \hat{E} é a chamada Lei de Adaptação e γ_1 é chamada de constante de positiva de *design* do controle adaptativo.

Das Equações 91 e 92, tem-se:

(94)

$$\begin{aligned}
\dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + z_1 \dot{z}_2 + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{E} \dot{\tilde{E}} = \\
&= -c_1 z_1^2 + z_2 (z_1 + \dot{z}_2) - \frac{1}{\gamma_1} \tilde{E} \dot{\tilde{E}} = \\
&= -c_1 z_1^2 + z_2 [z_1 + A_m(z_2 + \alpha_1) + B_m(U + E) + c_1 \dot{z}_1 - \ddot{Y} d] - \frac{1}{\gamma_1} \tilde{E} \dot{\tilde{E}} = \\
&= -c_1 z_1^2 + z_2 [z_1 + A_m(z_2 + \alpha_1) + B_m(U + \hat{E})c_1 \dot{z}_1 - \ddot{Y} d] - \frac{1}{\gamma_1} \tilde{E} (\dot{\tilde{E}} - \gamma_1 B_m z_2)
\end{aligned}$$

De acordo com o desenvolvimento da Equação 94, pode-se determinar a Lei de Controle U:

(95)

$$U = B_m^+ (-c_2 z_2 - z_1 - A_m \alpha_1 - B_m \hat{E} - c_1 \dot{z}_1 + \ddot{Y} d)$$

A Equação 95 estabelece a Lei de Controle U do sistema de controle adaptativo.

A Lei de Adaptação \hat{E} é dada por:

$$\dot{\hat{E}} = \gamma_1 B_m z_2 \quad (96)$$

Analisando a estabilidade do sistema, pode-se substituir as Equações 95 e 96 na Equação 94 e analisar que:

$$\dot{V}_2 = W(t) = -c_1 z_1^2 - (c_2 - A_m) z_2^2 \leq 0 \quad (97)$$

A Equação 97 mostra que o sistema é semi-definido, portanto para analisar a estabilidade, tem-se que verificar o comportamento de $W(t)$ de 0 a t . Tem-se as seguintes características de sistema:

- analisando a limitação do sistema em 0 $\rightarrow W[z_1(0), z_2(0), (0), \tilde{E}(0)]$ é limitado;
- analisando a limitação do sistema em t (qualquer t diferente de zero) $\rightarrow W[z_1(t), z_2(t), (t), \tilde{E}(t)]$ é não crescente e limitado;

- já que os casos mostrados acima para $W(0)$ e $W(t)$ são expressamente reais, pode-se

concluir que $\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t W(t) dt < \infty$

- outra análise matemática verdadeira é que $\lim_{t \rightarrow \infty} W(t) = 0$, já que $\dot{W}(t)$ é limitada e uniformemente contínua. Portanto pela teoria do cálculo o limite é verdadeiro

Portanto, pode-se concluir finalmente que o sistema é convergente e estável e o controlador adaptativo é estável e assintoticamente convergente.

Com a Lei de Controle U (Equação 95), Lei de Adaptação (Equação 96) e o MIL esquematizado pelas Equações 79 e 83, tem-se o sistema de controle adaptativo mostrado na Figura anterior. Usando dados contidos na Tabela 1 anterior, tem-se a seguir os resultados das simulações do sistema de controle de posicionamento do MIL para entradas senoidal, quadrada e triangular, sem e com perturbação FL.

Mas antes dos resultados das simulações, analisando o controle adaptativo, tem-se os seguintes blocos de controle e lei de adaptação – implementação das equações 95 e 96 no simulador MATLAB® com SIMULINK™.

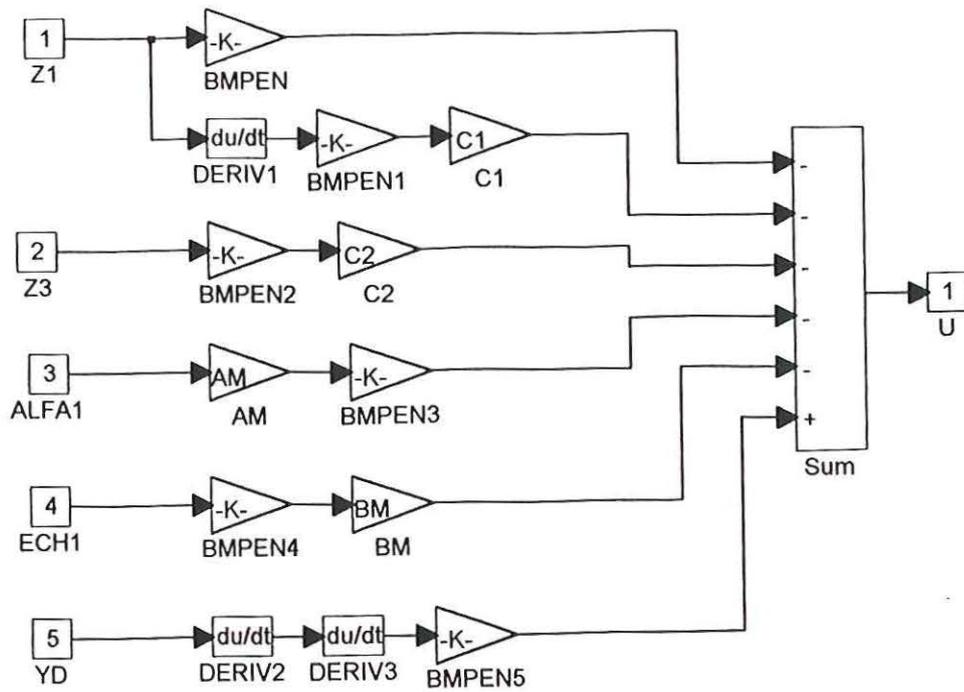


Figura 66 – Implementação da Lei de Controle U – equação 95

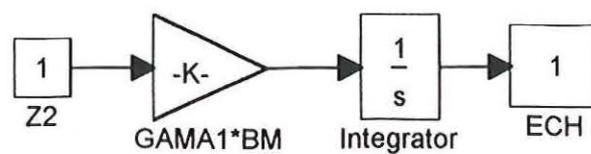


Figura 67 – Implementação da Lei de Adaptação \hat{E} – equação 96

A seguir estão os resultados das simulações com controlador adaptativo, incluindo simulação de incertezas.

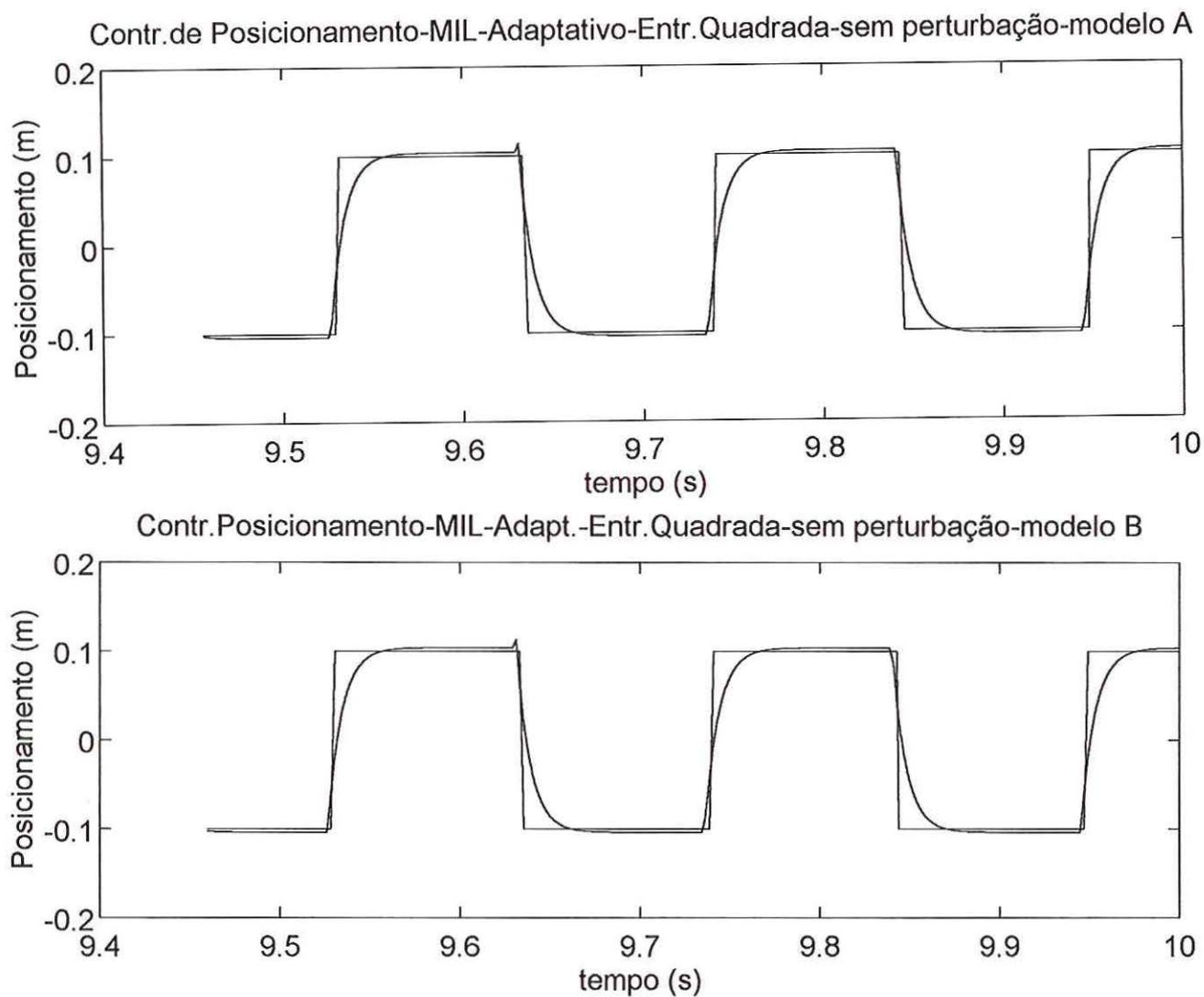


Figura 68 – Controle de Posicionamento – controle adaptativo – sem perturbação – sinal quadrado –
MODELO A – MODELO B

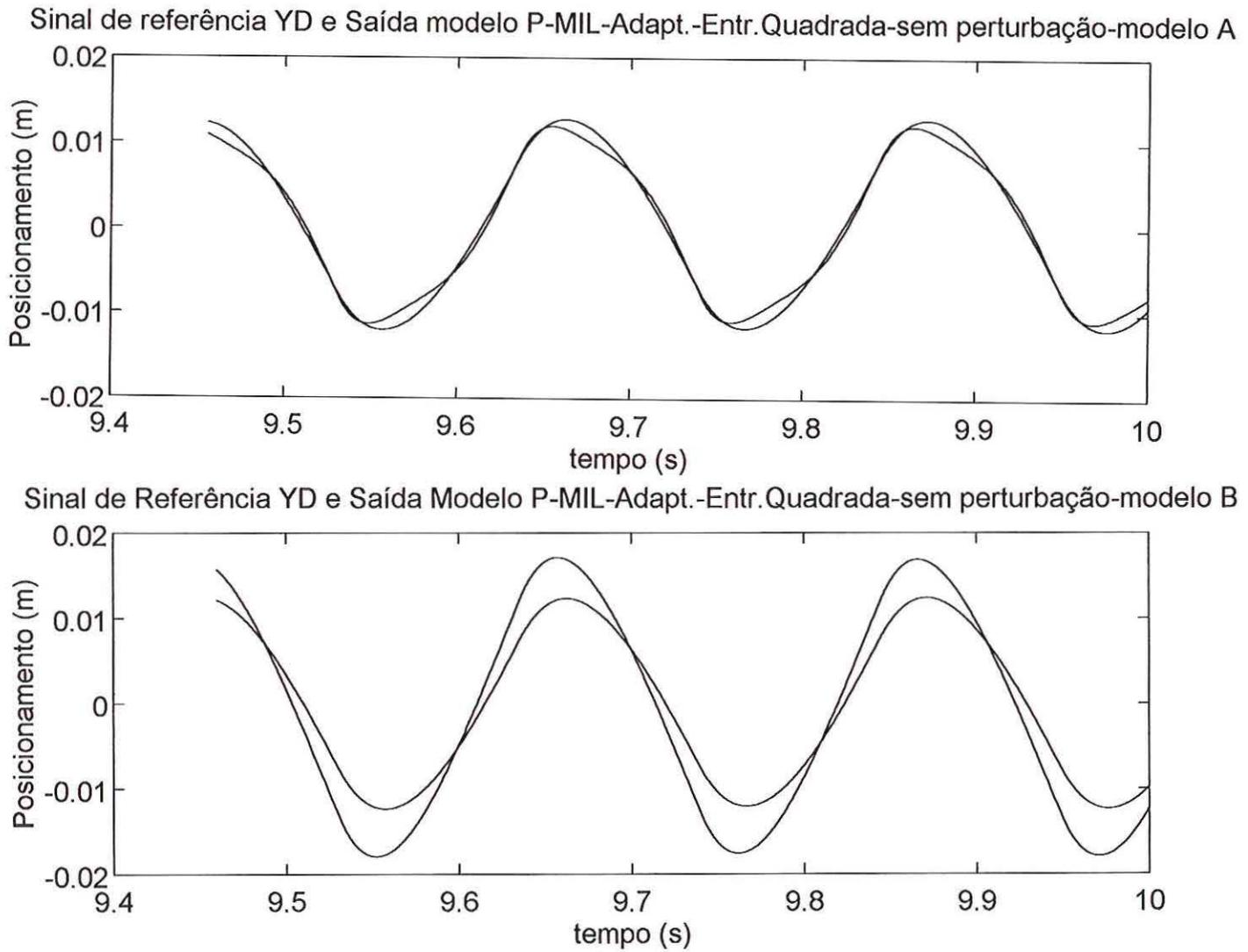


Figura 69 – Sinal Modelo Referência YD e Saída Modelo P – sem perturbação – controle adaptativo – sinal quadrado – MODELO A – MODELO B

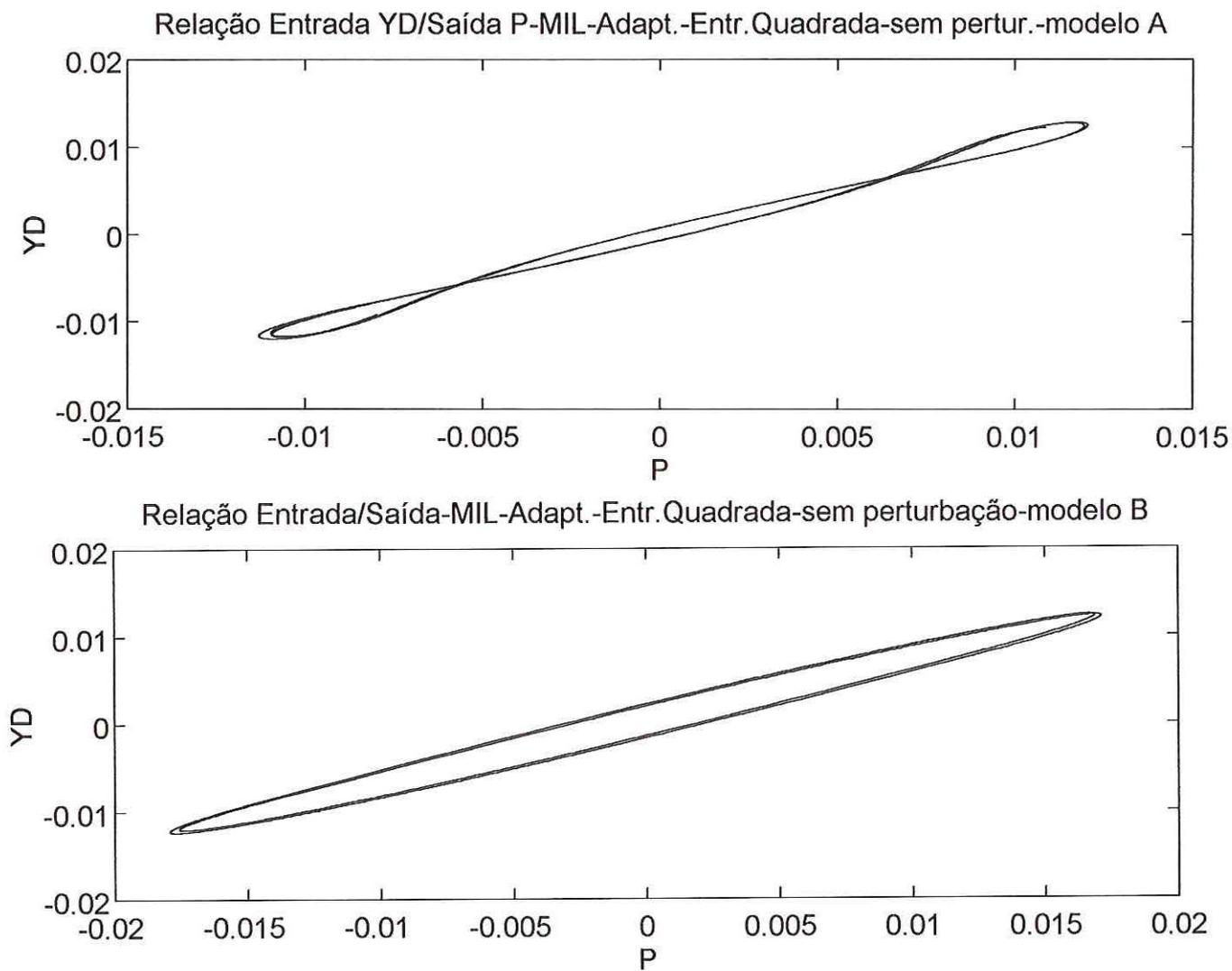


Figura 70 – Relação Entrada / Saída – controle adaptativo – sinal quadrado – sem perturbação –
MODELO A – MODELO B

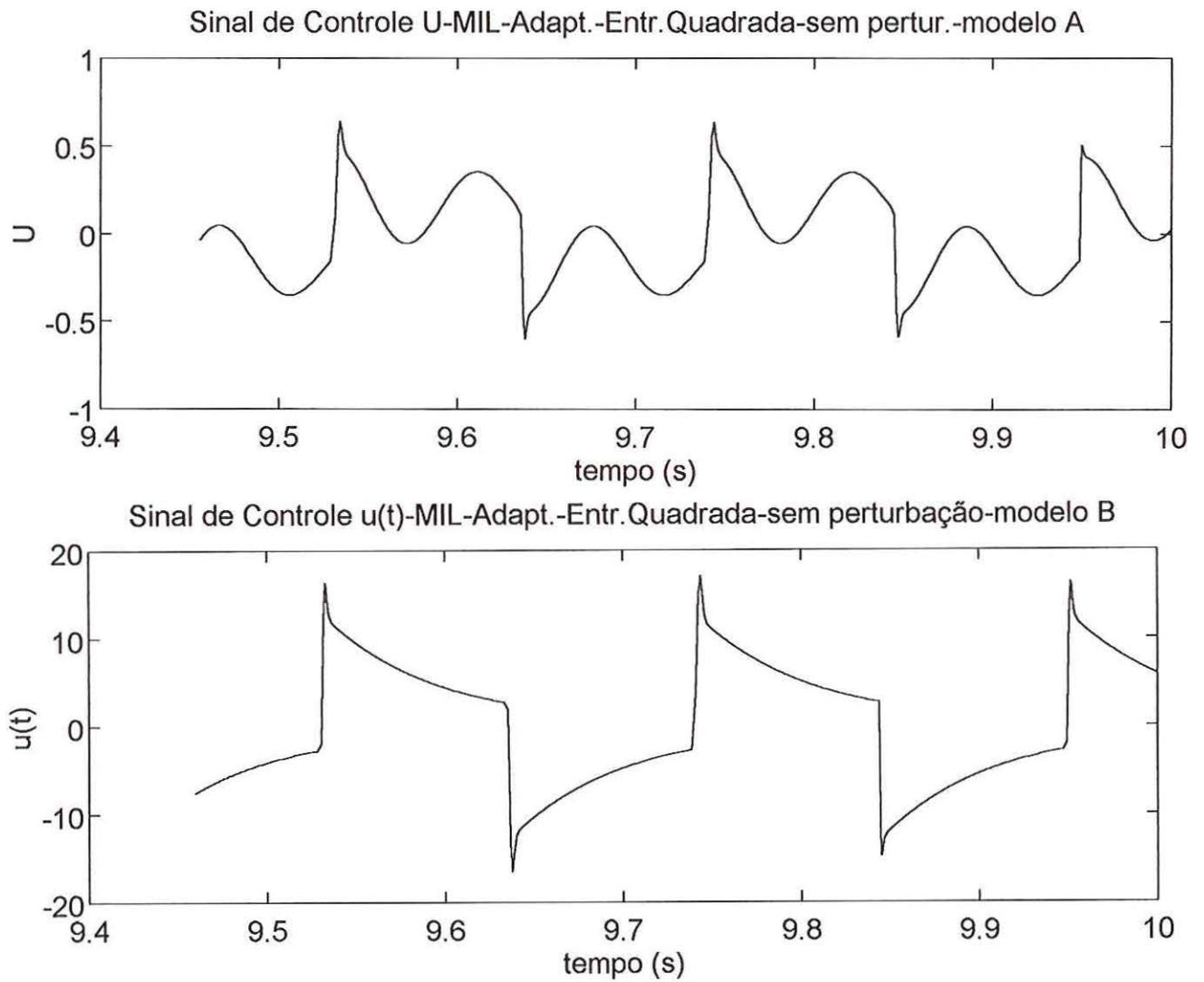


Figura 71 – Sinal de Controle U – controle adaptativo – sinal quadrado – sem perturbação –
MODELO A – MODELO B

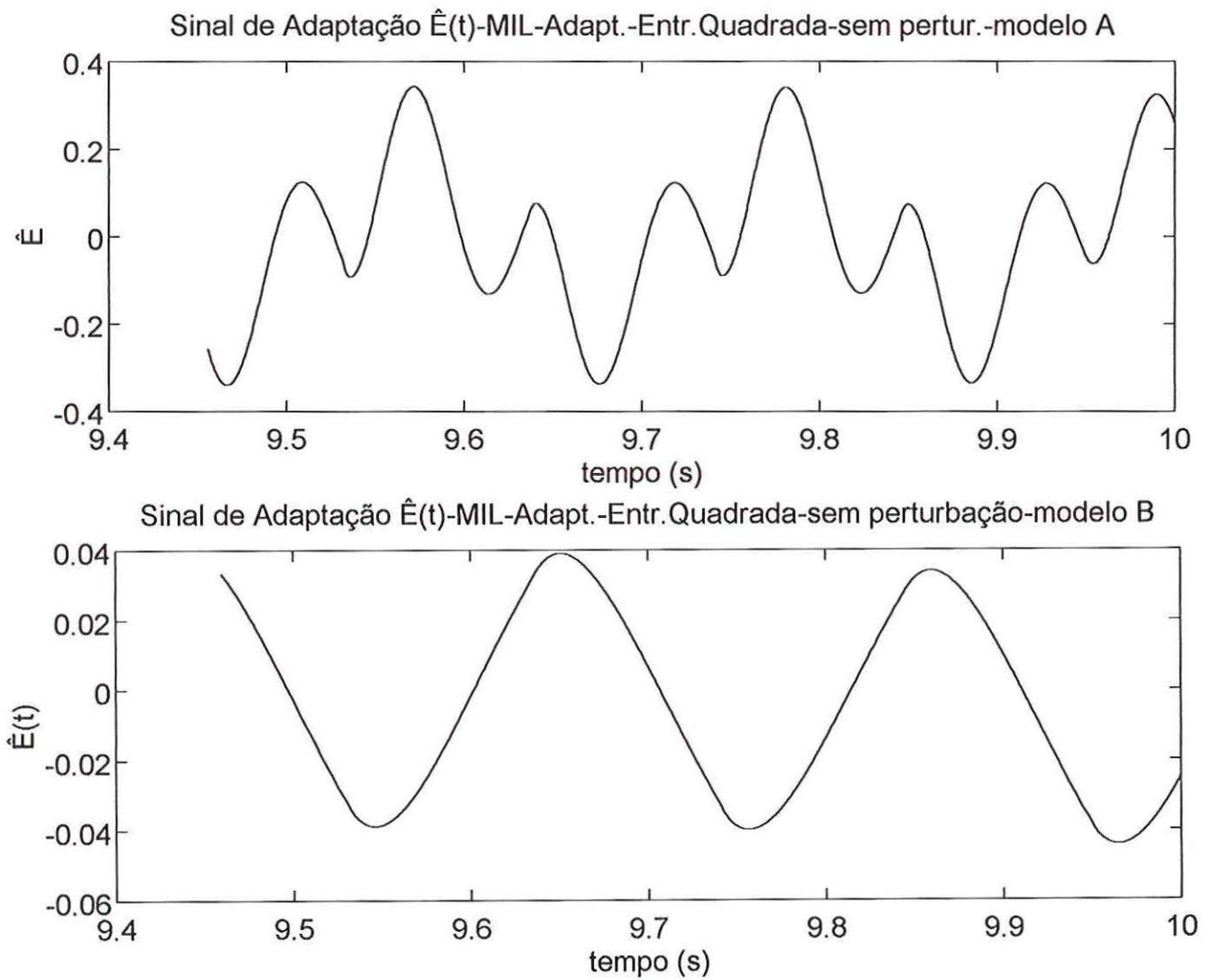


Figura 72 – Sinal de Lei de Adaptação \hat{E} – controle adaptativo – sem perturbação – sinal quadrado –
MODELO A – MODELO B

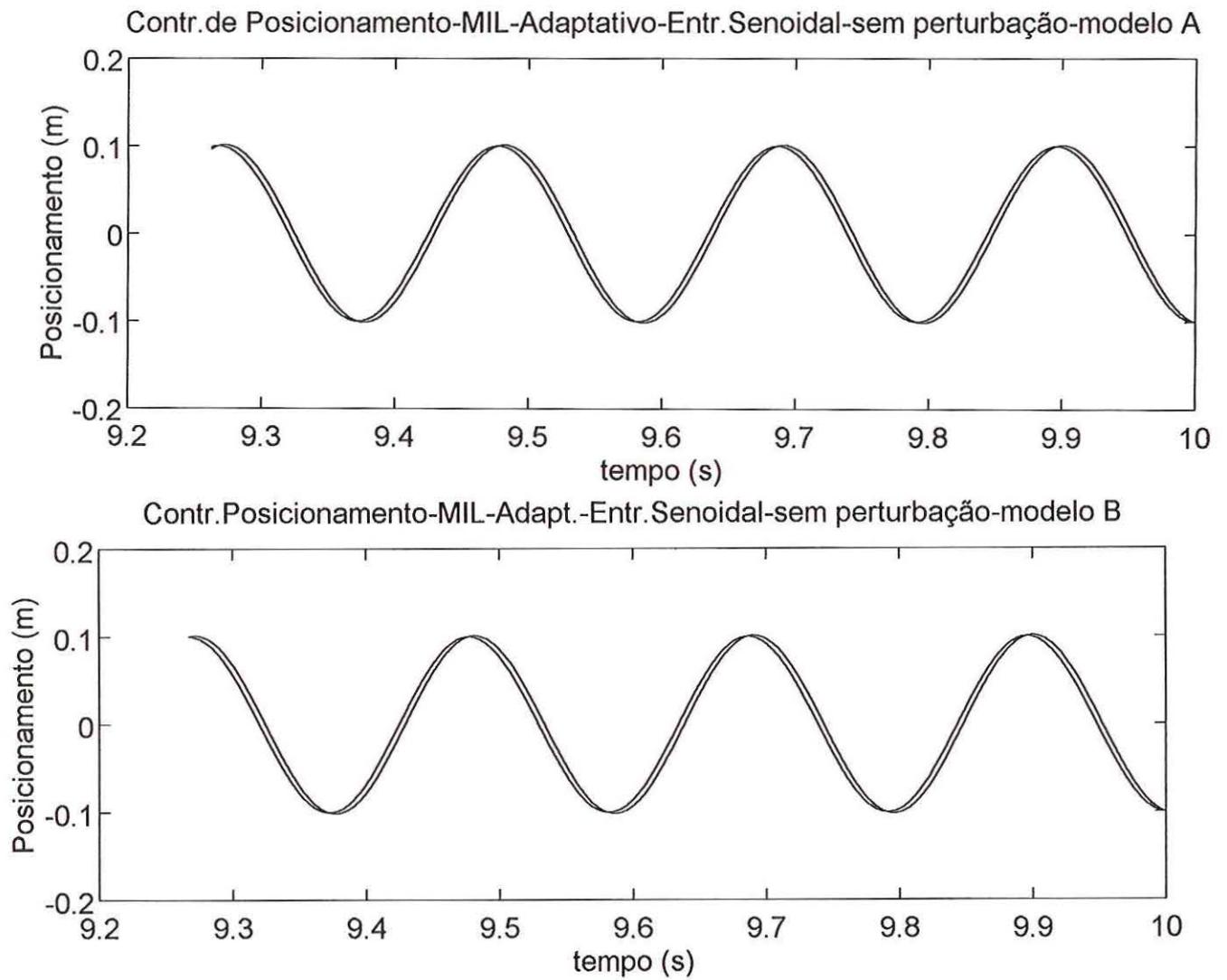


Figura 73 – Controle de Posicionamento – controle adaptativo – sem perturbação – sinal senoidal –
MODELO A – MODELO B

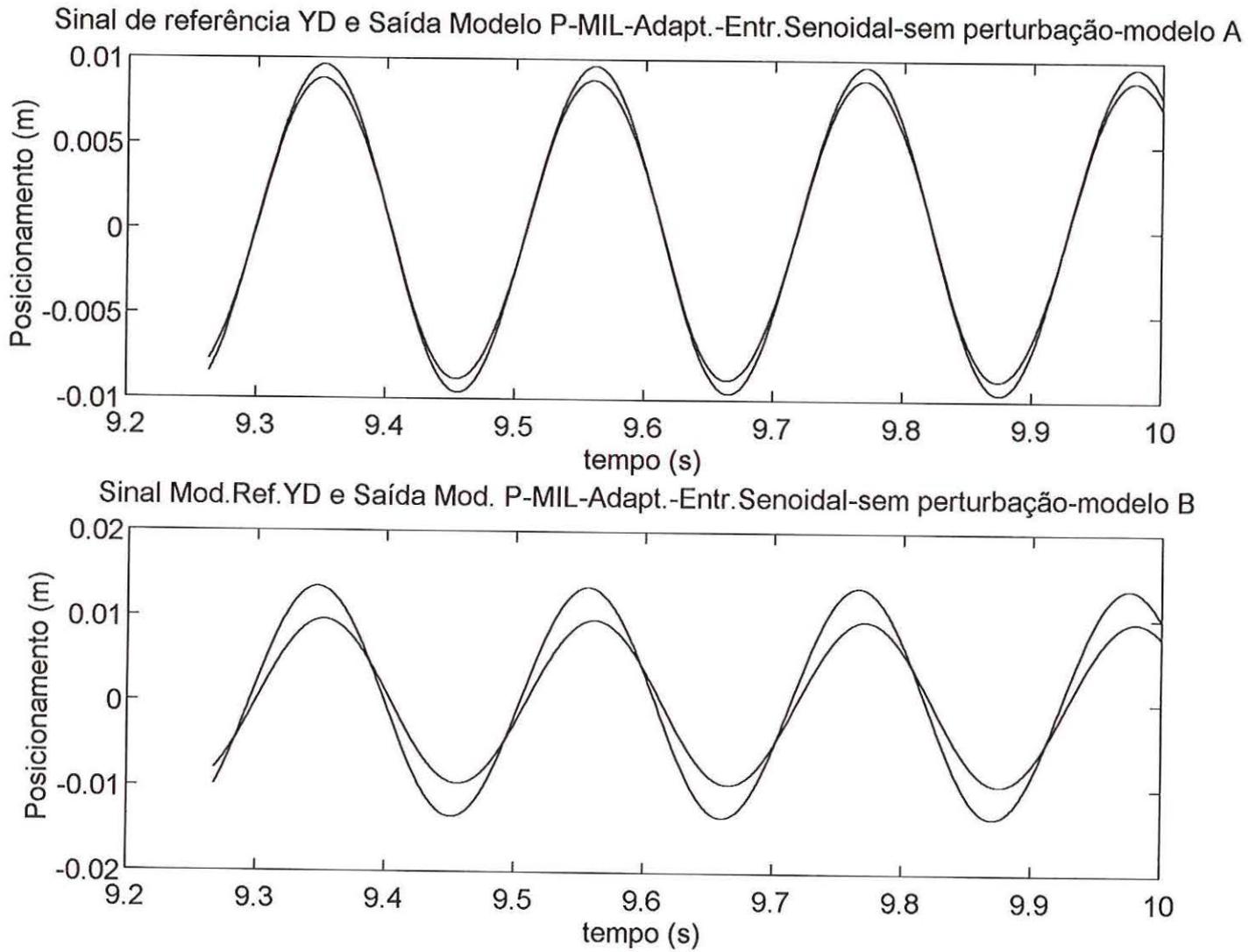


Figura 74 – Sinal Modelo Referência YD e Saída Modelo P – sem perturbação – controle adaptativo – sinal senoidal – MODELO A – MODELO B

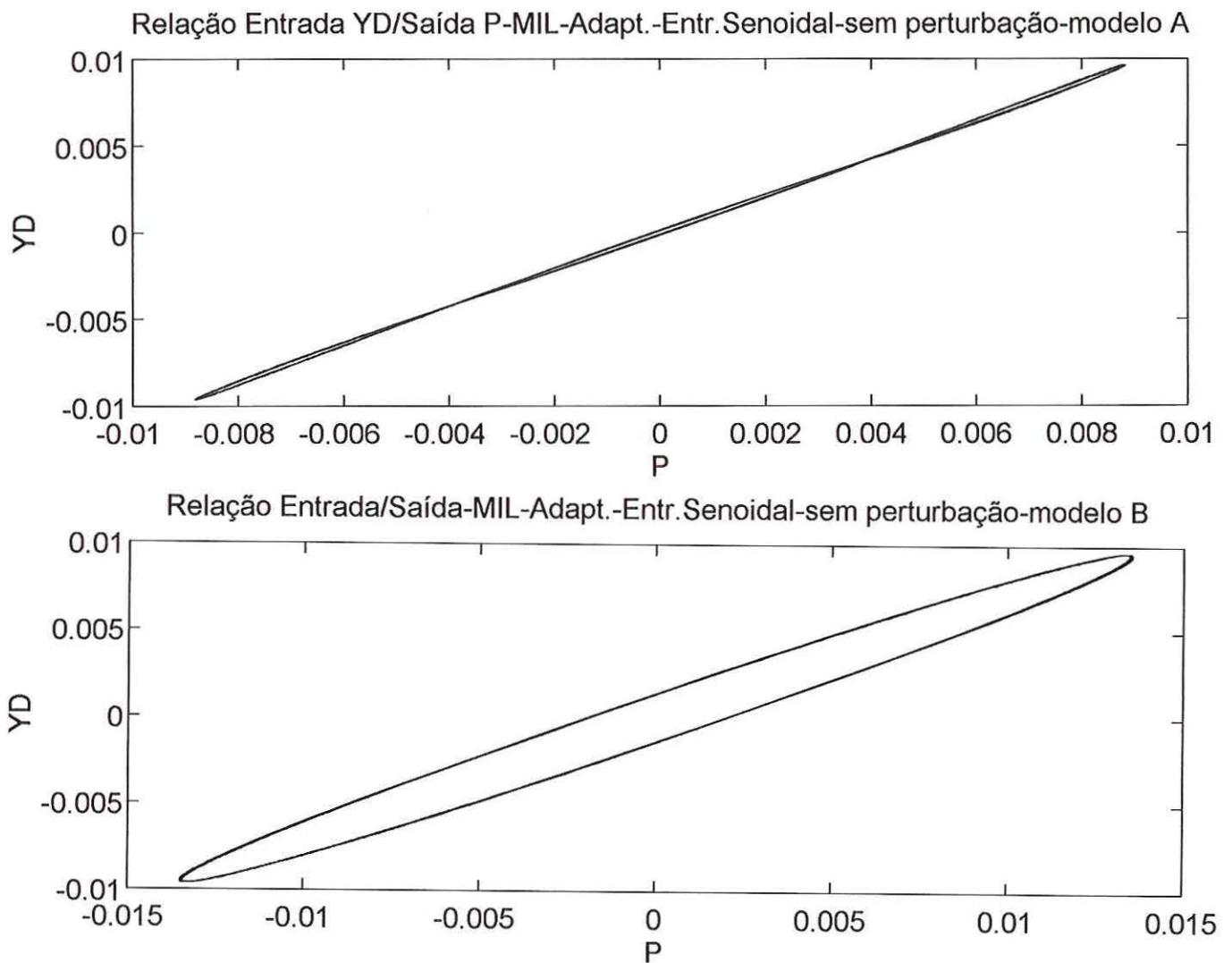


Figura 75 – Relação Entrada / Saída – controle adaptativo – sinal senoidal – sem perturbação –
MODELO A – MODELO B

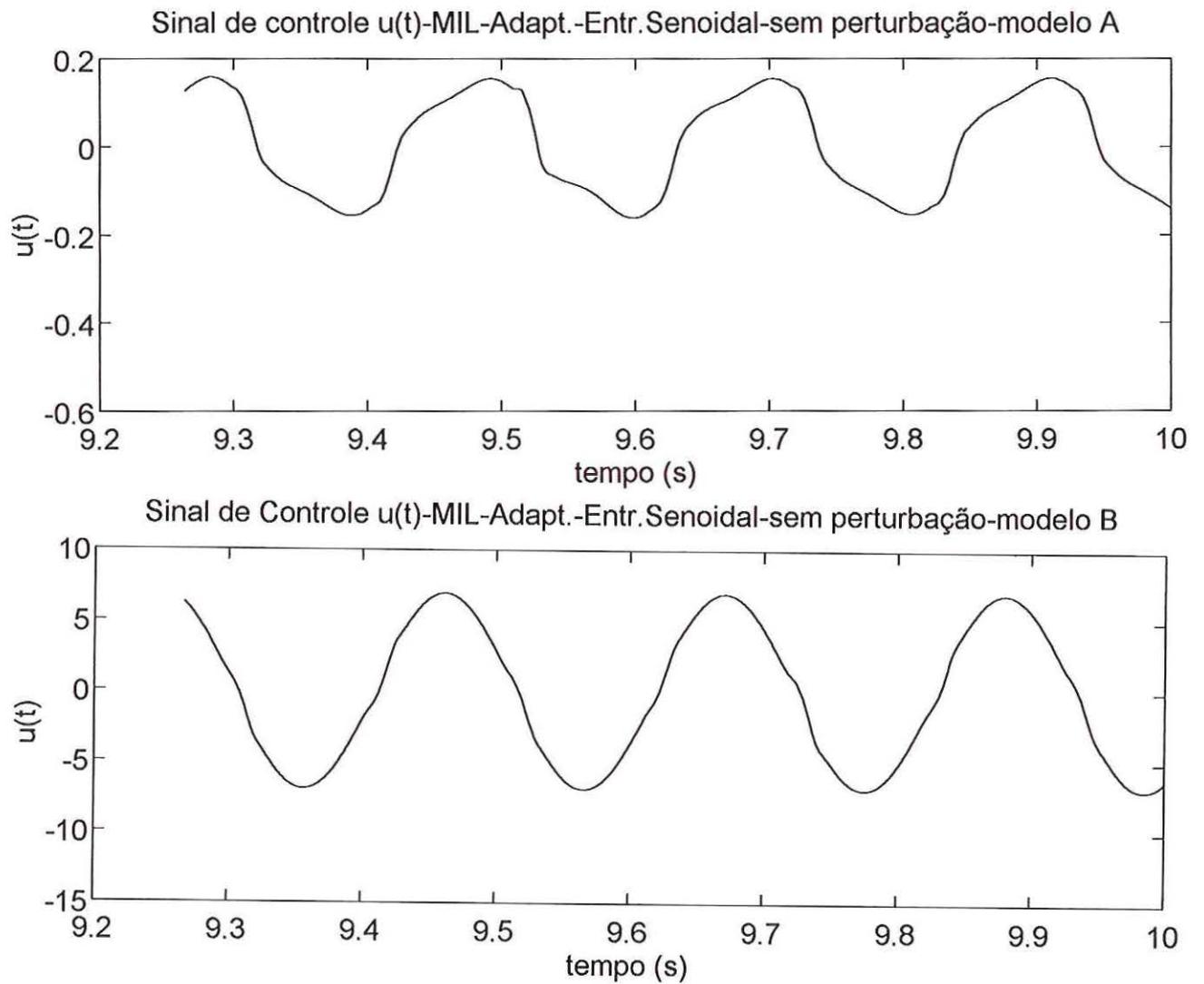


Figura 76 – Sinal de Controle U – controle adaptativo – sinal senoidal – sem perturbação –
MODELO A – MODELO B

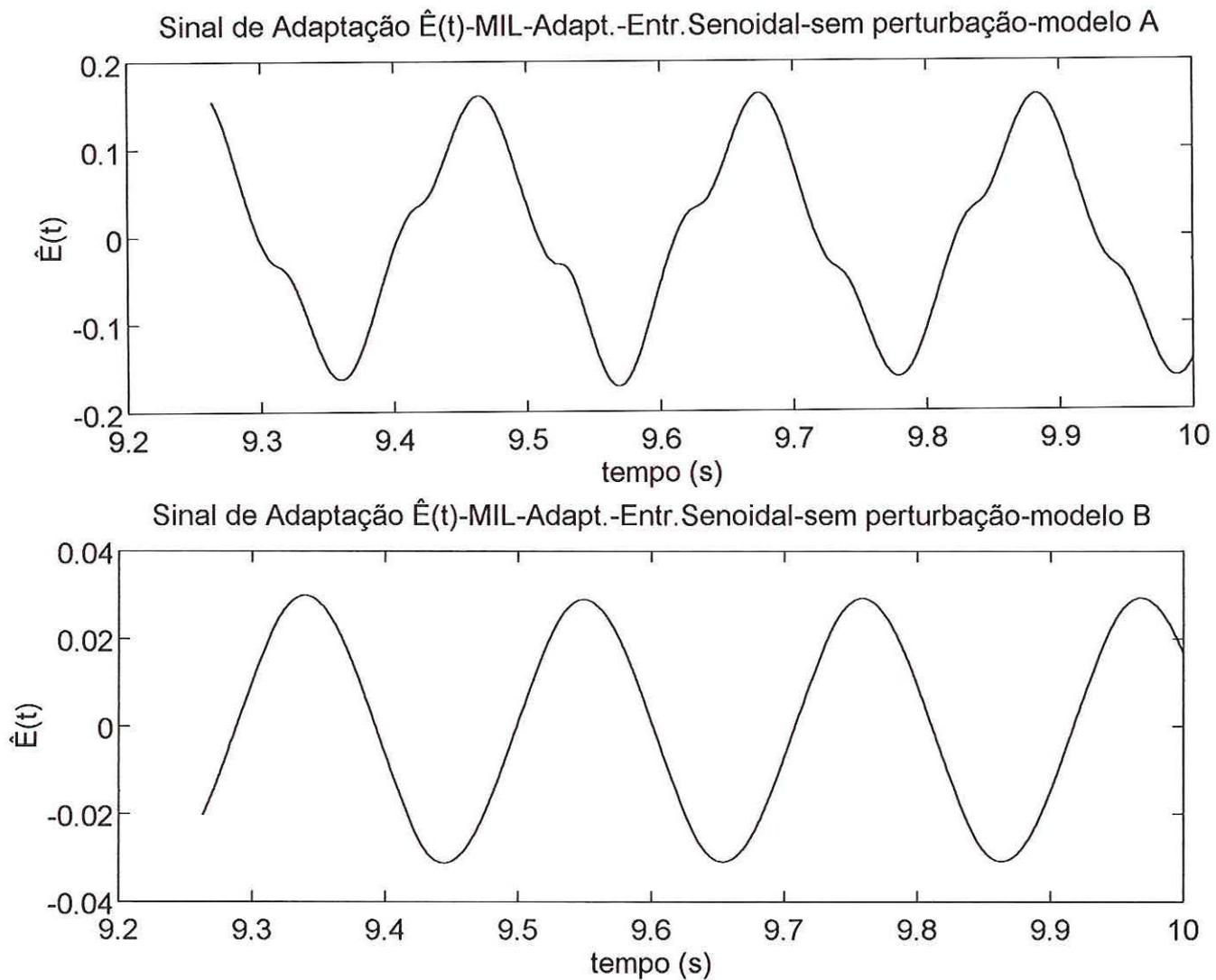


Figura 77 – Sinal de Lei de Adaptação \hat{E} – controle adaptativo – sem perturbação – sinal senoidal –
MODELO A – MODELO B

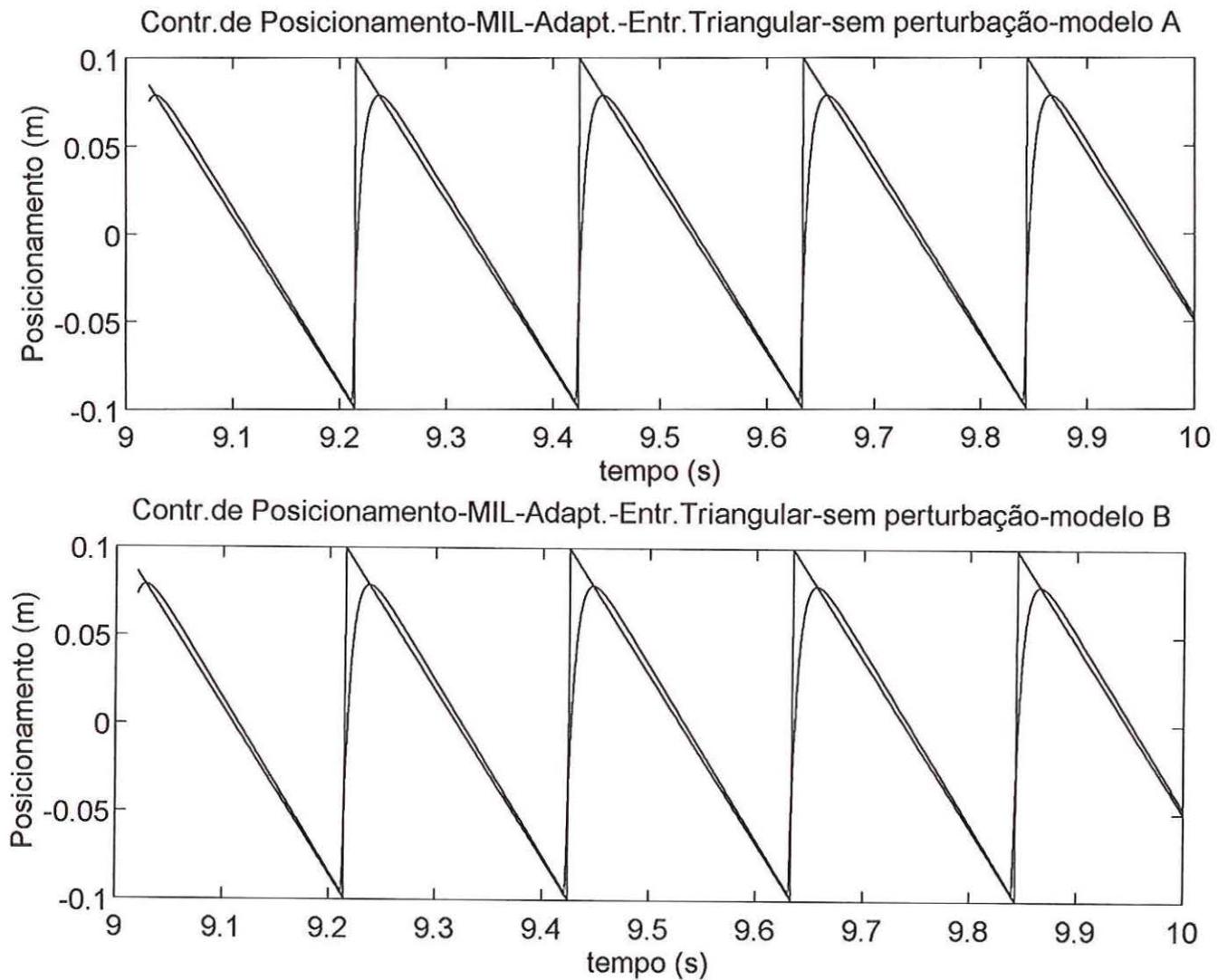


Figura 78 – Controle de Posicionamento – controle adaptativo – sem perturbação – sinal triangular –
MODELO A – MODELO B

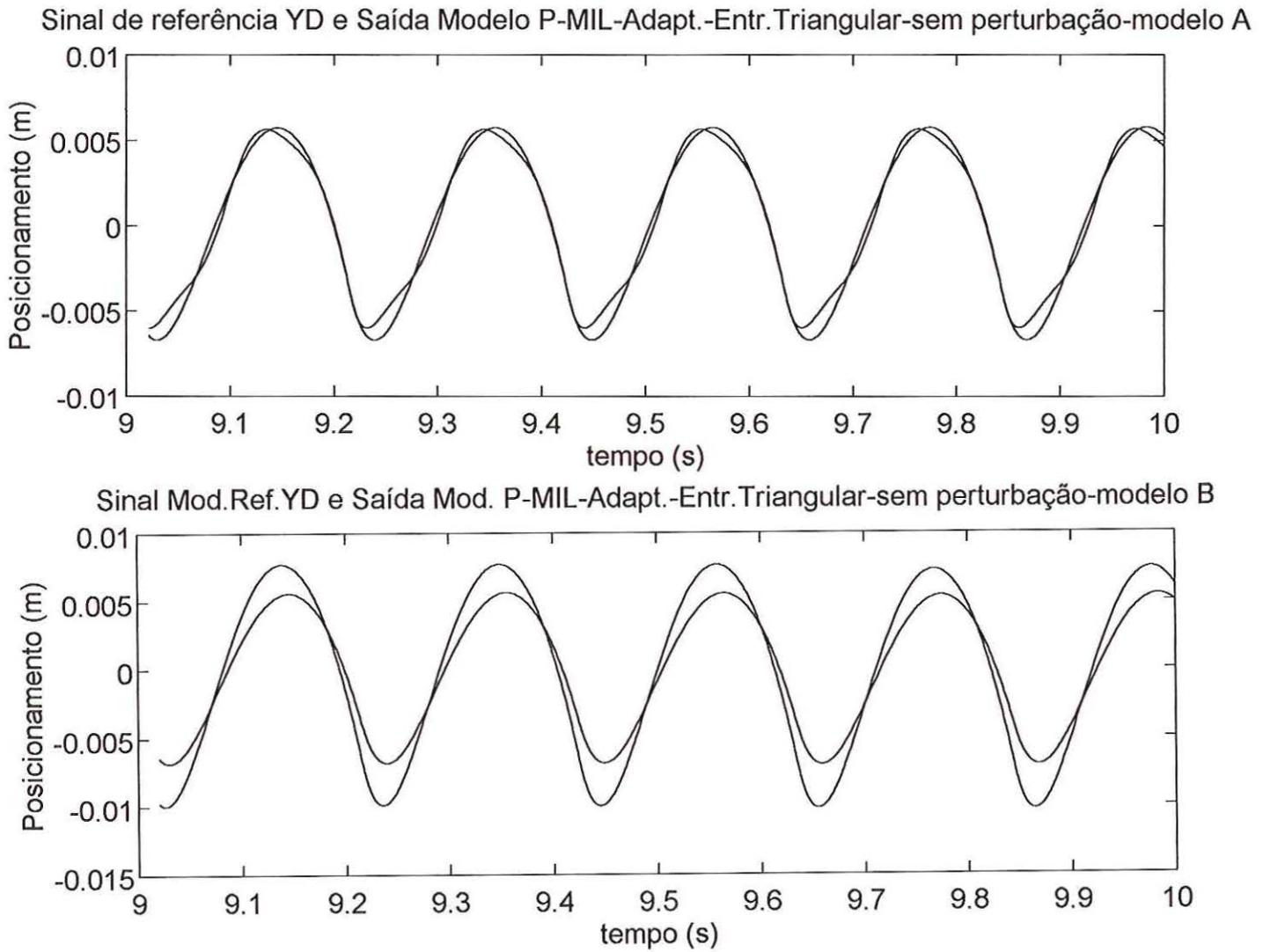


Figura 79 – Sinal Modelo Referência YD e Saída Modelo P – sem perturbação – controle adaptativo – sinal triangular – MODELO A – MODELO B

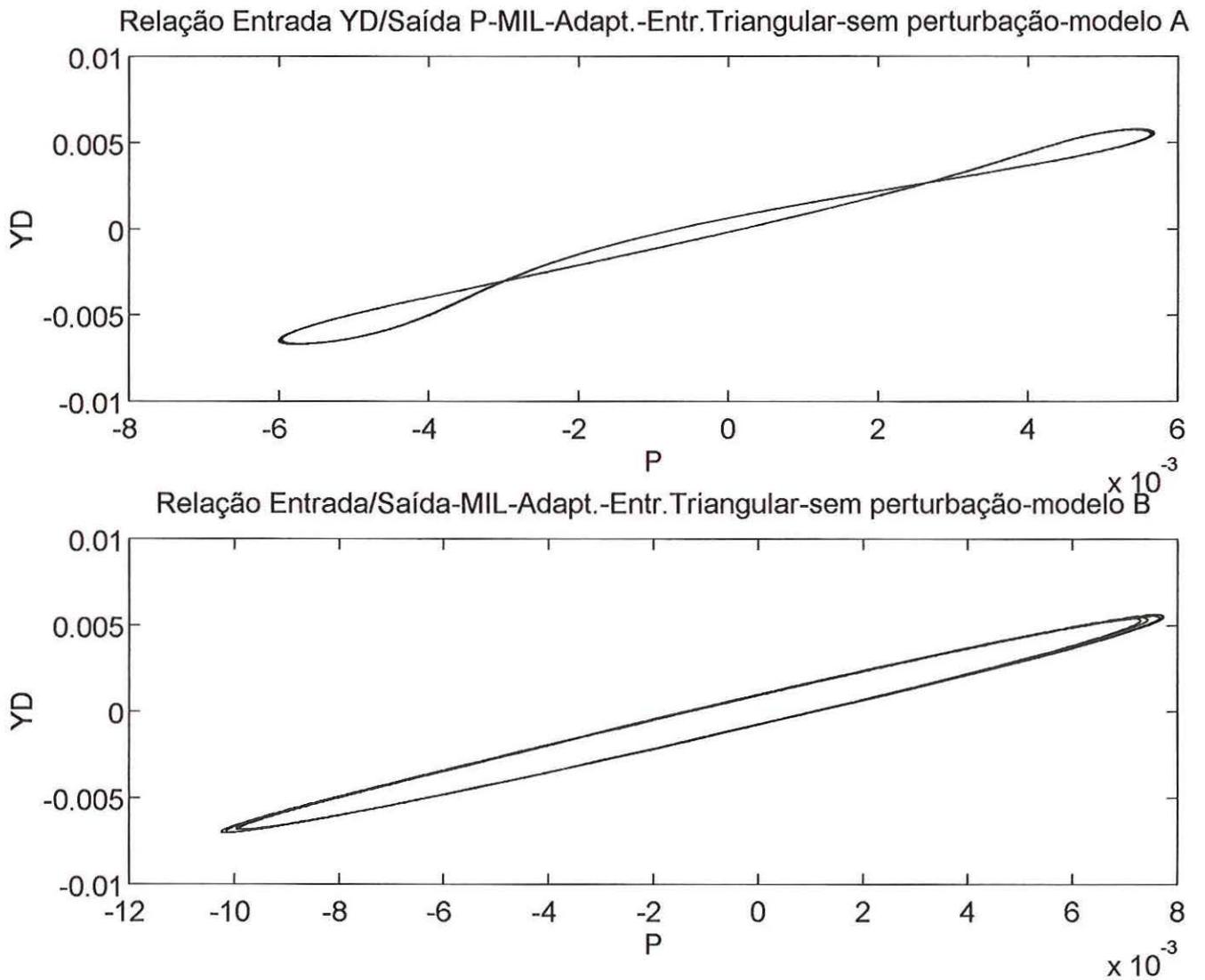


Figura 80 – Relação Entrada Saída – controle adaptativo – sinal triangular – sem perturbação –
MODELO A – MODELO B

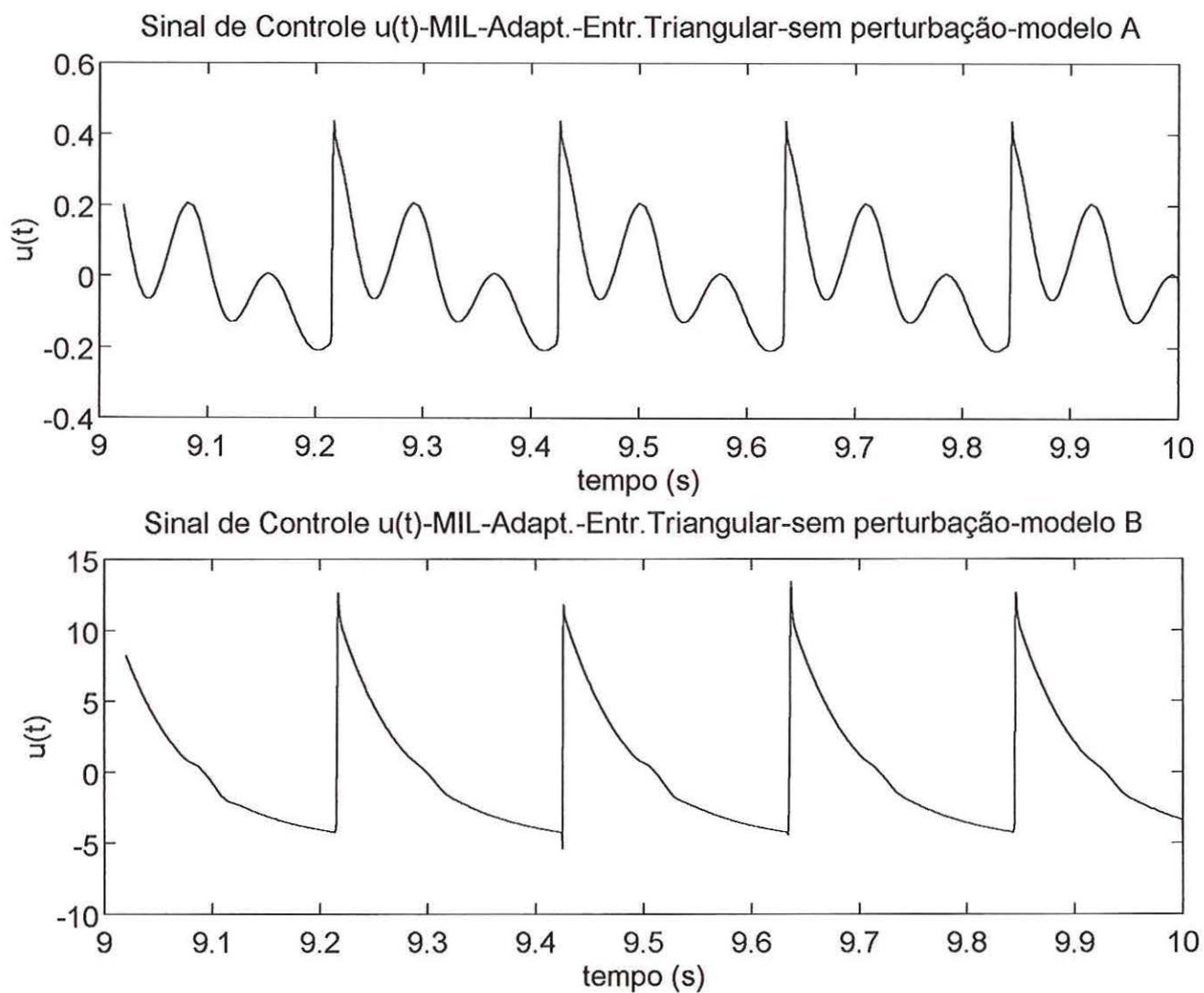


Figura 81 – Sinal de Controle U – controle adaptativo – sinal triangular – sem perturbação –
MODELO A – MODELO B

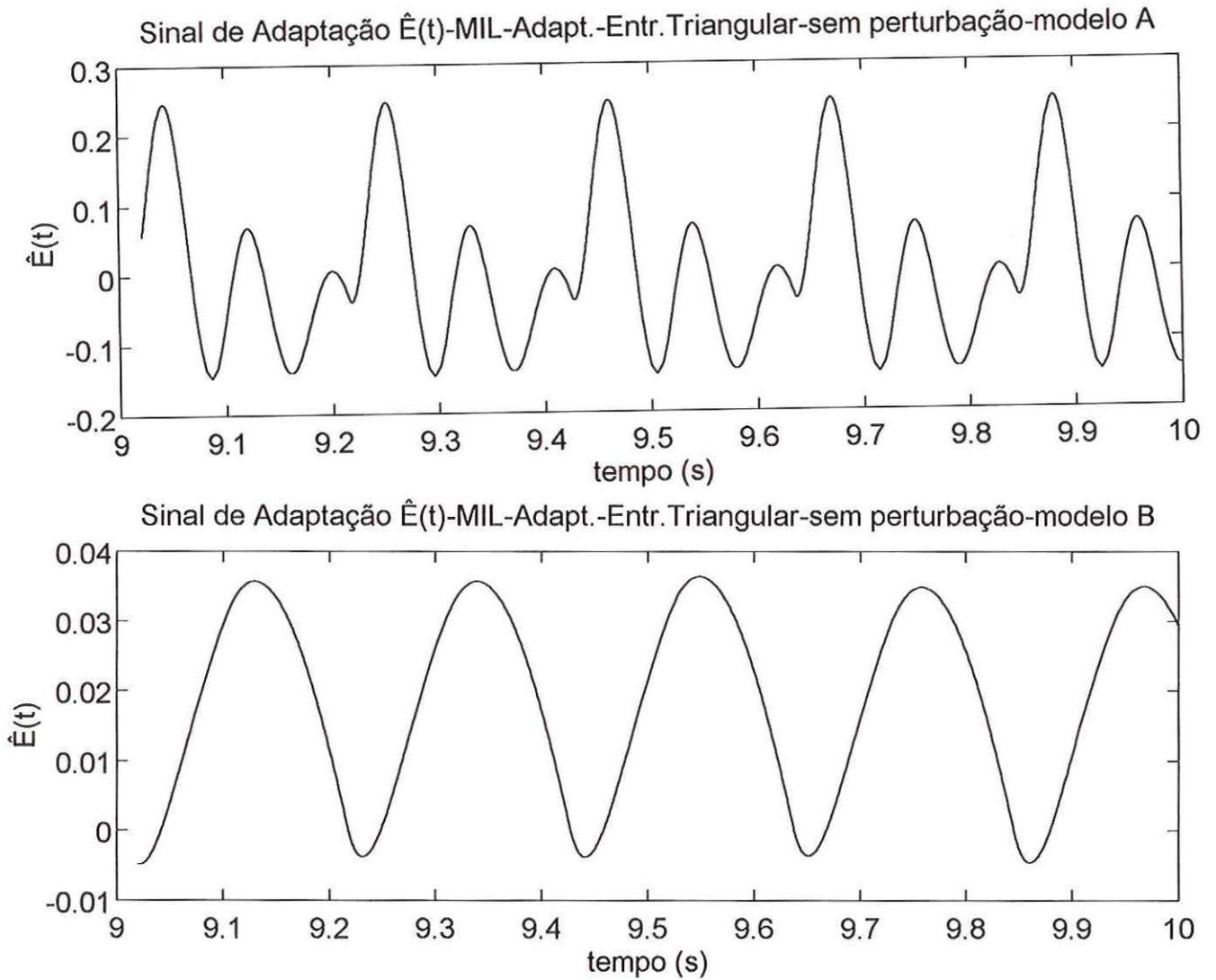


Figura 82 – Sinal de Lei de Adaptação \hat{E} – controle adaptativo – sem perturbação – sinal triangular –
MODELO A – MODELO B

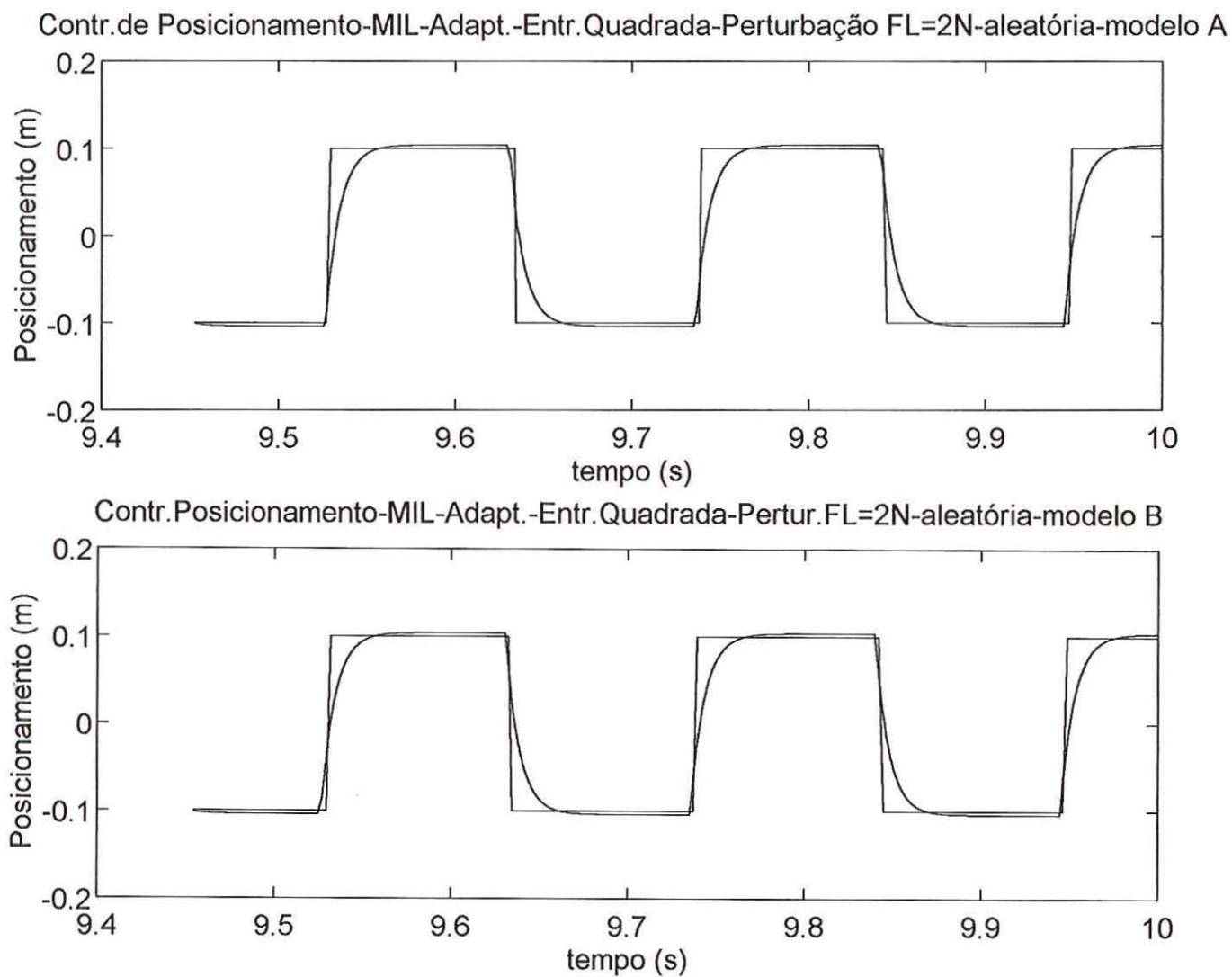
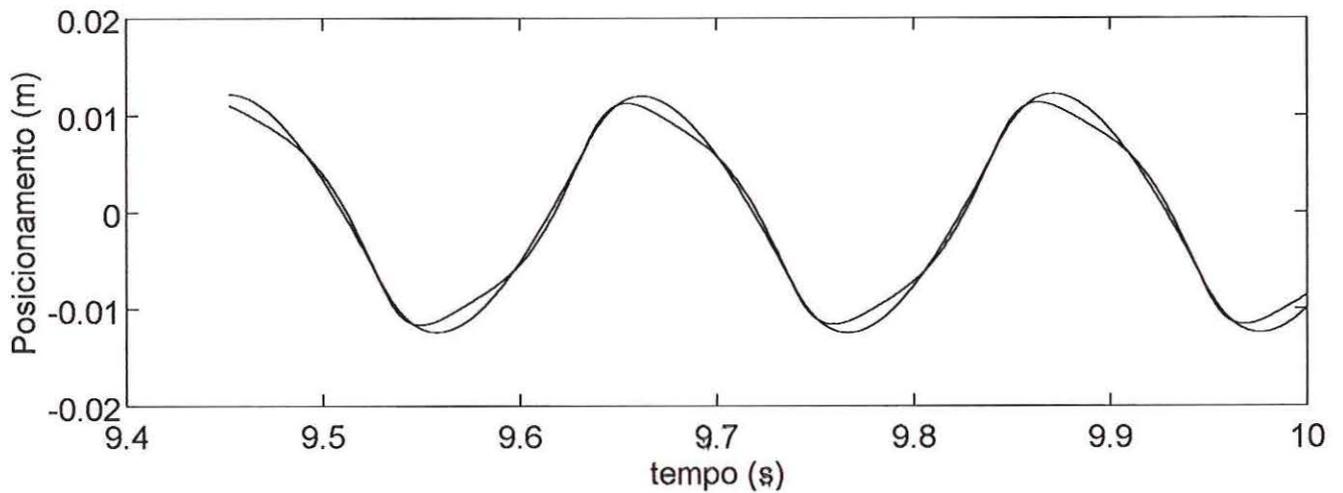


Figura 83 – Controle de Posicionamento – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal quadrado – MODELO A – MODELO B

Sinal de Referência YD e Saída Modelo P-MIL-Adapt.-Entr.Quadrada-Perturbação FL=2N-aleatória-mo



Sinal Mod.Refer.YD e Saída Mod.P-MIL-Adapt.-Entr.Quadrada-Pertur.FL=2N-aleatória-modelo B

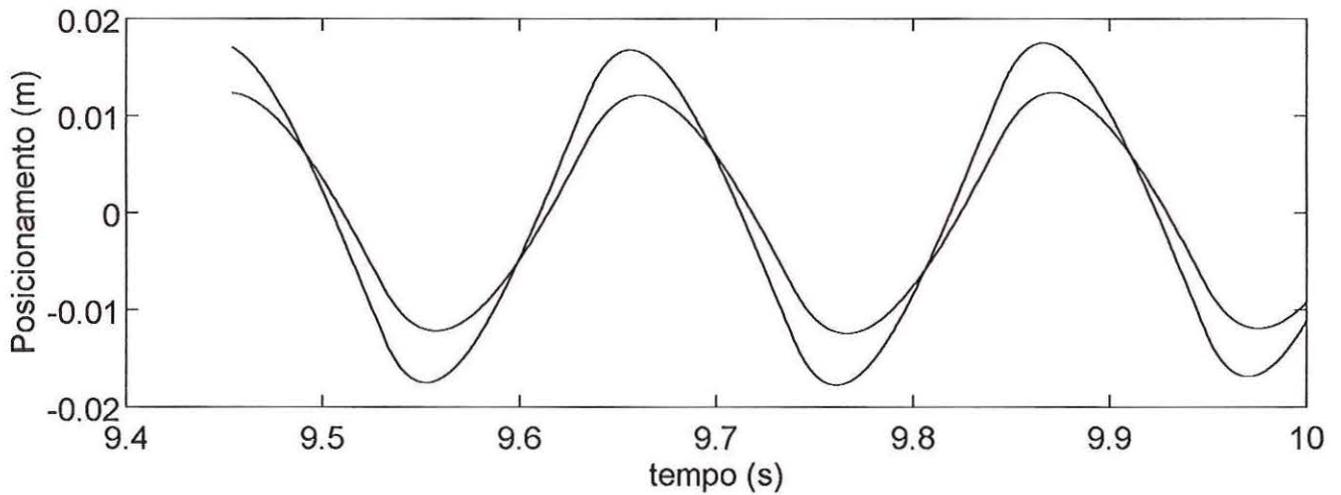


Figura 84 – Sinal Modelo Referência YD e Saída Modelo P – Perturbação FL=2N aleatória – controle adaptativo – sinal quadrado – MODELO A – MODELO B

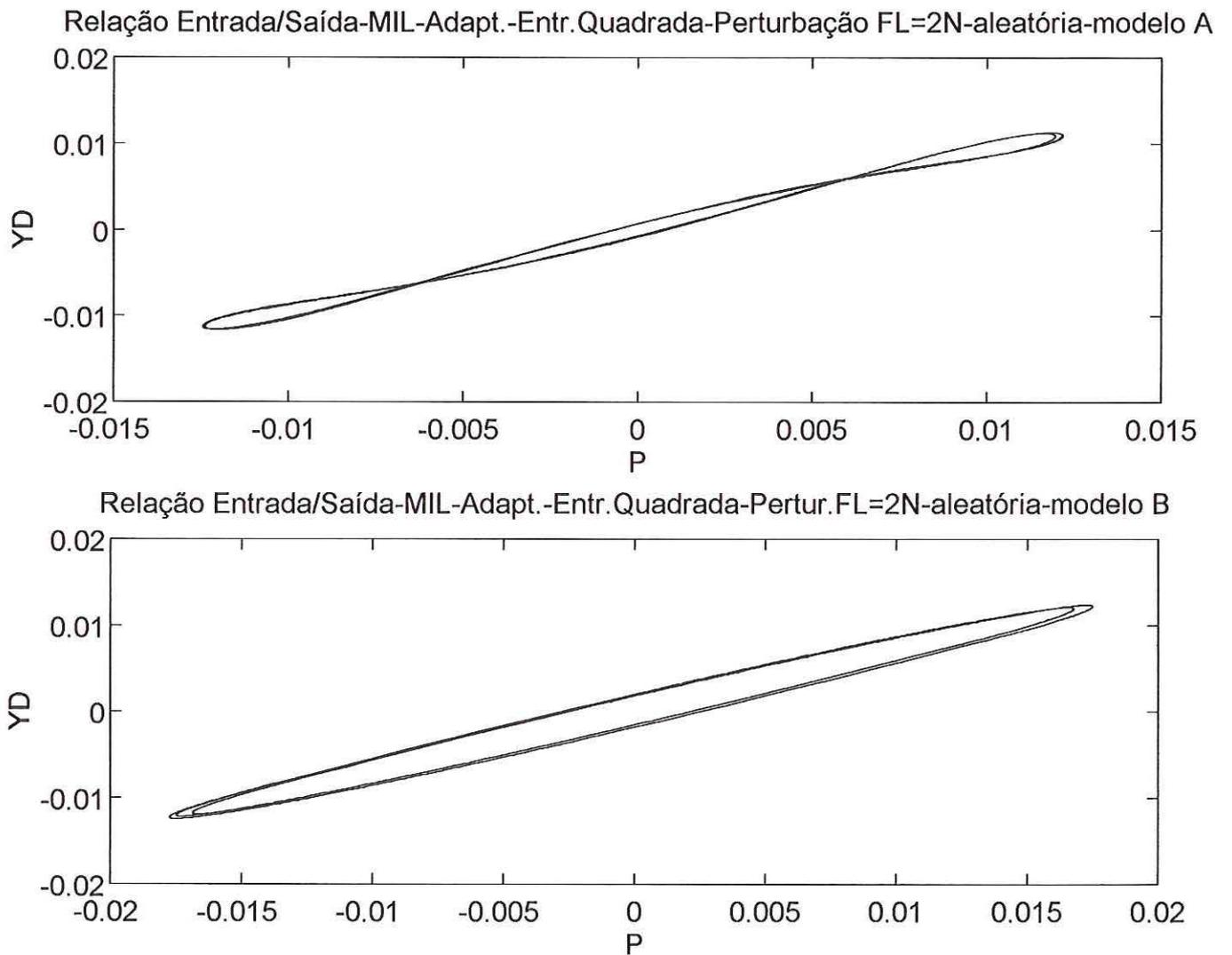


Figura 85 – Relação Entrada / Saída – controle adaptativo – sinal quadrado – Perturbação FL=2N aleatória –
MODELO A – MODELO B

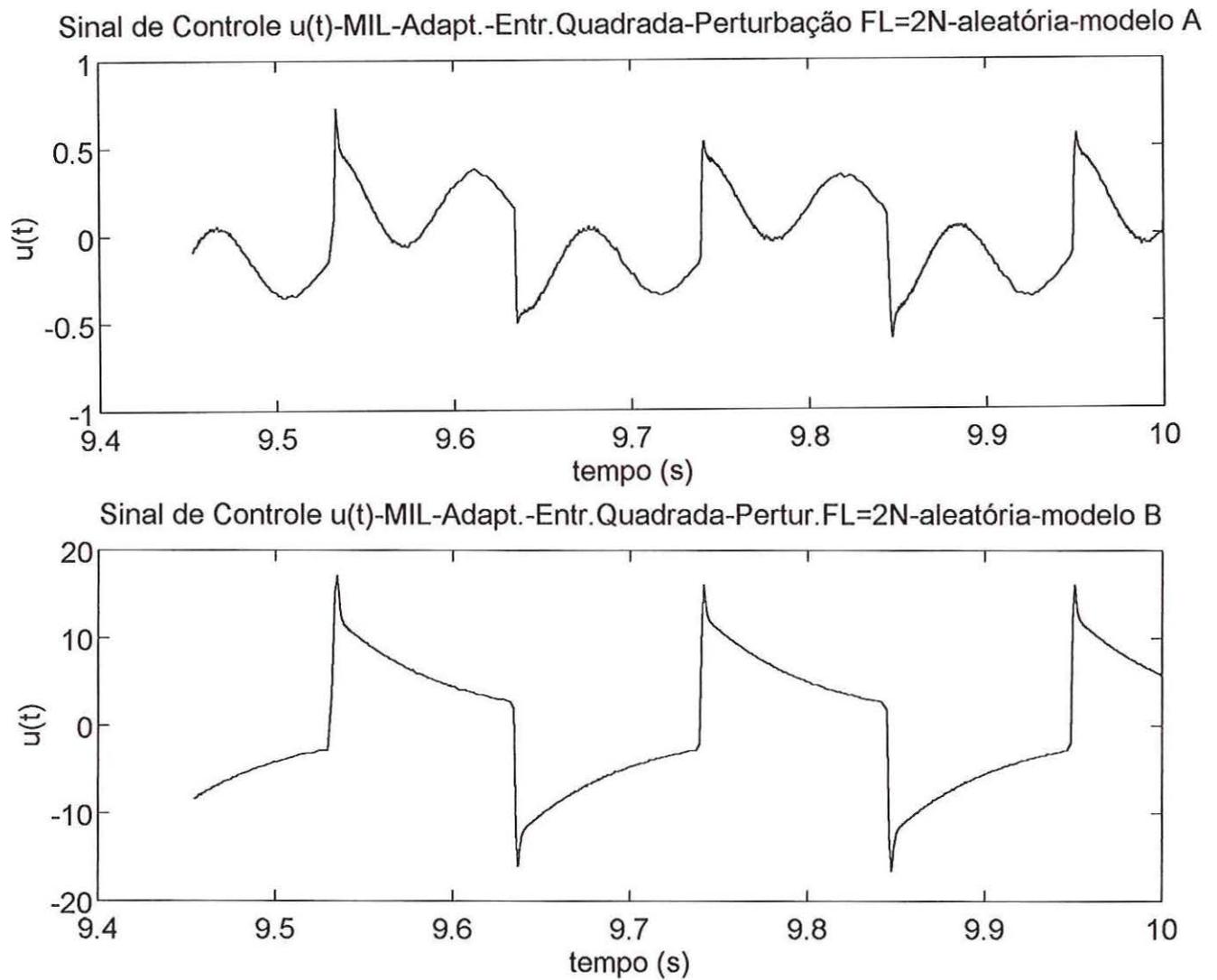


Figura 86 – Sinal de Controle U – controle adaptativo – sinal quadrado – Perturbação FL=2N aleatória –
MODELO A – MODELO B

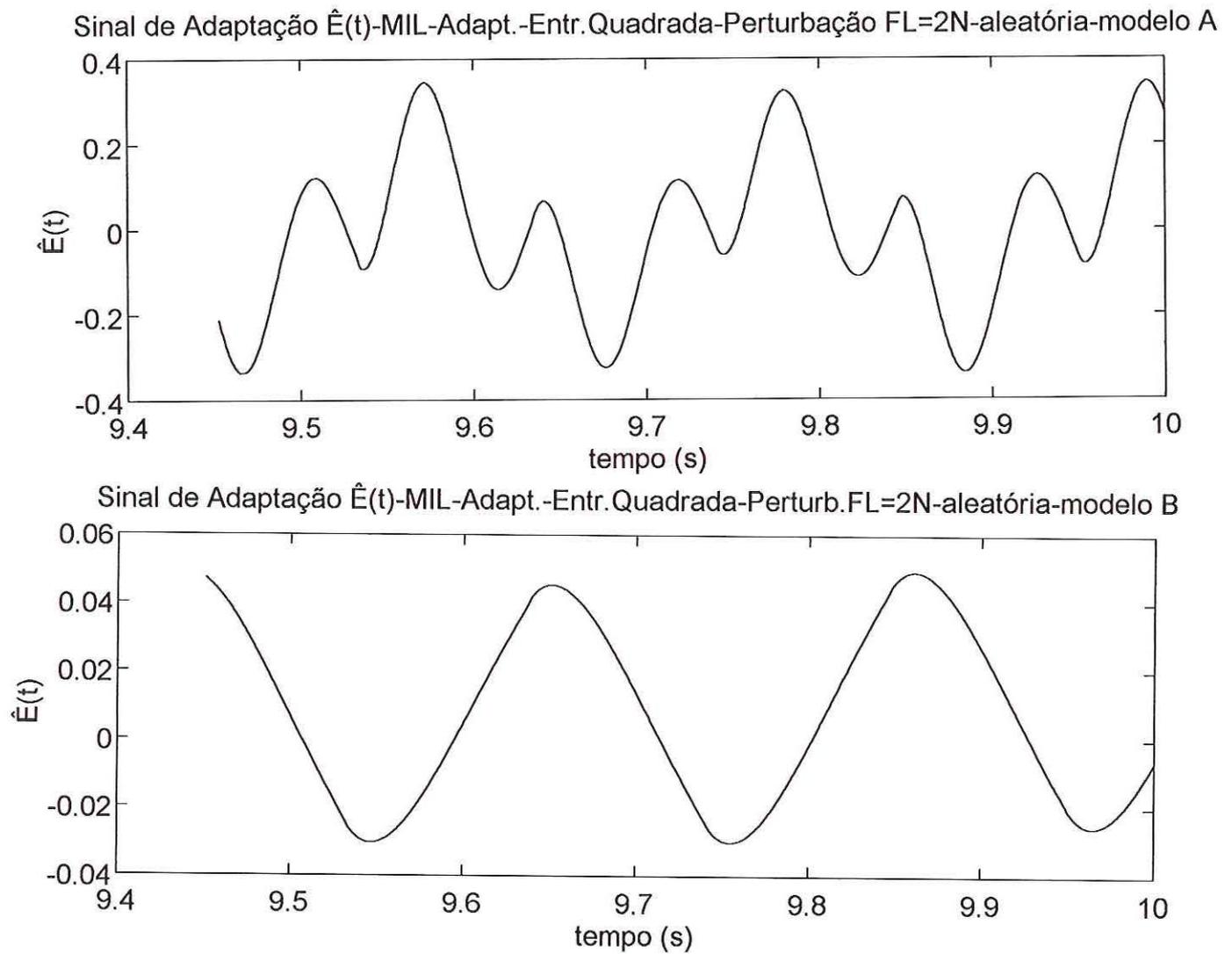


Figura 87 – Sinal de Lei de Adaptação \hat{E} – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal quadrado – MODELO A – MODELO B

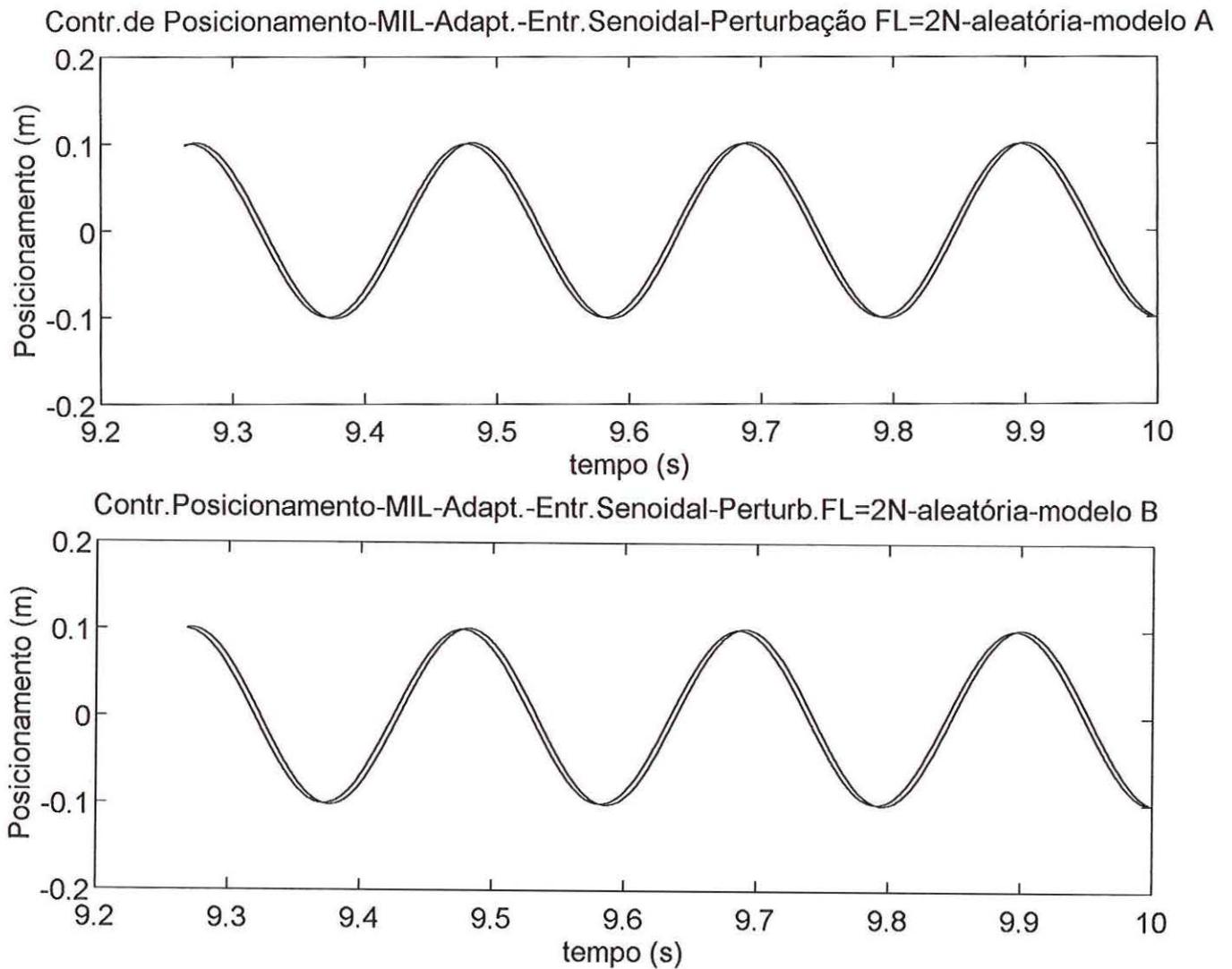
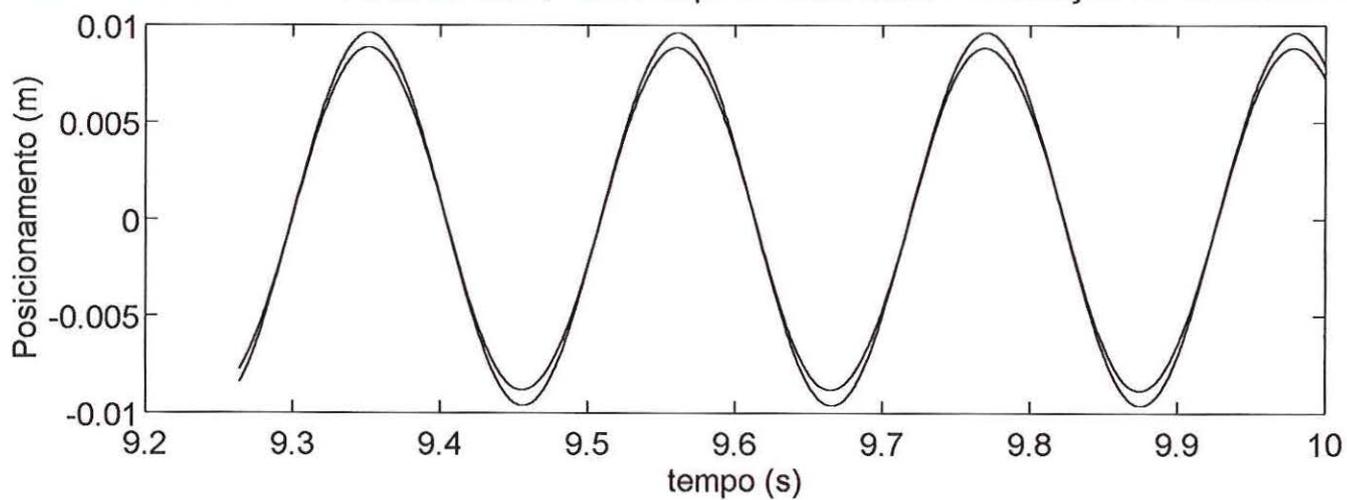


Figura 88 – Controle de Posicionamento – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal senoidal
– MODELO A – MODELO B

Sinal de Referência YD e Saída Modelo P-MIL-Adapt.-Entr.Senoidal-Perturbação FL=2N-aleatória-mod



Sinal Mod.Ref.YD e Saída Mod.P-MIL-Adapt.-Entr.Senoidal-Perturb.FL=2N-aleatória-modelo B

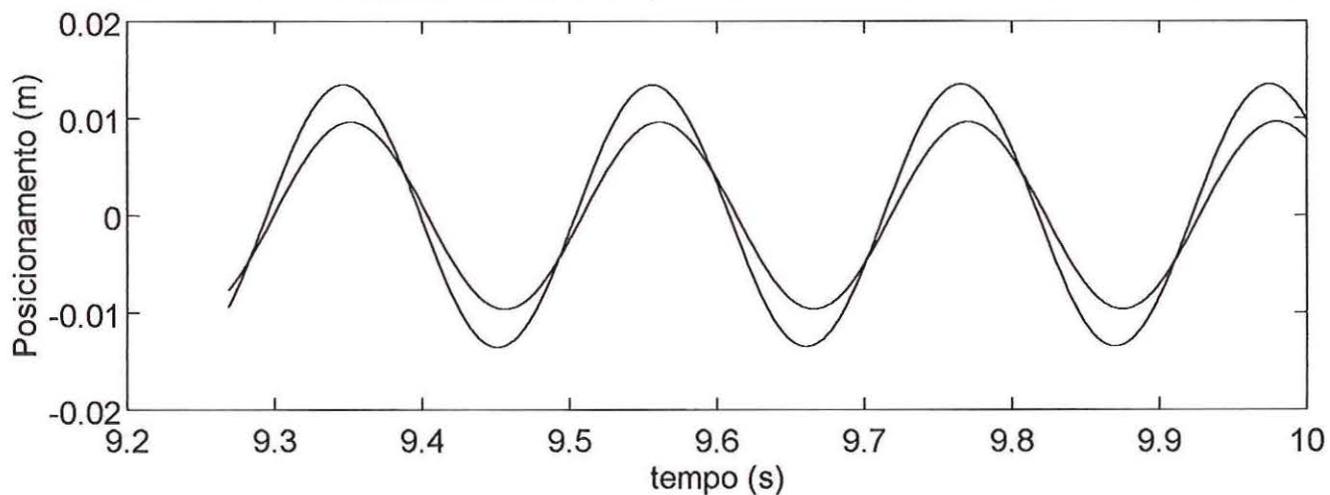


Figura 89 – Sinal Modelo Referência YD e Saída Modelo P – Perturbação FL=2N aleatória – controle adaptativo – sinal senoidal – MODELO A – MODELO B

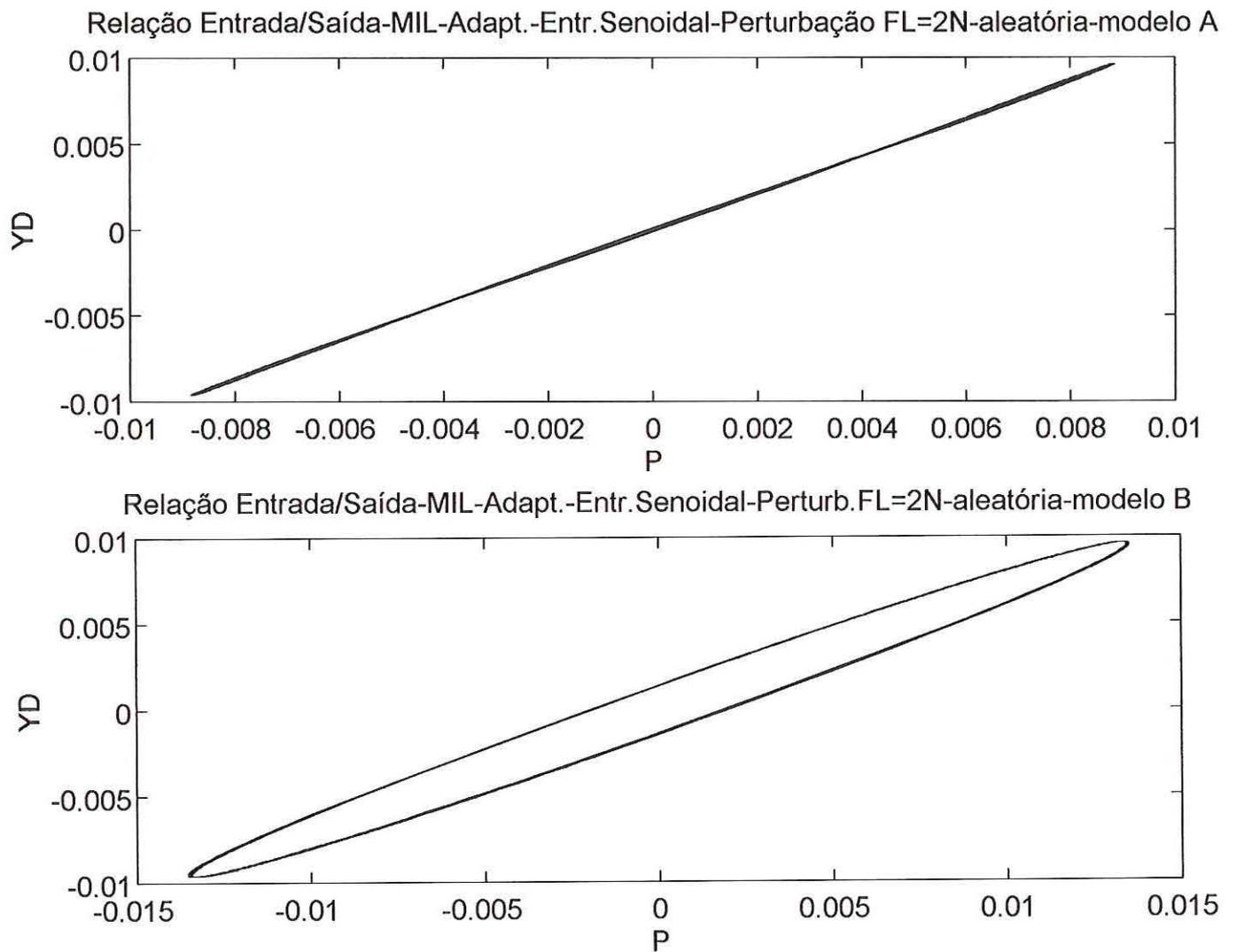


Figura 90 – Relação Entrada / Saída – controle adaptativo – sinal senoidal – Perturbação FL=2N aleatória –
MODELO A – MODELO B

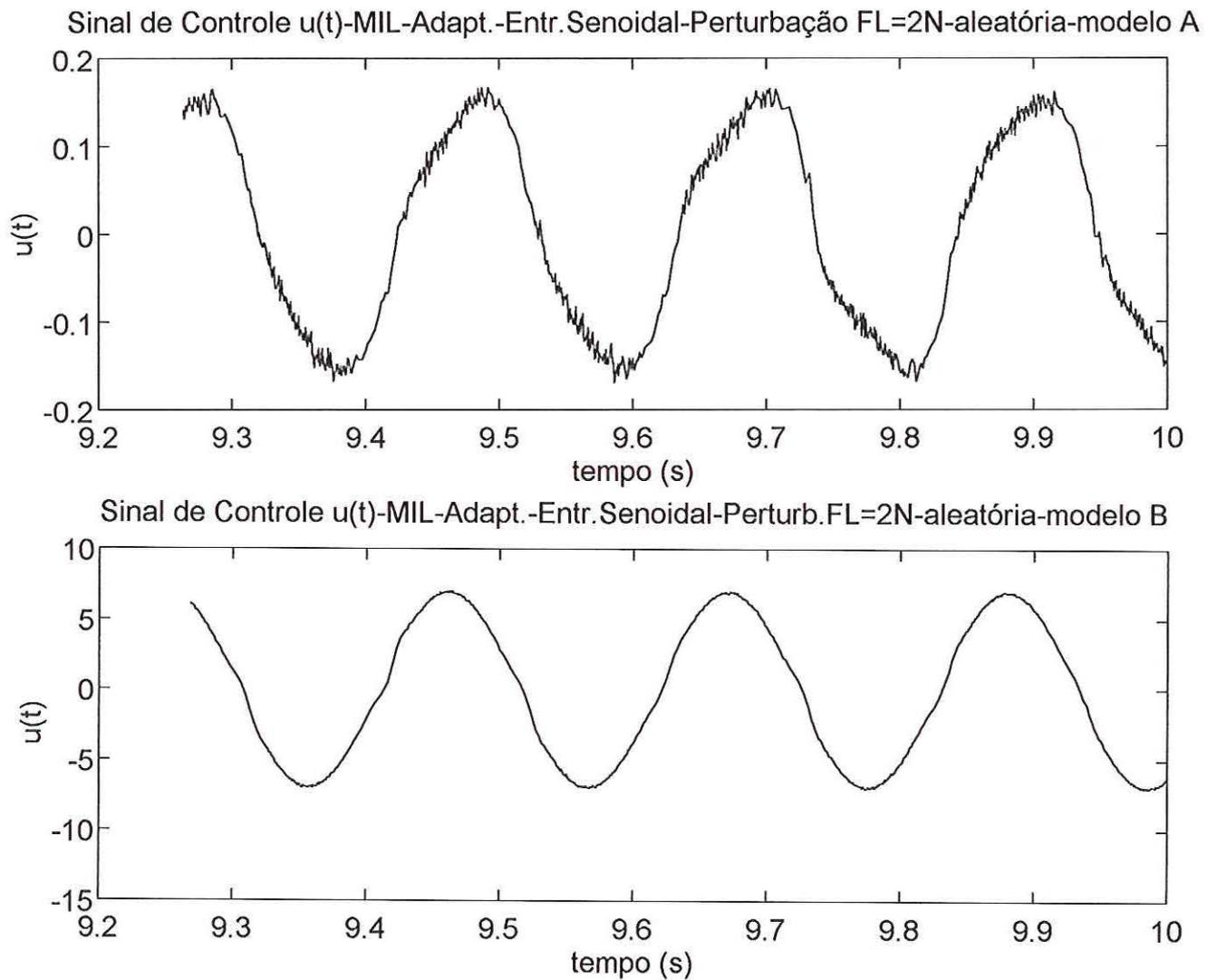


Figura 91 – Sinal de Controle U – controle adaptativo – sinal senoidal – Perturbação FL=2N aleatória –
MODELO A – MODELO B

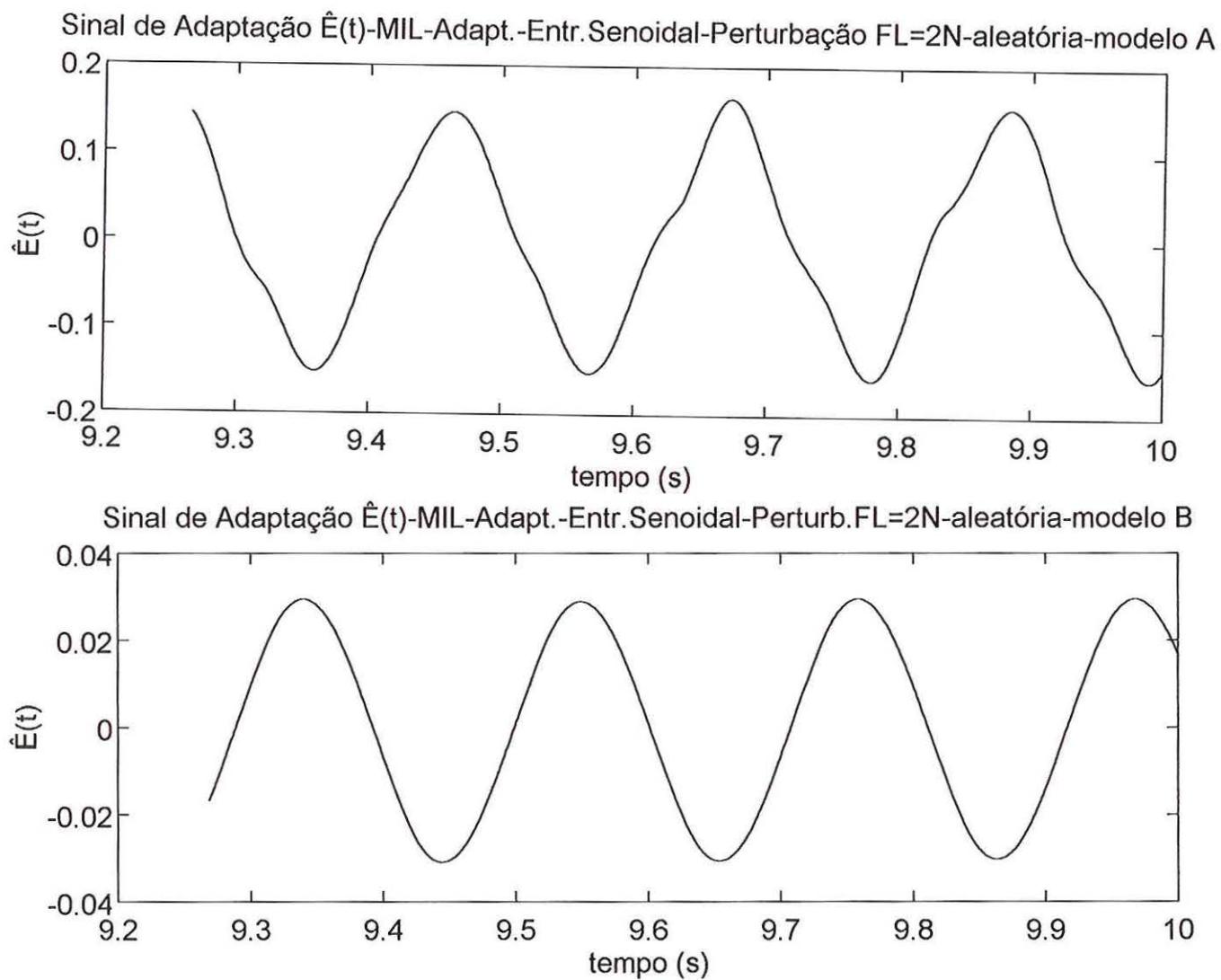


Figura 92 – Sinal de Lei de Adaptação \hat{E} – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal senoidal – MODELO A – MODELO B

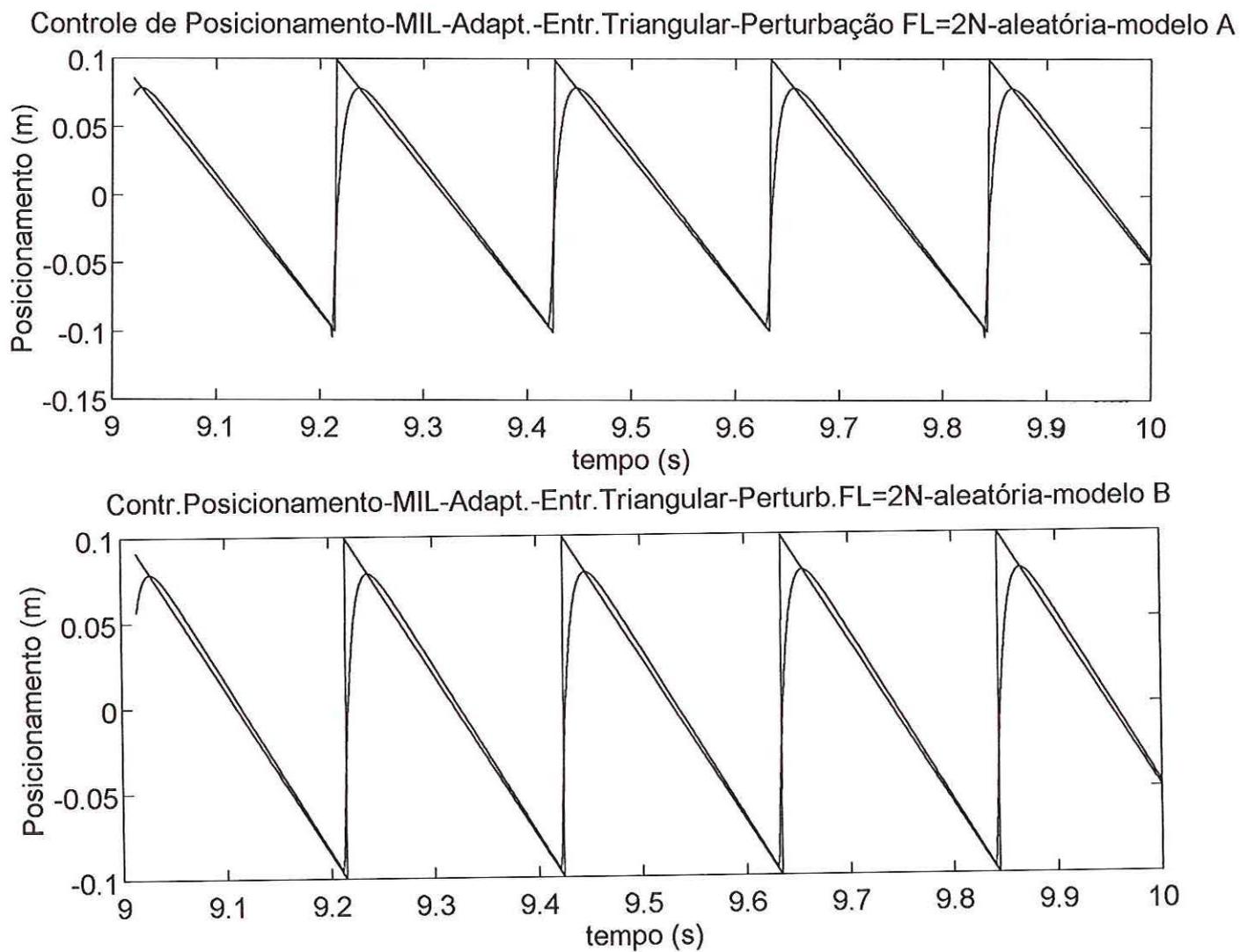
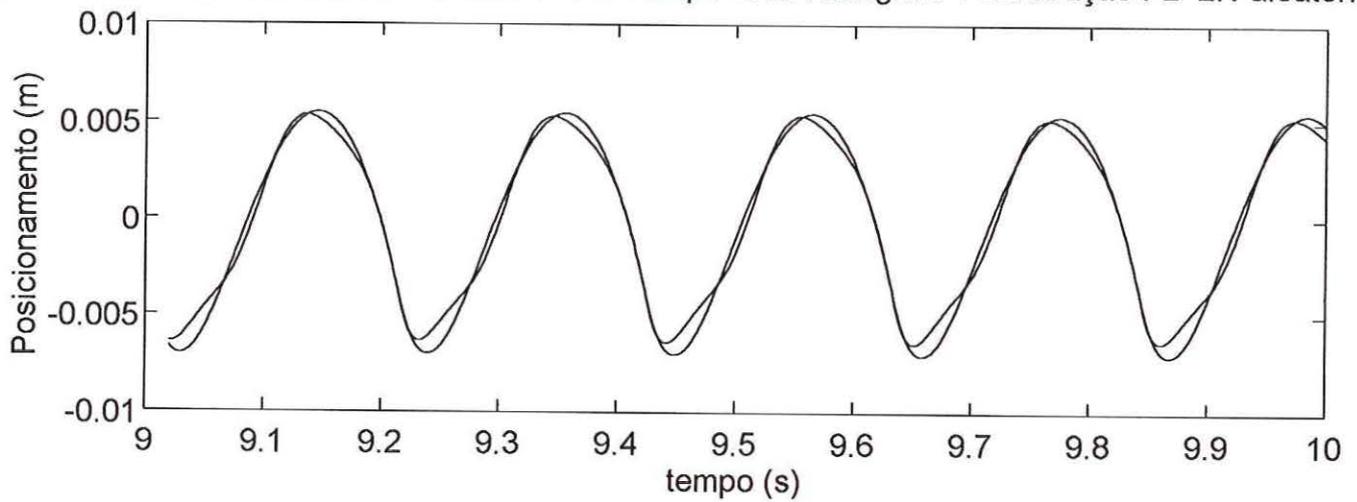


Figura 93 – Controle de Posicionamento – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal triangular – MODELO A – MODELO B

Sinal de Referência YD e Saída Modelo P-MIL-Adapt.-Entr.Triangular-Perturbação FL=2N-aleatória-mor



Sinal Mod.Ref.YD e Saída Mod.P-MIL-Adapt.-Entr.Triangular-Perturb.FL=2N-aleatória-modelo B

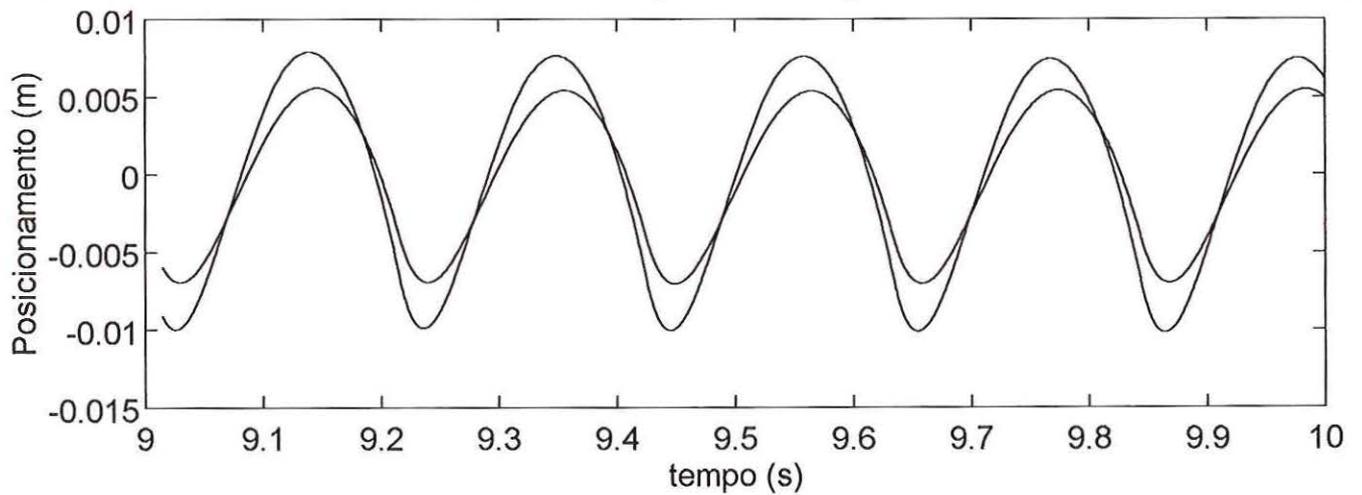


Figura 94 – Sinal Modelo Referência YD e Saída Modelo P– Perturbação FL=2N aleatória – controle adaptativo – sinal triangular – MODELO A – MODELO B

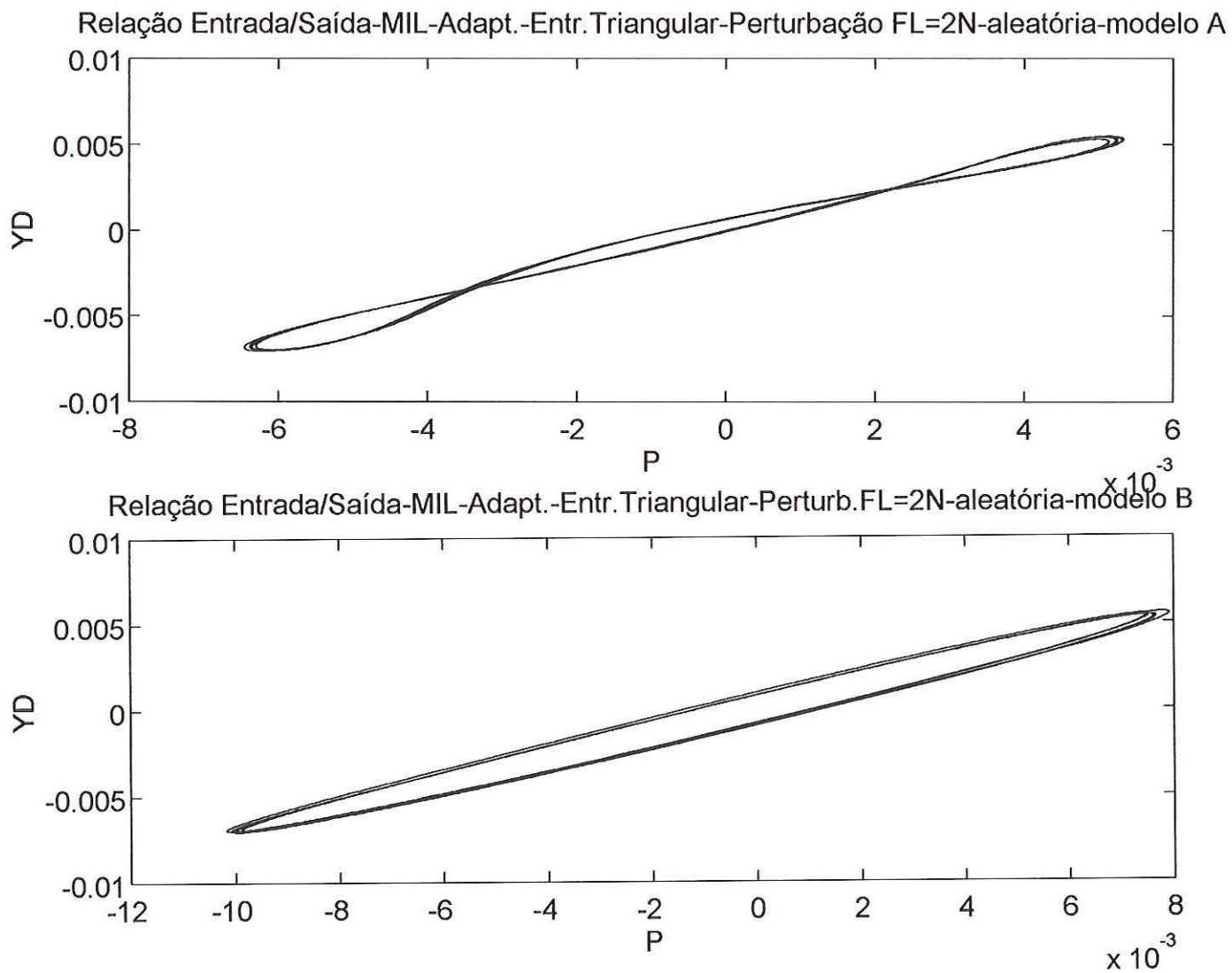


Figura 95 – Relação Entrada / Saída – controle adaptativo – sinal triangular – Perturbação FL=2N aleatória –
MODELO A – MODELO B

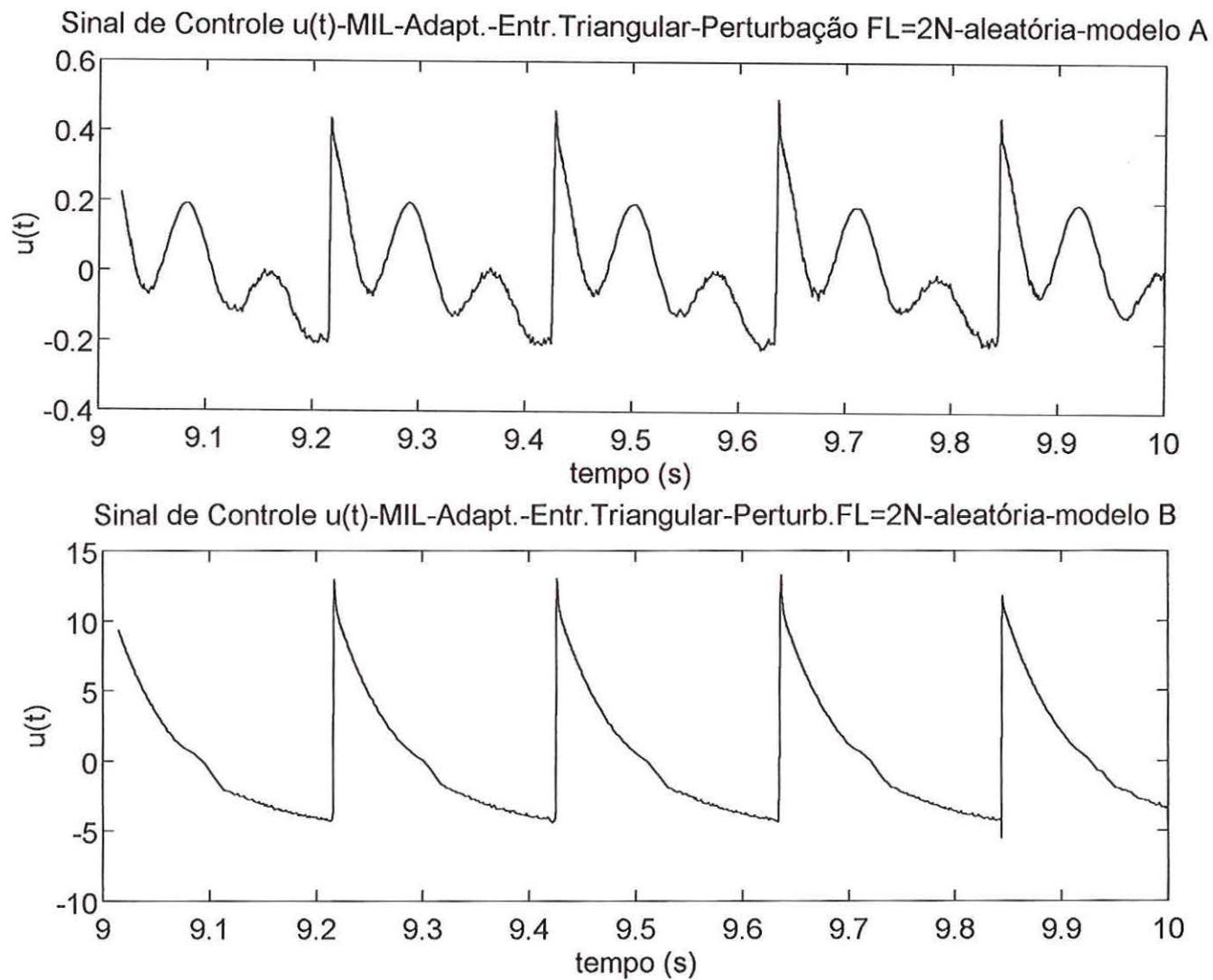


Figura 96 – Sinal de Controle U – controle adaptativo – sinal triangular – Perturbação FL=2N aleatória –
MODELO A – MODELO B

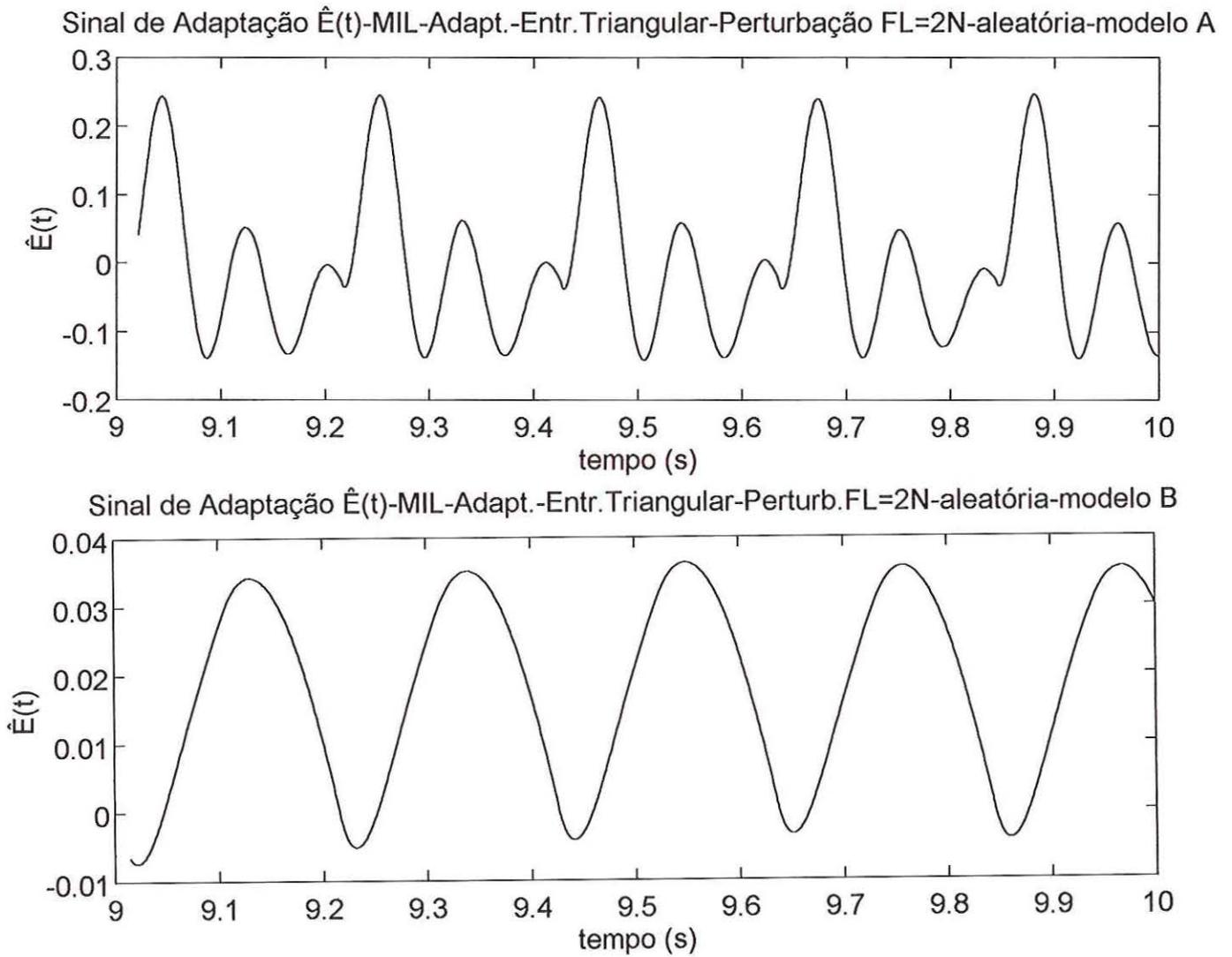


Figura 97 – Sinal de Lei de Adaptação \hat{E} – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal triangular – MODELO A – MODELO B

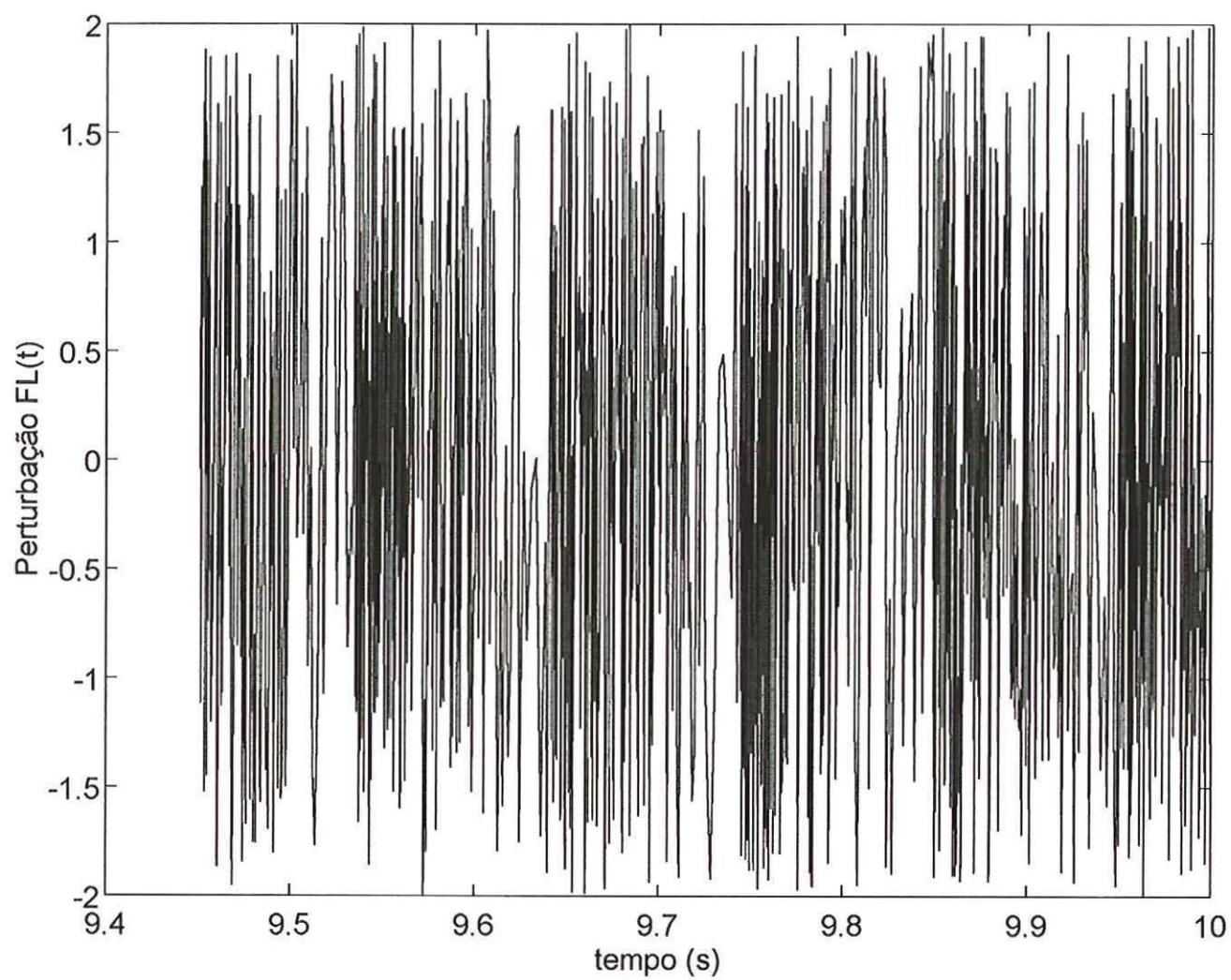


Figura 98 – Perturbação FL

Agora considerando uma incerteza paramétrica de 30% para valor de A_m ($\Delta A=0.3$) e de 15% para valor de B_m ($\Delta B=0.15$), foram realizadas simulações de posicionamento do MIL com controlador adaptativo, perturbação $FL = 2N$ aleatória e tais perturbações citadas anteriormente. Tal simulação não fora realizada no trabalho de LIN & LEE, 2000, portanto crê-se ser esta uma contribuição ao estudo do posicionamento do MIL. Abaixo, Figura 99, tem-se o esquema do MIL considerando incertezas de parâmetros.

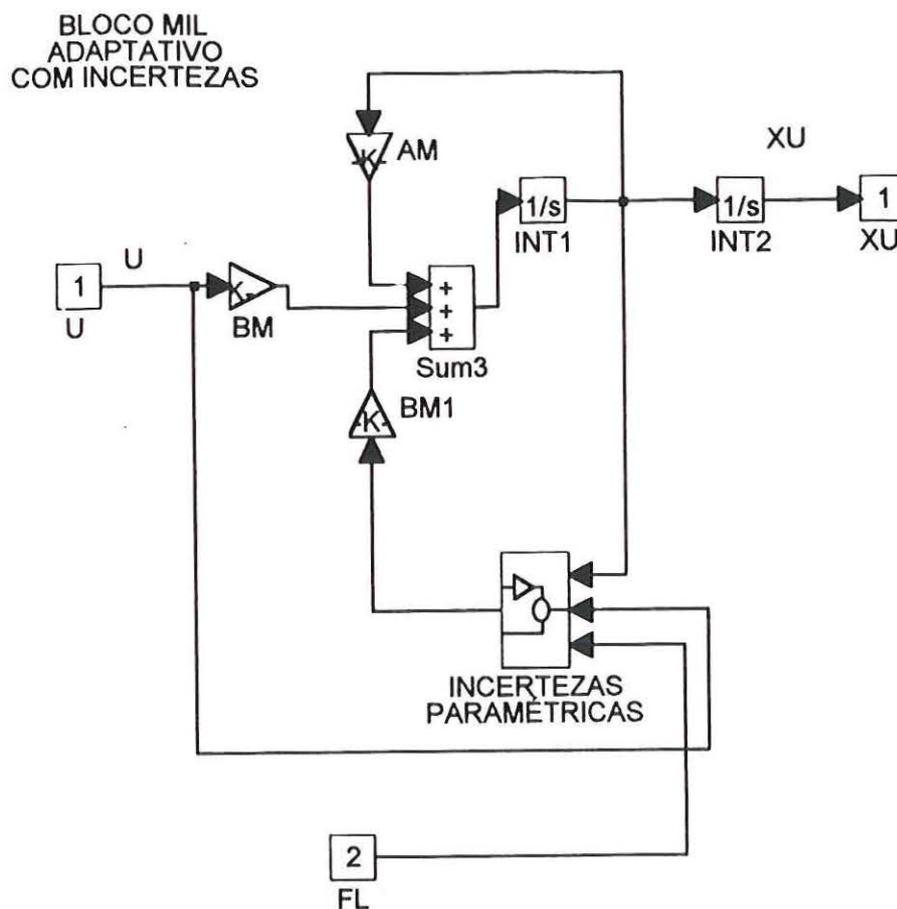


Figura 99 – Bloco MIL considerando incertezas de parâmetros – controle adaptativo

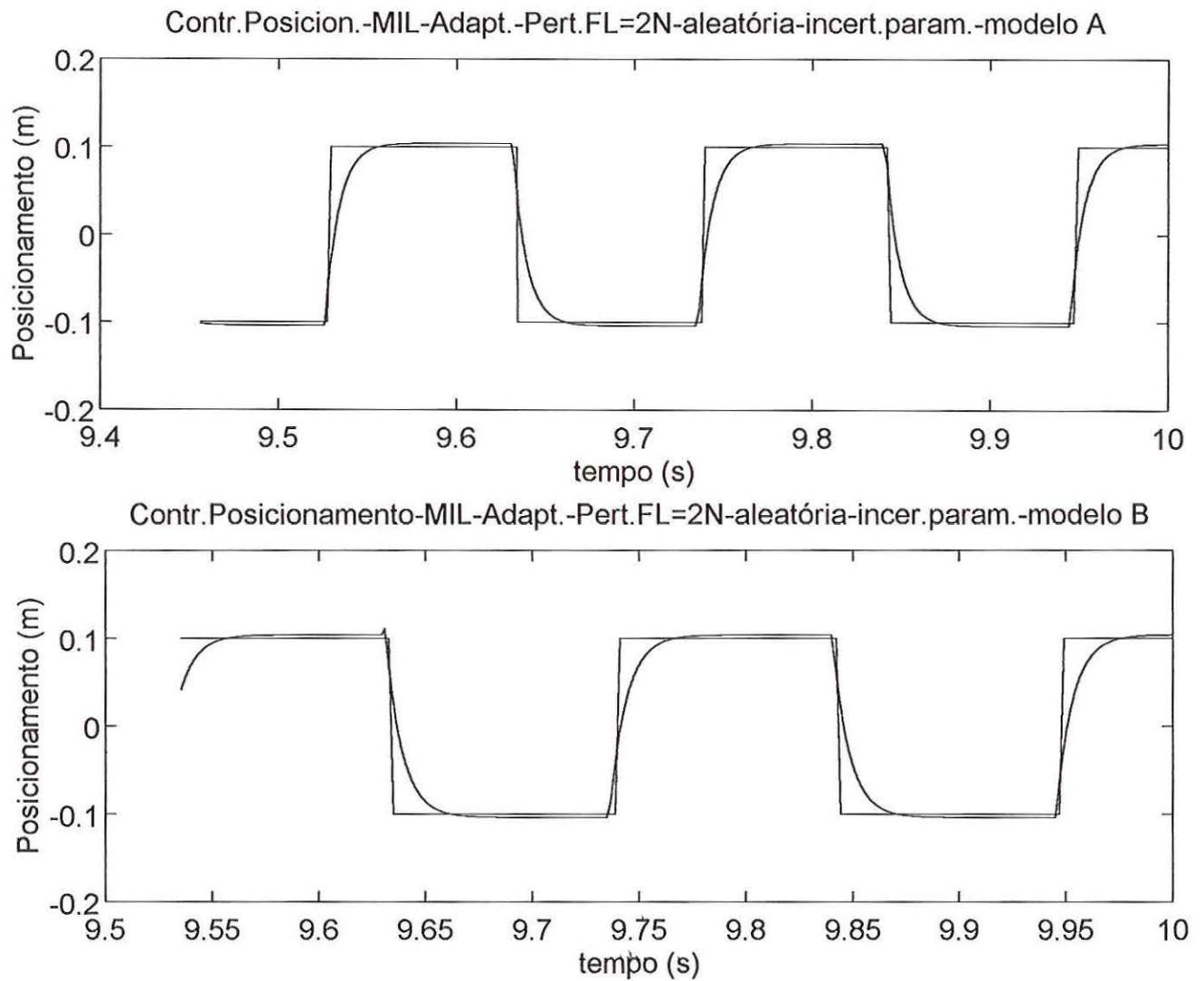


Figura 100 – Controle Posicionamento – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal quadrado – MODELO A – MODELO B – com incertezas

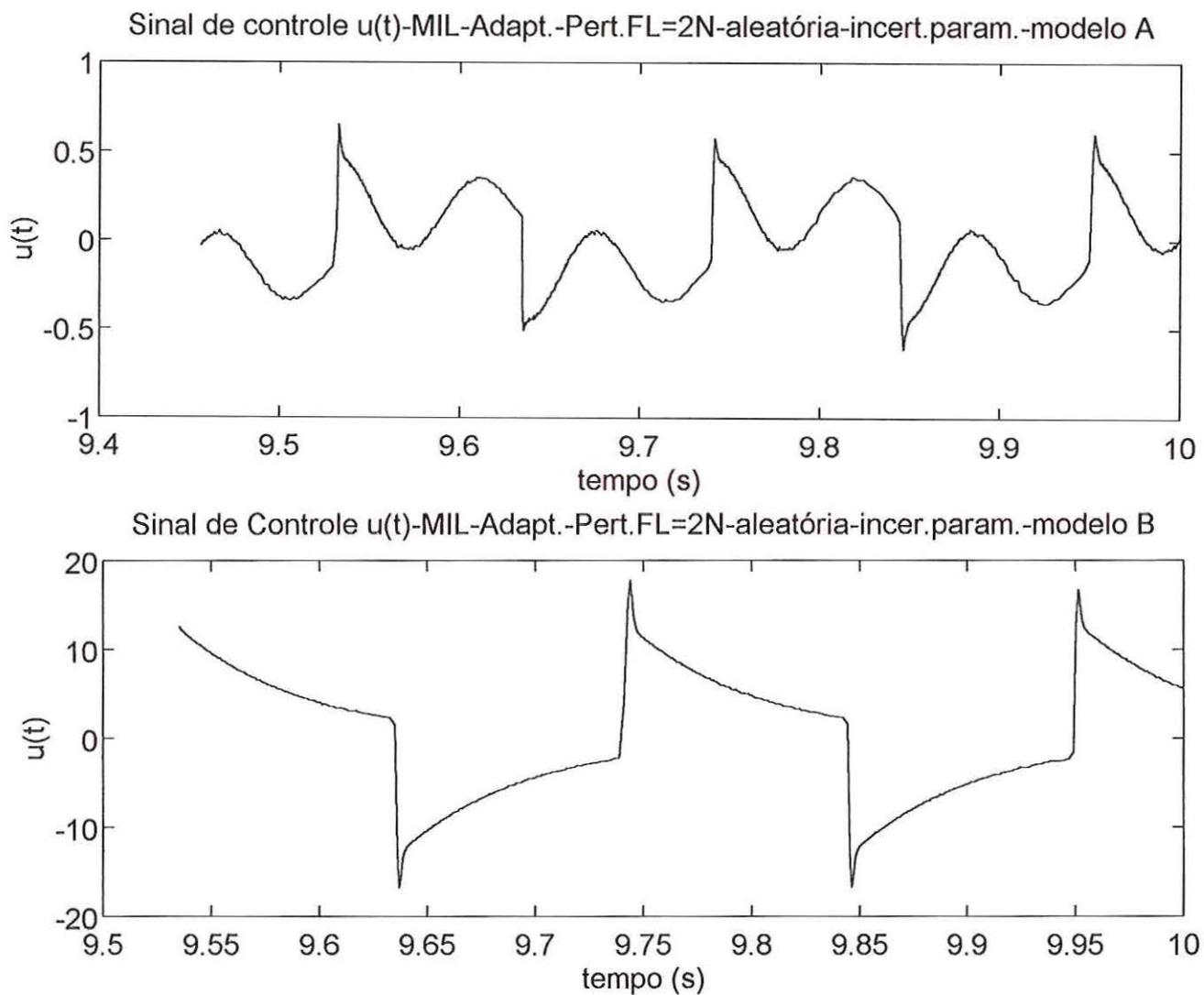


Figura 101 – Sinal de controle $u(t)$ – controle adaptativo – Perturbação $FL=2N$ aleatória – sinal quadrado –
MODELO A – MODELO B – com incertezas

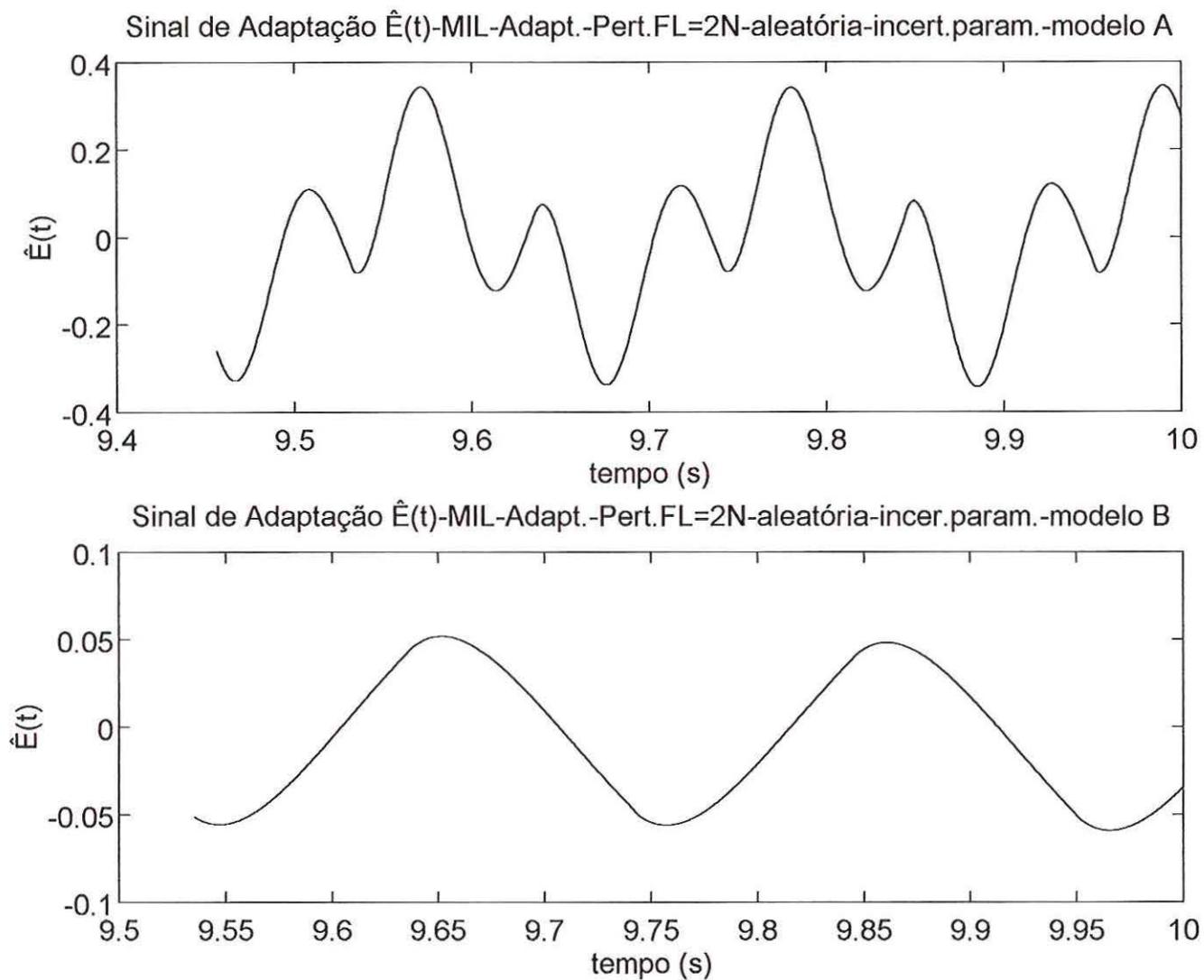


Figura 102 – Sinal de Adaptação $\hat{E}(t)$ – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal quadrado –
MODELO A – MODELO B – com incertezas

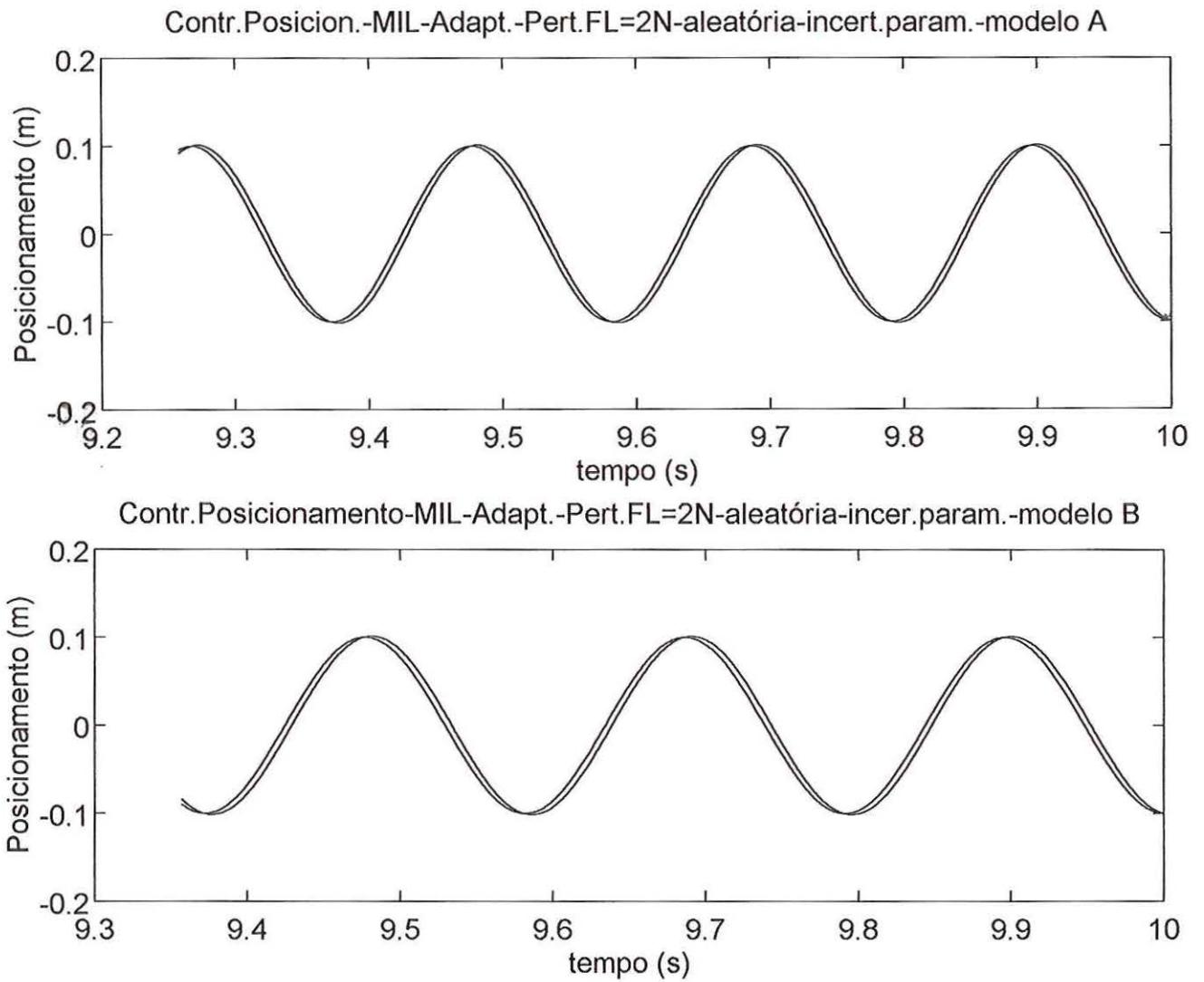


Figura 103 – Controle Posicionamento – controle adaptativo – Perturbação $FL=2N$ aleatória – sinal senoidal–
MODELO A – MODELO B – com incertezas

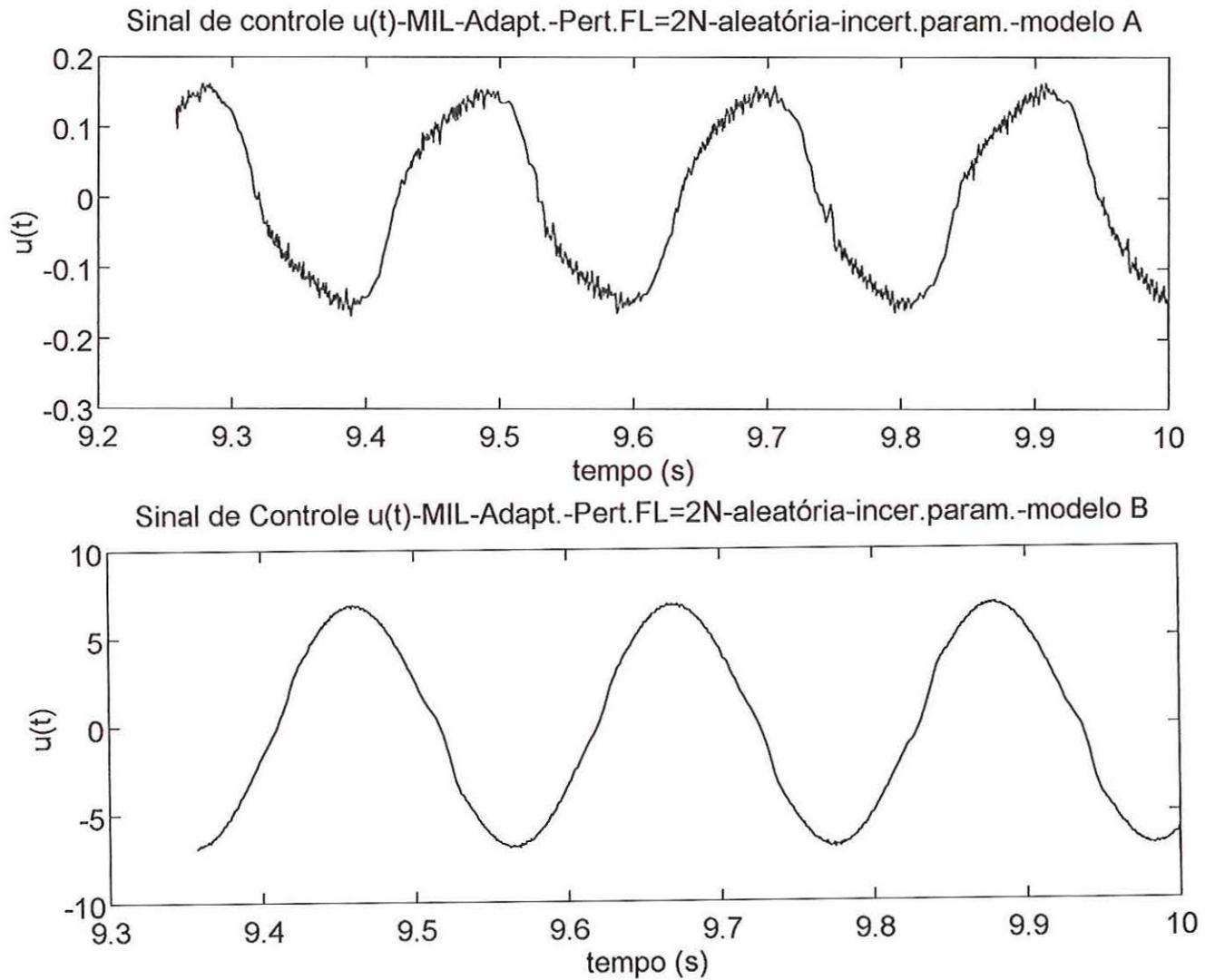


Figura 104 – Sinal de controle $u(t)$ – controle adaptativo – Perturbação $FL=2N$ aleatória – sinal senoidal –
MODELO A – MODELO B – com incertezas

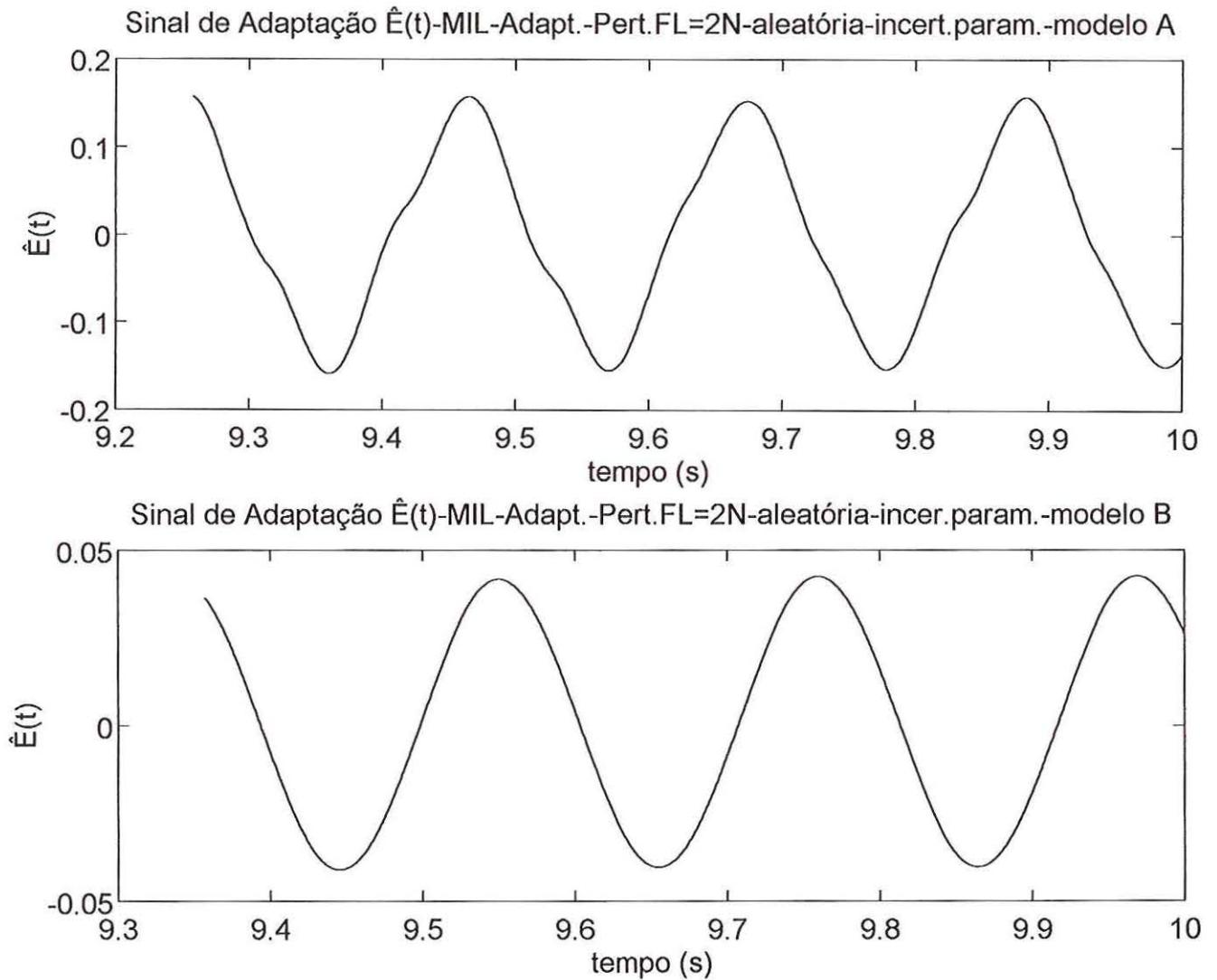


Figura 105 –Sinal de Adaptação $\hat{E}(t)$ – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal senoidal–
MODELO A – MODELO B – com incertezas

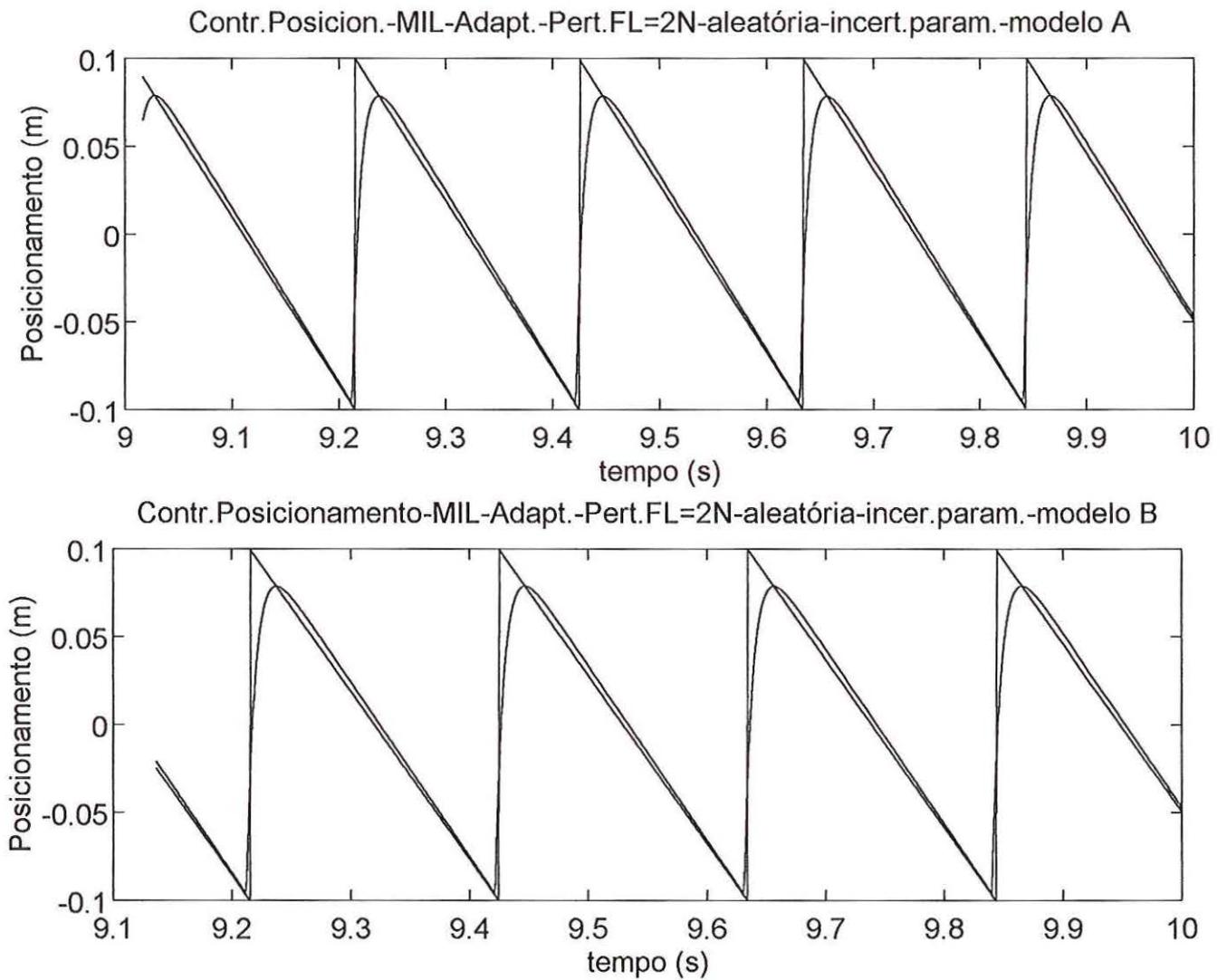


Figura 106 – Controle Posicionamento – controle adaptativo – Perturbação $FL=2N$ aleatória – sinal triangular – MODELO A – MODELO B – com incertezas

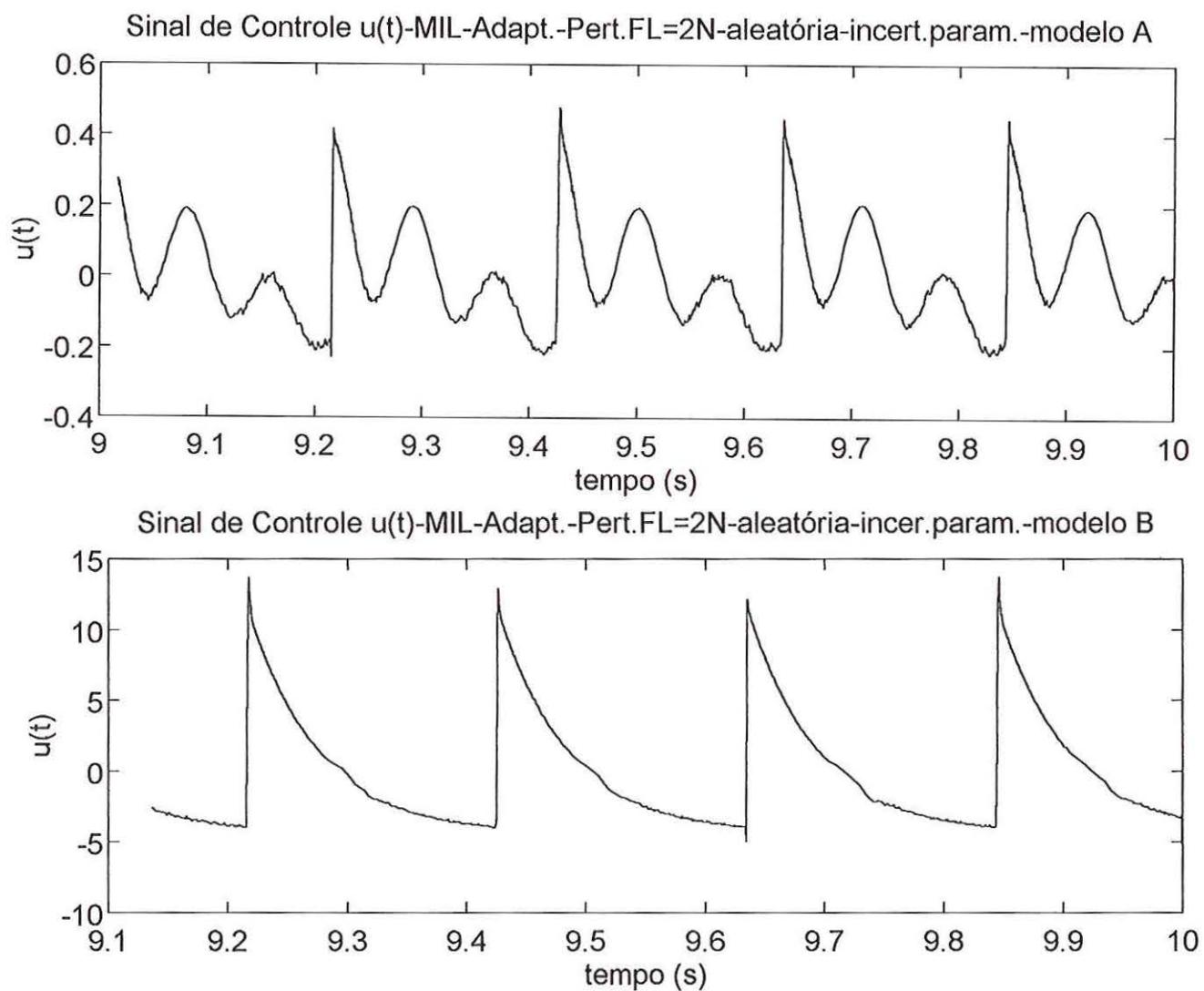


Figura 107 – Sinal de controle $u(t)$ – controle adaptativo – Perturbação $FL=2N$ aleatória – sinal triangular –
MODELO A – MODELO B – com incertezas

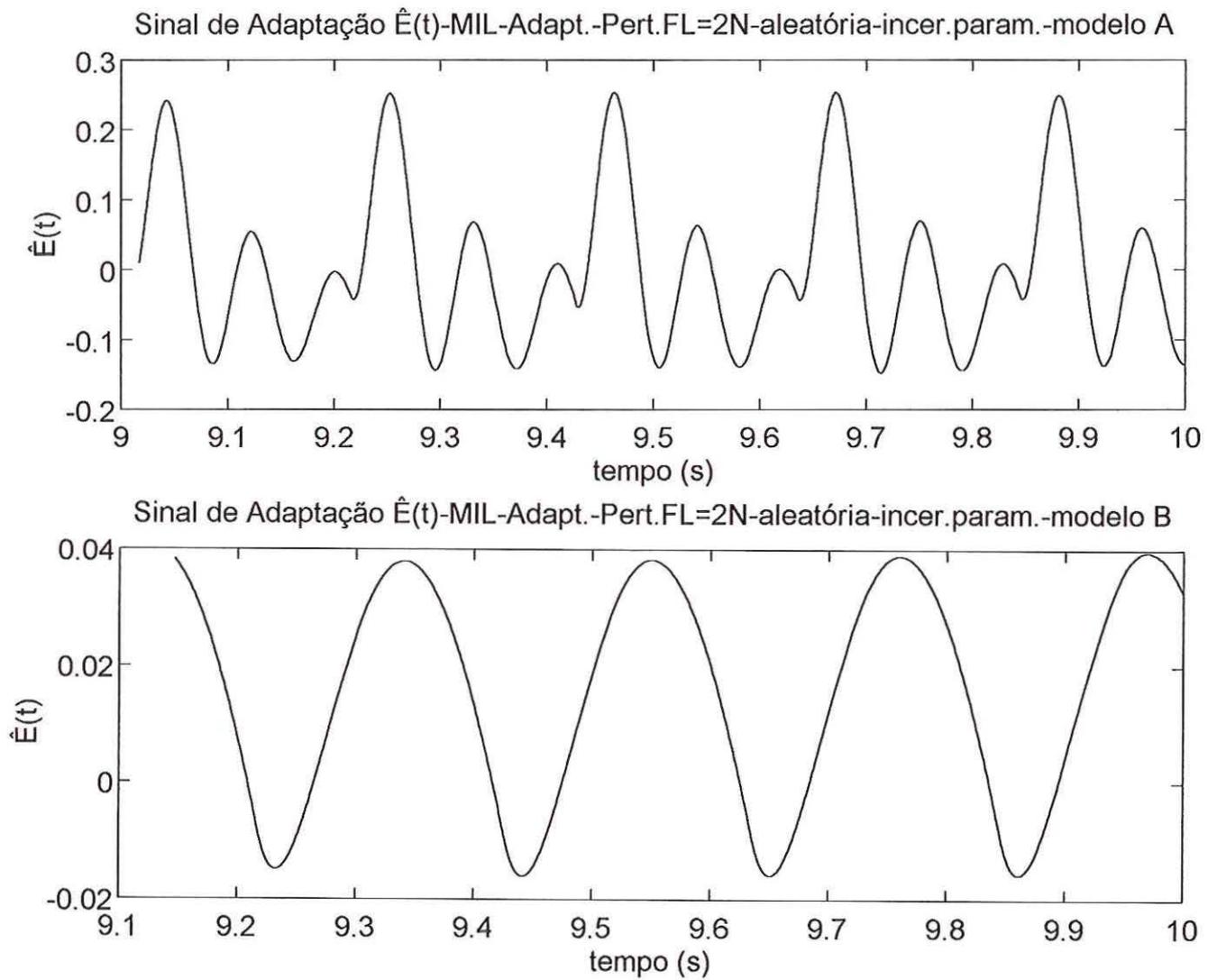


Figura 108 – Sinal de Adaptação $\hat{E}(t)$ – controle adaptativo – Perturbação FL=2N aleatória – sinal triangular –
MODELO A – MODELO B – com incertezas

3.3.4 ANÁLISE DOS MODELOS DO MIL – RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

Ao realizar a análise dos dois modelos de $K_f.H_p(s)$ através de uma varredura de frequência, é obtido a resposta em frequência do MIL para os dois modelos estudados.

Tanto no Modelo A quanto no Modelo B, verifica-se a utilização do MIL para baixas frequência ($f < 30\text{Hz}$). Não que o sistema não funcione para valores maiores que o indicado, mas seu rendimento (η), fator de potência ($\cos\phi$), tração (F_x) e outros parâmetros decaem com o aumento da frequência. Pelas Figuras 14 a 19 mostradas anteriormente [PAI, BOLDEA & NASAR, 1988], alguns parâmetros apresentam picos de desempenho para determinadas frequência, e geralmente baixas pois os gráficos mostram resultados para $f < 40\text{Hz}$; além disso, outros parâmetros praticamente zeram ou perdem totalmente o desempenho à medida que a frequência se eleva.

Observando as Figuras 109 e 110 a seguir, pode-se verificar a Resposta em Frequência do MIL para os modelos A e B já estudados. A análise de Bode fora realizado pelo simulador MATLAB®. Foram realizados alguns testes no Laboratório de Máquinas com o modelo B (protótipo real do MIL). Os resultados, discussão e conclusões serão abordados no Capítulo 4.

Análise - Resposta em Frequência - MIL - modelo A

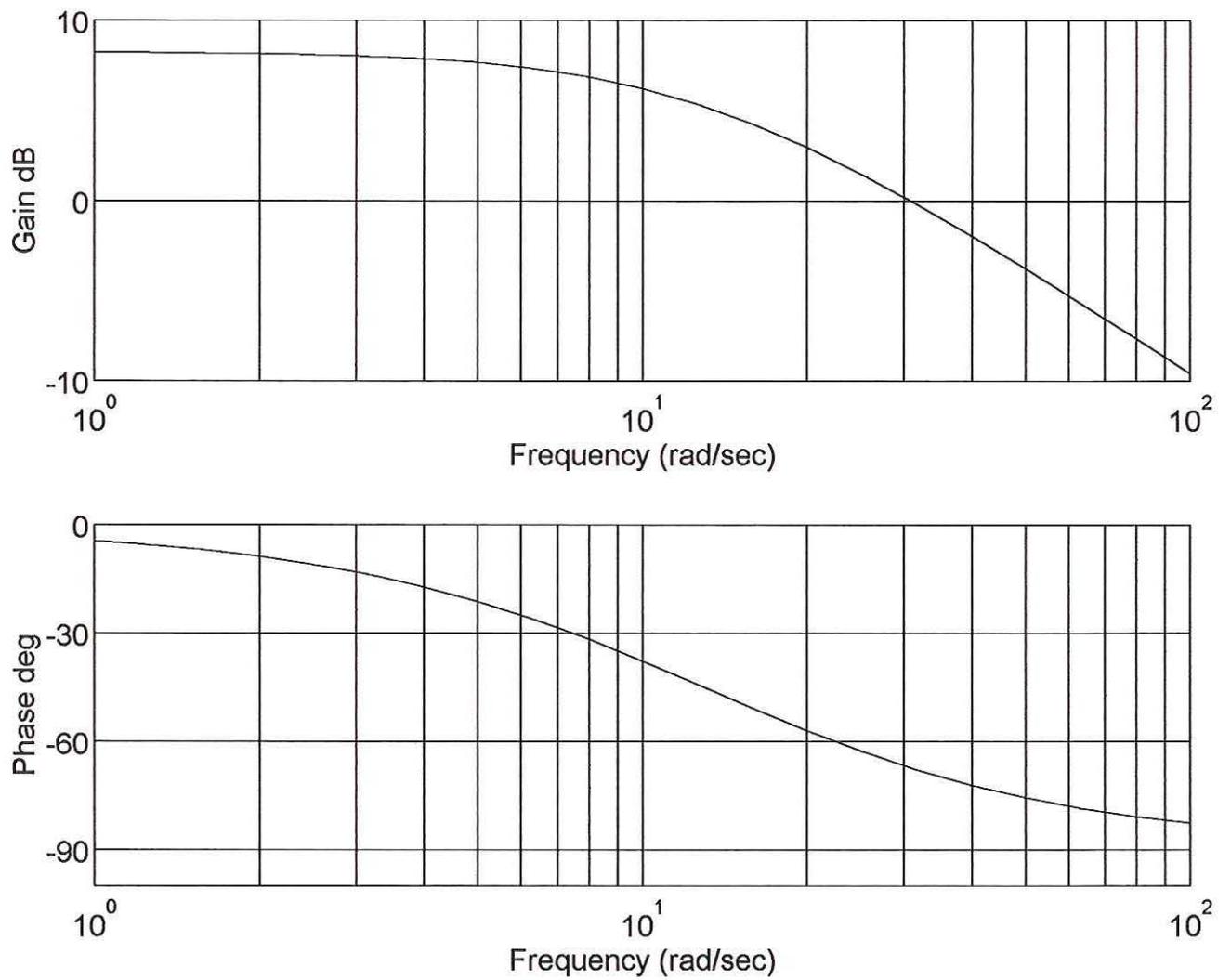


Figura 109 – Resposta em Frequência – MIL – Modelo A

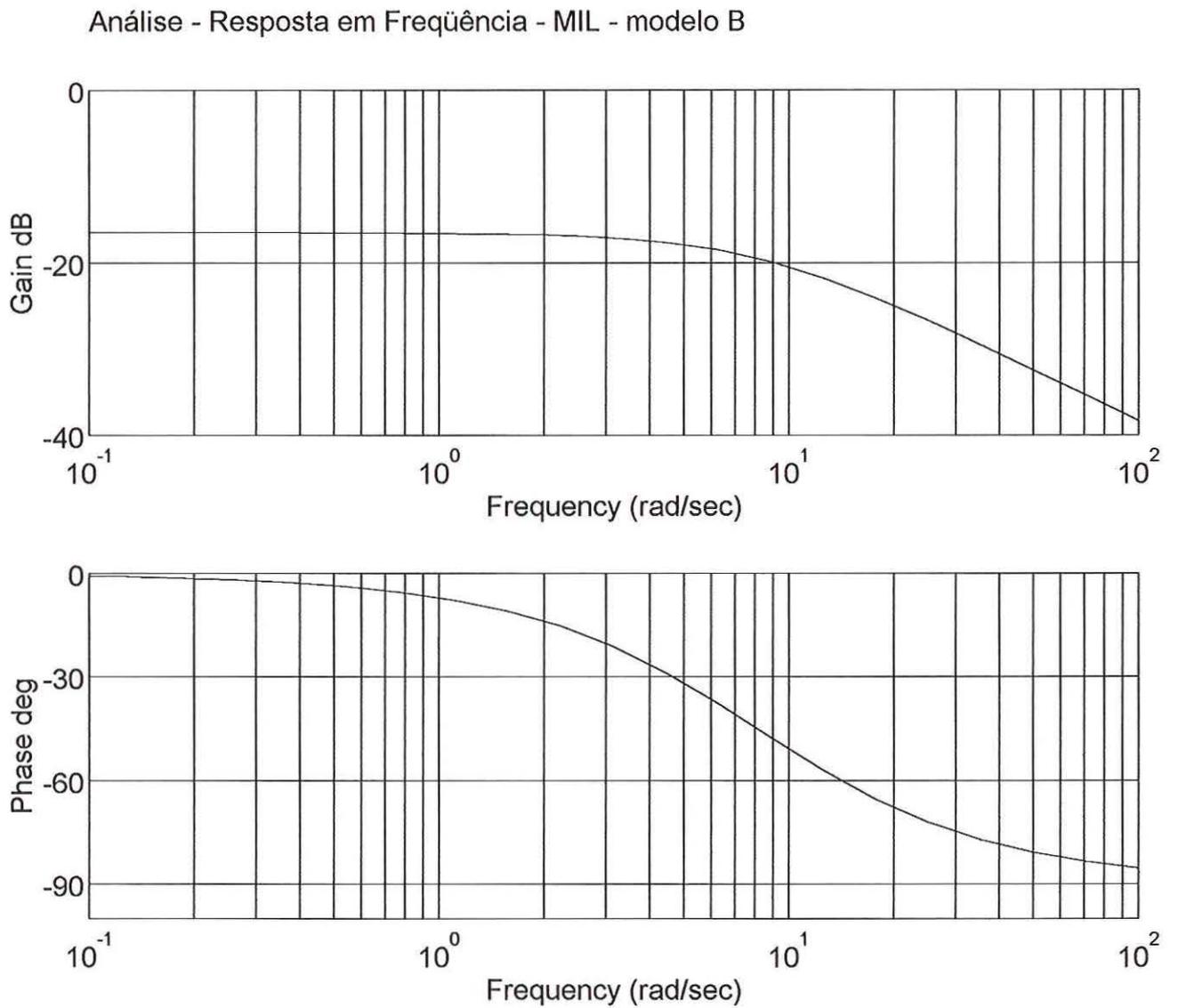


Figura 110 – Resposta em Frequência – MIL – Modelo B

CAPÍTULO 4

CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente trabalho teve por objetivo realizar uma análise de controle de posição de Motor de Indução Linear, algo já estudado em centros de pesquisa fora do Brasil, porém não muito estudado aqui.

Aplicações há diversas, entre elas: braços robóticos, posicionadores lineares – tais como esteiras, linhas de produção – acionadores de precisão entre muitas outras.

O trabalho tem início com um levantamento histórico das máquinas de indução, a importância dada à máquina girante em um primeiro momento e o desenrolar das pesquisas e interesses em relação aos MIL's ao longo do tempo. Este histórico é bom constar em qualquer trabalho desenvolvido, pois situa o leitor no contexto de desenvolvimento industrial e tecnológico do mundo e as máquinas de indução estão enormemente envolvidas neste contexto histórico.

Em um segundo momento, desenvolve-se uma teoria que tem por objetivo modelar matematicamente o MIL. Objetivo este às vezes árduo de se alcançar, devido à complexidade dos fenômenos físicos que envolvem o MIL e ao número enorme de teorias, suposições e equações matemáticas desenvolvidas por um também enorme número de pesquisadores que tratam do assunto. À uma primeira análise, pode parecer que cada teoria é totalmente diferente uma da outra e que não há um só ponto convergente. Mas, à medida que os estudos vão avançando e os demasiados exageros matemáticos são simplificados, pode-se verificar uma semelhança ou até mesmo, uma mesma conclusão a respeito de um ou outro fenômeno. Ressalta-se que a cada autor e pesquisador aprovou o fato de estudar o MIL e cada um deles chegaram à conclusões semelhantes, embora tenham tomado rumos

de pesquisas iniciais diferentes. Isto prova que um assunto não é resolvido ou estudado de uma mesma forma.

Este apanhado matemático se faz mister no trabalho, pois raramente encontra-se um trabalho explicando de início do que se trata o sistema estudado. Então é um capítulo que deixa o leitor à vontade, pois ele começa ler as análises e resultados já com o sistema matematicamente composto e entendido.

Após este estudo matemático, entra-se no trabalho propriamente dito, onde o MIL é modelado de acordo com um equacionamento matemático que o desacopla de seus sinais de controle, tornando o sistema mais confiável, robusto e livre de certas complicações matemáticas que não levam a nada.

Para se analisar o controle de posicionamento, levou-se em consideração dois modelos de MIL: MODELO A – teórico proposto por LIN & LEE, 2000 e MODELO B – protótipo real do Laboratório de Máquinas da EESC / USP – São Carlos – Departamento de Engenharia Elétrica; e foram utilizadas três técnicas de controle e a comparação entre estas técnicas e entre os modelos está mostrada abaixo:

- *controle PID* – controle simples em que o MIL é tratado com uma simples malha de 1ª ordem $H_p(s)$ e um controlador $G(s)$ que atua de modo proporcional-integrativo-derivativo é realizado para o controle de posição. Mostrou-se ser uma técnica de controle muito pouco confiável para o presente sistema a se controlar, pois como necessita de uma sintonia muito bem refinada dos parâmetros do controlador e, estes parâmetros são obtidos diretamente da planta a ser controlada, qualquer perturbação ou incerteza já produz uma ineficácia de controle que torna o sistema não viável. Para uma perturbação $FL=0,1N$, o sistema já não apresentava desempenho desejável;

-
- *controle PI feedforward* – sistema de controle que trata de controlar a planta $H_p(s)$ com um sistema proporcional-integrativo, acrescido de uma alimentação em avanço (*feedforward*) – onde este controle *feedforward* é um sistema que tende anular o efeito da planta $H_p(s)$. Esta técnica de controle mostrou bem mais eficaz que o simples controle PID, porém apresenta o mesmo problema de sintonia de parâmetros e, embora tenha tido um desempenho melhor, não é capaz de rejeitar perturbações. Consegue manter o desempenho desejável com a presença de uma perturbação $FL=0,1N$, porém com perturbações maiores – da ordem de 30 vezes maiores – o sistema já não apresenta resultados de desempenho que satisfaçam o controle de posição;
 - *controle adaptativo* – esta técnica consiste em transformar o MIL em um sistema de variável de estado que é alimentado por um sinal de controle U – chamada lei de controle. Todos os sinais de perturbação e incertezas são matematicamente manipulados e enviados à um bloco chamado de bloco adaptativo – lei de adaptação – e, juntamente com outros sinais de referência e controle, são enviados ao bloco de controle para geração do sinal U . Portanto, embora o sistema sofra de perturbações e incertezas de parâmetros, o sinal de controle U sempre é “adaptado”, afim de que se produza um de controle compatível e o posicionamento seja alcançado de modo extremamente adequado e preciso. Este foi o resultado obtido. Para perturbações até 300 vezes maiores que a perturbação de $0.1N$ utilizada nos outros sistemas, o sistema respondeu de modo adequado, mostrando-se extremamente robusto e refutando grandes níveis de perturbação. Lógico que trata-se de um sistema físico, portanto há limites, ou seja valores > 300 vezes o valor padrão de perturbação, o sistema tornou-se instável e não respondia mais adequadamente.

Além disso, três sinais foram utilizados para alimentar o sistema de referência:

- sinal senoidal – é um sinal extremamente suave, contínuo, portanto utilizá-lo como referência de sistema de controle foi muito conveniente, mostrando que o controle do MIL se comporta muito bem para sinais suaves e contínuos. Todos os sistemas de controle responderam de modo adequado quando o sinal de referência era senoidal;
- sinal quadrado – é um sinal que apresenta algumas dificuldades para ser referência de sistema de controle, pois apresenta descontinuidades muito acentuadas. Controle PID e PI *feedforward* os sistemas de controle responderam ao que era esperado, não apresentando resultados muito satisfatórios. Porém, no controle adaptativo não houve problemas, pois o próprio sistema de controle rejeita de modo muito eficaz as descontinuidades de uma referência quadrada;
- sinal triangular – é o sinal mais crítico para se tratar e estudar, por ser totalmente descontínuo e não suave. Os sistemas de controle parecem estar em regime transitório em todo tempo de controle. Mesmas dificuldades encontradas nos controladores PID e PI *feedforward* para referência quadrada o foram para a triangular. Para controle adaptativo, sem demais problemas.

Ao fazer uma análise geral entre os controladores simulados, conclui-se que o sistema de controle robusto adaptativo (Adaptative Backstepping Controller) se mostra extremamente eficaz na rejeição de perturbações.

Além disso, na malha de controle adaptativa foram realizadas simulações de incertezas paramétricas. Enquanto as perturbações são entendidas como influências externas ao sistema estudado, as incertezas são variações internas dos parâmetros tais

como: tensão de alimentação, frequência, indutâncias próprias e mútuas, aquecimentos, entre outros parâmetros. Ao simular o controle adaptativo, pôde-se verificar mesmo inserindo incertezas de 15% e 30% de dois parâmetros característicos do modelo e perturbações, o sistema de controle conseguiu manter-se estável e com desempenho adequado, portanto o sistema de controle adaptativo é altamente robusto e confiável para incertezas, assim como ele o é para perturbações

Uma análise de resposta em frequência também foi realizada com análise de Bode para a planta $K_f \cdot H_p(s)$ do MIL para os dois modelos A e B e foi verificado que para $f < 30\text{Hz}$, o sistema possui desempenho adequados para operação e corroborando o estudo que NASAR & BOLDEA realizaram, informando na literatura que o MIL não tem desempenho adequado para frequências maiores.

Na prática, o que foi verificado com o modelo B do MIL no Laboratório de Máquinas é que o MIL só responde de modo eficaz para atuação na faixa de frequência $10 < f < 25\text{Hz}$. Para a verificação desta faixa de frequência, o MIL foi alimentado com um inversor de frequência CFW 02 – WEG, sendo realizado testes de velocidade e frequência de atuação. Para $f < 10\text{Hz}$, o MIL não consegue vencer a inércia própria do sistema, não sendo observado movimento no sentido de x . Para $f > 30\text{Hz}$, o desempenho da força de tração F_x cai muito, portanto não é útil para atuação. Fazendo uma analogia com máquinas rotativas, para frequências muito baixas, o problema é o aquecimento do sistema, pois a MIR entende como sobrecarga e ocorre o aquecimento (o mesmo aquecimento foi verificado com o MIL em laboratório

Tanto o modelo A quanto o modelo B apresentaram desempenhos realizáveis e resultados satisfatórios no que diz respeito ao posicionamento. Fica óbvio que para cada controlador, uma nova parametrização foi realizada e resultados, embora semelhantes,

tiveram características próprias. Foi verificado uma maior facilidade para realizar o controlador PI *feedforward* para o sistema com Modelo B.

Para propor uma continuidade deste trabalho, seria interessante em uma próxima abordagem ou trabalho, fazer um levantamento de limites de rejeição de incertezas e perturbações, ou seja, até que ponto o controlador consegue atuar de modo adequado dadas as incertezas e perturbações e, estatisticamente, gerar regiões de operação, isto é, as incertezas e perturbações estando dentro da faixa considerada “segura” ou que permitam o controlador atuar corretamente.

Ao estruturar o sistema de controle adaptativo por microcomputador, os dados recebidos externa e internamente seriam analisados e verificados e se estiverem dentro das faixas de operação, o controlador atuaria para gerar o sinal de controle que gerará o posicionamento do MIL. Se, por acaso, algum valor paramétrico ou alguma perturbação for maior a ponto de comprometer o desempenho ou controlabilidade do sistema (operação fora da região de segurança), alguma decisão a fim de proteger todo sistema é tomada, por exemplo: desliga-se o sistema, soa-se um alarme e gera-se mensagens de alerta ao operador na IHM do sistema ou outra ação qualquer.

Resumindo, o próximo passo do trabalho será o estudo de um Rele Microprocessado que através de regiões de operação segura, aumenta a robustez do controlador de posição do MIL e proteja a integridade de todo o sistema.

Apenas para propor uma malha de controle de posicionamento utilizando o MIL acionado por um inversor – verificar Figura 111 a seguir. Nesta malha de controle, o *encoder* envia tanto ao microcomputador quanto ao inversor sinais que os informam sobre sua velocidade. No microcomputador há uma malha de controle adaptativa que gera um sinal controlador (U) que é enviado também ao inversor. Com dados do *encoder* e do

controlador, o inversor aciona, pára, freia e executa todas as ações necessárias para obtenção do posicionamento do MIL que é alimentado pelo inversor.

Com a presente tecnologia de inversores, é perfeitamente possível a execução de uma malha de controle como essa, pois atualmente os inversores possuem entradas e saídas analógicas e digitais totalmente programáveis via *software* os quais tornam o controle dos MIL's e outros sistemas muito mais simples.

Este sistema de controle só não foi implantado por problemas de financiamento do mesmo.

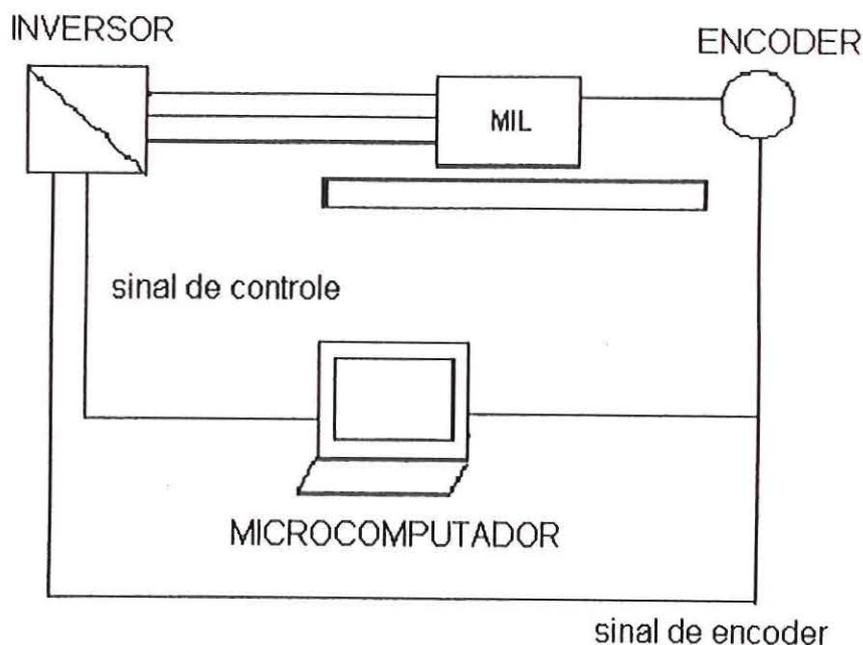


Figura 111 – Sistema de controle de Posicionamento – MIL – com inversor de frequência e microcomputador.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BARBI, I.; Teoria fundamental do motor de indução. *Editores UFSC*, 237p. Florianópolis SC, 1985.

BOLDEA, I.; NASAR, S.A; Linear motion electromagnetic systems. *New York, John Wiley*; 1985.

BOLTON, H.; Transverse edge effect in sheet-rotor induction motors. *Proceedings of IEE*, 116 (5): 725-31. London, May 1969.

DAVIDSON, I.E.; GIERAS J.F.; Performance analysis of a shaded-pole linear induction motor using symmetrical components, field analysis, and finite element method. *IEEE Transactions on energy conversion*; p. 24 – 29; March, 2000.

DORF, R.C.; Modern control systems. *Addison-Wesley Publishing Company*; 5ª Edição, 1987;

GIACOMINI, A.T.; Modelagem e simulação computacional do motor de indução linear (M.I.L.) São Carlos – SP – Dissertação de Mestrado – Departamento de Engenharia Elétrica / USP – 74p. 1998.

GIERAS, J.F.; Analytical method of calculating the electromagnetic field and power losses in ferromagnetic halfspace, taking into account saturation and hysteresis. *Proceedings of IEE*. 124 (11):1098-04. London, nov. 1977.

GIERAS, J.F.; Linear induction drives. *Oxford University Press*. London-UK, 1994.298p.

GIERAS, J.F.; EASTHAM,A.R.; DAWSON, G.E.; Performance calculation for singlesided linear induction motors with a solid steel reaction plate under constant current excitation. *IEEE Proceedings*. 132-B (4). p. 185-194. London, July 1995.

GIERAS, J.F.; EASTHAM,A.R.; DAWSON, G.E.; Performance calculation for singlesided linear induction motors with a double-layer reaction rail under constant current excitation. *IEEE Transactions on Magnetics*. MAG 22 (1). p.54-62. USA, January 1995.

GONZAGA, D.P.; GIACOMINI, A.T.; Modelling and simulation of the linear induction motor: 3-phase reaction plate. *Proceedings of the IASTED International Conference. Modelling and Simulation.* p. 453-456. Philadelphia, USA. May, 1999.

GROOT, D.J. DE; Dimensional analysis of the linear induction motor. *IEEE Proceedings.* 9429B; p. 273 – 280, 1993.

GUERRINI, D.P.; Contribuição ao estudo de motores lineares de indução. *Tese de doutorado – EESC / USP;* 1972.

HAYT, W.H, JR.; Eletromagnetismo. Livros Técnicos e Científicos Editora SA. 1983.

KATANO, O.J.; Motores de indução lineares aplicados à tração elétrica: bancada de ensaios e análise de protótipo acionado por um inversor de frequência variável. *São Carlos – SP – Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica – USP.* 314p. Junho, 1996.

KLIMAN, G.B; ELLIOTT, D.G; Linear induction motor in comparison with Mesh / Matrix analysis. *IEEE Transaction on P.A..S.;IEEE PES Winter meeting,* T 73-129-4; 1624 – 1633, 1974.

KOSOW, I.L.; Máquinas elétricas e transformadores. *Editora Globo*, 632p. 1977.

KRAUSE, P.C.; Analysis of Electric Machinery. *McGraw Hill*; 3a. Edição, 1986.

LAITHWAITE, E.R.; Eletromagnetic levitation. *Proceedings of IEE*. 112 (12): 2361-2375. London. December, 1965.

LAITHWAITE, E.R.; Linear electric machines – a personal view. *Proceedings of the IEEE*. 250-290. USA. February, 1975.

LAITHWAITE, E.R.; The Godness of a machine. *Proceedings of IEE*. 112 (3): 538-542. London. March, 1965.

LAITHWAITE, E.R.; BARWELL, F.T.; Application of linear induction motors to high speed transport. *Proceedings of IEE*. 118-B (12): 1761-67. London. May, 1969.

LAITHWAITE, E.R.; KUZNETSOV, S.B.; Power-factor improvement in linear induction motors. *IEE Proceedings*. 128-B (4): 190-194 London. July, 1981.

LIN, F.J.; LEE, C.C; Adaptive backstepping control for linear induction motor drive to track periodic references. *IEE Proceedings Volume 147 No.6.* p. 449 – 458. November 2000.

MACIEJOWSKI, J.M; Multivariable feedback design. *Addison-Wesley Publishing Company*; 1^a Edição, 1989;

NONAKA, S. ; HIGUCHI, T. ; Design of sigle-sided linear induction motors for urban transit. *IEEE Trans. on Vehicular Tecnology*.VT-37(3): 167-73. USA, Aug. 1988;

PAI, R.M.; BOLDEA, I.; NASAR, S.A; A complete equivalent circuit of a linear induction motor with sheet secondary. *IEEE Transactions on Magnetics*; vol. 24, No. 1. USA, January, 1988.

POLOUJADOFF, M.; Linear induction machines – I. History and theory of operation. *IEEE Spectrum February*; 72 – 80, 1971.

POLOUJADOFF, M.; Linear induction machines – II. Applications. *IEEE Spectrum March*; 79 – 86, 1971.

POLOUJADOFF, M; The theory of linear induction machinery. *Oxford, Claredon Press*; 1980.

OGATA, K.; Engenharia de controle moderno. *Prentice Hall do Brasil*; 2ª Edição, 1993;

RODRIGUES, A.L.; CABRITA, C.P; Distribuição do campo de indução magnética no entreferro do motor linear de indução. *Electricidade – No. 256 – Lisboa, Portugal*; 233 – 242, 1989.

SIMONE, G.A.; Uma contribuição ao estudo dos conversores assíncronos lineares. Uberlândia / MG. (Mestrado – Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia.)

SIMONE, G.A.; CREPPE, R.C.; SERNI, P.J.A.; SOUZA, C.R. DE; Máquinas de indução lineares dotadas de placa de reação – uma técnica de projeto.

STEWART, J.W.; The 8051 Microcontroller – Hardware, Software and Interfacing. *Prentice Hall*; 1993;

WEG AUTOMAÇÃO; Manual do Conversor de Frequência – Série CFW 02; *Weg Automação*.

WEG AUTOMAÇÃO; Manual do Inversor de Frequência – Série CFW 09; *Weg Automação*.

YAMAMURA, S.; Theory of linear induction motors. *Second Edition, University of Tokyo. Press. Tokyo-Japan. 235p. 1978.*

YAMAMURA, S.; ISHIKAWA, Y.; Compensation of end effect of linear induction motors. *Electrical Engineering in Japan*. 91 (6). 10-20. Tokyo, 1971.

YAMAMURA, S.; ITO, H.; Three-dimensional analysis of linear induction motors. *Electrical Engineering in Japan*. 96 (2). 55-61. Tokyo, 1976.

YAMAMURA, S.; ITO, H.; ISHIKAWA, Y.; Theory of the linear induction motor and compensated linear induction motor. *IEEE Winter Meeting*. 1:1700-10. New York. January 30 – February 4, 1972.

YOSHIDA, K.; New transfer-matrix theory of linear induction machines, taking into longitudinal and transverse ferromagnetic and effects. *IEE Proceedings*. 120-B (5): 225-36. London. September, 1981.