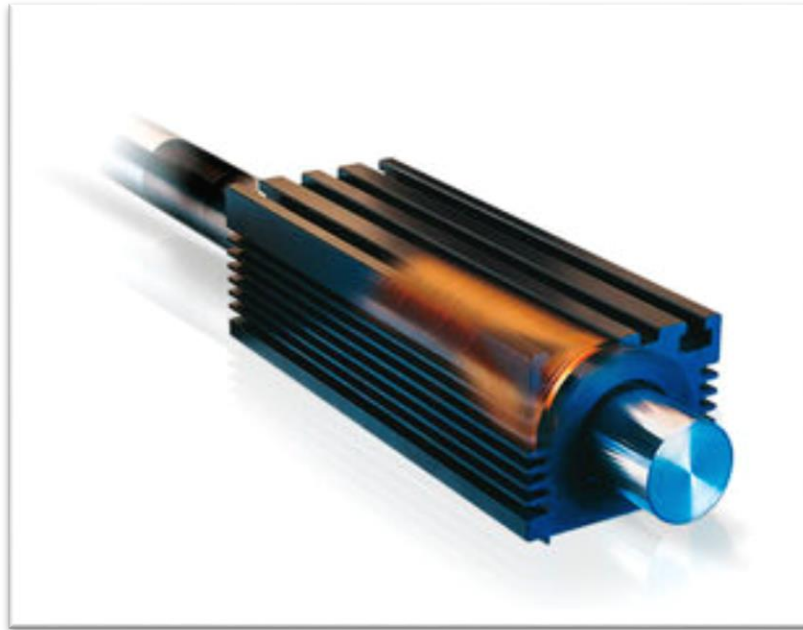




**INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA**

**Área Departamental de Engenharia Eletrotécnica Energia e Automação**



## **Modelação de Observadores de Posição Aplicados ao Motor Linear Síncrono de Ímanes Permanentes**

**RUI MANUEL QUINTÃ MARTINHO**

(Licenciado em Engenharia Eletrotécnica)

Trabalho Final de Mestrado a obtenção do grau de Mestre em  
Engenharia Eletrotécnica – ramo de Energia

Orientador:

Doutor Ricardo Jorge Ferreira Luís

Júri:

Presidente: Doutor Luís Manuel dos Santos Redondo

Vogais:

Doutora Carla Solange Pires Correia Viveiros

Doutor Ricardo Jorge Ferreira Luís

**Novembro de 2017**



## RESUMO

Neste trabalho é descrita a modelação de um posicionador eletromecânico linear, usando métodos *sensorless*, para a estimação de posição e velocidade, a fim de permitir o controlo da trajetória do veio de um motor linear tubular de ímanes permanentes.

Apresenta-se numa primeira fase o motor em estudo, conceção e aplicações do mesmo. São apresentados os modelos matemáticos do motor linear tubular e do conversor eletrónico de potência. Apresenta-se também a síntese do gerador de sinais de comando e das cadeias de controlo de posição, velocidade e binário do controlador eletrónico de posição.

É apresentada ainda uma síntese dos sensores de posição e codificadores tradicionalmente utilizados no posicionador, como os codificadores e sensores de efeito de Hall, tradicionalmente usados para a obtenção das grandezas de posição e velocidade.

Após o desenvolvimento do modelo matemático do posicionador eletromecânico linear, fez-se um estudo sobre os métodos *sensorless*, apresentando as metodologias e conceções das mesmas. Este estudo teve como alvo a escolha dos métodos *sensorless* mais aptos à implementação no posicionador eletromecânico linear, tendo-se optado pelo estudo de simulação numérica de dois métodos adaptativos de excitação fundamental.

Assim, desenvolvem-se os modelos matemáticos dos observadores de Luenberger e de modo de deslizamento, escolhidos para modelação e aplicação no posicionador eletromecânico linear. Para ambos os métodos são obtidos os resultados de simulação numérica em ferramenta computacional Matlab/Simulink®. É também simulado o posicionador eletromecânico linear com sensor de posição, considerado como um sistema de primeira ordem, com o objetivo de ter um termo de comparação com os métodos *sensorless*. São por fim obtidos os resultados de simulação numérica para o posicionador eletromecânico linear com sensor de posição.

Por fim comparam-se os métodos escolhidos, a fim de determinar qual apresenta melhor desempenho e robustez no funcionamento do posicionador eletromecânico linear. De entre os métodos *sensorless* escolhidos, o observador de Luenberger e o observador por modo de deslizamento, os resultados de simulação numérica demonstram que o observador por modo de deslizamento apresenta melhor desempenho e robustez. É feito também o estudo do erro relativo de posição com a variação de carga e velocidade no funcionamento do motor linear tubular síncrono de ímanes permanentes, verificando-se um melhor desempenho do observador

por modo de deslizamento a velocidade constante, sendo um desempenho com o mesmo erro médio relativo do posicionador eletromecânico linear com sensor de posição.

## **PALAVRAS-CHAVE**

Motor Linear Tubular; Controlo *Sensorless*; Observador de Luenberger; Observador de Modo de deslizamento

## **ABSTRACT**

In this thesis, it is described the construction of a linear electromechanical positioning drive, using sensorless methods for the position and speed estimation, to control the trajectory of the linear tubular motor shaft.

In a first stage, its presented the linear motor, conceptions and applications. It is also presented the mathematical model of the motor and power converter. It is also presented the s curve and the position and speed controller.

It is presented a synthesis of position sensors and encoders, traditionally used in electromechanical positioning drives.

After the mathematical model of the linear electromechanical positioning drive, this thesis presents a study of the sensorless methods to choose the appropriate methods to implement.

It is chosen the Luenberger observer and the sliding mode observer, to implement. It is first modulated the proper mathematical models of the observers, and then its implemented on the positioning drive. After it is obtained numerical simulation results for both methods using Matlab/Simulink<sup>®</sup> software. It is also modulated a positioning drive using a position sensor, to use as comparison with the sensorless methods. It is obtained numerical simulation results for the positioning drive using a position sensor.

In the end, it is made the comparison between methods, to determine the most effective and which has more robustness using a sinusoidal position function in different load conditions. After the results, the sliding mode observer has more robustness and accuracy. It is also made the position relative error changing load and speed conditions, verifying better performance in sliding mode at constant speed condition, with the same performance as the positioning drive with position sensor.

## **KEYWORDS**

Tubular Linear Motor; Sensorless Control; Luenberger Observer; Sliding Mode Observer



## **AGRADECIMENTOS**

A elaboração deste trabalho foi possível graças ao apoio de diversas pessoas que me acompanharam ao longo deste percurso. Agradeço:

Ao Instituto Superior de Engenharia de Lisboa – ISEL, pela enorme contribuição para a minha formação académica.

Ao Professor Doutor Ricardo Jorge Ferreira Luís, agradeço pela orientação, disponibilidade e uma ajuda fundamental em todas as fases do trabalho que muito contribuiu para o seu conteúdo.

A todos os professores do ISEL pela disponibilidade sempre demonstrada.

A todos os meus colegas de curso, que foram fundamentais para a minha evolução no curso, sem eles teria sido muito mais difícil.

A todos que contribuíram direta ou indiretamente para a realização deste trabalho.

Por fim, agradeço aos meus pais, porque sem eles nada disto seria possível, tiveram um papel fundamental para o meu desenvolvimento académico. Pelo seu incentivo e apoio incondicional dedico-lhes este trabalho.



## LISTA DE SÍMBOLOS

### Símbolos

$a$	Constante associada à função sigmoide
$a^*$	Aceleração de comando do anel interno de corrente do conversor de potência, $\text{ms}^{-2}$
$A_{ij}$	Conjunto dos termos linguísticos de uma variável linguística de estado
$\hat{A}_i$	Conjunto dos termos linguísticos estimados de uma variável linguística de estado
$Ad$	Matriz do sistema discreto linearizado
$a_{ref}$	Aceleração de referência do posicionador eletromecânico linear, $\text{ms}^{-2}$
$b$	Constante associada ao sensor de posição
$B_i$	Conjunto dos termos linguísticos de uma variável linguística de entrada
$C_i$	Conjunto dos termos linguísticos de uma variável linguística de saída
$\mathbf{C}$	Matriz de concórdia
$\mathbf{C}^T$	Transposta da matriz de concórdia
$C_p(s)$	Controlador de posição no domínio da frequência
$C_v(s)$	Controlador de velocidade no domínio da frequência
$CVC(s)$	Função de transferência que modeliza o circuito de comando do ondulator de tensão
$d_{ref}$	Desaceleração de referência do posicionador eletromecânico linear, $\text{ms}^{-2}$
$\frac{d}{dt}$	Operador de derivada
$e_r$	Força eletromotriz média quadrática
$e_\alpha$	Valor da força eletromotriz, em referencial $\alpha\beta$ , na coordenada $\alpha$ .
$\hat{e}_\alpha$	Valor estimado da força eletromotriz, em referencial $\alpha\beta$ , na coordenada $\alpha$
$\bar{e}_\alpha$	Erro absoluto entre $e_\alpha$ e $\hat{e}_\alpha$
$e_\beta$	Valor da força eletromotriz, em referencial $\alpha\beta$ , na coordenada $\beta$ .
$\hat{e}_\beta$	Valor estimado da força eletromotriz, em referencial $\alpha\beta$ , na coordenada $\beta$ .
$\bar{e}_\beta$	Erro absoluto entre $e_\beta$ e $\hat{e}_\beta$
$ \hat{e} $	Valor absoluto estimado da força eletromotriz

$f$	Frequência de alimentação do motor, Hz
$F_c$	Força de atrito de Coulomb, N
$F_e$	Força eletromagnética, N
$F_e(s)$	Força eletromagnética no domínio da frequência
$F_r(s)$	Força resistente no domínio da frequência
$F_s$	Força de atrito estático, N
$f(v)$	Expressão onde intervêm várias forças de atrito em função da velocidade, N
$F(x)$	Função sigmoide associada ao modo de deslizamento
$g$	Aceleração da gravidade, $\text{ms}^{-2}$
$h_m$	Campo magnético girante/viajante do estator, T
$H_{max}$	Amplitude do campo magnético girante/viajante do estator, T
$i_a$	Corrente estatórica da fase $a$ , A
$i_{abc}$	Corrente estatórica, A
$\mathbf{i}_{abc}$	Matriz das correntes estatóricas de fase, A
$i_b$	Corrente estatórica da fase $b$ , A
$i_c$	Corrente estatórica da fase $c$ , A
$i_d$	Corrente estatórica segundo o eixo $d$ , A
$i_d^*$	Corrente estatórica de comando segundo o eixo $d$ , A
$I_n$	Matriz unitária
$i_q$	Corrente estatórica segundo o eixo $q$ , A
$i_q^*$	Corrente estatórica de comando segundo o eixo $q$ , A
$I_q(s)$	Corrente elétrica segundo o eixo $q$ no domínio da frequência
$I_q^*(s)$	Corrente elétrica de comando segundo o eixo $q$ no domínio da frequência
$\bar{i}_s$	Corrente estatórica, A
$i_r$	Corrente média quadrática, A
$i_\alpha$	Corrente estatórica segundo o eixo $\alpha$ , A
$\hat{i}_\alpha$	Corrente estatórica estimada segundo o eixo $\alpha$ , A
$i_\beta$	Corrente estatórica segundo o eixo $\beta$ , A

$\hat{i}_\beta$	Corrente estatórica estimada segundo o eixo $\beta$ , A
$i_{\alpha\beta}$	Corrente estatórica em referencial $\alpha\beta$ , A
$\mathbf{i}_{\alpha\beta}$	Matriz das correntes estatóricas de fase segundo o referencial $\alpha\beta$ , A
$\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}$	Matriz das correntes estatóricas estimadas de fase segundo o referencial $\alpha\beta$ , A
$k$	Variável associada ao observador
$K_{aff}$	Ganho do anel de controlo antecipado de aceleração
$K_{ai}$	Ganho de conversão da aceleração de comando para corrente de comando
$k_e$	Constante associada ao observador de Luenberger proposto
$K_f$	Constante de força, NA <sup>-1</sup>
$K_{iv}$	Ganho integral do compensador de velocidade, s <sup>-1</sup>
$k_i$	Ganho integral do compensador de posição, s <sup>-1</sup>
$K$	Matriz representante do ganho de Kalman
$k_p$	Ganho proporcional do compensador de posição, s <sup>-1</sup>
$K_{pv}$	Ganho proporcional do compensador de velocidade, s <sup>-1</sup>
$K_v$	Coefficiente de atrito viscoso
$K_{vff}$	Ganho do anel de controlo antecipado de velocidade
$K_{\alpha\beta}$	Constante relativa ao Observador de Luenberger no referencial $\alpha\beta$
$K_\alpha$	Constante relativa ao Observador de Luenberger segundo a coordenada $\alpha$
$K_\beta$	Constante relativa ao Observador de Luenberger segundo a coordenada $\beta$
$L_a$	Coefficiente de autoindução do enrolamento da fase $a$ , H
$\mathbf{L}_{abc}$	Matriz dos coeficientes de autoindução e de indução mútua dos enrolamentos do estator em coordenadas abc, H
$L_b$	Coefficiente de autoindução do enrolamento da fase $b$ , H
$L_c$	Coefficiente de autoindução do enrolamento da fase $c$ , H
$L_s$	Coefficiente de autoindução dos enrolamentos do estator, H
$\mathbf{L}_s$	Matriz dos coeficientes de autoindução dos enrolamentos do estator, H
$L_i$	Matriz de ganho não singular
$l_{11}, l_{22}$	Variável associada ao Modo de Deslizamento

$M_{ab}$	Coeficiente de indução mútua entre os enrolamentos das fases $a$ e $b$ , H
$M_{ac}$	Coeficiente de indução mútua entre os enrolamentos das fases $a$ e $c$ , H
$M_{ba}$	Coeficiente de indução mútua entre os enrolamentos das fases $b$ e $a$ , H
$M_{ca}$	Coeficiente de indução mútua entre os enrolamentos das fases $c$ e $a$ , H
$M_{cb}$	Coeficiente de indução mútua entre os enrolamentos das fases $c$ e $b$ , H
$M_s$	Coeficiente de indução mútua dos enrolamentos do estator, H
$m_\alpha$	Variável de controlo do Modo de Deslizamento na coordenada $\alpha$
$m_\beta$	Variável de controlo do Modo de Deslizamento na coordenada $\beta$
$m_T$	Massa inercial do veio e carga do motor linear, kg
$P$	Matriz de covariância de estado
$P_0$	Matriz de covariância
$Q$	Matriz de covariância
$R$	Matriz de covariância
$R_a$	Resistência eléctrica associada à fase $a$ , $\Omega$
$R_b$	Resistência eléctrica associada à fase $b$ , $\Omega$
$R_c$	Resistência eléctrica associada à fase $c$ , $\Omega$
$R_s$	Resistência eléctrica dos enrolamentos do estator, $\Omega$
$\mathbf{R}_s$	Matriz das resistências dos enrolamentos do estator, $\Omega$
$S(X)$	Erro absoluto entre valor estimado e valor real
$\dot{S}(X)$	Derivada do erro absoluto entre valor estimado e valor real
$\text{sgn}$	Operador matemático sinal
$S_\alpha(X)$	Erro absoluto entre valor estimado e valor real em referencial $\alpha$
$S_\beta(X)$	Erro absoluto entre valor estimado e valor real em referencial $\beta$
$T_s$	Período de amostragem, ms
$U$	Vetor das variáveis de entrada
$U(t)$	Vetor das variáveis de entrada em ordem ao tempo
$u_{an}$	Tensão eléctrica fase-neutro da fase $a$ , V
$u_{abc}$	Tensões de alimentação em coordenadas $abc$ , V
$\mathbf{u}_{abc}$	Matriz das tensões de alimentação em coordenadas $abc$ , V

$u_{bn}$	Tensão elétrica fase-neutro da fase $b$ , V
$U_b$	Tensão elétrica de alimentação do ondulator de tensão, V
$u_{cn}$	Tensão elétrica fase-neutro da fase $c$ , V
$u_d$	Tensão elétrica segundo o eixo $d$ , V
$U_s$	Vetor de entrada do sistema
$\bar{u}_s$	Tensão elétrica fase-neutro, V
$u_r$	Tensão média quadrática, V
$u_\alpha$	Tensão elétrica segundo o eixo $\alpha$ , V
$u_\beta$	Tensão elétrica segundo o eixo $\beta$ , V
$u_{\alpha\beta}$	Tensões de alimentação em coordenadas $\alpha\beta$ , V
$\mathbf{u}_{\alpha\beta}$	Matriz das tensões de alimentação em coordenadas $\alpha\beta$ , V
$V$	Função de Lyapunov
$\dot{V}$	Derivada da função de Lyapunov
$v$	Velocidade linear, $\text{ms}^{-1}$
$\mathbf{v}$	Matriz da velocidade linear
$\hat{v}, v_{est}$	Velocidade linear estimada
$v(t)$	Vetor representativo do ruído aleatório
$v_{ref}$	Valor de velocidade de referência, $\text{ms}^{-1}$
$v_{ref}^*$	Velocidade de comando
$v_{real}$	Velocidade linear obtida pelo sensor de posição, $\text{ms}^{-1}$
$v_s$	Velocidade de Stribeck, $\text{ms}^{-1}$
$x$	Vetor das variáveis de estado
$x_0$	Vetor das variáveis aleatórias
$x'$	Variável associada ao vetor das variáveis de estado
$\bar{x}$	Valor médio das variáveis de estado
$\bar{x}_0$	Valor médio das variáveis aleatórias
$\hat{x}$	Valor estimado do vetor das variáveis de estado
$\dot{x}$	Derivada do vetor das variáveis de estado
$\hat{x}'$	Variável associada ao valor estimado das variáveis de estado
$\dot{\bar{x}}$	Derivada do valor médio das variáveis de estado
$\bar{x}'$	Variável associada ao valor médio do vetor das variáveis de estado

$x(t)$	Vetor das variáveis de estado em ordem ao tempo
$\dot{x}(t)$	Derivada do vetor das variáveis de estado em ordem ao tempo
$y_i$	Valor de uma variável linguística de saída
$y(t)$	Vetor das variáveis de saída em ordem ao tempo
$y_{est}$	Valor de uma variável linguística de saída estimada
$w(t)$	Vetor das perturbações aplicadas à entrada do sistema
$z$	Posição ou deslocamento linear, m
$\hat{z}, z_{est}$	Posição ou deslocamento linear estimada, m
$z_{real}$	Posição ou deslocamento linear do sensor de posição, m
$z_{ref}$	Valor de posição de referência, m
$z_{ref}^*$	Posição de comando
$z(t)$	Vetor das saídas medidas do sistema
$\Delta v$	Variável linguística variação da velocidade de referência
$\gamma_k$	Função de comutação
$\theta$	Posição angular elétrica, rad
$\hat{\theta}$	Posição angular elétrica estimada, rad
$\tau_p$	Passo polar, m
$\omega$	Frequência angular elétrica, $\text{rads}^{-1}$
$\Psi_a$	Fluxos magnético ligado com a fase $a$ , Wb
$\Psi_{abc}$	Fluxo ligado
$\Psi_b$	Fluxos magnético ligado com a fase $b$ , Wb
$\Psi_c$	Fluxos magnético ligado com a fase $c$ , Wb
$\Psi_{ds}$	Fluxos magnético segundo o eixo $d$ , Wb
$\Psi_m$	Fluxo magnético máximo estabelecido pelos ímanes permanentes nos enrolamentos do estator, Wb
$\Psi_{ma}$	Fluxos magnético ligado estabelecido pelos ímanes permanentes no enrolamento da fase $a$ , Wb
$\Psi_{mb}$	Fluxos magnético ligado estabelecido pelos ímanes permanentes no enrolamento da fase $b$ , Wb
$\Psi_{mc}$	Fluxos magnético ligado estabelecido pelos ímanes permanentes no enrolamento da fase $c$ , Wb
$\Psi_{abc}$	Fluxos ligados estabelecidos pelos ímanes permanentes nos enrolamentos do estator em coordenadas $abc$ , Wb
$\Psi_{mabc}$	Matriz dos fluxos ligados estabelecidos pelos ímanes permanentes nos enrolamentos do estator em coordenadas $abc$ , Wb

$\Psi_{\alpha\beta}$	Fluxos ligados estabelecidos pelos ímanes permanentes nos enrolamentos do estator em coordenadas $\alpha\beta$ , Wb
$\Psi_{pm\alpha\beta}$	Matriz dos fluxos ligados estabelecidos pelos ímanes permanentes nos enrolamentos do estator em coordenadas $\alpha\beta$ , Wb
$\psi_{qs}$	Fluxos magnético segundo o eixo $q$ , Wb
$\bar{\Psi}_s$	Vetor do fluxo ligado
$\frac{\partial}{\partial x^T(t)}$	Derivada parcial em ordem à trasposta da posição no domínio do tempo
$\rho_s$	Angulo de fase correspondente à posição do rotor
$\lambda$	Comprimento relativo a duas vezes o passo polar, m
$\varepsilon$	Erro absoluto entre o vetor de estado e o vetor de estado estimado
$\delta u_\alpha$	Variação de tensão em referencial $\alpha\beta$ , na coordenada $\alpha$ , V
$\delta u_\beta$	Variação de tensão em referencial $\alpha\beta$ , na coordenada $\beta$ , V



## **ABREVIATURAS**

DC – Corrente contínua (de *direct current*)

EKF – Filtro estendido de Kalman

IGBT – Transístor bipolar com terminal de comando isolado

MLS-IP – Motor linear tubular síncrono de ímanes permanentes

MRAS – Sistema adaptativo por modelo de referência

NdFeB – Neodímio – Ferro – Boro

PEL – Posicionador eletromecânico linear

PI – Proporcional Integral



## CONVENÇÕES

### 1 – Bibliografia

Neste trabalho as referências bibliográficas são efetuadas de acordo com a norma portuguesa em vigor, NP 405-1:1994. Dentro desta norma, optou-se pela utilização de citações entre parênteses com o número que lhe está atribuído na bibliografia.

A bibliografia contém as referências realizadas ao longo do texto, listadas segundo a ordem da primeira invocação no texto.

### 2 – Sistema de unidades de medida

Neste texto é utilizado, salvo menção expressa em contrário, o Sistema Internacional (SI) de unidades de medida, bem como os símbolos e abreviaturas normalmente para os múltiplos e submúltiplos das diversas unidades. Por ser um sistema de unidades bem conhecido essas abreviaturas não são citadas na secção “Abreviaturas” contida neste documento.

### 3 – Utilização de estrangeirismos

Ao longo desta dissertação utilizam-se alguns estrangeirismos fundamentalmente por dois motivos. O primeiro refere-se a palavras que ainda não se encontrem definidas na língua portuguesa e o segundo refere-se a palavras em que a mera tradução linguística faça perder o significado técnico atribuído às mesmas no original. É o caso da palavra *sensorless* em que a mera tradução linguística pode trazer alguma dúvida na interpretação do seu contexto e o caso da palavra *fuzzy*, em que a tradução linguística não representa o verdadeiro significado da sua definição.

Todos os estrangeirismos são realçados ao longo do texto em itálico.



# ÍNDICE

<b>Capítulo 1</b> .....	<b>1</b>
<b>Introdução</b> .....	<b>1</b>
1.1 – Motivação do trabalho .....	1
1.2 – Objetivos .....	2
1.3 – Enquadramento do trabalho .....	2
1.4 – Estrutura da tese .....	3
<b>Capítulo 2</b> .....	<b>5</b>
<b>Posicionador eletromecânico linear</b> .....	<b>5</b>
2.1 – Introdução .....	5
2.2 – Motor linear síncrono de ímãs permanentes .....	5
2.2.1 – Campo viajante de um motor linear .....	7
2.2.2 – Motor linear tubular .....	8
2.2.3 – Modelo matemático do motor linear tubular .....	9
2.2.4 – Modelo em coordenadas <i>abc</i> .....	10
2.2.5 – Implementação do modelo em ferramenta de simulação numérica .....	12
2.2.6 – Controlador eletrónico de posição .....	13
2.2.7 – “Curva s” .....	14
2.2.8 – Cadeias de controlo .....	16
2.2.9 – Conversor eletrónico de potência .....	18
2.3 – Sensores de posição .....	21
2.3.1 – Codificadores .....	23
2.3.2 – Sensores de Efeito de Hall .....	24
2.4 – Características do posicionador eletromecânico linear .....	25
2.5 – Conclusões .....	28
<b>Capítulo 3</b> .....	<b>29</b>
<b>Métodos <i>sensorless</i></b> .....	<b>29</b>
3.1 – Métodos de excitação fundamental (não adaptativos) .....	30
3.1.1 – Estimador monitorizando as correntes e tensões do estator .....	30
3.1.2 – Estimadores de posição usando a força eletromotriz .....	32
3.1.3 – Estimadores de posição baseados no fluxo ligado .....	33
3.2 – Métodos de excitação fundamental (adaptativos) .....	33
3.2.1 – Sistema adaptativo por modelo de referência .....	34

3.2.2 – Filtro de Kalman .....	35
3.2.3 – Observador de Luenberger .....	37
3.2.4 – Observador de ordem reduzida .....	39
3.2.5 – Observador por modo de deslizamento .....	40
3.3 – Outros métodos .....	43
3.3.1 – Métodos de saliência e injeção de sinal .....	43
3.3.2 – Métodos de inteligência artificial .....	43
3.4 – Conclusões .....	43
<b>Capítulo 4.....</b>	<b>45</b>
<b>Posicionador eletromecânico linear <i>sensorless</i> .....</b>	<b>45</b>
4.1 – Introdução.....	45
4.2 – Modelo do motor linear tubular em coordenadas $\alpha\beta$ .....	45
4.3 – Implementação do observador de Luenberger .....	47
4.4 – Resultados de simulação numérica do PEL com o observador de Luenberger.....	49
4.4.1 – Resposta a uma curva $s$ com variações de carga e de velocidade .....	49
4.4.2 – Ensaio de robustez do observador de Luenberger .....	54
4.5 – Implementação do método por modo de deslizamento .....	56
4.6 – Resultados de simulação numérica do PEL com o observador por modo de deslizamento.....	59
4.6.1 – Resposta a uma curva $s$ com variações de carga e de velocidade .....	59
4.6.2 – Resposta do PEL com observador por modo de deslizamento a uma entrada sinusoidal.....	64
4.7 – Resultados de simulação numérica do PEL com sensor de posição .....	66
4.8 – Comparação das respostas temporais dos observadores .....	67
4.9 – Conclusões .....	70
<b>Capítulo 5.....</b>	<b>73</b>
<b>Conclusões .....</b>	<b>73</b>
5.1 – Considerações finais.....	73
5.2 – Perspetivas de desenvolvimento futuro.....	74
<b>Bibliografia .....</b>	<b>75</b>

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1 – Exemplo de um motor linear plano de ímãs permanentes e enrolamentos de excitação. ....	6
Figura 2.2 - Máquina CNC de corte de vidro com motor linear. ....	6
Figura 2.3 - Comboio de levitação magnética equipado com um motor linear.....	7
Figura 2.4 – Conceção geométrica de um motor linear plano à esquerda e de um motor linear tubular à direita. ....	9
Figura 2.5- Aplicação de um motor tubular num cilindro pneumático. ....	9
Figura 2.6- Modelo global do motor linear tubular síncrono de ímãs permanentes.....	13
Figura 2.7 – Diagrama de blocos do Posicionador eletromecânico linear. ....	14
Figura 2.8- Esquema do gerador de comando de posição. ....	14
Figura 2.9- Curva $s$ . ....	15
Figura 2.10 – Esquema das cadeias de controlo do PEL.....	16
Figura 2.11 – Diagrama de blocos dos controladores de posição de velocidade (retirado de [1]). ....	17
Figura 2.12 – Diagrama de bloco do controlador de velocidade (retirado de [1]) . ....	17
Figura 2.13 – Diagrama de blocos do controlador de posição (retirado de [1]). ....	17
Figura 2.14- Conversor de tensão trifásico em ponte. ....	19
Figura 2.15 – Diagrama de blocos do controlador vetorial do conversor eletrónico de potência. ....	19
Figura 2.16 – Representação da tabela de seleção dos vetores de tensão em $\alpha\beta$ . ....	21
Figura 2.17 - Cadeia de controlo de um motor MLS-IP com sensor de posição.....	22
Figura 2.18 – Diagrama de blocos do controlador de posição considerando o sensor de posição. ....	22
Figura 2.19 – Diferentes conceções de codificadores. ....	23
Figura 2.20 - Funcionamento de um codificador com sensor ótico. ....	24
Figura 2.21 – Funcionamento do sensor de efeito de Hall. ....	25
Figura 2.22 - Vista global da bancada de ensaio do posicionador eletromecânico linear. ....	25
Figura 3.1 - Cadeia de controlo de um motor MLS-IP com um sistema <i>sensorless</i> . ....	29
Figura 3.2- Vetores de corrente e fluxo ligado do estator com fator de potência unitário. ....	30
Figura 3.3 – Diagrama do modo de funcionamento do MRAS.....	34
Figura 3.4 – Diagrama do modo de funcionamento do observador de Luenberger. ....	37

Figura 4.1-Diagrama de blocos do observador de Luenberger proposto.....	48
Figura 4.2- Resposta de velocidade e posição do PEL com o observador de Luenberger (74kg, 1m/s). .....	50
Figura 4.3- Resposta de velocidade e posição do PEL com observador de Luenberger (35kg, 1m/s). .....	51
Figura 4.4- Resposta de velocidade e posição do PEL com observador de Luenberger (13kg, 1m/s). .....	51
Figura 4.5- Resposta de velocidade e posição do PEL com observador de Luenberger (74kg, 0,1m/s). .....	52
Figura 4.6- Resposta de velocidade e posição do PEL com observador de Luenberger (74kg, 2m/s). .....	53
Figura 4.7 – Resposta temporal do PEL com observador de Luenberger a referências de posição sinusoidais.....	55
Figura 4.8- Diagrama de blocos do observador por modo de deslizamento proposto.....	58
Figura 4.9- Resposta de velocidade e posição do PEL com observador por modo de deslizamento (74kg, 1m/s). .....	60
Figura 4.10- Resposta de velocidade e posição do PEL com observador por modo de deslizamento (35kg, 1m/s). .....	61
Figura 4.11- Resposta de velocidade e posição do PEL com observador por modo de deslizamento (13kg, 1m/s). .....	61
Figura 4.12- Resposta de velocidade e posição do PEL com observador por modo de deslizamento (74kg, 0,1m/s). .....	62
Figura 4.13- Resposta de velocidade e posição do PEL com observador por modo de deslizamento (74kg, 2m/s). .....	63
Figura 4.14 – Resposta temporal do PEL com observador por modo de deslizamento a referências de posição sinusoidais. ....	65
Figura 4.15- Resposta de velocidade e posição do PEL com sensor de posição. ....	66
Figura 4.16- Erro de posição e velocidade do PEL com o observador de Luenberger.....	68
Figura 4.17- Erro de posição e velocidade do PEL com observador por modo de deslizamento. ....	69
Figura 4.18- Erro de posição e velocidade do modelo do PEL com sensor de posição. ....	69
Figura B.1 – Posicionador eletromecânico linear em ferramenta computacional Matlab/Simulink.....	83
Figura B.2 – Pormenor do bloco Limitador dinâmico. ....	83

Figura B.3 – Pormenor do bloco Eletrónica de Potência. ....	84
Figura B.4 – Pormenor do bloco Controlo vectorial das correntes dentro do bloco Eletrónica de Potência.....	84
Figura B.5 – Pormenor do bloco Inversor trifásico de tensão das correntes dentro do bloco Eletrónica de Potência. ....	85
Figura B.6 – Pormenor do Observador, utilizando o Observador por modo de deslizamento.	85
Figura B.7 – Pormenor do bloco Observador por modo de deslizamento. ....	86
Figura B.8 – Pormenor do bloco Ialfa'.....	86
Figura B.9 – Pormenor do bloco Ksgn.....	86
Figura B.10 – Pormenor do bloco System Model. ....	87
Figura B.11 – Pormenor do bloco Estimador da força eletromotriz. ....	87
Figura B.12 – Pormenor do bloco w, dentro do bloco Estimador da força eletromotriz. ....	87
Figura B.13 – Pormenor do bloco E_alfa, dentro do bloco Estimador da força eletromotriz..	88
Figura B.14 – Pormenor do Observador, utilizando o Observador de Luenberger.....	88
Figura B.15 – Pormenor do bloco Luenberger. ....	89
Figura B.16 – Pormenor do bloco Ialfa'.....	89
Figura B.17 – Pormenor do bloco Ksgn.....	89
Figura B.18 – Pormenor do bloco System Model. ....	90



## ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 2.1 – Estados do inversor trifásico em ponte.....	20
Tabela 2.2 – Características técnicas do conversor de potência.....	26
Tabela 2.3 – Características do MLS-IP. ....	27
Tabela 3.1 – Estados lógicos do inversor .....	31
Tabela 4.1 – Erro relativo de posição a diferentes cargas e velocidades no momento de velocidade constante para o PEL com observador de Luenberger.....	54
Tabela 4.2 – Erro relativo de posição a diferentes cargas e velocidades no momento de velocidade constante para o PEL com observador por modo de deslizamento.....	63
Tabela 4.3 – Erro relativo de posição a diferentes cargas e velocidades no momento de velocidade constante para o PEL com sensor.....	67



# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 – Motivação do trabalho

Com o contínuo desenvolvimento da indústria, é cada vez mais necessário existirem posicionadores eletromecânicos lineares, baratos, compactos e fiáveis. Para atingir esse objetivo foram estudados e desenvolvidos diversos métodos *sensorless*.

Os métodos *sensorless*, permitem que o controlo de um motor seja feito sem recorrer ao uso de sensores, estes métodos estimam matematicamente a posição e/ou velocidade, sendo que os mesmos podem ser integrados dentro de um autómato. O uso de métodos *sensorless*, cria um novo mundo de possibilidades, mantendo a capacidade de controlo do sistema, aumentando a fiabilidade e reduzindo os custos.

Numa fase inicial surge o interesse pelo estudo do posicionador eletromecânico linear (PEL), que consiste num motor linear tubular síncrono de ímanes permanentes e um controlador eletrónico de potência, que é capaz de produzir movimentos lineares para os mais diversos fins.

Com vista à aplicação de métodos *sensorless*, a máquinas elétricas de movimento linear, o foco principal prende-se no estudo destes métodos, com vista a escolher o mais adequado para o PEL em estudo.

O estudo e modelação do PEL em [1], pressupõe o uso de sensor de posição para a obtenção da posição do veio do motor linear tubular. Neste trabalho através dos estudos e modelação dos métodos *sensorless*, é possível estimar a posição dispensando o uso do sensor, o que é uma grande vantagem num sistema real, pois torna o sistema mais compacto e o custo do mesmo mais reduzido.

Para a modelação do PEL e dos métodos *sensorless* selecionados, é usado o ambiente de simulação numérica Matlab/Simulink®.

## 1.2 – Objetivos

Este trabalho de dissertação prende-se no âmbito do estudo dos métodos de controlo *sensorless*, aplicados a um posicionador eletromecânico linear (PEL).

Numa primeira fase é estudado o PEL, com o intuito de apresentar o modelo matemático do mesmo, este modelo, é a base do estudo de simulação numérica para os métodos *sensorless* propostos.

A segunda fase é relativa à construção dos modelos matemáticos de dois métodos *sensorless*, escolhidos a partir de um estudo comparativo inicial, com a finalidade de encontrar a melhor solução para o PEL em estudo.

Assim, esta dissertação apresenta como objetivos principais:

- Desenvolvimento de um método *sensorless*, aplicado a um posicionador eletromecânico linear, comparando as várias alternativas existentes;
- Estudo e modelação do posicionador eletromecânico linear;
- Estudo das diferentes técnicas de *sensorless*;
- Construção do modelo matemático do observador de Luenberger em Matlab\Simulink® e respetivo estudo;
- Construção do modelo matemático do observador por modo de deslizamento em Matlab\Simulink® e respetivo estudo;
- Análise dos observadores de Luenberger e por modo de deslizamento envolvendo o estudo de simulação numérica com aplicação de diferentes cargas mecânicas e diferentes trajetórias do PEL.

Com os objetivos acima referidos, é possível uma análise dos métodos *sensorless*, obtendo a melhor alternativa para o controlo do PEL sem recurso a sensores de posição.

## 1.3 – Enquadramento do trabalho

O presente trabalho foi desenvolvido no Instituto Superior de Engenharia de Lisboa para a obtenção de grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica no ramo de Energia. É pretendido o

controlo de um PEL através de métodos *sensorless*, utilizando como base o trabalho desenvolvido em [1], acrescentando assim uma nova vertente ao trabalho já realizado.

## 1.4 – Estrutura da tese

Este trabalho está dividido em cinco capítulos, sendo este o capítulo de introdução, onde se faz o enquadramento, motivação e objetivos do trabalho.

No capítulo dois apresenta-se a primeira abordagem ao (PEL), onde são descritos os processos de obtenção do modelo matemático das componentes do mesmo. É descrito o motor linear tubular síncrono de ímanes permanentes, a sua composição e principais aplicações. Após esta descrição apresenta-se o motor em estudo, o motor tubular linear síncrono de ímanes permanentes e apresenta-se ainda o seu modelo matemático.

No mesmo capítulo são apresentados os modelos matemáticos de outros componentes do PEL, como o controlador eletrónico de posição, onde se apresenta os modelos matemáticos do gerador de sinais ou curva “s”, a cadeia de controlo de posição e velocidade e o conversor eletrónico de potência. Faz-se ainda uma breve explicação teórica sobre os sensores e codificadores, normalmente utilizados para a obtenção da posição e velocidade da máquina.

No capítulo três são apresentados os métodos de *sensorless*, num primeiro ponto, as técnicas de estimação de posição e velocidade não adaptativas. Após estas, são apresentados os métodos adaptativos. São ainda apresentados outros métodos alternativos.

No capítulo quatro apresenta-se os métodos *sensorless* escolhidos para simulação numérica no modelo matemático do PEL. Em primeiro lugar é apresentada a transformação do modelo matemático do PEL para coordenadas  $\alpha\beta$ , onde posteriormente serão implementados os modelos dos observadores. Depois, apresenta-se o modelo matemático do primeiro método *sensorless*, observador de Luenberger e respetivos resultados de simulação numérica. É apresentado o modelo matemático do segundo método *sensorless*, o observador por modo de deslizamento e respetivos resultados de simulação numérica. Após, apresenta-se os resultados de simulação numérica para o PEL com sensor de posição. E no fim é feita a comparação entre os resultados obtidos por ambos os métodos *sensorless* e o PEL com sensor de posição.

No capítulo cinco são apresentadas as conclusões globais do trabalho realizado, assim como as perspectivas de desenvolvimento futuro.



## Capítulo 2

# Posicionador eletromecânico linear

### 2.1 – Introdução

O controlo do funcionamento de máquinas elétricas é necessário para permitir que as mesmas procedam a tarefas para as quais são concebidas sem a necessidade de supervisão humana. Este controlo pode ser realizado através da obtenção das grandezas de posição e velocidade com recurso a sensores ou usando métodos de *sensorless* que permitem obter um resultado idêntico sem a necessidade de sensores.

Neste capítulo são abordados importantes conceitos teóricos acerca do posicionador eletromecânico linear, PEL, sendo constituído pelo MLS-IP e por um controlador eletrónico de posição. Ambos são modelados em ferramenta computacional Matlab/Simulink<sup>®</sup>,

### 2.2 – Motor linear síncrono de ímanes permanentes

O motor linear tubular síncrono de ímanes permanentes (MLS-IP) funciona com base nos mesmos princípios dos motores síncronos rotativos, com exceção do facto, de o movimento do secundário ser de traslação e não de rotação, obtendo assim um deslocamento e uma velocidade linear.

Os motores lineares ou conversores eletromecânicos lineares são constituídos por duas partes principais, o primário e secundário e podem ter conceções geométricas diferentes, planos ou tubulares.

Na figura 2.1, considera-se um motor linear plano de ímanes permanentes e enrolamentos de excitação, com o intuito de identificar os seus constituintes.

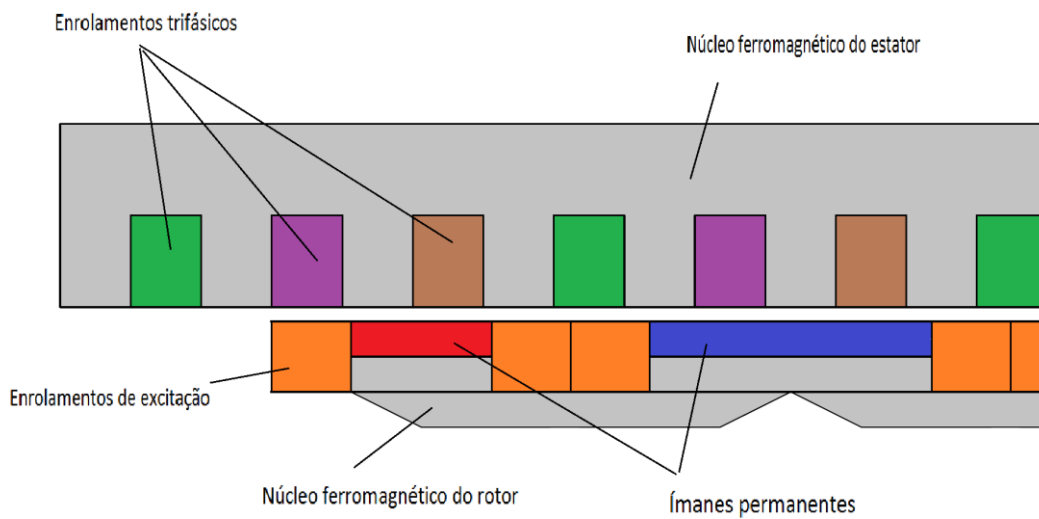


Figura 2.1 – Exemplo de um motor linear plano de ímãs permanentes e enrolamentos de excitação.

Em 2.1 verifica-se a constituição de um motor linear plano de ímãs permanentes, onde se pode observar os constituintes do mesmo. Na parte superior, o estator ou primário, onde se encontram os enrolamentos trifásicos da máquina embutidos nas cavas do núcleo ferromagnético. Na parte inferior, o rotor ou secundário, onde estão presentes os enrolamentos de excitação e os ímãs permanentes, montados no núcleo ferromagnético do secundário. Neste caso o primário é responsável pelo desenvolvimento da força de translação e o secundário pela força de levitação, que reduz ao máximo o atrito entre as peças.

Estes motores têm grande aplicação nos comboios de levitação magnética, figura 2.3 e noutras aplicações com necessidade de movimentos de translação, figura 2.2.

Na figura 2.2 é apresentada uma máquina de CNC de corte de vidro utilizando um motor linear.



Figura 2.2 - Máquina CNC de corte de vidro com motor linear.

A figura 2.3 apresenta a conceção do comboio de levitação magnética MAGLEV, equipado com um motor linear.

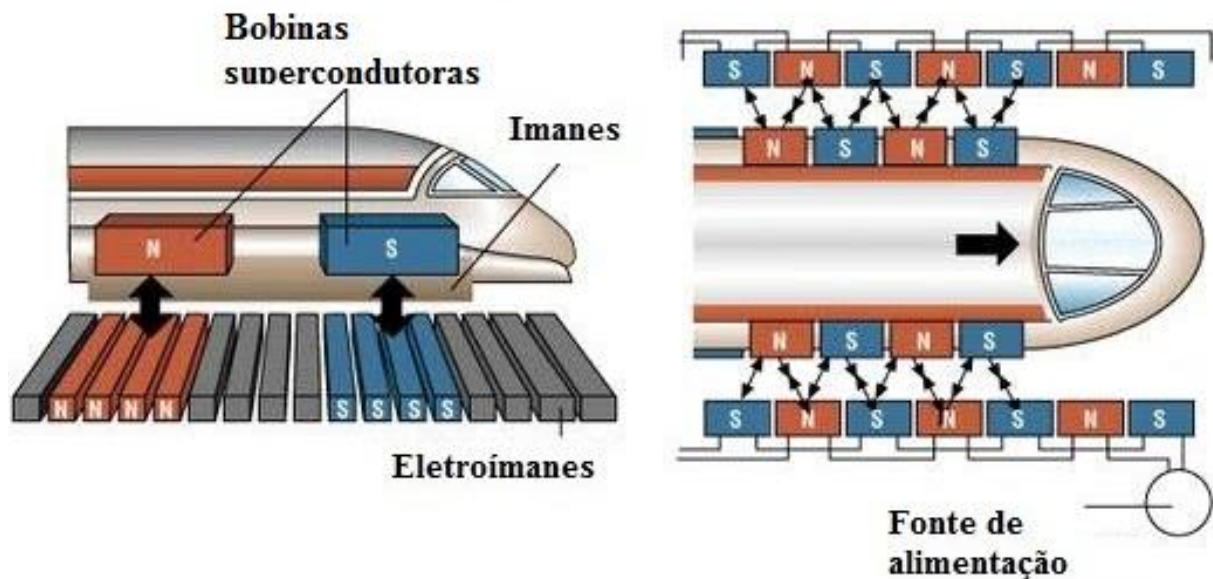


Figura 2.3 - Comboio de levitação magnética equipado com um motor linear.

### 2.2.1 – Campo viajante de um motor linear

O campo viajante desenvolvido no primário de um motor linear pode ser obtido através da expressão do campo magnético girante estático numa máquina rotativa.

A expressão do campo magnético girante estático,  $h_m$ , em regime estacionário, [1], é dada por (2.1).

$$h_m = \frac{3}{2} H_{\max} \cos(\omega t + \theta) \quad (2.1)$$

Sendo  $H_{\max}$  a amplitude do campo magnético criado por cada bobina,  $\omega$  a frequência angular elétrica das correntes estáticas e  $\theta$  a posição angular elétrica.

A expressão (2.1) aplicada a uma máquina rotativa, necessita de uma transformação geométrica para que o campo girante seja transformado num campo viajante. Para tal é necessário considerar a posição angular elétrica  $\theta$ , bem como a posição linear  $z$ .

Uma volta completa em ângulo elétrico  $\theta$ , corresponde a  $2\pi$  radianos e se considerado um comprimento  $\lambda$ , resultante da planificação da máquina, obtemos a equação em (2.3).

Em (2.2),  $\lambda$  representa um comprimento de duas vezes o passo polar  $\tau_p$ .

$$\lambda = 2\tau_p \quad (2.2)$$

Onde  $\tau_p$  corresponde ao passo polar da máquina.

$$\theta = \frac{2\pi}{\lambda} z \quad (2.3)$$

A partir de (2.1), (2.2) e (2.3) obtém-se a expressão do campo magnético viajante, (2.4).

$$h_m = \frac{3}{2} H_{\max} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} z\right) \quad (2.4)$$

Obtém-se assim uma expressão do campo magnético viajante que varia com  $z$ .

O campo viajante propaga-se com uma velocidade linear  $v$  que pode ser obtida através de (2.5)

$$\frac{d}{dt}\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} z\right) = 0 \quad (2.5)$$

Resolvendo a expressão (2.5) obtém-se a expressão da velocidade do campo viajante (2.6).

$$v = \frac{dz}{dt} = 2f\tau_p \quad (2.6)$$

Observa-se assim que a velocidade linear do campo viajante depende do passo polar  $\tau_p$ , e da frequência de alimentação do motor  $f$ .

### 2.2.2 – Motor linear tubular

O motor linear tubular é um dos tipos de motores lineares existentes, funciona com os mesmos princípios do motor linear plano descrito anteriormente na secção 2.2.

Tem como principais características um primário e secundário tubulares, onde os princípios físicos aplicados são iguais a um motor linear plano.

Na figura 2.4 apresenta-se a diferença entre a concepção geométrica do secundário num motor linear plano e num motor tubular, é de salientar que esta diferença é só geométrica e que os princípios físicos são os mesmos. Pode-se observar que o campo viajante é um campo linear em ambos os casos, ou seja, em termos de funcionamento ambos os motores têm o mesmo

comportamento, a sua diferença existe, pois são usados para aplicações diferentes que requerem uma conceção diferente.

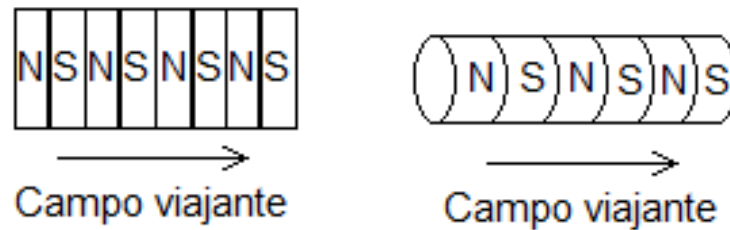


Figura 2.4 – Conceção geométrica de um motor linear plano à esquerda e de um motor linear tubular à direita.

Estes motores são usados em aplicações em que outros atuadores lineares não podem ser aplicados, assim como cilindros pneumáticos, figura 2.5 e outras aplicações na área da robótica.



Figura 2.5- Aplicação de um motor tubular num cilindro pneumático.

### 2.2.3 – Modelo matemático do motor linear tubular

Para o estudo do comportamento do motor linear tubular síncrono de ímanes permanentes, em regime dinâmico é necessário a obtenção do modelo matemático do mesmo, assim como o sistema de controlo de posição e velocidade.

O modelo do motor linear, em Matlab/Simulink<sup>®</sup>, encontram-se no Anexo B.1.

Considerações para a simplificação do modelo:

- O coeficiente de autoindução dos enrolamentos do primário é considerado constante para qualquer posição;
- O secundário (rotor) tem comprimento infinito desprezando-se assim os efeitos de extremidade;
- O modelo não inclui a saturação magnética;
- Considera-se infinita a permeabilidade do ferro, desprezando-se assim as perdas no mesmo;
- Despreza-se o fluxo de reação magnética do induzido em relação à densidade de fluxo magnético dos ímanes permanentes.

### 2.2.4 – Modelo em coordenadas *abc*

Recorrendo à lei de Faraday, encontram-se em (2.7) as expressões matemáticas que descrevem a parte elétrica do motor linear tubular síncrono de ímanes permanentes.

$$\begin{cases} u_{an} = R_a i_a + \frac{d\Psi_a}{dt} \\ u_{bn} = R_b i_b + \frac{d\Psi_b}{dt} \\ u_{cn} = R_c i_c + \frac{d\Psi_c}{dt} \end{cases} \quad (2.7)$$

Em (2.7), encontram-se as equações que representam as tensões simples de alimentação do motor linear tubular de ímanes permanentes, em que  $u_{an}$ ,  $u_{bn}$ ,  $u_{cn}$  representam as tensões simples de fase,  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  as correntes estatóricas,  $R_a$ ,  $R_b$ ,  $R_c$  a resistência dos enrolamentos do estator e  $\Psi_a$ ,  $\Psi_b$ ,  $\Psi_c$  representam os fluxos ligados de cada fase. Estes fluxos são dados por (2.8).

$$\begin{cases} \Psi_a = L_a i_a + M_{ab} i_b + M_{ac} i_c + \Psi_{ma} \\ \Psi_b = M_{ba} i_a + L_b i_b + M_{bc} i_c + \Psi_{mb} \\ \Psi_c = M_{ca} i_a + M_{cb} i_b + L_c i_c + \Psi_{mc} \end{cases} \quad (2.8)$$

$L_a, L_b, L_c$ , são os coeficientes de autoindução dos enrolamentos de cada fase,  $M_{ab}, M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}, M_{cb}$ , representam por sua vez os coeficientes de indução mútua entre cada enrolamento de fase, isto é,  $M_{ab}$ , representa o coeficiente de indução mútua entre os enrolamentos da fase a e fase b.

$\Psi_{ma}, \Psi_{mb}, \Psi_{mc}$ , representam os fluxos ligados criados pelos ímanes permanentes em cada fase, este coeficiente é calculado em (2.9).

$$\begin{cases} \Psi_{ma} = \Psi_m \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} z\right) \\ \Psi_{mb} = \Psi_m \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} z - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Psi_{mc} = \Psi_m \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} z + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.9)$$

Os fluxos  $\Psi_{ma}, \Psi_{mb}, \Psi_{mc}$ , são obtidos através de (2.9) e têm uma variação co-sinusoidal em que o valor máximo é  $\Psi_m$  [2].

$$\begin{aligned} R_a &= R_b = R_c = R_s \\ L_a &= L_b = L_c = L_s \\ M_{ab} &= M_{ba} = M_{ac} = M_{ca} = M_{bc} = M_{cb} = M_s \end{aligned} \quad (2.10)$$

Em (2.10), apresenta-se as considerações necessárias para a simplificação do modelo, considera-se então que os valores de resistência de fase, coeficientes de autoindução e indução mútua têm o mesmo valor.

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_a}{dt} = L_s \frac{di_a}{dt} + M_s \frac{di_b}{dt} + M_s \frac{di_c}{dt} - \frac{\pi}{\tau_p} \frac{dx}{dt} \Psi_m \text{sen}\left(\frac{\pi}{\tau_p} z\right) \\ \frac{d\Psi_b}{dt} = M_s \frac{di_a}{dt} + L_s \frac{di_b}{dt} + M_s \frac{di_c}{dt} - \frac{\pi}{\tau_p} \frac{dx}{dt} \Psi_m \text{sen}\left(\frac{\pi}{\tau_p} z - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{d\Psi_c}{dt} = M_s \frac{di_a}{dt} + M_s \frac{di_b}{dt} + L_s \frac{di_c}{dt} - \frac{\pi}{\tau_p} \frac{dx}{dt} \Psi_m \text{sen}\left(\frac{\pi}{\tau_p} z + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.11)$$

Escrevendo  $\Psi_a, \Psi_b, \Psi_c$ , em ordem ao tempo obtêm-se então a equação (2.11), a partir de (2.7), pode-se então escrever na forma matricial as equações eletromagnéticas do motor (2.12).

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{\pi}{\tau_p} \frac{dz}{dt} \Psi_m \begin{bmatrix} \text{sen}\left(\frac{\pi}{\tau_p} z\right) \\ \text{sen}\left(\frac{\pi}{\tau_p} z - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{sen}\left(\frac{\pi}{\tau_p} z + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Para simplificar escreve-se (2.12) na forma compacta (2.13).

$$\mathbf{u}_{abc} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{L}_{abc} \frac{d\mathbf{i}_{abc}}{dt} - \frac{dz}{dt} \frac{d\Psi_{mabc}}{dz} \quad (2.13)$$

Em (2.13),  $\mathbf{u}_{abc}$  representa a matriz das tensões de alimentação do motor,  $\mathbf{i}_{abc}$  representa a matriz das correntes de fase do motor,  $\mathbf{R}_s$ ,  $\mathbf{L}_{abc}$ , representam respetivamente a matriz das resistências dos enrolamentos e a matriz dos coeficientes de autoindução e indução mútua dos enrolamentos estáticos do motor linear.

$\Psi_{mabc}$  representa a matriz dos fluxos ligados criados pelos ímanes permanentes em cada fase.

Para a componente mecânica obtém-se a partir de [1] a equação que dá a força eletromagnética  $F_e$  (2.14).

$$F_e = m_T \frac{dv}{dt} + m_T g + f(v) \quad (2.14)$$

Em que  $f(v)$  representa a função que contém várias forças de atrito.

$$f(v) = K_v v + F_c \text{sgn}(v) + (F_s - F_c) e^{-\left(\frac{v}{v_s}\right)^2} \text{sgn}(v) \quad (2.15)$$

Em (2.14) e (2.15),  $m_T$  representa a massa do veio,  $g$  é a aceleração da gravidade,  $k_v$  representa o coeficiente de atrito viscoso,  $F_c$  é a força de atrito de Coulomb,  $F_s$  é a força de atrito estático,  $v_s$  é a velocidade de Stribeck e  $\text{sgn}(v)$  representa a função sinal que toma valor 1 se  $v > 0$  ou -1 se  $v < 0$ .

### 2.2.5 – Implementação do modelo em ferramenta de simulação numérica

Para a modelação do modelo em estudo são usadas as coordenadas  $abc$ , escritas na forma de espaços de estado (2.16).

$$\frac{d\mathbf{i}_{abc}}{dt} = -\begin{pmatrix} \mathbf{R}_s \\ \mathbf{L}_{abc} \end{pmatrix} \mathbf{i}_{abc} + \frac{1}{\mathbf{L}_{abc}} \left( \mathbf{u}_{abc} - \frac{d\Psi_{mabc}}{dt} \right) \quad (2.16)$$

A equação (2.16) é a base da construção do modelo em que  $\mathbf{i}_{abc}$  é o vetor de estado das correntes de fase,  $\begin{pmatrix} \mathbf{R}_s \\ \mathbf{L}_{abc} \end{pmatrix}$  representa a matriz do sistema e  $\left( \mathbf{u}_{abc} - \frac{d\Psi_{mabc}}{dt} \right)$  representa o vetor de entrada do sistema.

Com a equação (2.16) e a equação da força eletromagnética (2.14) foi possível a construção do modelo do motor MLS-IP.

A figura 2.6 apresenta a estrutura global do modelo implementado do motor linear tubular síncrono de ímanes permanentes em software Matlab/Simulink®.

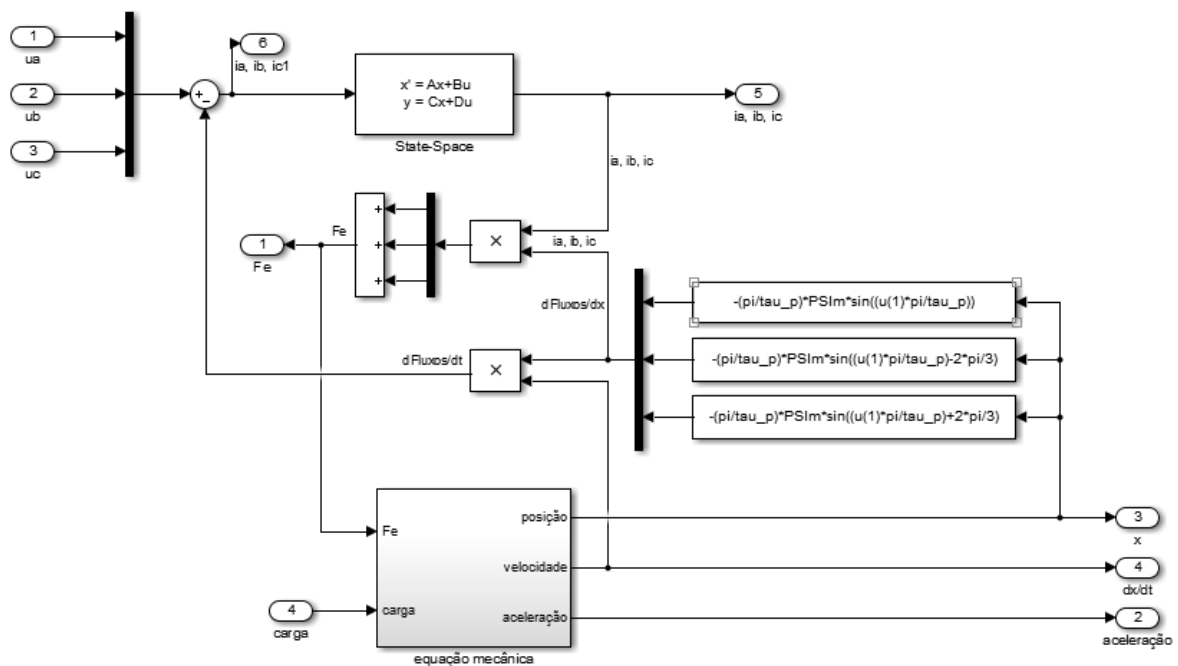


Figura 2.6- Modelo global do motor linear tubular síncrono de ímanes permanentes.

### 2.2.6 – Controlador eletrônico de posição

Para o controlo do MLS-IP, para transformá-lo num posicionador eletromecânico linear é necessária eletrónica de potência descrita neste ponto.

O modelo do controlador eletrônico, em Matlab/Simulink®, encontram-se no Anexo B.1.

Na figura 2.7 é apresentado o diagrama de blocos do posicionador eletromecânico linear. Nas páginas seguintes da secção 2.2 são apresentados os modelos matemáticos do controlador eletrônico de posição.

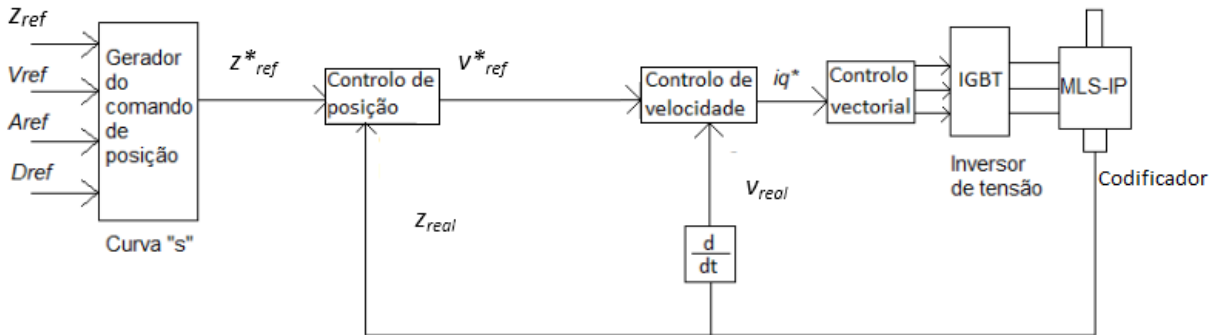


Figura 2.7 – Diagrama de blocos do Posicionador eletromecânico linear.

### 2.2.7 – “Curva s”

A “curva s”, como é vulgarmente referida, [3], é o gerador do comando de posição, partindo de quatro valores de referência escolhidos, posição  $z_{ref}$ , velocidade  $v_{ref}$ , aceleração  $a_{ref}$ , e desaceleração  $d_{ref}$ , obtém-se a curva “s”, que será a curva de posição de referência  $z^*_{ref}$ , que o posicionador vai percorrer até atingir a posição de referência dada pelo utilizador.

Na figura 2.8 apresenta-se o esquema básico do gerador de comando ou “curva s”, com as entradas de referência, posição máxima, velocidade máxima, aceleração máxima e desaceleração máxima e respetiva saída, curva de referência de posição,  $z^*_{ref}$ .

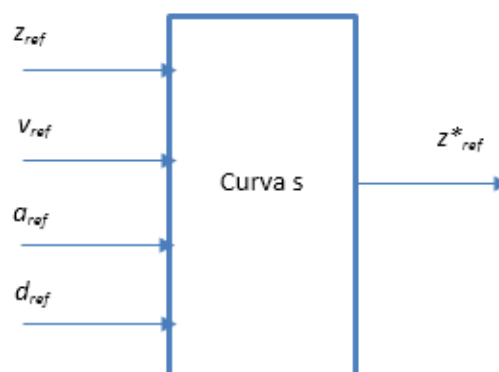


Figura 2.8- Esquema do gerador de comando de posição.

Em 2.9 apresenta-se um exemplo das curvas obtidas pelo gerador de comando, com as seguintes entradas:  $z_{ref} = 0.3$  m,  $v_{ref} = 1$  m/s,  $a_{ref} = 10$  m/s<sup>2</sup> e  $d_{ref} = 10$  m/s<sup>2</sup>

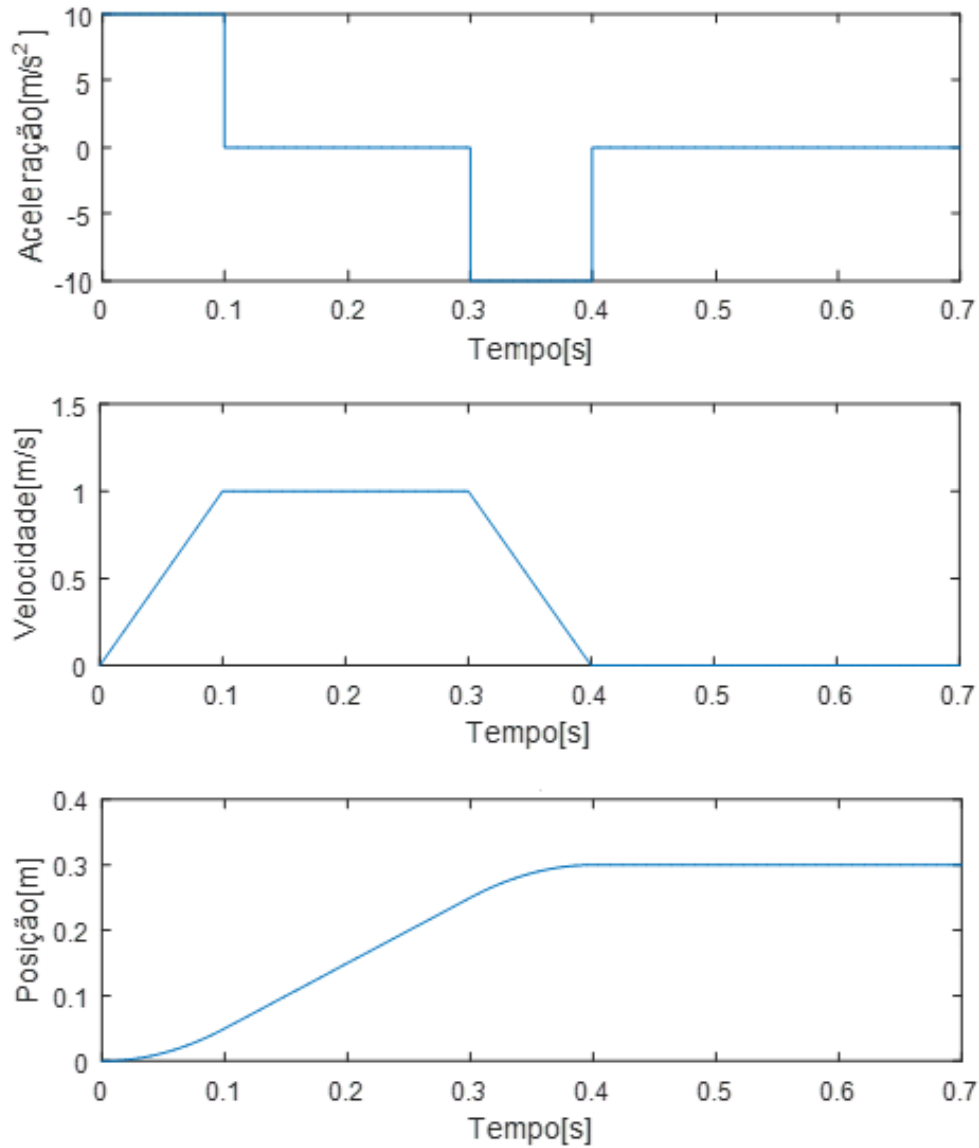


Figura 2.9- Curva s.

Para a construção da “curva s” de posição, primeiramente, procede-se à integração da curva de aceleração/desaceleração, primeiro gráfico da figura 2.9, originando assim a curva de velocidade. A curva de velocidade é integrada, no fim obtendo a curva “s” de posição,  $z^*_{ref}$ .

## 2.2.8 – Cadeias de controlo

As cadeias de controlo são essenciais para o funcionamento do posicionador eletromecânico, pois é onde se procede ao controlo do mesmo. Esta secção faz a síntese dos controladores de posição e de velocidade do posicionador eletromecânico linear.

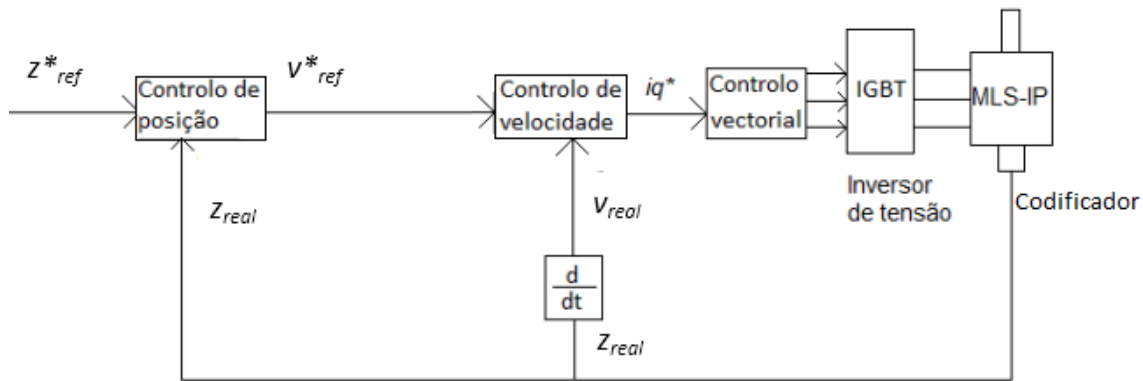


Figura 2.10 – Esquema das cadeias de controlo do PEL.

Na figura 2.10 apresenta as cadeias de controlo de posição e velocidade do PEL, onde  $z_{real}$  e  $v_{real}$  são respetivamente a posição e velocidade obtidas pelo sensor de posição e  $i_q^*$  é a corrente de comando vetorial imposta à saída do controlador de velocidade, na coordenada  $q$ .

Os controladores em uso são equipados com compensadores proporcional integral e um anel de controlo antecipado [1].

O controlador de posição tem como entrada  $z_{ref}^*$ , que é a referência obtida pelo gerador de comando ou curva “s”.

Na figura 2.11, apresenta-se o diagrama de blocos dos controladores de posição e velocidade. Estes são constituídos por compensadores do tipo proporcional-integral e estão equipados com um anel que permite o controlo antecipado para as grandezas de velocidade e aceleração.

Na figura 2.11 no diagrama de blocos do controlador de posição,  $K_{vff}$  é o ganho do anel de controlo antecipado de velocidade,  $K_i$  é o ganho integral do controlador PI e  $K_p$  é o ganho proporcional do controlador PI. No diagrama de blocos do controlador de velocidade  $K_{aff}$  é o ganho do anel de controlo antecipado de aceleração,  $K_{ai}$  é o ganho de conversão da aceleração

de comando para corrente de comando,  $K_{pv}$  é o ganho proporcional do compensador de velocidade e  $K_{iv}$  é o ganho integral do compensador de velocidade.

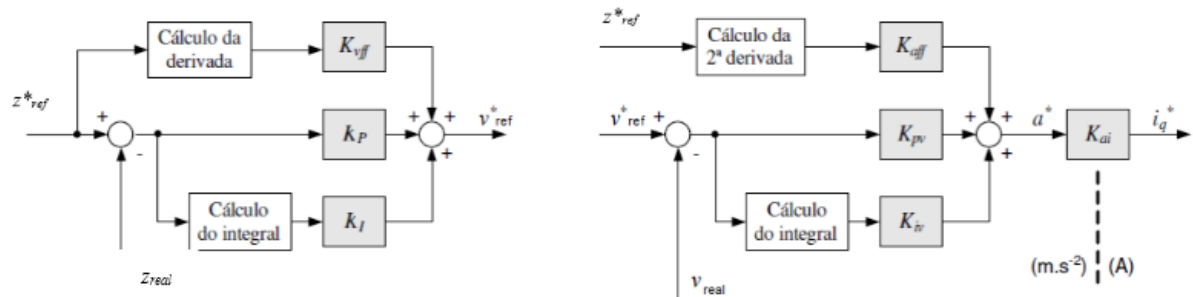


Figura 2.11 – Diagrama de blocos dos controladores de posição e velocidade (retirado de [1]).

Considerando o controlador e baseado em [4], apresenta-se nas figuras 2.12 e 2.13 o diagrama de blocos internos do controlador de posição e velocidade, respetivamente.

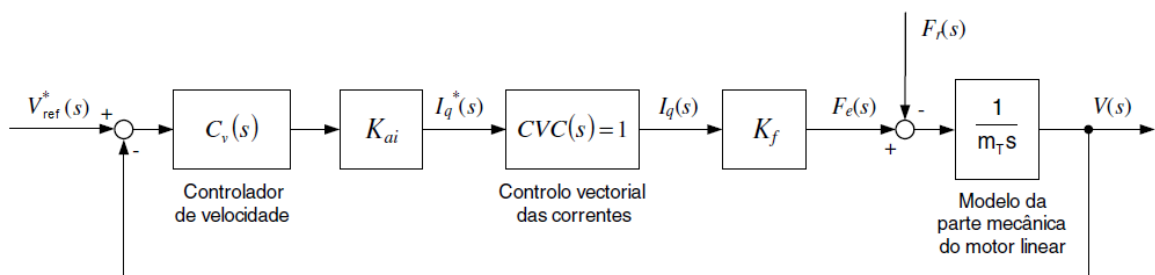


Figura 2.12 – Diagrama de bloco do controlador de velocidade (retirado de [1]).



Figura 2.13 – Diagrama de blocos do controlador de posição (retirado de [1]).

Em que  $C_v(s)$  é o controlador de velocidade no domínio da frequência,  $C_p(s)$  é o controlador de posição no domínio da frequência,  $V_{ref}^*(s)$  é a velocidade de referência de comando no domínio da frequência,  $Z_{ref}^*(s)$  é a posição de referência de comando no domínio da frequência,  $V(s)$  é a velocidade no domínio da frequência,  $Z(s)$  é a posição no domínio da frequência,  $I_q^*(s)$  é a corrente elétrica de comando segundo o eixo  $q$  no domínio da frequência,  $I(s)$  é a corrente elétrica segundo o eixo  $q$  no domínio da frequência,  $F_e(s)$  é a força eletromagnética no domínio da frequência,  $F_r(s)$  é a força resistente no domínio da frequência,  $CVC(s)$  é a função de transferência que modeliza o circuito de comando do ondulator de tensão e  $K_f$  é a constante de força.

Partindo de [1], as funções de transferência dos controladores de velocidade e posição são dadas por (2.17) e (2.18), respetivamente.

Em (2.17), encontra-se a função de transferência do controlador de velocidade baseado na figura 2.12.

$$\frac{V(s)}{V^*_{ref}(s)} = \frac{sK_{pv}K + K_{iv}K}{s^2 + sK_{pv}K + K_{iv}K} \quad (2.17)$$

Na equação (2.18), está descrita a função de transferência do controlador de posição baseada na figura 2.13.

$$\frac{Z(s)}{Z^*_{ref}(s)} = \frac{K_p K (K_{pv}s + K_{iv})}{s^3 + K_{pv}Ks^2 + (K_{iv}K + k_p K_{pv}K)s + K} \quad (2.18)$$

Em que a constante  $K$  é dada por:  $K = \frac{K_{ai}K_f}{m_T}$ .

## 2.2.9 – Conversor eletrónico de potência

Os conversores eletrónicos de potência ou conversores estáticos são dispositivos capazes de modificar as características da energia elétrica para alimentar uma determinada carga, neste caso, um motor linear síncrono de ímanes permanentes.

Este conversor trifásico em ponte é constituído por três braços, em que cada um tem dois conjuntos de dispositivos semicondutores de potência por braço. Na figura 2.15 apresenta-se o

esquema elétrico de um conversor trifásico em ponte comutando através de transístores do tipo IGBT (de *Isolated Gate Bipolar Transistor*).

Este conversor tem como objetivo a obtenção de uma curva sinusoidal das correntes no lado da corrente alternada, para isso irá receber os estados lógicos do controlador vetorial e obter as tensões simples  $u_{an}$ ,  $u_{bn}$ ,  $u_{cn}$ .

A figura 2.14 apresenta um conversor de tensão trifásico em ponte.

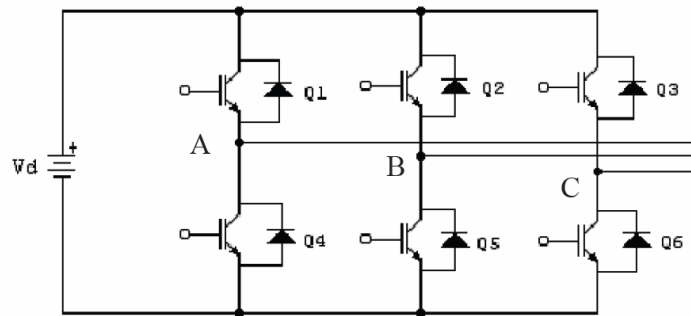


Figura 2.14- Conversor de tensão trifásico em ponte.

Na figura 2.15 apresenta-se o diagrama de blocos do controlador vetorial do conversor eletrónico de potência, onde está presente um controlador vetorial e um inversor de tensão que irá, partindo dos estados  $\gamma_a$ ,  $\gamma_b$ ,  $\gamma_c$ , entregues pelo controlador vetorial, obter as tensões simples de fase na equação (2.19).

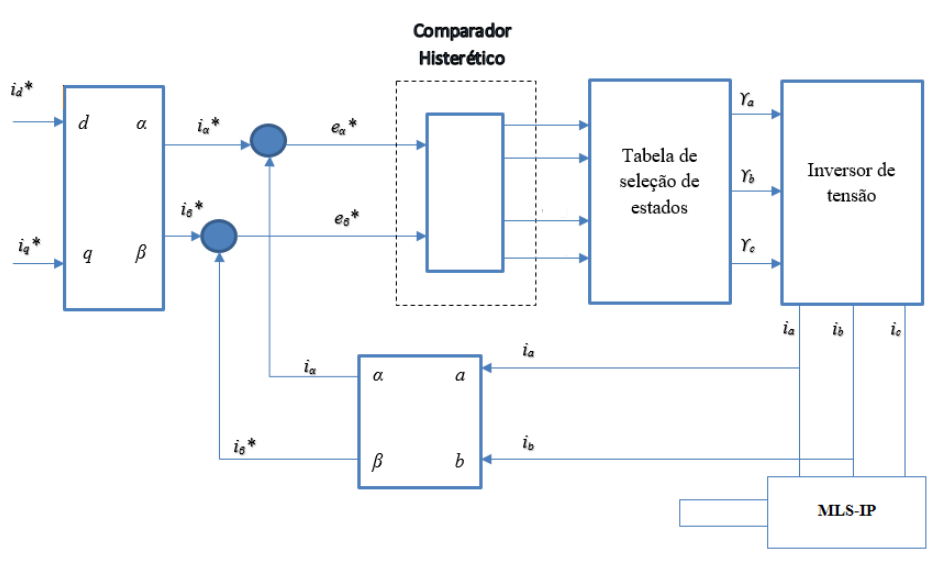


Figura 2.15 – Diagrama de blocos do controlador vetorial do conversor eletrónico de potência.

Com  $i_d^*$ ,  $i_q^*$ , sendo as correntes de referência que entram no conversor, estas são transformadas para o referencial  $\alpha\beta$ , que por sua vez são comparadas com as correntes medidas do motor. O erro absoluto entre ambas as correntes será entregue ao comparador histerético que através de [1], decide qual os estados ativos. Estes estados são entregues ao inversor de tensão que através da tabela 2.1 escolhe a tensão a ser aplicada naquele momento.

Como descrito em [1] as tensões simples vão ser dadas por (2.19), sendo que a tabela 2.1 mostra os estados possíveis do conversor.

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2\gamma_a - \gamma_b - \gamma_c}{3} U_b \\ u_{bn} = \frac{2\gamma_b - \gamma_c - \gamma_a}{3} U_b \\ u_{cn} = \frac{2\gamma_c - \gamma_a - \gamma_b}{3} U_b \end{cases} \quad (2.19)$$

Em (2.19),  $U_b$  é a tensão elétrica de alimentação do inversor de tensão.

Tabela 2.1 – Estados do inversor trifásico em ponte.

Vetor	$\gamma_a$	$\gamma_b$	$\gamma_c$	$u_{an}$	$u_{bn}$	$u_{cn}$	$u_a$	$u_\beta$
$u0$	0	0	0	0	0	0	0	0
$u1$	1	0	0	$\frac{2}{3}U$	$-\frac{1}{3}U$	$-\frac{1}{3}U$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U$	0
$u2$	1	1	0	$\frac{1}{3}U$	$-\frac{1}{3}U$	$-\frac{2}{3}U$	$\frac{1}{\sqrt{6}}U$	$\frac{1}{\sqrt{2}}U$
$u3$	0	1	0	$-\frac{1}{3}U$	$\frac{2}{3}U$	$-\frac{1}{3}U$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}U$	$\frac{1}{\sqrt{2}}U$
$u4$	0	1	1	$-\frac{2}{3}U$	$\frac{1}{3}U$	$\frac{1}{3}U$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U$	0
$u5$	0	0	1	$-\frac{1}{3}U$	$-\frac{1}{3}U$	$\frac{2}{3}U$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}U$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}U$
$u6$	1	0	1	$\frac{1}{3}U$	$-\frac{2}{3}U$	$\frac{1}{3}U$	$\frac{1}{\sqrt{6}}U$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}U$
$u7$	1	1	1	0	0	0	0	0

Existem vários tipos de inversores de tensão que podem ser divididos em dois grandes grupos, os controladores vetoriais que funcionam em regime dinâmico e os controladores escalares que funcionam em regime permanente.

Neste caso, foi considerado um controlador vetorial do tipo histerético, a 3 níveis [1], para modular o comportamento do conversor eletrónico de potência do PEL.

Este controlador vetorial usa a tabela de seleção dos vetores de tensão, a fim de escolher os sinais de disparo dos braços semicondutores do tipo IGBT,  $\gamma_a, \gamma_b, \gamma_c$ , para comando do inversor de tensão trifásico.

Na figura 2.16 são apresentados os vetores de tensão no referencial  $\alpha\beta$ ,

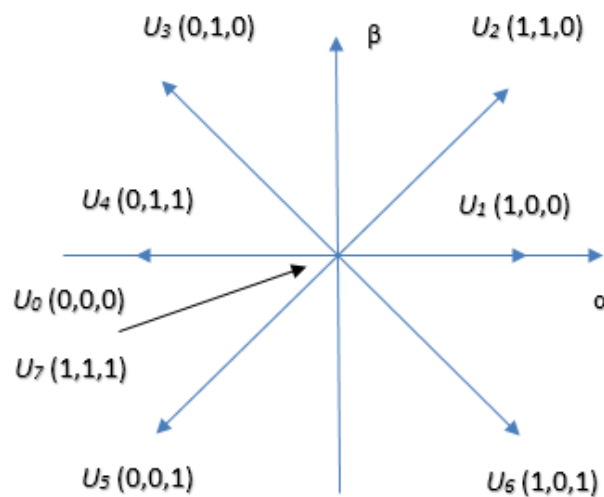


Figura 2.16 – Representação da tabela de seleção dos vetores de tensão em  $\alpha\beta$ .

A estratégia de comando do inversor de tensão, através deste controlador vetorial do tipo histerético é apresentada em [1].

### 2.3 – Sensores de posição

Com o objetivo de controlar uma máquina síncrona de ímanes permanentes, existem grandezas físicas que poderão ser necessárias medir, tais como velocidade ou a posição, através de sensores ou transdutores, [4].

Os sensores são dispositivos que fazem a medição das grandezas a controlar, por sua vez os codificadores recebem essa informação e transformam em bits de dados, que são entregues ao respetivo sistema de controlo.

Como se pode observar na figura 2.17 a informação de posição e velocidade do sensor de posição vai ser necessária para o controlo do motor.

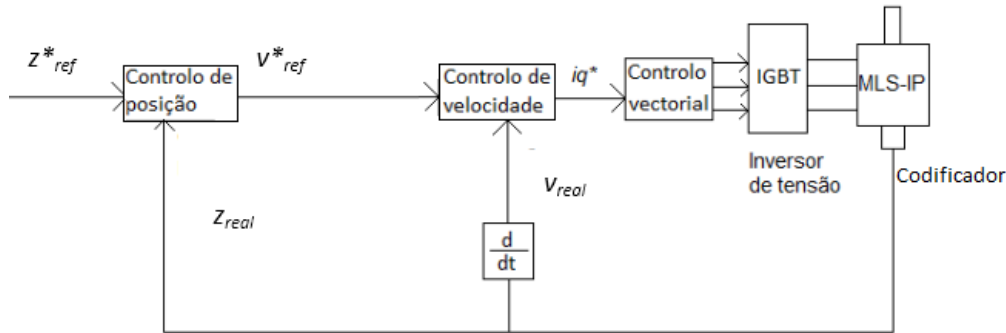


Figura 2.17 - Cadeia de controlo de um motor MLS-IP com sensor de posição.

Para a modelação matemática do codificador, é necessário considerar um atraso temporal na entrega da informação do sensor ao sistema de controlo. Na figura 2.18, apresenta-se o diagrama de blocos do controlo de posição, considerando o atraso provocado pelo sensor de posição.

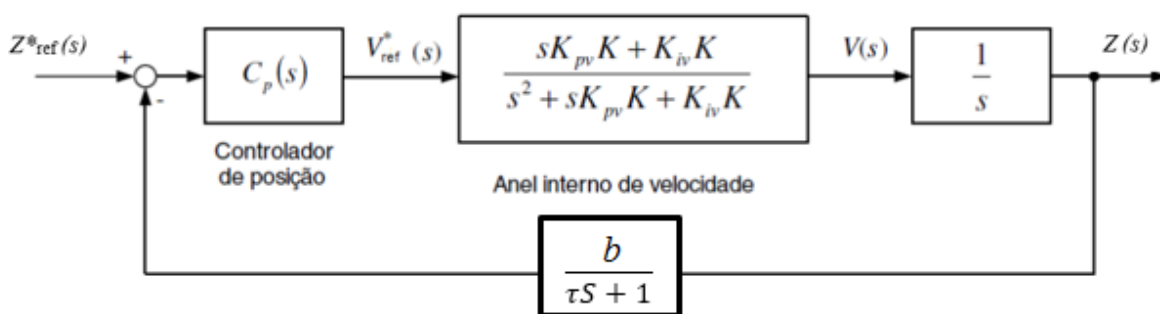


Figura 2.18 – Diagrama de blocos do controlador de posição considerando o sensor de posição.

Na figura 2.18, é considerada no controlador de posição, uma retroação com a função transferência relativa ao sensor de posição. Consiste num atraso  $\tau$ , que é variável consoante o

codificador a ser estudado e numa constante variável  $b$ , associada à adaptação da grandeza medida para uma tensão de comando.

### 2.3.1 – Codificadores

O codificador é um dispositivo que vem acoplado com um sensor que mede a posição e de onde, conseqüentemente pode ser calculada a velocidade. Estes são muito usados para determinar estas grandezas em motores elétricos e assim permitir o controlo por parte de um autómato[5][6]. Os codificadores podem ser adaptados a motores lineares ou rotativos.

Os sensores podem ter vários tipos de tecnologia, óticos, mecânicos, magnéticos e capacitivos e por sua vez os codificadores podem ser absolutos ou incrementais. O codificador incremental entrega um valor de A para B e é independente da posição inicial do veio. O codificador absoluto mantém a informação de posição do veio mesmo quando o sistema é desligado, não existindo necessidade de calibração inicial.

O posicionador eletromecânico linear em estudo usa tradicionalmente um codificador do tipo incremental.



a) Codificador rotativo

b) Codificador linear

Figura 2.19 – Diferentes concepções de codificadores.

Na figura 2.19 apresenta-se as diferentes concepções de codificadores. A figura 2.19 a) apresenta um codificador incremental do tipo rotativo que é tradicionalmente aplicado a motores rotativos. A figura 2.19 b) apresenta um codificador incremental acoplado a um motor linear.

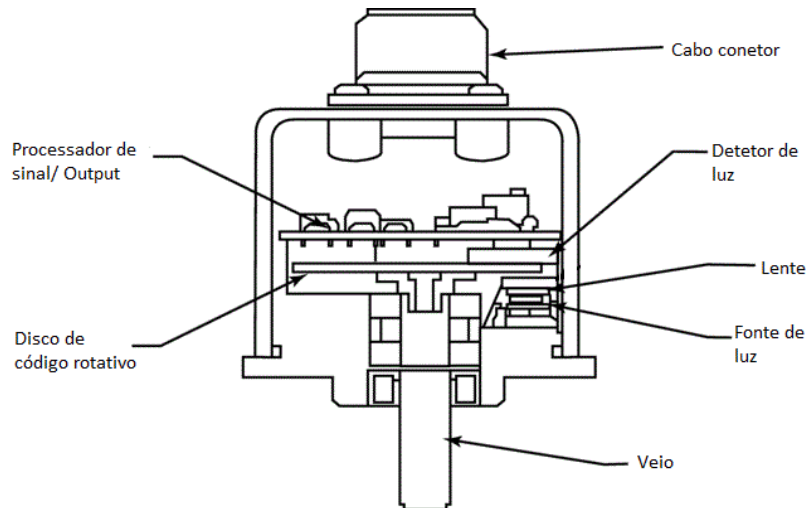


Figura 2.20 - Funcionamento de um codificador com sensor óptico.

A figura 2.20 apresenta o princípio de funcionamento de um codificador com sensor óptico, onde a rotação do veio vai proporcionar ao sensor a leitura óptica do disco de código rotativo, que providencia informação a cada rotação. Esta leitura é por sua vez processada pelo processador de sinal que transforma a informação em bits com o fim de enviar para o controlador eletrônico de posição e assim fechar a cadeia de controle.

### 2.3.2 – Sensores de Efeito de Hall

O sensor de efeito de Hall é usado nos codificadores do tipo magnéticos e o seu modo de funcionamento prende-se através da detecção de variações no campo magnético. O efeito de Hall é uma propriedade que se manifesta quando um campo magnético perpendicular ao fluxo de corrente é aplicado sobre ele. Quando acontece ocorre uma diferença de potencial no semicondutor esta é chamada tensão de Hall[7][8].

No PEL em estudo são utilizados sensores de efeito de Hall para, no momento inicial ter a informação da direção de deslocação do veio do motor.

Na figura 2.21 observa-se o funcionamento do sensor, ou seja, quando um ímã passa perto do sensor este vai gerar uma tensão de Hall, podendo assim saber-se quando o ímã e o sensor estão próximos, sendo isto importante para prever a posição de uma peça e respetiva velocidade.

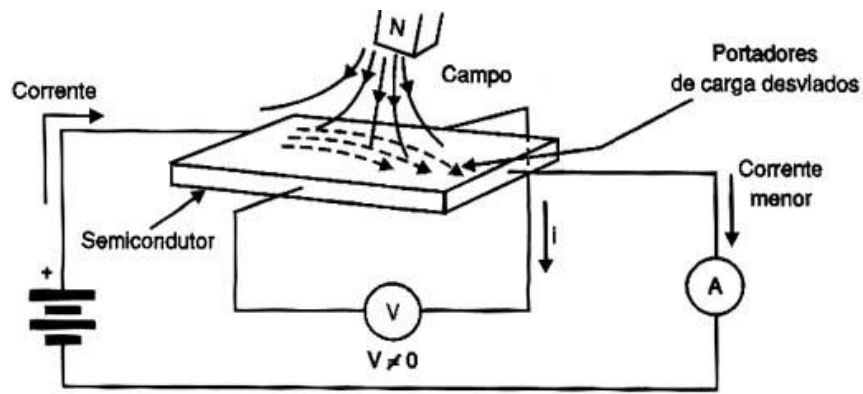


Figura 2.21 – Funcionamento do sensor de efeito de Hall.

Estes sensores podem ser analógicos ou digitais e dentro destes há vários tipos. Os mesmos têm muitas aplicações como em escadas rolantes, indicador de nível de combustível num automóvel ou como sonda para medição do campo magnético terrestre[9][10].

## 2.4 – Características do posicionador eletromecânico linear

Para a modelização e simulação do posicionador eletromecânico linear considerou-se um posicionador real, disposto na vertical, que inclui uma alimentação trifásica, um conversor de potência, um sensor de posição e motor linear tubular síncrono de ímanes permanentes.

A figura 2.22 apresenta a vista global da bancada de ensaio do posicionador eletromecânico linear, usado como base de estudo. As suas características encontram-se abaixo.

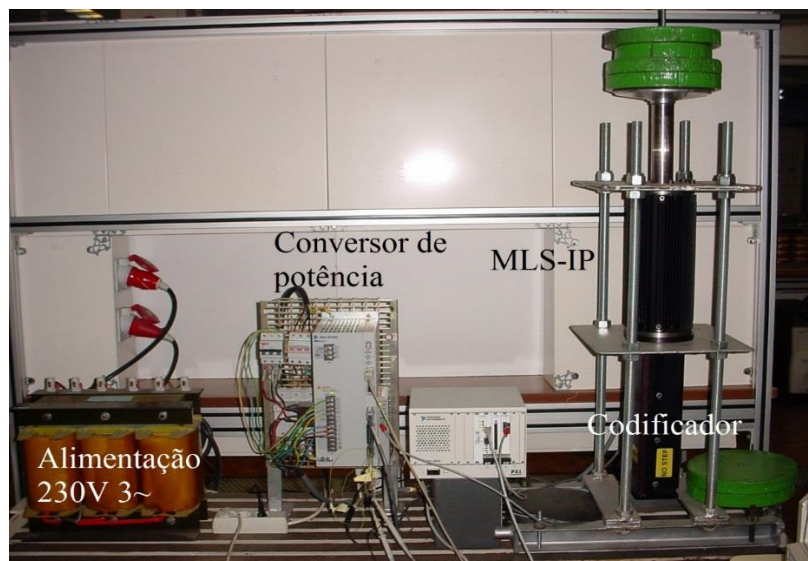


Figura 2.22 - Vista global da bancada de ensaio do posicionador eletromecânico linear.

- Alimentação 230 V Trifásico;
- Sensor de posição:  
 Codificador incremental linear, modelo LCB da California Linear Devices Inc.<sup>®</sup>, com uma resolução de um impulso por cada  $10^{-6}$ m.  
 Na fase de arranque a posição inicial do veio é dada por sensores de efeito de Hall.
- Conversor de potência:

Na tabela 2.2 são apresentadas as características técnicas do conversor de potência da série Ultra5000 modelo 2098-IPD-075 do fabricante Allen-Bradley<sup>®</sup>.

Tabela 2.2 – Características técnicas do conversor de potência.

<b>Caraterísticas</b>	<b>Valor</b>
<b>Circuito de potência</b>	
Tensão de alimentação	3~ 100 – 240 V <sub>ef</sub> (47 – 63 Hz)
Corrente nominal de entrada	30 A <sub>ef</sub>
Corrente máxima de entrada	50 A <sub>ef</sub>
Corrente nominal de saída	35 A <sub>pk</sub>
Corrente máxima de saída	75 A <sub>pk</sub>
Potência nominal	7,5 kW (230 V)
<b>Circuito de controle</b>	
Processador	DSP Texas Instruments TMS320C32 32-bit 60MHz
Comutação	3~ sinusoidal, Space Vector Modulated (SVM)
Anel de corrente	SVM – 125 µs
Anel de velocidade	Digital PI – 250 µs
Anel de posição	Digital PI – 500 µs

- Motor linear tubular síncrono de ímanes permanentes:

O MLS-IP utilizado neste trabalho é o modelo CLD4206D do fabricante California Linear Devices Inc.

O MLS-IP tem um secundário constituído por ímanes permanentes de NdFeB com magnetização radial, os enrolamentos estatóricos estão inseridos em cavas num núcleo ferromagnético, com ligação em estrela e sem neutro acessível.

Na tabela 2.3 são apresentadas as características do MLS-IP em estudo.

Tabela 2.3 – Caraterísticas do MLS-IP.

<b>Caraterísticas</b>	<b>Valor</b>	<b>Unidades</b>
<b>Força máxima (1 segundo)</b>	5249	N
<b>Força máxima (3 segundos)</b>	4537	N
<b>Força nominal</b>	1156	N
<b>Deslocamento máximo</b>	0,305	m
<b>Velocidade máxima</b>	2,3	m.s <sup>-1</sup>
<b>Massa do veio</b>	10,4	Kg
<b>Constante de Força</b>	89,7	N/A
<b>Constante de força eletromotriz (fase-fase)</b>	126,8	V <sub>pk</sub> /(m.s <sup>-1</sup> )
<b>Passo polar</b>	11,67x10 <sup>-3</sup>	m
<b>Resistência do estator (fase-fase)</b>	2,2	Ω
<b>Coefficiente de autoindução do estator (fase-fase)</b>	15,1	mH

## 2.5 – Conclusões

Neste capítulo, apresentaram-se o modelo matemático do MLS-IP, o controlador eletrônico de posição associado e respetivo modelo matemático, com vista à implementação do posicionador eletromecânico linear em ferramenta de simulação numérica. Este conjunto foi depois construído em ferramenta computacional Matlab/Simulink<sup>®</sup> para a posterior implementação conjunta com o observador em estudo.

Apresentam-se ainda neste mesmo capítulo os principais sensores de posição utilizados em acionamentos de velocidade variável, seja na função de obtenção da posição ou da velocidade reais de máquinas elétricas ou outros sistemas mecânicos, aos quais estão acoplados.

## Capítulo 3

### Métodos *sensorless*

Para o controlo de grandezas mecânicas como a posição e velocidade através de métodos que não utilizem sensores existem vários métodos *sensorless* que podem ser considerados. Neste capítulo, esses métodos são apresentados, assim como as suas características principais.

Os métodos *sensorless* podem ser do tipo estimadores ou do tipo observadores. Os estimadores usam como modelo de referência, um modelo matemático do motor, enquanto que os métodos que se baseiam na observação, obtêm as grandezas diretamente da máquina, ou seja, usam o motor como modelo de referência [11].

Como se observa na figura 3.1, em comparação com a figura 2.17, o método de *sensorless* irá obter o valor de posição estimada  $z_{est}$  e a velocidade estimada  $v_{est}$  evitando a utilização de um codificador.

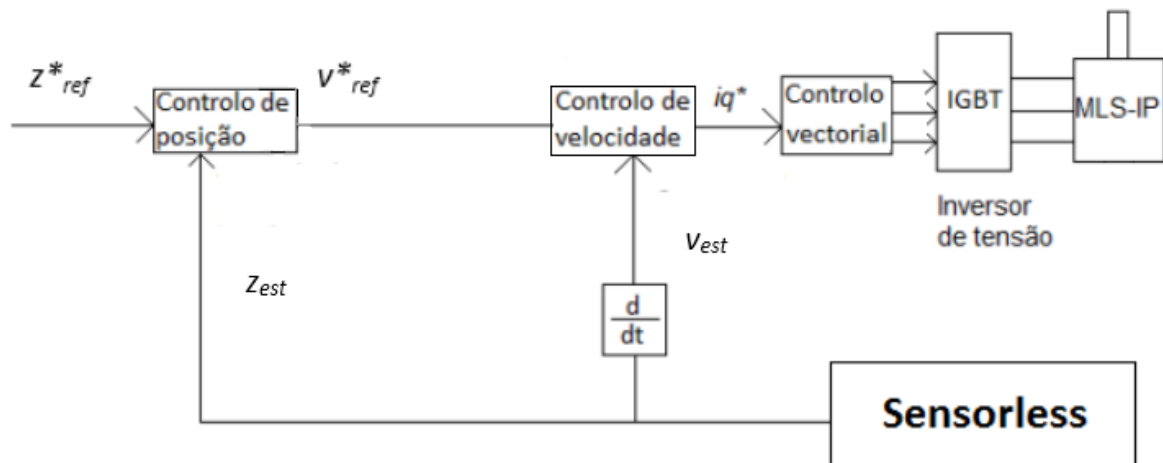


Figura 3.1 - Cadeia de controlo de um motor MLS-IP com um sistema *sensorless*.

Neste capítulo, apresentam-se alguns estimadores e observadores usualmente aplicados a máquinas rotativas, mas também podem ser modificados para aplicação a máquinas lineares.

### 3.1 – Métodos de excitação fundamental (não adaptativos)

Nos métodos de excitação fundamental, os métodos não adaptativos, usam as medições de tensão e de correntes, assim como as equações fundamentais da máquina a controlar. São métodos com aplicação computacional mais fácil e com resposta rápida, mas é necessário conhecer com muita precisão os parâmetros do motor.

#### 3.1.1 – Estimador monitorizando as correntes e tensões do estator

Para o estimador que monitoriza as correntes e tensões do estator é considerado, para fins de apresentação do método, um exemplo adaptado a motores rotativos.

Este estimador tem como objetivo estimar a posição do rotor,  $\theta$ , através da monitorização das correntes e tensões do estator.

Em [12], através da monitorização das correntes e tensões do estator, é possível estimar a posição do vetor espacial de fluxo ligado do estator da máquina elétrica, onde os ângulos de fase das correntes do estator podem ser controlados, figura 3.2.

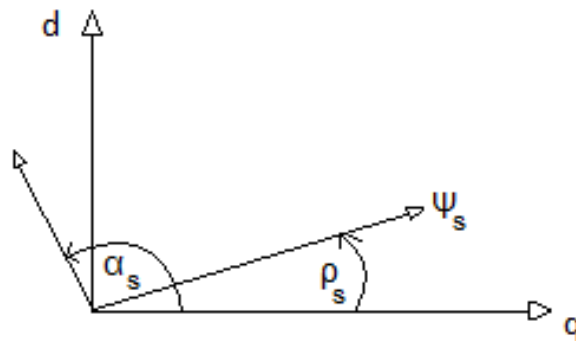


Figura 3.2- Vetores de corrente e fluxo ligado do estator com fator de potência unitário.

Para obter o vetor do fluxo ligado,  $\bar{\Psi}_s$ , em (3.1), é necessário conhecer a resistência do estator  $R_s$  e as tensões e correntes estatóricas,  $\bar{u}_s$  e  $\bar{i}_s$ , respetivamente.

$$\bar{\Psi}_s = \int (\bar{u}_s - R_s * \bar{i}_s) dt \quad (3.1)$$

Através do vetor de fluxo ligado do estator (3.1) reduzido ao referencial  $dq$ ,  $\psi_{sQ}, \psi_{sD}$ , obtém-se o ângulo de fase  $\rho_s$ , (3.2).

$$\rho_s = \tan^{-1} \left( \frac{\psi_{sQ}}{\psi_{sD}} \right) \quad (3.2)$$

O ângulo de fase  $\rho_s$  corresponde à posição angular do rotor, logo, a partir deste ângulo determina-se a velocidade angular do rotor,  $\omega$ , (3.3).

$$\omega = \frac{d\rho_s}{dt} \quad (3.3)$$

Em (3.1) o vetor  $\bar{u}_s$ , que são as tensões simples de fase, são obtidas através dos estados lógicos de um inversor tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Estados lógicos do inversor

<b>S<sub>A</sub> = 1</b>	<b>S<sub>1</sub> ON</b>	<b>S<sub>4</sub> OFF</b>
<b>S<sub>A</sub> = 0</b>	<b>S<sub>1</sub> OFF</b>	<b>S<sub>4</sub> ON</b>
<b>S<sub>B</sub> = 1</b>	<b>S<sub>3</sub> ON</b>	<b>S<sub>6</sub> OFF</b>
<b>S<sub>B</sub> = 0</b>	<b>S<sub>3</sub> OFF</b>	<b>S<sub>6</sub> ON</b>
<b>S<sub>C</sub> = 1</b>	<b>S<sub>5</sub> ON</b>	<b>S<sub>2</sub> OFF</b>
<b>S<sub>C</sub> = 0</b>	<b>S<sub>5</sub> OFF</b>	<b>S<sub>2</sub> ON</b>

Com os estados lógicos da tabela 1.1 obtém-se as seguintes equações para as tensões de fase.

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{1}{3} U_b (2S_A - S_B - S_C) \\ u_{bn} = \frac{1}{3} U_b (-S_A + 2S_B - S_C) \\ u_{cn} = \frac{1}{3} U_b (-S_A - S_B + 2S_C) \end{cases} \quad (3.4)$$

Em (3.4),  $U_b$  é a tensão do barramento DC do inversor.

Sabendo a posição e a velocidade da máquina a qualquer instante pode-se proceder assim a um controlo da mesma, sem haver necessidade da utilização de sensores.

Para este método é preciso considerar erros de posição, erros na determinação dos vetores de fluxo ligado e das correntes, para além de não funcionar bem a velocidades baixas, os resultados obtidos são muito imprecisos [12].

### 3.1.2 – Estimadores de posição usando a força eletromotriz.

Em motores que usam ímãs permanentes, como o motor em estudo (MLS-IP), o movimento relativo dos mesmos em relação aos enrolamentos da armadura, geram uma força eletromotriz que depende da posição. Se esta força for devidamente monitorizada é possível prever a posição do rotor em tempo real.

Existem vários métodos possíveis para a estimação usando a força eletromotriz. Em [13], a posição  $z$ , é calculada através da diferença dos argumentos da força eletromotriz em referencial  $\alpha\beta$  e dos mesmos em  $dq$ .

$$z = \frac{\tau_p}{\pi} \left[ \tan^{-1} \left( \frac{e_{\beta s}}{e_{\alpha s}} \right) - \tan^{-1} \left( \frac{\bar{\Psi}_s}{L_d i_q} \right) \right] \quad (3.5)$$

Na equação (3.5), é apresentado o cálculo da posição para este método em que  $z$  é a posição linear,  $e_{\alpha s}, e_{\beta s}$  são as forças eletromotrizes em coordenadas  $\alpha\beta$ ,  $\bar{\Psi}_s$  é o fluxo ligado do estator,  $L_d$  é o coeficiente de autoindução dos enrolamentos de fase no referencial  $dq$  e  $i_q$  é a corrente estatórica no referencial  $dq$ .

A força eletromotriz em função da tensão de referência é descrita em (3.6).

$$f_{(u_\alpha, u_\beta)} = \tan^{-1} \left( \frac{u_\beta - R_s i_\beta}{u_\alpha - R_s i_\alpha} \right) \quad (3.6)$$

A relação entre a tensão de referência e o valor real é descrito em (3.7), em que  $\delta u_\alpha$  e  $\delta u_\beta$  são as variações relativas à diferença de fase.

$$\begin{cases} u_\alpha^* = u_\alpha + \delta u_\alpha \\ u_\beta^* = u_\beta + \delta u_\beta \end{cases} \quad (3.7)$$

Obtendo-se assim a posição estimada  $\hat{z}$ , (3.8)

$$\hat{z} = \frac{\tau_p}{\pi} \left[ \tan^{-1} \left( \frac{u_\beta - R_s i_\beta}{u_\alpha - R_s i_\alpha} \right) - \frac{u_{r1}}{u_{r2}} v u_{r3} - \tan^{-1} \left( \frac{\bar{\Psi}_s}{L_d i_q} \right) \right] \quad (3.8)$$

Em (3.8),  $u_r$ ,  $i_r$  e  $e_r$  são, respetivamente, o valores médio quadrático das tensões estatóricas, o valor médio quadrático das correntes estatóricas e o valor da força eletromotriz média quadrática. E  $v$  é a velocidade do campo viajante.

### 3.1.3 – Estimadores de posição baseados no fluxo ligado.

O fluxo ligado é uma propriedade que mede o fluxo magnético total numa bobine ou conjunto de bobines, neste caso, mede o fluxo magnético total no estator de uma máquina elétrica. Este método estima a posição do rotor através do fluxo ligado do estator [11].

O fluxo ligado  $\bar{\Psi}_s$  pode ser obtido através das tensões e correntes medidas como mostram as equações (3.9) e (3.10).

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} \quad (3.9)$$

$$\bar{\Psi}_s = \int_0^t (\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (3.10)$$

Partindo do fluxo ligado estimado e depois de transformado para o referencial  $dq$ , é possível determinar a posição,  $\hat{z}$  através da equação (3.11).

$$\hat{z} = \frac{\tau_p}{\pi} \left[ \tan^{-1} \left( \frac{\psi_{ds}}{\psi_{qs}} \right) \right] \quad (3.11)$$

Em [11] é proposto outro método para a obtenção da posição, mas ambos partem sempre do princípio descrito nas equações (3.9) e (3.10).

Outros exemplos utilizando a estimação de fluxo ligado aplicados a motores síncronos de ímanes permanentes em [14][15].

## 3.2 – Métodos de excitação fundamental (adaptativos)

Nos métodos de excitação fundamental, os métodos adaptativos, usam como base o modelo matemático da máquina adaptado para o tipo de observador implementado. Da máquina real são obtidas as entradas como as tensões e correntes, entregando depois ao sistema os valores de posição e velocidade calculados. O erro entre o estimado pelo observador e o valor real é

entregue ao próprio observador corrigindo assim em tempo real o valor estimado. Tem a principal vantagem de se adaptar ao sistema, estimando em todos os estados em que o modelo do sistema se encontra. A principal desvantagem é a necessidade de existir uma maior capacidade de processamento que pode originar erros associados.

### 3.2.1 – Sistema adaptativo por modelo de referência

Estimação adaptativa baseada no modelo de referência (MRAS), utiliza dois modelos para a estimação dos valores de posição e velocidade, o modelo de referência e o modelo adaptativo, neste caso os dois são modelos matemáticos, não sendo utilizado como modelo de referência a própria máquina. A comparação entre ambos será o erro entregue ao mecanismo adaptativo que por sua vez calcula o novo valor estimado de entrada para o modelo adaptativo [11].

O mecanismo adaptativo é sintetizado utilizando o critério de híper estabilidade de Popov [16].

Na figura 3.3 encontra-se o diagrama de funcionamento do MRAS, onde aparecem os modelos de referência e adaptativos. Neste caso  $x$  representa o vetor de estado das variáveis a serem estimadas,  $x_{est}$  representa o vetor de estado estimado,  $U_s$  representa o vetor de entrada do sistema,  $y_{est}$  será o vetor de saída estimado e  $i_s$ , neste caso, representa o valor das correntes de entrada do sistema.

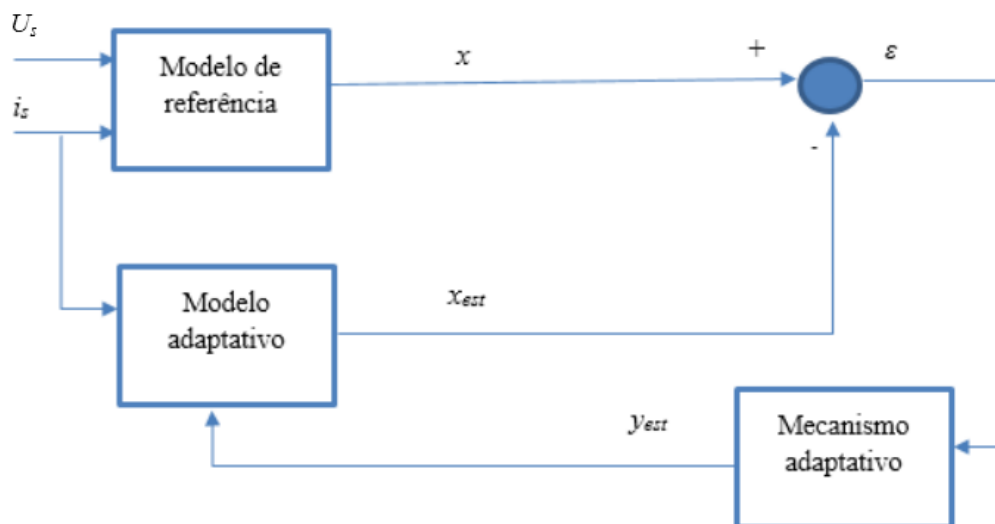


Figura 3.3 – Diagrama do modo de funcionamento do MRAS.

A equação (3.12) encontra-se a equação relativa ao diagrama da figura 3.3, em que as matrizes  $A$ ,  $B$ ,  $C$  contêm os parâmetros associados ao modelo de referência e  $\hat{A}$  representa a matriz de parâmetros estimada do modelo adaptativo. A ultima parcela da equação,  $K(Cx - Cx_{est})$  contém o mecanismo adaptativo.

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = \frac{d}{dt}(x - x_{est}) = Ax + BU - \hat{A}x_{est} - K(Cx - Cx_{est}) \quad (3.12)$$

É de notar que os métodos de estimação usando MRAS podem ser de vários tipos de acordo com as variáveis de estado, tais como, MRAS baseado no fluxo, MRAS baseado na força eletromotriz, MRAS baseado nas correntes do estator [17].

Outros exemplos aplicados a máquinas de indução, mas que utilizam os mesmos princípios de base, [18][19].

### 3.2.2 – Filtro de Kalman

O filtro de Kalman é também conhecido como estimador linear quadrático, trata-se de um algoritmo que usa medições observadas ao longo do tempo, contendo ruído estático, com o objetivo de estimar as variáveis de saída, aproximando-as aos valores reais. Partindo das variáveis de estado observadas, contendo ruído estático ao longo do tempo, são então estimadas as variáveis de saída com mais precisão do que a medição não incluisse o ruído. Para sistemas dinâmicos em que os transitórios do modelo de observação são não lineares, aplica-se o filtro estendido de Kalman (EKF).

Considera-se em [20] um EKF aplicado ao sistema genérico (3.13).

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + BU(t) + w(t) \\ y(t) &= Cx(t) \\ z(t) &= y(t) + v(t) \end{aligned} \quad (3.13)$$

Em que  $A$ ,  $B$  e  $C$  são as matrizes que contêm os parâmetros do sistema.  $x(t)$ ,  $U(t)$  e  $y(t)$  são respetivamente o vetor de estado, vetor de entrada e vetor de saída. Para a aplicação do filtro de Kalman, é adicionado ao sistema genérico,  $z(t)$  que é o vetor das saídas medidas,  $w(t)$  é o vetor das perturbações aplicadas à entrada do sistema e  $v(t)$ , que representa o ruído aleatório.

Considera-se que para além das perturbações de entrada o vetor  $w(t)$  engloba também incertezas relativas ao processo, assume-se ainda que  $w(t)$  e  $v(t)$  não têm relação e que são caracterizados pelas matrizes de covariância  $Q$  e  $R$  respetivamente.

$$\begin{cases} K_k = P_{k|k-1} C^T (C P_{k|k-1} C^T + R)^{-1}, \\ \hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k (y_k - C \hat{x}_{k|k-1}), \\ P_{k|k} = (I_n - K_k C) P_{k|k-1}, \\ \hat{x}_{k+1|k} = A_d \hat{x}_{k|k} + T_s B U_k, \\ P_{k+1|k} = A_d P_{k|k} A_d^T + Q \end{cases} \quad (3.14)$$

É considerado o estado inicial  $x_0$  como um vetor de variáveis aleatórias, em que a média é  $\bar{x}_0$  e covariância  $P_0$  e que não está relacionado com os vetores de perturbações  $w(t)$  e  $v(t)$ . Considera-se  $Q$ ,  $R$  e  $P_0$  simétricas de dimensões  $(n \times n)$ ,  $(m \times m)$  e  $(n \times n)$  respetivamente. Para sistemas lineares invariantes tempo consideram-se as relações (3.14) para descrever a forma geral do algoritmo de implementação do filtro de Kalman, em que  $A_d$  é a matriz do sistema discreto linearizado (3.15), a matriz  $K_k$  representa o ganho de Kalman,  $P$  representa a matriz de covariância de estado,  $I_n$  é a matriz unitária e  $T_s$  é o período de amostragem.

$$A_d = I_n + T_s A \quad (3.15)$$

Para sistemas não lineares considera-se o seguinte modelo genérico (3.16), [11].

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= f(x(t), U(t), t) + w(t) \\ y(t) &= h(x(t), t) \\ z(t) &= h(x(t), t) + v(t) \end{aligned} \quad (3.16)$$

Onde  $f$  e  $h$  são vetores função, de tamanho  $(n \times 1)$  e  $(m \times 1)$ , respetivamente.

As matrizes  $A$  e  $C$ , são agora, neste caso, dependentes do estado do sistema e são definidas em (3.17) e (3.18) em que  $\hat{x}$  é o valor estimado do vetor das variáveis de estado. Com a dependência do estado do sistema o algoritmo do EKF sofre alteração sendo agora (3.19).

$$A(\hat{x}(t), t) = \left. \frac{\partial f(x(t), U(t), t)}{\partial x^T(t)} \right|_{x(t)=\hat{x}(t)} \quad (3.17)$$

$$C(\hat{x}(t), t) = \left. \frac{\partial h(x(t), t)}{\partial x^T(t)} \right|_{x(t)=\hat{x}(t)} \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned}\hat{x}_{k|k} &= \hat{x}_{k|k-1} + K_k [y_k - h(\hat{x}_{k|k-1})], \\ \hat{x}_{k+1|k} &= x_{k|k} + T_s f(\hat{x}_{k|k}, U_k).\end{aligned}\tag{3.19}$$

O EKF é conhecido pelo elevado grau de convergência, logo é um método que melhora a performance nos transitórios. A sua principal desvantagem é a grande necessidade de capacidade de processamento, que pode significar um atraso em relação ao tempo real e assim provocar erros não desejados [11].

Outros exemplos usando o EKF e aplicados ao motor síncrono de ímanes permanentes em [21][22][23] e um exemplo usando um filtro linear de Kalman de ordem reduzida, também aplicado ao motor síncrono de ímanes permanentes, em [24].

### 3.2.3 – Observador de Luenberger

O observador de Luenberger entra no grupo de estimadores baseados na observação, estes métodos usam como modelo de referência o próprio motor e o observador é o modelo adaptativo mais o mecanismo adaptativo.

Na figura 3.4 encontra-se o diagrama do modo de funcionamento do observador de Luenberger em que  $x$  representa o vetor de estado,  $x_{est}$  representa o vetor de estado estimado das variáveis a serem estimadas,  $U_s$  representa o vetor de entrada (tensões de entrada),  $y_{est}$  será o vetor de saída estimado e  $i_s$  representa o valor das correntes de entrada do sistema.

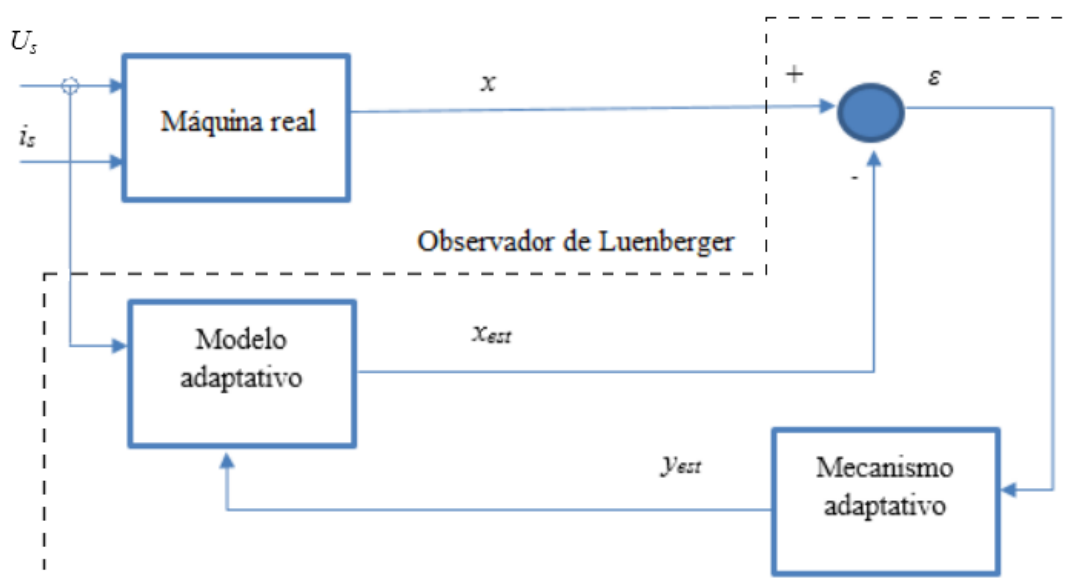


Figura 3.4 – Diagrama do modo de funcionamento do observador de Luenberger.

Neste caso o observador tem como entrada no modelo adaptativo, as tensões de entrada da máquina elétrica real, partindo das mesmas o modelo adaptativo devolve o vetor de estado estimado que é comparado com o vetor real. O erro obtido entra no mecanismo adaptativo que devolve o vetor de saída que é alimentado novamente no modelo adaptativo para assim permitir a diminuição do erro.

É proposto em [25] um modelo de observador de Luenberger, aplicado ao motor síncrono de ímanes permanentes.

Assumindo, a título de exemplo, o motor síncrono de ímanes permanentes rotativo e considerando as equações no referencial  $\alpha\beta$ , as equações do observador de Luenberger são descritas por (3.20):

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_\alpha - \frac{1}{L}\hat{e}_\alpha + \frac{1}{L}u_\alpha + K_\alpha(i_\alpha - \hat{i}_\alpha) \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_\beta - \frac{1}{L}\hat{e}_\beta + \frac{1}{L}u_\beta + K_\beta(i_\beta - \hat{i}_\beta) \end{cases} \quad (3.20)$$

Em (3.20), as grandezas  $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta, \hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta$ , representam os valores estimados pelo modelo adaptativo e a parcela  $K_{\alpha\beta}(i_{\alpha\beta} - \hat{i}_{\alpha\beta})$  representa o mecanismo adaptativo onde a constante  $K_{\alpha\beta}$  é variável.

Para o mecanismo adaptativo é comum usar-se uma constante, embora também haja novas abordagens que usam multiplicadores proporcionais integrais e até proporcionais com integral duplo [25].

Através do modelo adaptativo obtém-se a força eletromotriz estimada  $\hat{e}_{\alpha\beta}$ , que é a variável que permite o cálculo da posição estimada  $\hat{\theta}$  e através de uma derivação, a velocidade estimada. Partindo do cálculo de (3.21), é possível determinar a posição da máquina com as equações (3.22) e derivando a posição obtém-se a velocidade.

$$|\hat{e}| = \sqrt{\hat{e}_\alpha^2 - \hat{e}_\beta^2} \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned} \sin \hat{\theta} &= -\frac{\hat{e}_\alpha}{|\hat{e}|} \\ \cos \hat{\theta} &= -\frac{\hat{e}_\beta}{|\hat{e}|} \end{aligned} \quad (3.22)$$

Para determinar a estabilidade da dinâmica do erro deste observador é possível usar a condição de estabilidade de Lyapunov.

Este observador apresentado é um dos exemplos de observador de Luenberger, existem outras abordagens onde são consideradas outras variáveis de estado, como em [26] onde é estimado a posição e o fluxo magnético. Em [27], um exemplo aplicado à máquina de indução e [28], um exemplo de observador de Luenberger aplicado à máquina síncrona de ímanes permanentes.

O observador de Luenberger, é um observador robusto pois para além de ser um método adaptativo usa como modelo de referência a própria máquina o que torna o observador menos suscetível a erros. Em comparação com o MRAS, este tem menos tendência de oscilar na gama de velocidades baixa e relativamente ao filtro de Kalman, o observador de Luenberger requer menos capacidade computacional [25].

### 3.2.4 – Observador de ordem reduzida

O observador de ordem reduzida é um método que permite a redução de ordem dos termos das equações do sistema, tornando-se assim a implementação mais simples e com menos necessidade de processamento. Considerando um sistema genérico (3.23), é proposto em [29] um modelo de estimador de ordem reduzida.

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + BU \\ y = Cx \end{cases} \quad (3.23)$$

Em que  $C$  e  $A$  são matrizes observáveis e  $y$  pode ser escrito com a combinação de vetor de estado. E em (3.24) então torna-se suficiente estimar somente  $x_1$ .

$$y = C_1 x_1 + C_2 x_2 \quad (3.24)$$

Se considerar-se  $\hat{x}_1$  como o valor estimado de  $x_1$ , então é possível calcular o vetor de estado estimado  $\hat{x}_2$ , através de (3.25).

$$\hat{x}_2 = C_2^{-1}(y - C_1 \hat{x}_1) \quad (3.25)$$

Para a aplicação desta metodologia é então necessário converter o sistema original por forma a aplicar o observador de ordem reduzida (3.26).

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = A_{11} \hat{x}_1 + A_{12} y + B_1 U \\ \dot{\hat{y}} = A_{21} \hat{x}_1 + A_{22} y + B_2 U \end{cases} \quad (3.26)$$

Para a construção deste observador é necessária a criação de uma nova variável  $x'$ .

$$x' = x_1 + L_1 y \quad (3.27)$$

Em (3.27),  $L_1$  representa uma matriz de ganho não singular. Substituindo (3.26) em (3.27) é possível obter na forma de (3.28).

$$\dot{x}' = (A_{11} + L_1 A_{21})x' + (A_{12} + L_1 A_{22} - A_{11} L_1 - L_1 A_{21} L_1)y + (B_1 + L_1 B_2)U \quad (3.28)$$

Por fim é apresentada em (3.29) a equação do observador de ordem reduzida.

$$\dot{\hat{x}}' = (A_{11} + L_1 A_{21})\hat{x}' + (A_{12} + L_1 A_{22} - A_{11} L_1 - L_1 A_{21} L_1)y + (B_1 + L_1 B_2)U \quad (3.29)$$

A dinâmica do erro é representada por (3.30).

$$\dot{\bar{x}} = (A_{11} + L_1 A_{21})\bar{x}' \quad (3.30)$$

Sabendo os valores das matrizes  $A_{11}$  e  $A_{21}$  o ganho  $L_1$  pode ser ajustado de forma a melhorar o grau de convergência do erro da grandeza para zero. Após o cálculo de  $\hat{x}'$  é possível obter  $x_1$  através da equação (3.27) e  $x_2$  através da equação (3.25).

Este modelo apresenta com grande rigor o princípio base de funcionamento de um observador de ordem reduzida, embora existam adaptações consoante as variáveis de estado a serem estimadas.

A título de exemplo, em [30], é feita a comparação entre observador com modelo de referência e observador de ordem reduzida e em [31] é aplicado o observador de ordem reduzida com adaptação da resistência do estator, ambos aplicados ao motor síncrono de ímanes permanentes.

### 3.2.5 – Observador por modo de deslizamento

O observador por modo de deslizamento é uma das mais recentes técnicas utilizadas para a estimação de posição e velocidade de um motor.

Neste caso considera-se um motor linear síncrono de ímanes permanentes em referencial  $\alpha\beta$ , em função das correntes estatóricas  $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$  e da força eletromotriz  $e_{\alpha s}, e_{\beta s}$ , (3.31).

$$\begin{cases} \frac{de_{\alpha s}}{dt} = -ve_{\beta s} \\ \frac{de_{\beta s}}{dt} = -ve_{\alpha s} \\ \frac{di_{\alpha s}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{\alpha s} - \frac{1}{L}e_{\alpha s} + \frac{1}{L}u_{\alpha s} \\ \frac{di_{\beta s}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{\beta s} - \frac{1}{L}e_{\beta s} + \frac{1}{L}u_{\beta s} \end{cases} \quad (3.31)$$

As tensões e correntes são as variáveis conhecidas, obtidas à entrada da máquina, A estimação da velocidade  $v$  é obtida através de (3.32), em que o valor de  $\Delta v$  é desconhecido, portanto o valor estimado é ligeiramente diferente do valor real.

$$\hat{v} = v + \Delta v \quad (3.32)$$

As equações do observador estão descritas em (3.33), em que  $l_{11}, l_{12}$  representam constantes variáveis.

$$\begin{cases} \frac{d\hat{e}_{\alpha}}{dt} = -(v + \Delta v)e_{\beta} + l_{11}m_{\alpha} \\ \frac{d\hat{e}_{\beta}}{dt} = -(v + \Delta v)e_{\alpha} + l_{22}m_{\beta} \\ \frac{d\hat{e}_{\alpha}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{\alpha} - \frac{1}{L}\hat{e}_{\alpha} + \frac{1}{L}u_{\alpha} - \frac{1}{L}m_{\alpha} \\ \frac{d\hat{e}_{\beta}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{\beta} - \frac{1}{L}\hat{e}_{\beta} + \frac{1}{L}u_{\beta} - \frac{1}{L}m_{\beta} \end{cases} \quad (3.33)$$

Em (3.33) os controlos do modo de deslizamento  $m_{\alpha}, m_{\beta}$  são dados por (3.34):

$$\begin{aligned} m_{\alpha} &= M \text{sign}(\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) \\ m_{\beta} &= M \text{sign}(\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}) \end{aligned} \quad (3.34)$$

Neste caso é utilizada a função sinal, mas existem outras abordagens que utilizam função hiperbólica [32], função sigmoide [33], etc.

Em (3.35),  $M$  é um ganho ajustável, maior que zero. Subtraindo (3.31) por (3.33), o sistema é obtido através de (3.35) e (3.36).

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{e}_{\alpha}}{dt} &= -v\bar{e}_{\beta} - \Delta v\hat{e}_{\beta} + l_{11}m_{\alpha} \\ \frac{d\bar{e}_{\beta}}{dt} &= v\bar{e}_{\alpha} - \Delta v\hat{e}_{\alpha} + l_{22}m_{\alpha} \end{aligned} \quad (3.35)$$

$$\begin{aligned}\frac{d(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)}{dt} &= -\frac{R}{L}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) + \frac{1}{L}\bar{e}_\alpha - \frac{1}{L}u_\alpha \\ \frac{d(\hat{i}_\beta - i_\beta)}{dt} &= -\frac{R}{L}(\hat{i}_\beta - i_\beta) + \frac{1}{L}\bar{e}_\beta - \frac{1}{L}u_\beta\end{aligned}\quad (3.36)$$

Considerando o ganho  $M$  alto o suficiente então as derivadas do erro em (3.36) têm sinais contrários e como consequência o erro tende para zero e ocorre o modo de deslizamento.

Para estudar agora o comportamento do erro  $\bar{e}_\alpha, \bar{e}_\beta$ , os termos  $u_\alpha, u_\beta$  são substituídos nas equações de (3.35), pelo seu equivalente em controle (3.37).

$$\begin{aligned}m_\alpha &= \bar{e}_\alpha \\ m_\beta &= \bar{e}_\beta\end{aligned}\quad (3.37)$$

O resultado de dinâmica do erro da força eletromotriz é obtido por (3.38):

$$\begin{aligned}\frac{d\bar{e}_\alpha}{dt} &= -v\bar{e}_\beta - \Delta v\hat{e}_\beta + l_{11}\bar{e}_\alpha \\ \frac{d\bar{e}_\beta}{dt} &= v\bar{e}_\alpha - \Delta v\hat{e}_\alpha + l_{22}\bar{e}_\beta\end{aligned}\quad (3.38)$$

Seguidamente, para o estudo da convergência do sistema a condição de estabilidade de Lyapunov é aplicado. É escolhida a função de Lyapunov,  $V$ , (3.39), que é uma função positiva.

$$V = \frac{1}{2}(\bar{e}_\alpha^2 + \bar{e}_\beta^2)\quad (3.39)$$

Por fim obtém-se (3.40), que será usada para o estudo da convergência do observador. Em que  $k$  é maior que zero.

$$\dot{V} = -k(\bar{e}_\alpha^2 + \bar{e}_\beta^2) + \Delta v(e_\beta\bar{e}_\alpha - e_\alpha\bar{e}_\beta)\quad (3.40)$$

Após o estudo de convergência do observador, através da equação (3.41) é possível obter a estimação da posição.

$$\hat{z} = \frac{\tau_p}{\pi} \left[ \tan^{-1} \left( -\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} \right) \right]\quad (3.41)$$

A abordagem para o observador por modo de deslizamento para o motor síncrono de ímanes permanentes, é essencialmente a descrita e é, hoje em dia, um método bastante utilizado para a estimação de posição e velocidade [34][35][36].

### **3.3 – Outros métodos**

Para além dos métodos abordados, que são de excitação fundamental, adaptativos ou não adaptativos, também é de fazer referência a outros métodos utilizados para a estimação de posição e velocidade.

#### **3.3.1 – Métodos de saliência e injeção de sinal**

Nos motores síncronos de pólos salientes, a indutância varia em função da posição do rotor sendo assim possível, através da injeção de um sinal de alta frequência, na gama dos kHz, é possível determinar a posição da máquina.

Existem depois vários processos para a obtenção da posição da máquina, existem métodos que obtém as harmónicas de corrente, que contém a posição do rotor [11]. Noutro método é extraída a terceira harmónica de tensão, de onde é possível obter a força eletromotriz da mesma [12].

#### **3.3.2 – Métodos de inteligência artificial**

Os métodos de inteligência artificial são vastos, onde existem sistemas baseados em lógica *fuzzy* [37], sistemas baseados em redes neuronais [38] e sistemas baseados em *neuro-fuzzy* [38].

Estes sistemas apresentam bons resultados no controlo de sistemas não lineares, têm imunidade em relação a oscilações harmónicas das variáveis de entrada e são bastante robustos em relação à variação nos parâmetros do sistema.

Têm como principal desvantagem a complexidade da estrutura de controlo que necessita normalmente de uma grande capacidade de processamento.

### **3.4 – Conclusões**

Os métodos de estimação das grandezas de velocidade e posição são muito úteis para o funcionamento de um motor eléctrico sem recurso a sensores de posição que tornam o mesmo mais dispendioso.

Este capítulo mostra as principais técnicas de estimação de velocidade e posição adaptativas e não adaptativas, porém, existem outras técnicas ou adaptações das descritas que muitas vezes são usadas em condições muito específicas como velocidade zero ou motores com geometria específica.

Para desenvolvimento deste trabalho foram escolhidos os observadores de Luenberger e por modo de deslizamento, pois, fazem parte do grupo dos observadores que usam diretamente o motor como modelo de referência e são métodos adaptativos, onde não há necessidade de conhecer os parâmetros da máquina com total precisão.

## Capítulo 4

### Posicionador eletromecânico linear *sensorless*

#### 4.1 – Introdução

Entre os métodos de controlo *sensorless* descritos no capítulo 3, os métodos adaptativos têm a principal vantagem de não necessitar dos parâmetros da máquina, a um nível de precisão muito alto [11]. Dentro dos métodos adaptativos, os observadores destacam-se, utilizando a própria máquina como modelo de referência. Foram escolhidos o método de Luenberger e método por modo de deslizamento para modelação. Assim sendo, é necessário o estudo de ambos os métodos para encontrar o que se adaptará melhor ao PEL *sensorless* em estudo.

Neste capítulo apresenta-se a modelação analítica dos métodos *sensorless* adaptativos de Luenberger e por modo de deslizamento. Estes métodos *sensorless* são incorporados no modelo do PEL, através da ferramenta de computação numérica Matlab/Simulink®. Obtidos os modelos de simulação numérica do PEL *sensorless* são extraídos e analisados os resultados de simulação.

Como termo de comparação é modelado um PEL com sensor de posição e obtidos os respetivos resultados de simulação numérica.

#### 4.2 – Modelo do motor linear tubular em coordenadas $\alpha\beta$ .

Para simplificar a implementação dos observadores de Luenberger e por modo de deslizamento é útil utilizar um modelo do MLS-IP em coordenadas  $\alpha\beta$ .

O modelo do motor linear tubular síncrono de ímanes permanentes em coordenadas  $\alpha\beta$ , obtém-se através da aplicação da matriz de Concórdia,  $\mathbf{C}$ , descrita em (4.1), no modelo do MLS-IP em coordenadas  $abc$ , (2.13), utilizando as relações (4.2).

$$\mathbf{C} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{\alpha\beta} = \mathbf{C}^T \mathbf{u}_{abc} \\ \mathbf{i}_{abc} = \mathbf{C} \mathbf{i}_{\alpha\beta} \\ \Psi_{\alpha\beta} = \mathbf{C}^T \Psi_{abc} \end{cases} \quad (4.2)$$

Após a aplicação das transformações em (4.2), obtém-se o modelo do MLS-IP em coordenadas  $\alpha\beta$ , (4.3).

$$\begin{cases} u_{\alpha} = R_s i_{\alpha} + L_s \frac{di_{\alpha}}{dt} + \Psi_{pm} v \sin(\theta) \\ u_{\beta} = R_s i_{\beta} + L_s \frac{di_{\beta}}{dt} + \Psi_{pm} v \cos(\theta) \end{cases} \quad (4.3)$$

Em (4.3),  $\theta$  representa a posição angular elétrica dada pela relação  $\theta = \frac{\pi}{\tau_p} z$  e  $v$  a velocidade

do campo viajante é dada pela relação  $v = \frac{dz}{dt}$ .

Em, (4.4), é calculado o fluxo ligado do estator  $\Psi_{pm}$ .

$$\Psi_{pm} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\pi}{\tau_p} \Psi_m \quad (4.4)$$

Finalmente obtêm-se em (4.5) a equação matricial da componente elétrica do motor linear tubular síncrono de ímanes permanentes.

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{L}_s \frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} + \mathbf{v} \Psi_{pm\alpha\beta} \quad (4.5)$$

Em (4.5),  $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$  representa a matriz das tensões de alimentação do motor em referencial  $\alpha\beta$ ,  $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$  representa a matriz das correntes do motor em referencial  $\alpha\beta$ ,  $\mathbf{R}_s$ ,  $\mathbf{L}_s$ , representam respectivamente a matriz das resistências dos enrolamentos e a matriz dos coeficientes de autoindução e indução mútua dos enrolamentos estáticos do motor linear.  $\Psi_{pm\alpha\beta}$  representa a matriz dos fluxos ligados criados pelos ímanes permanentes em referencial  $\alpha\beta$ .

### 4.3 – Implementação do observador de Luenberger

Como apresentado na secção 3.2, o observador de Luenberger utiliza o modelo matemático da máquina e partindo das suas equações em coordenadas  $\alpha\beta$  é construído o observador, que irá estimar os valores de posição e de velocidade.

O observador de Luenberger para implementação no modelo de simulação numérica do PEL *sensorless* utiliza um mecanismo adaptativo com uma ação proporcional-integral. A função proporcional-integral garante uma melhor aproximação durante mudanças bruscas de velocidade, em vez da mais comumente função proporcional utilizada no observador de Luenberger convencional, [25] .

Em (4.6), apresenta-se a matriz de estado do motor linear.

$$\frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} = -\frac{\mathbf{R}_s}{\mathbf{L}_s}\mathbf{i}_{\alpha\beta} + \frac{1}{\mathbf{L}_s}(\mathbf{u}_{\alpha\beta} - \mathbf{v} \frac{d\Psi_{pm\alpha\beta}}{dt}) \quad (4.6)$$

Através da matriz de estado do motor linear (4.6), em coordenadas  $\alpha\beta$  constrói-se a equação do observador de correntes de Luenberger para estimar as correntes estatóricas do motor linear, em (4.7).

$$\frac{d\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}}{dt} = -\frac{\mathbf{R}_s}{\mathbf{L}_s}\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} + \frac{1}{\mathbf{L}_s}(\mathbf{u}_{\alpha\beta} - \mathbf{v} \frac{d\Psi_{pm\alpha\beta}}{dt}) + k_p(\mathbf{i}_{\alpha\beta} - \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}) + k_i \int (\mathbf{i}_{\alpha\beta} - \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}) dt \quad (4.7)$$

Em (4.8), encontra-se o observador das forças eletromotrizes de Luenberger, para estimar as forças eletromotrizes do motor linear.

$$\frac{d\hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta}}{dt} = k_p(\mathbf{i}_{\alpha\beta} - \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}) + k_i \int (\mathbf{i}_{\alpha\beta} - \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}) dt \quad (4.8)$$

Em (4.7) e (4.8),  $\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}$  representa a matriz das correntes estimadas em coordenadas  $\alpha\beta$ ,  $k_p$  e  $k_i$  representam, respetivamente, os ganhos proporcional e integral do mecanismo adaptativo do observador de Luenberger.

A partir da equação (4.7), foi possível a construção da parte do observador de corrente, figura 4.1.

Na equação (4.9) obtêm-se o módulo da força contra eletromotriz estimada.

$$|\hat{e}| = \sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2} \quad (4.9)$$

Em (4.10) estima-se a velocidade linear do motor, através do modulo da força contra eletromotriz estimada, dividindo por uma constante ajustável  $k_e$ .

$$v_{est} = \frac{|e|}{k_e} \quad (4.10)$$

A a posição estimada do veio do motor linear,  $z_{est}$ , é obtida por integração da velocidade estimada  $v_{est}$  em (4.11).

$$z_{est} = \int v_{est} dt \quad (4.11)$$

As equações (4.9)-(4.11), responsáveis pelo cálculo da posição e velocidade estimada encontram-se representadas na figura 4.1 pelo bloco de cálculo de posição e velocidade.

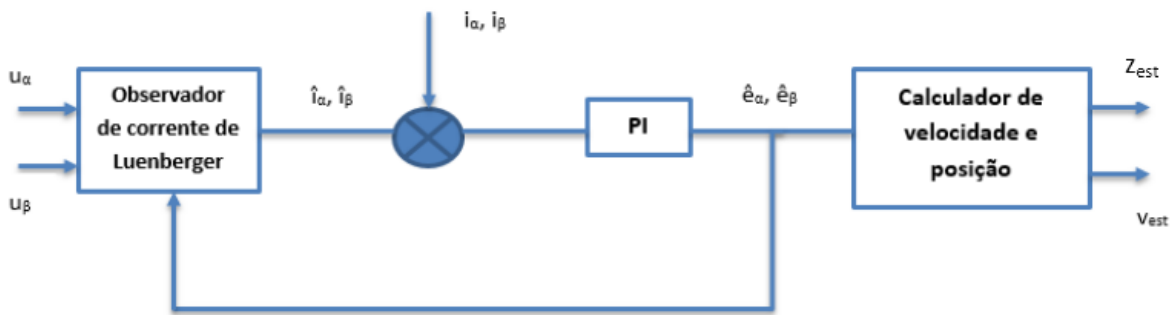


Figura 4.1-Diagrama de blocos do observador de Luenberger proposto.

Após a construção do observador de Luenberger, procedeu-se à introdução desse observador no modelo do PEL descrito no capítulo 2, onde as retroações de velocidade, posição e correntes estatóricas foram substituídas pelas mesmas grandezas estimadas pelo observador de Luenberger. Com a implementação feita, procedeu-se às simulações numéricas para verificar o desempenho do observador de Luenberger.

Estas simulações numéricas têm o propósito de estudar o observador com diferentes velocidades e valores de carga aplicados ao motor.

Assim, o modelo computacional do PEL *sensorless* é constituído pelo modelo do MLS-IP, pelo modelo do controlador eletrônico de posição, e pelo observador de Luenberger que substitui o codificador linear.

## 4.4 – Resultados de simulação numérica do PEL com o observador de Luenberger

Nesta secção são apresentados os resultados de simulação numérica para o PEL com observador de Luenberger. Numa primeira fase é apresentada a resposta do observador a uma curva  $s$ , variando a carga e a velocidade. Em seguida é feito o teste à robustez, observando a resposta a uma entrada do tipo sinusoidal.

### 4.4.1 – Resposta a uma curva $s$ com variações de carga e de velocidade

Para a garantir a validade do modelo do PEL *sensorless* e verificar o seu desempenho é necessário testar o mesmo com diferentes velocidades, acelerações e diferentes cargas aplicadas ao motor linear tubular.

Os parâmetros do PEL *sensorless* modelado em Matlab/Simulink<sup>®</sup>, encontram-se no Anexo A.

O modelo matemático do observador de Luenberger em Matlab/Simulink<sup>®</sup>, encontram-se no Anexo B.3.

Na simulação numérica do PEL *sensorless*, o mecanismo adaptativo do observador de Luenberger um ganho proporcional  $k_p$  de 0,01 e ganho integral  $k_i$  de 1000.

Consideram-se velocidades mínima e máxima de ensaio de 0,1 m/s e 2,0 m/s, respetivamente.

Os resultados de simulação numérica do PEL *sensorless* utilizando o observador de Luenberger apresentam-se nas figuras 4.2 a 4.8. As curvas representadas a cor laranja correspondem às trajetórias de referência (posição, velocidade e aceleração), enquanto as representadas a azul são as respetivas respostas temporais do PEL com o observador de Luenberger.

Assim, após a construção do modelo de simulação foi simulado o PEL *sensorless* com o observador de Luenberger para diferentes tipos de carga, diferentes velocidades e acelerações.

Numa fase inicial, foi imposta uma variação de carga, variando entre 13kg e 74kg, mantendo uma velocidade de 1 m/s e uma aceleração de 10 m/s<sup>2</sup>.

Na figura 4.2 observa-se a resposta de velocidade e posição do PEL com observador de Luenberger, com um peso total de 74 kg, a uma velocidade de 1 m/s e uma aceleração de 10 m/s<sup>2</sup>.

Na figura 4.3 observa-se a resposta de velocidade e posição do PEL com observador de Luenberger, com um peso total de 35 kg, a uma velocidade de 1 m/s e uma aceleração de 10 m/s<sup>2</sup>.

Na figura 4.4 observa-se a resposta de velocidade e posição do PEL com observador de Luenberger, com um peso total de 13 kg, a uma velocidade de 1 m/s e uma aceleração de 10 m/s<sup>2</sup>.

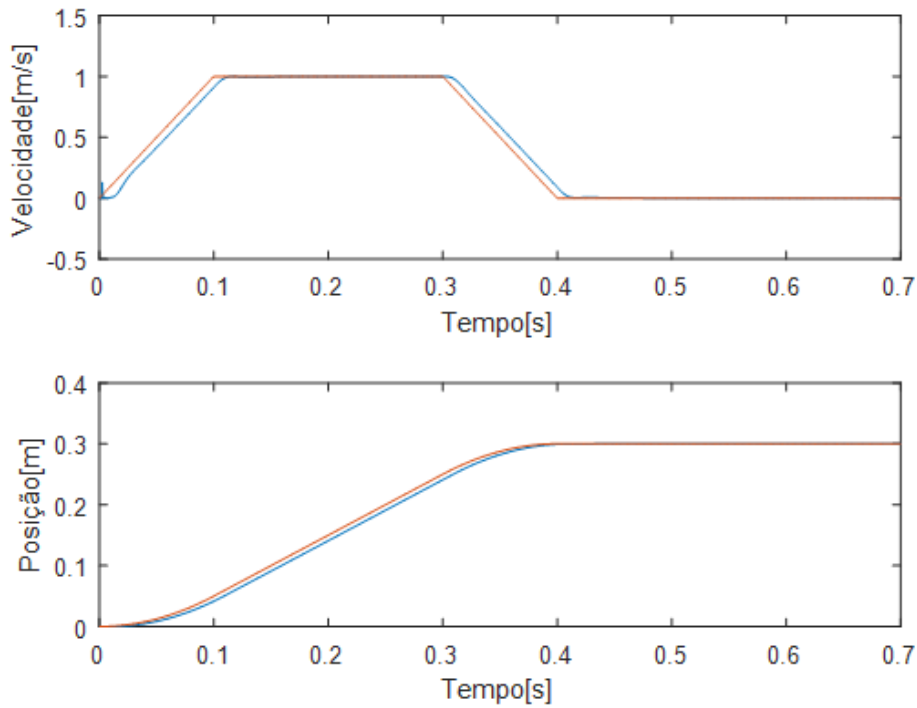


Figura 4.2- Resposta de velocidade e posição do PEL com o observador de Luenberger (74kg, 1m/s).

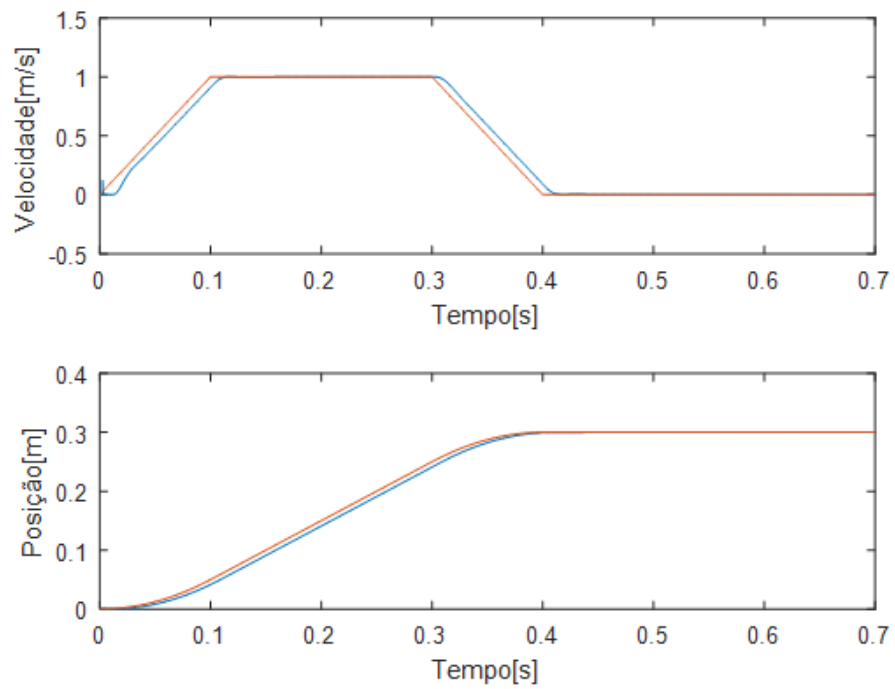


Figura 4.3- Resposta de velocidade e posição do PEL com observador de Luenberger (35kg, 1m/s).

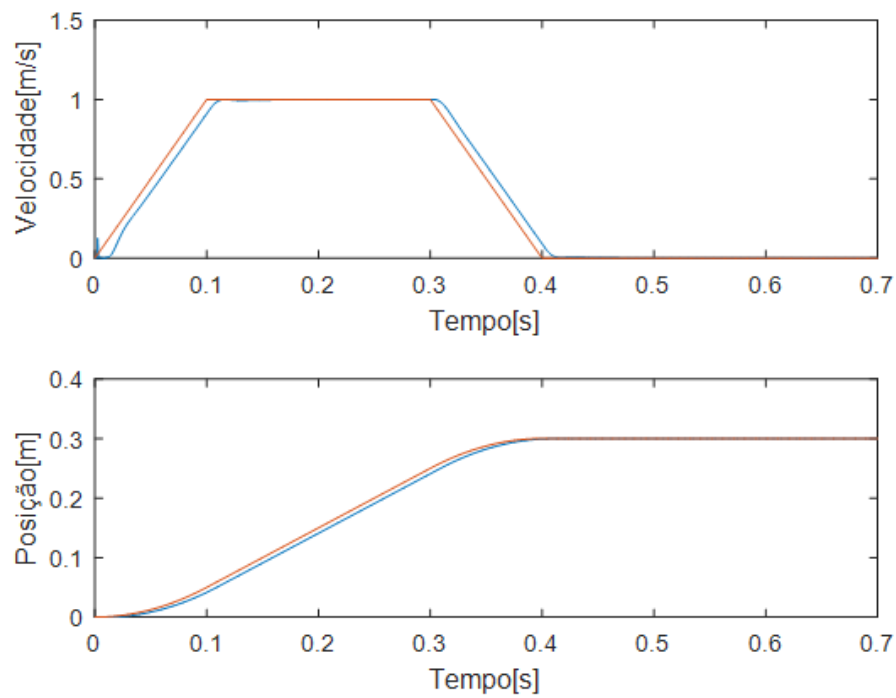


Figura 4.4- Resposta de velocidade e posição do PEL com observador de Luenberger (13kg, 1m/s).

Numa segunda fase apresenta-se, nas figuras 4.5 e 4.6 uma variação de velocidade e aceleração, para observar o quanto estes parâmetros afetam o comportamento do PEL com observador de Luenberger.

Na figura 4.5 observa-se a resposta de velocidade e posição do PEL com observador de Luenberger, com um peso total de 74kg, a uma velocidade de 0,1m/s e uma aceleração de  $1\text{m/s}^2$ .

Na figura 4.6 observa-se a resposta de velocidade e posição do PEL com observador de Luenberger, com um peso total de 74kg, a uma velocidade de 2m/s e uma aceleração de  $20\text{m/s}^2$ .

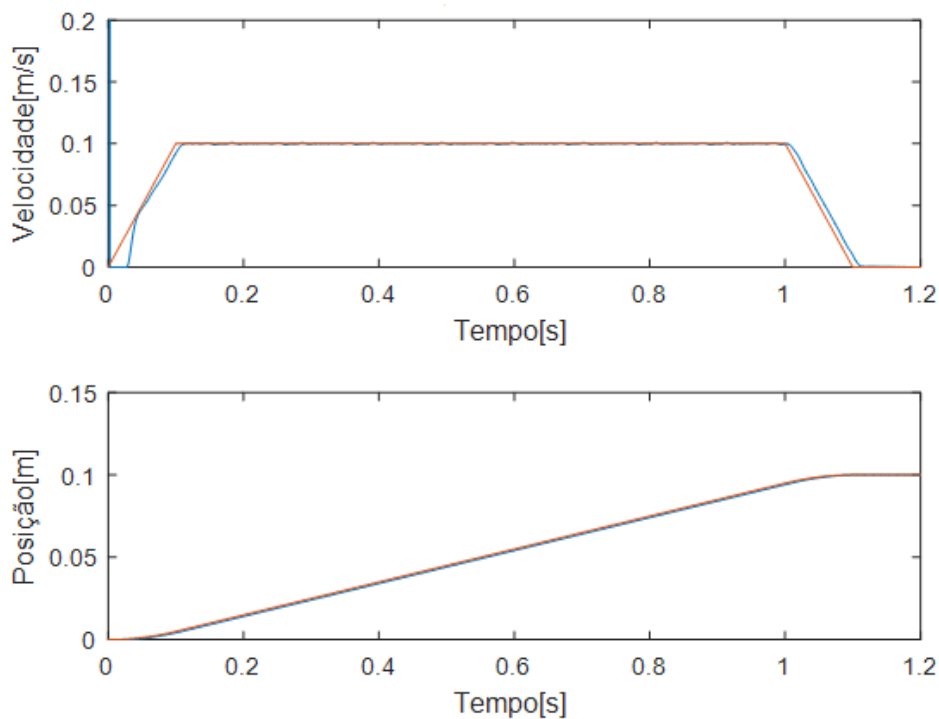


Figura 4.5- Resposta de velocidade e posição do PEL com observador de Luenberger (74kg, 0,1m/s).

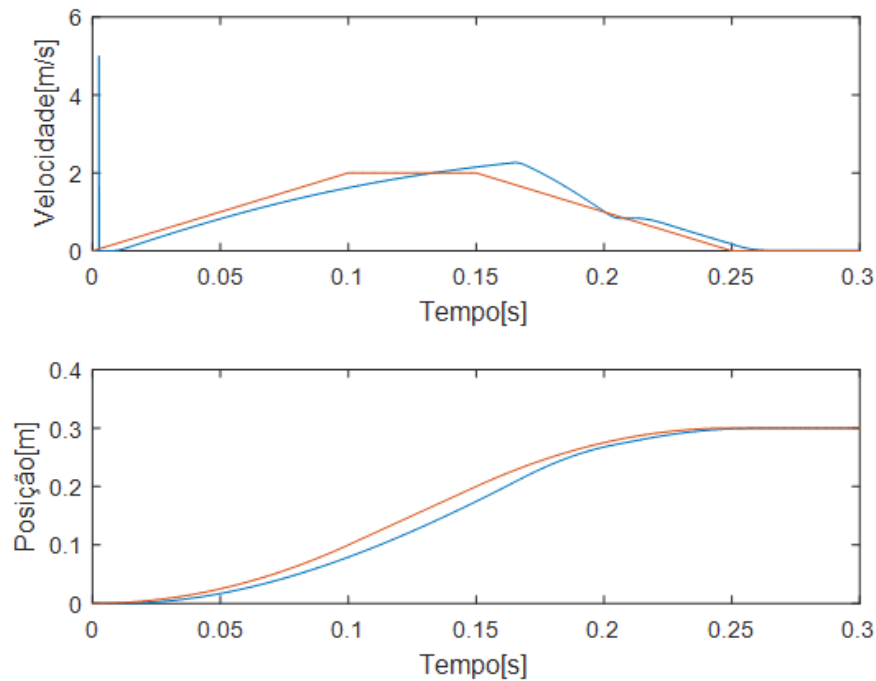


Figura 4.6- Resposta de velocidade e posição do PEL com observador de Luenberger (74kg, 2m/s).

A velocidade e aceleração afetam bastante o desempenho do PEL com observador de Luenberger, pois é possível, em comparação entre as figuras 4.2, 4.5 e 4.6, observar uma diferença significativa na resposta do observador.

Para uma maior percepção do erro associado ao PEL com observador de Luenberger, são apresentados, na tabela 4.1, os erros relativos de posição e respetivos tempos em que ocorrem, para o momento de velocidade constante.

Os erros relativos de posição da tabela 4.1 foram obtidos graficamente, através das respostas de simulação numérica do PEL, para as diferentes cargas a diferentes velocidades. Estima-se que a análise gráfica para obtenção dos erros relativos de posição esteja contida num intervalo de precisão de  $\pm 10\%$ .

Tabela 4.1 – Erro relativo de posição a diferentes cargas e velocidades no momento de velocidade constante para o PEL com observador de Luenberger.

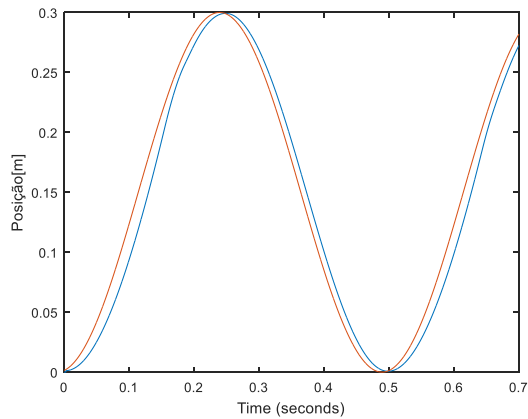
<b>Vel. Constante</b>	<b>Carga Baixa 13 Kg</b>		<b>Carga Média 35 Kg</b>		<b>Carga Alta 74 Kg</b>	
<b>Vel. Baixa 0,1m/s</b>	18,2%	0,1s	17,6%	0,1s	17,5%	0,1s
<b>Vel. Média 1m/s</b>	16,8%	0,1s	16,8%	0,1s	17,0%	0,1s
<b>Vel. Alta 2m/s</b>	17,0%	0,1s	16,8%	0,1s	20,8%	0,1s

#### 4.4.2 – Ensaio de robustez do observador de Luenberger

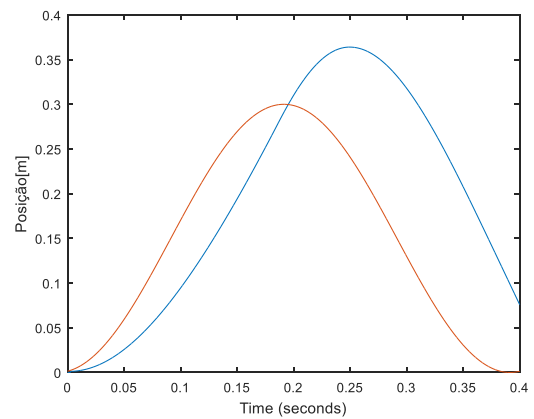
Para a verificação da robustez do observador de Luenberger proposto, é aplicada uma referência de posição sinusoidal ao PEL com uma amplitude máxima de 0,3 m, correspondente ao fim do curso do secundário do MLS-IP.

A figura 4.8 apresenta os resultados de simulação numérica com as respostas de posição da a referências sinusoidais. A figura 4.7(a) apresenta a resposta a uma referência sinusoidal de 2,0Hz com uma carga de 74 kg, a figura 4.7(b) apresenta a resposta a uma referência sinusoidal de 2,5 Hz com uma carga de 74 kg, a figura 4.7(c) apresenta a resposta a uma referência sinusoidal de 2,5 Hz com uma carga de 35 kg, a figura 4.7(d) apresenta a resposta a uma referência sinusoidal de 2,5 Hz com uma carga de 13 kg.

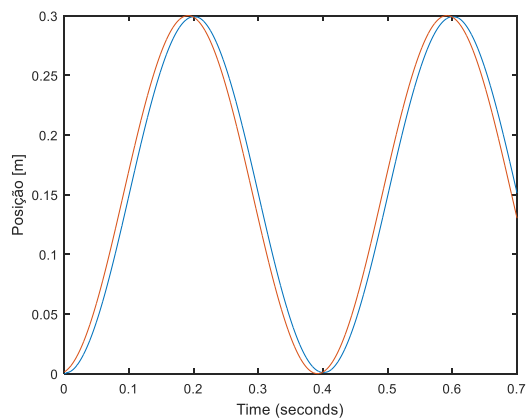
A frequência da trajetória, de 2,5 Hz corresponde à frequência máxima que respeita as características e parâmetros do MLS-IP. Acima dos 2,5 Hz, a velocidade limite do motor de 2,3 m/s é ultrapassada.



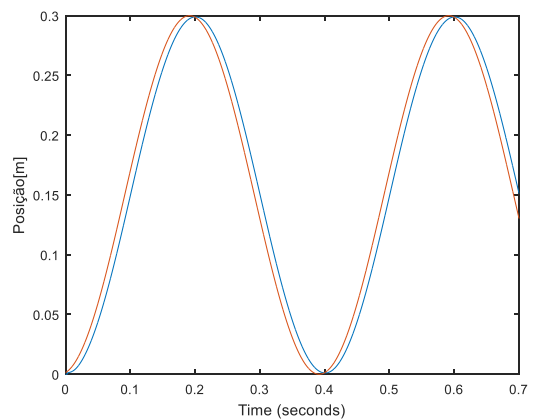
(a) Resposta de posição a 74 kg e 2,0 Hz



(b) Resposta de posição a 74 kg e 2,5 Hz



(c) Resposta de posição a 35 kg e 2,5 Hz



(d) Resposta de posição a 13 kg e 2 Hz

Figura 4.7 – Resposta temporal do PEL com observador de Luenberger a referências de posição sinusoidais.

Conclui-se, depois da observação dos resultados anteriores, que este modelo de observador de Luenberger, aproxima a velocidade e posição, tendo um erro relativo médio no momento de velocidade constante, tabela 4.1, de 17,6%. A resposta de posição à função sinusoidal demonstra que com um peso de 74 kg o posicionador acompanha a posição de referência até aos 2 Hz, sendo que à frequência de 2,5 Hz, já não existe capacidade de resposta do PEL com o observador de Luenberger, o que demonstra algumas falhas na robustez do observador.

## 4.5 – Implementação do método por modo de deslizamento

O observador por modo de deslizamento utiliza o modelo matemático da máquina e partindo das suas equações, em coordenadas  $\alpha\beta$  é construído o observador, que irá estimar os valores de posição e de velocidade. É utilizado como base, [33].

Partindo da matriz de estado do motor de (4.6), constrói-se o observador por modo de deslizamento das correntes estatóricas do motor linear em coordenadas  $\alpha\beta$ , (4.12).

Através da matriz de estado do motor linear, em coordenadas  $\alpha\beta$  constrói-se a equação do observador de correntes por modo de deslizamento para estimar as correntes estatóricas do motor linear, em (4.12).

$$\frac{d\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}}{dt} = -\frac{\mathbf{R}_s}{\mathbf{L}_s} \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} + \frac{1}{\mathbf{L}_s} (\mathbf{u}_{\alpha\beta} - v \frac{d\Psi_{pm\alpha\beta}}{dt}) + k * F(\mathbf{i}_{\alpha\beta} - \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}) \quad (4.12)$$

Em (4.13), encontra-se o observador das forças eletromotrizes por modo de deslizamento, para estimar as forças eletromotrizes do motor linear.

$$\frac{d\hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta}}{dt} = k * F(\mathbf{i}_{\alpha\beta} - \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}) \quad (4.13)$$

Em (4.12) e (4.13),  $\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}$  representa a matriz dos valores de corrente em coordenadas  $\alpha\beta$  estimado,  $F(\mathbf{i}_{\alpha\beta} - \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta})$  representa a função sigmoide de superfície de modo de deslizamento e  $k$  representa a constante associada ao modo de deslizamento.

Em (4.14) apresenta-se a função sigmoide utilizada, em que  $a$  é uma constante variável.

A função sigmoide é usada em detrimento da mais comum função sinal [40], pois verificou-se que a função sigmoide tem melhor comportamento do modelo proposto, é também apresentada em outros estudos como uma melhor solução [41][33].

$$F(x) = \left[ \frac{2}{(1 + e^{-ax})} \right] - 1 \quad (4.14)$$

A partir da equação (4.12), foi possível a construção da parte do observador de corrente, figura 4.9.

O observador proposto necessita de ser testado pela condição de estabilidade de Lyapunov [42][43] a fim de verificar a convergência.

Para a análise de estabilidade do observador anteriormente descrito considera-se [33]:

$$V = \frac{1}{2} S(X)^T S(X) \quad (4.15)$$

Em (4.15) é apresentada a função de Lyapunov escolhida, onde aplicado o modelo do observador, o mesmo tem de garantir uma condição de estabilidade de (4.16):

$$\dot{V} = S(X)^T \dot{S}(X) \leq 0 \quad (4.16)$$

Considerando que:

$$S(X) = \begin{bmatrix} S_\alpha(X) \\ S_\beta(X) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Partindo de (4.12), aplicando (4.17), apresenta-se condição de estabilidade de Lyapunov.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S(X)^T \dot{S}(X) = S_\alpha \dot{S}_\alpha + S_\beta \dot{S}_\beta \\ &= \frac{1}{L_s} \left[ (\hat{i}_\alpha - i_\alpha) e_\alpha - k (\hat{i}_\alpha - i_\alpha) F(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \right] \\ &\quad + \frac{1}{L_s} \left[ (\hat{i}_\beta - i_\beta) e_\beta - k (\hat{i}_\beta - i_\beta) F(\hat{i}_\beta - i_\beta) \right] \\ &\quad - \frac{R_s}{L_s} \left[ (\hat{i}_\alpha - i_\alpha)^2 + (\hat{i}_\beta - i_\beta)^2 \right] \leq 0 \end{aligned} \quad (4.18)$$

Garantindo um valor de  $k$  elevado o movimento de convergência é praticamente garantido dando origem a (4.19).

$$\begin{cases} e_\alpha = kF(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ e_\beta = kF(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{cases} \quad (4.19)$$

Através desta condição de estabilidade prova-se a convergência na solução do observador por modo de deslizamento para as correntes.

Para o observador de força eletromotriz, onde se obtêm a posição e velocidade, é necessário considerar as equações abaixo (4.20)-(4.23) para a sua respetiva construção[33]. Todas as equações respeitam a condição de estabilidade de Lyapunov.

As equações (4.20), (4.21) e (4.22), correspondem à estimação da velocidade do observador por modo de deslizamento, onde  $s$  é a constante associada ao observador e  $k$  é uma constante de escala.

$$\frac{d\hat{e}_\alpha}{dt} = -\hat{v}\hat{e}_\beta - s(\hat{e}_\alpha - e_\alpha) \quad (4.20)$$

$$\frac{d\hat{e}_\beta}{dt} = -\hat{v}\hat{e}_\alpha - s(\hat{e}_\beta - e_\beta) \quad (4.21)$$

$$v_{est} = k \left[ (\hat{e}_\alpha - e_\alpha)\hat{e}_\beta - (\hat{e}_\beta - e_\beta)\hat{e}_\alpha \right] \quad (4.22)$$

A a posição estimada do veio do motor linear,  $z_{est}$ , é obtida por integração da velocidade estimada  $v_{est}$  em (4.23).

$$z_{est} = \int v_{est} dt \quad (4.23)$$

Na figura 4.8 é apresentado o modelo do observador de modo de deslizamento onde estão implementadas as equações acima.

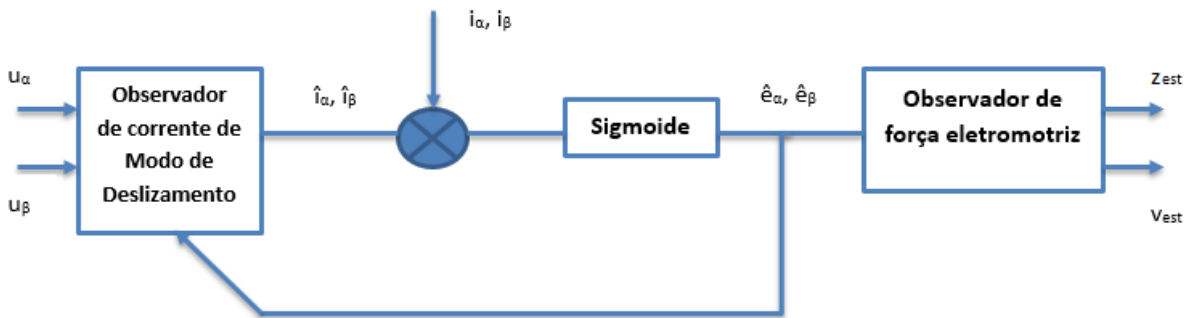


Figura 4.8- Diagrama de blocos do observador por modo de deslizamento proposto.

Após a construção do observador de modo de deslizamento, procedeu-se à introdução desse observador no modelo do PEL descrito no capítulo 2, onde as retroações de velocidade, posição e correntes de fase foram substituídas pelas grandezas estimadas no observador por modo de deslizamento. Com a implementação feita, procedeu-se às simulações numéricas, para verificar o desempenho do observador por modo de deslizamento.

Estas simulações numéricas têm o propósito de estudar o observador com diferentes velocidades e valores de carga aplicados ao motor.

Assim, o modelo computacional do PEL *sensorless* é constituído pelo modelo do MLS-IP, pelo modelo do controlador eletrónico de posição, e pelo observador por modo de deslizamento que substitui o codificador linear.

## 4.6 – Resultados de simulação numérica do PEL com o observador por modo de deslizamento

Nesta secção são apresentados os resultados de simulação numérica para o PEL com observador por modo de deslizamento. Numa primeira fase é apresentada a resposta do observador a uma curva *s*, variando a carga e a velocidade. Em seguida é feito o teste à robustez, observando a resposta a uma entrada do tipo sinusoidal.

### 4.6.1 – Resposta a uma curva *s* com variações de carga e de velocidade

Para a garantir a validade do modelo do PEL *sensorless* e verificar o seu desempenho é necessário testar o mesmo com diferentes velocidades, acelerações e diferentes cargas aplicadas ao motor linear tubular.

Os parâmetros do PEL *sensorless*, modelado em ferramenta Matlab/Simulink<sup>®</sup>, encontram-se no Anexo A.

O modelo do observador por modo de deslizamento em Matlab/Simulink<sup>®</sup>, encontra-se no Anexo B.2.

Consideram-se velocidades mínima e máxima de ensaio de 0.1 m/s e 2,0 m/s, respetivamente.

Os resultados de simulação numérica do PEL *sensorless* utilizando o observador por modo de deslizamento apresentam-se nas figuras 4.9 a 4.13. As curvas representadas a cor laranja correspondem às trajetórias de referência (posição, velocidade e aceleração), enquanto as representadas a azul são as respetivas respostas temporais do PEL com o observador por modo de deslizamento.

Após a construção do modelo de simulação foi simulado o modelo do PEL com observador por modo de deslizamento para diferentes tipos de carga, diferentes velocidades e acelerações.

Numa fase inicial, foi imposta uma variação de carga, variando entre 13kg e 74kg, mantendo uma velocidade de 1 m/s e uma aceleração de 10 m/s<sup>2</sup>.

Na figura 4.9 observa-se a resposta de velocidade e posição do do PEL com observador por modo de deslizamento, com um peso total de 74 kg, a uma velocidade de 1 m/s e uma aceleração de 10 m/s<sup>2</sup>.

Na figura 4.10 observa-se a resposta de velocidade e posição do do PEL com observador por modo de deslizamento, com um peso total de 35 kg, a uma velocidade de 1 m/s e uma aceleração de 10 m/s<sup>2</sup>.

Na figura 4.11 observa-se a resposta de velocidade e posição do do PEL com observador por modo de deslizamento, com um peso total de 13 kg, a uma velocidade de 1 m/s e uma aceleração de 10 m/s<sup>2</sup>.

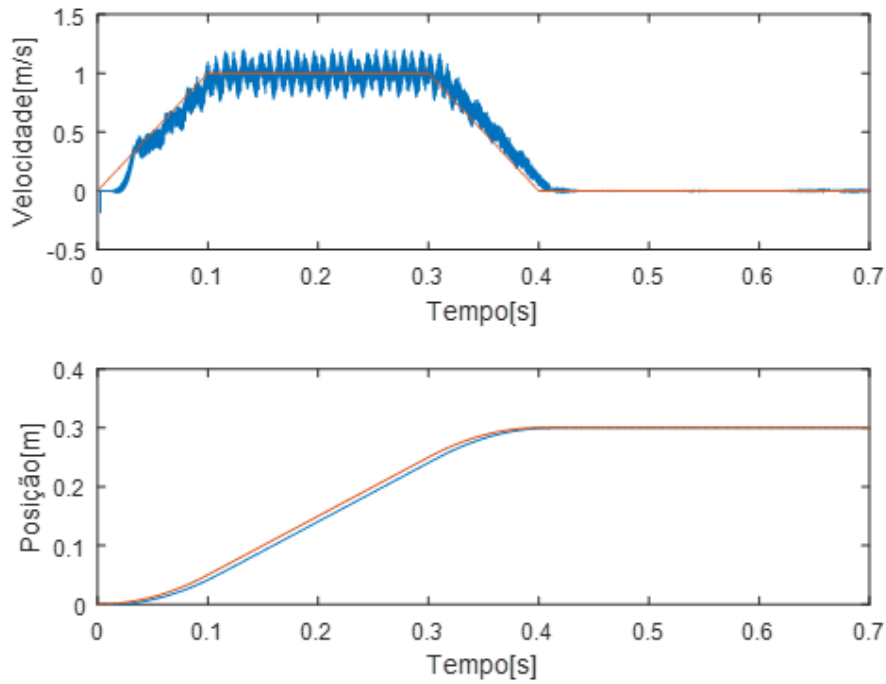


Figura 4.9- Resposta de velocidade e posição do PEL com observador por modo de deslizamento (74kg, 1m/s).

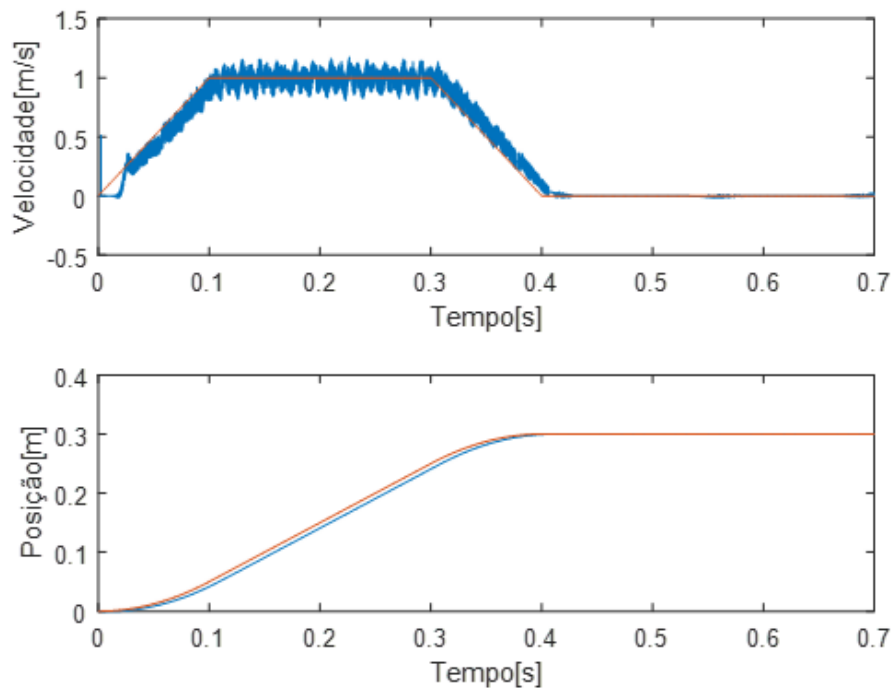


Figura 4.10- Resposta de velocidade e posição do PEL com observador por modo de deslizamento (35kg, 1m/s).

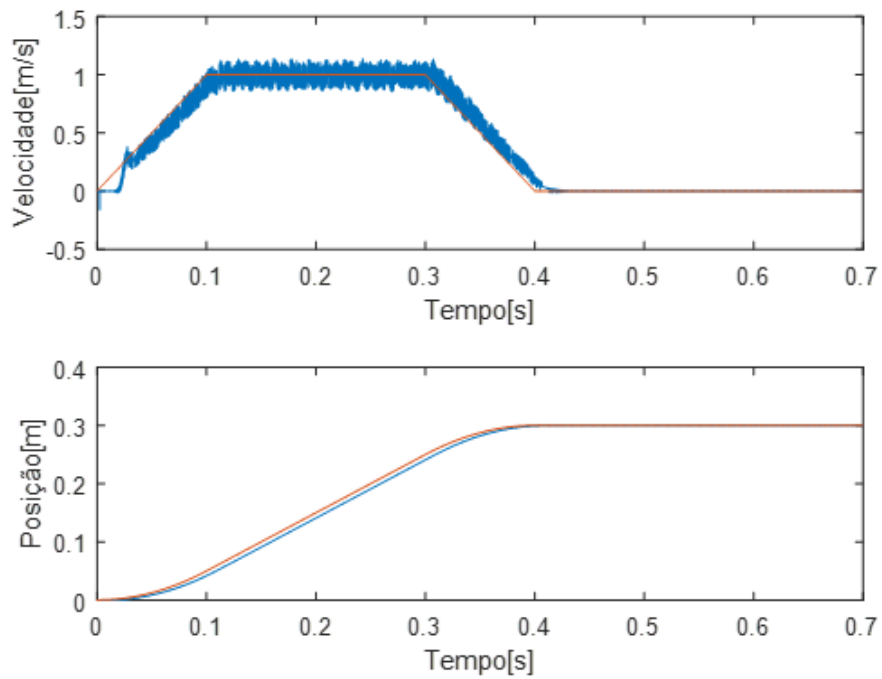


Figura 4.11- Resposta de velocidade e posição do PEL com observador por modo de deslizamento (13kg, 1m/s).

Numa segunda fase apresenta-se, nas figuras 4.12 e 4.13 uma variação de velocidade e aceleração, para observar o quanto estes parâmetros afetam o comportamento do PEL com observador por modo de deslizamento.

Na figura 4.12 observa-se a resposta de velocidade e posição do do PEL com observador por modo de deslizamento, com um peso total de 74 kg, a uma velocidade de 0,1 m/s e uma aceleração de 1 m/s<sup>2</sup>.

Na figura 4.13 observa-se a resposta de velocidade e posição do do PEL com observador por modo de deslizamento, com um peso total de 74 kg, a uma velocidade de 2 m/s e uma aceleração de 20 m/s<sup>2</sup>.

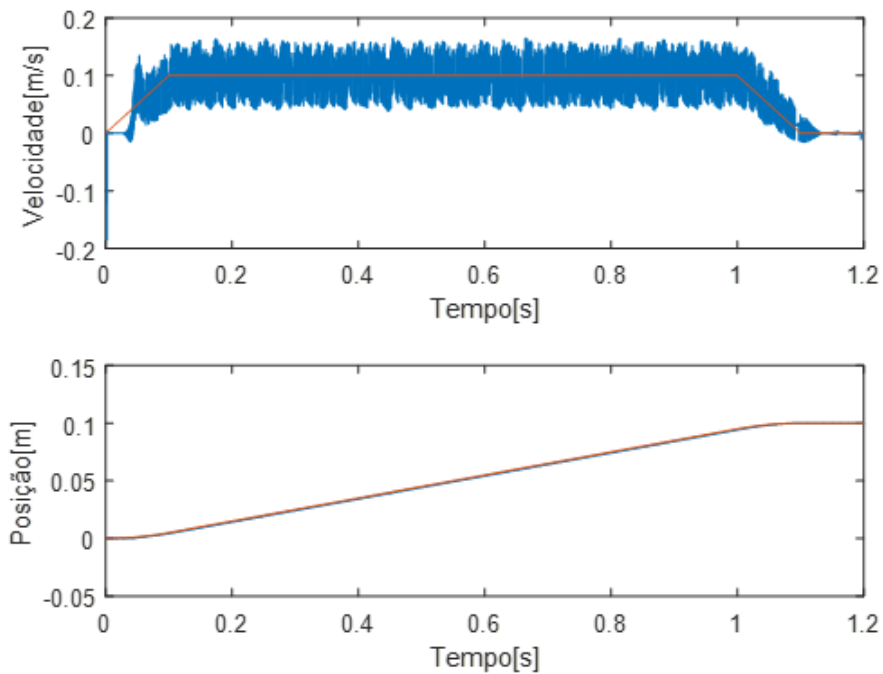


Figura 4.12- Resposta de velocidade e posição do PEL com observador por modo de deslizamento (74kg, 0,1m/s).

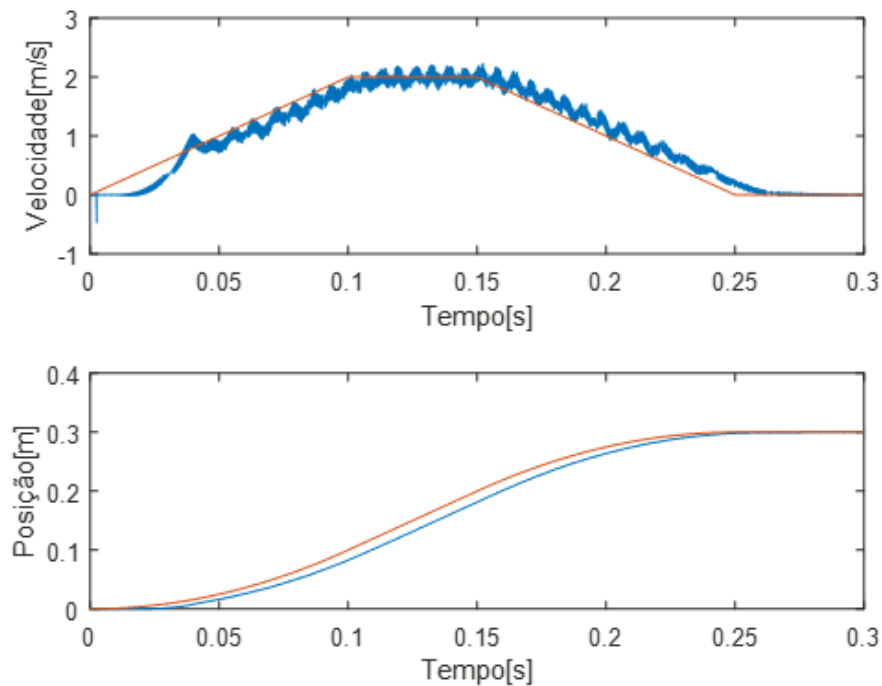


Figura 4.13- Resposta de velocidade e posição do PEL com observador por modo de deslizamento (74kg, 2m/s).

A velocidade e aceleração afetam bastante o desempenho do PEL com observador por modo de deslizamento, pois é possível, em comparação entre as figuras 4.9, 4.12 e 4.13, observar uma diferença significativa na resposta do observador.

Para uma maior percepção do erro associado do PEL com observador por modo de deslizamento, são apresentados, na tabela 4.2, os erros relativos de posição e respetivos tempos em que ocorrem, para o momento de velocidade constante.

Os erros relativos da tabela 4.1, foram obtidos através das respostas de simulação numérica de posição para as diferentes cargas e diferentes velocidades.

Os erros relativos de posição da tabela 4.2 foram obtidos graficamente, através das respostas de simulação numérica do PEL, para as diferentes cargas a diferentes velocidades. Estima-se que a análise gráfica para obtenção dos erros relativos de posição esteja contida num intervalo de precisão de  $\pm 10\%$ .

Tabela 4.2 – Erro relativo de posição a diferentes cargas e velocidades no momento de velocidade constante para o PEL com observador por modo de deslizamento.

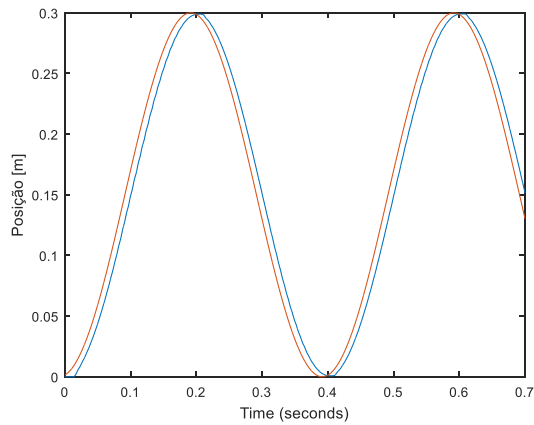
<b>Vel. Constante</b>	<b>Carga Baixa 13 Kg</b>		<b>Carga Média 35 Kg</b>		<b>Carga Alta 74 Kg</b>	
<b>Vel. Baixa 0,1m/s</b>	17,8%	0,1s	17,6%	0,1s	17,6%	0,1s
<b>Vel. Média 1m/s</b>	16,6%	0,1s	16,5%	0,1s	17,2%	0,1s
<b>Vel. Alta 2m/s</b>	16,8%	0,1s	16,5%	0,1s	17,0%	0,1s

#### 4.6.2 – Resposta do PEL com observador por modo de deslizamento a uma entrada sinusoidal

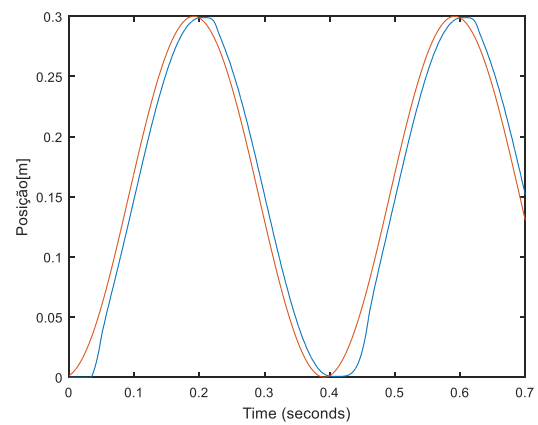
Para a observação da robustez do observador por modo de deslizamento proposto, é aplicada uma função sinusoidal de posição com uma amplitude máxima de 0,3 m, correspondente ao fim do curso do secundário do MLS-IP.

A figura 4.16 apresenta os resultados de simulação numérica com as respostas de posição da a referências sinusoidais. A figura 4.14(a) apresenta a resposta a uma referência sinusoidal de 2,0Hz com uma carga de 74kg, a figura 4.14(b) apresenta a resposta a uma referência sinusoidal de 2,5Hz com uma carga de 74kg, a figura 4.14(c) apresenta a resposta a uma referência sinusoidal de 2,5Hz com uma carga de 35kg, a figura 4.14(d) apresenta a resposta a uma referência sinusoidal de 2,5Hz com uma carga de 13kg.

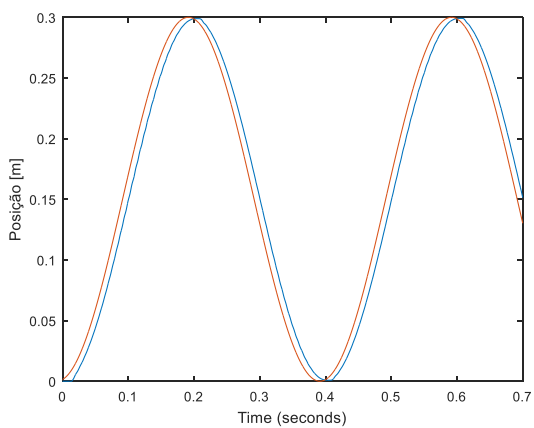
A frequência de 2,5Hz corresponde à frequência máxima que respeita as características e parâmetros do MLS-IP. Acima dos 2,5Hz, a velocidade limite do motor de 2,3m/s é ultrapassada.



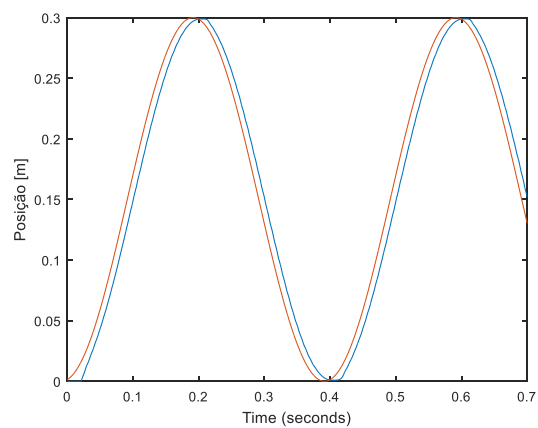
(a) Resposta de posição a 74kg e 2,0Hz



(b) Resposta de posição a 74kg e 2,5Hz



(c) Resposta de posição a 35kg e 2,5Hz



(d) Resposta de posição a 13kg e 2,5Hz

Figura 4.14 – Resposta temporal do PEL com observador por modo de deslizamento a referências de posição sinusoidais.

Conclui-se, depois da observação dos resultados anteriores, que este modelo de observador por modo de deslizamento aproxima a velocidade e posição, tendo um erro relativo médio no momento de velocidade constante de 17,0%. Na resposta de velocidade, é observável nas figuras 4.10 – 4.15, que este método apresenta muito ruído, sendo que as piores situações ocorrem a velocidades baixas, 0,1m/s. A resposta de posição à função sinusoidal demonstra que o observador por modo de deslizamento proposto tem robustez a diferentes cargas e com à frequência máxima de 2,5Hz.

## 4.7 – Resultados de simulação numérica do PEL com sensor de posição

O PEL é tradicionalmente equipado com sensor de posição, para termo de comparação com o PEL *sensorless*, é necessária a simulação numérica do PEL com sensor de posição.

Com o objetivo de modelar o sensor de posição aplicado ao PEL, escolheu-se como modelo uma função de transferência de primeira ordem, figura 2.19, em que se considera a constante  $b$  unitária e a constante de tempo  $\tau$  foi definida com base nos resultados experimentais de [1]. Considerou-se uma constante  $\tau$  de  $30\mu\text{s}$ .

Para os resultados de simulação numérica, apresenta-se a resposta de posição e velocidade para uma carga de 74kg e velocidade de 1m/s. Os restantes são apresentados na tabela 4.3 na forma de erros relativos.

Na figura 4.15 observa-se a resposta de velocidade e posição para o PEL com sensor de posição, com uma carga total de 74kg, a uma velocidade de 1m/s e uma aceleração de  $10\text{m/s}^2$ .

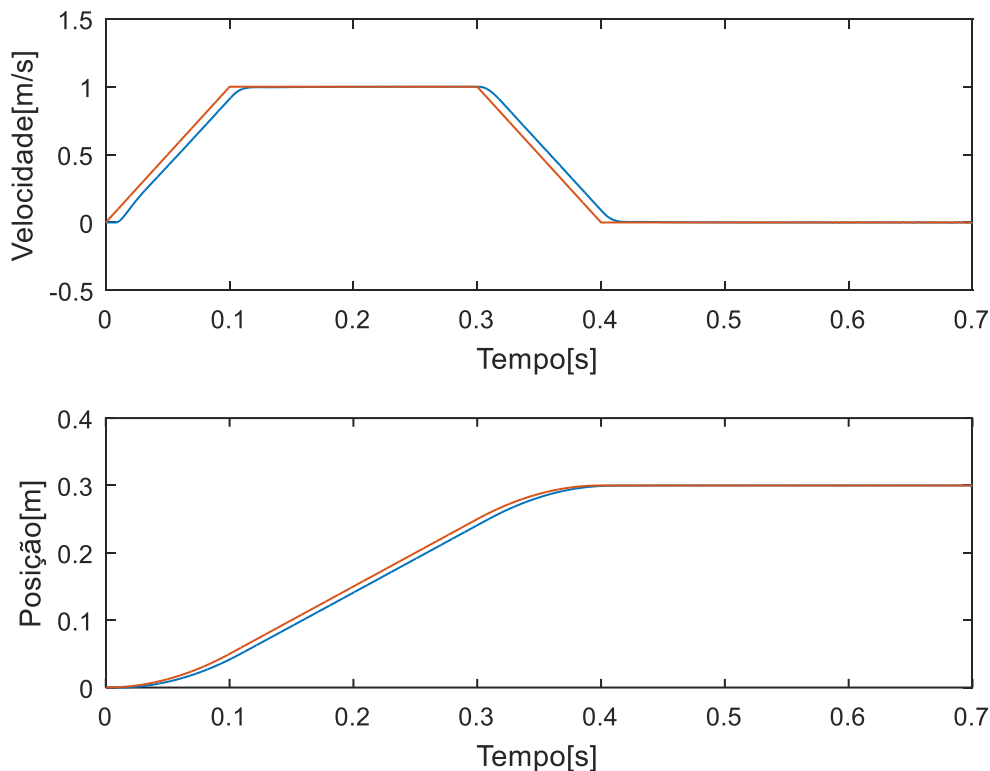


Figura 4.15- Resposta de velocidade e posição do PEL com sensor de posição.

Na tabela 4.3, são apresentados os erros relativos de posição e respetivos tempos em que ocorrem, para o momento de velocidade constante.

Os erros relativos de posição da tabela 4.3 foram obtidos graficamente, através das respostas de simulação numérica do PEL, para as diferentes cargas a diferentes velocidades. Estima-se que a análise gráfica para obtenção dos erros relativos de posição esteja contida num intervalo de precisão de  $\pm 10\%$ .

Tabela 4.3 – Erro relativo de posição a diferentes cargas e velocidades no momento de velocidade constante para o PEL com sensor.

<b>Vel. Constante</b>	<b>Carga Baixa 13 Kg</b>		<b>Carga Média 35 Kg</b>		<b>Carga Alta 74 Kg</b>	
<b>Vel. Baixa 0,1m/s</b>	18%	0,1s	17,6%	0,1s	17,5%	0,1s
<b>Vel. Média 1m/s</b>	16,8%	0,1s	16,7%	0,1s	16,8%	0,1s
<b>Vel. Alta 2m/s</b>	16,6%	0,1s	16,7%	0,1s	16,7%	0,1s

Conclui-se, depois da observação dos resultados anteriores, que este modelo do PEL com sensor de posição, tem um erro relativo médio no momento de velocidade constante de 17,0%, o mesmo encontra o seu pior desempenho a velocidades mais baixas com um erro relativo médio de 17,7%. A velocidades altas o seu erro relativo médio é de 16,7%. Considerando a diferença de carga, a cargas mais baixas o PEL com sensor de posição tem um erro relativo médio de 17,1%, sendo que a cargas mais elevadas o mesmo tem um erro relativo médio de 17,0%.

#### **4.8 – Comparação das respostas temporais dos observadores**

Depois dos resultados obtidos, apresenta-se uma comparação dos métodos *sensorless* modelados, o observador de Luenberger e o observador por modo de deslizamento, por análise das respostas temporais dos erros de velocidade e de posição nos anéis de controlo de velocidade e posição do PEL *sensorless*. São utilizados os resultados de simulação numérica do PEL com sensor de posição, para comparação com o desempenho do PEL *sensorless*, com os diferentes observadores.

Os erros absolutos de velocidade e posição são obtidos por simulação numérica do PEL *sensorless*, utilizando a trajetória “curva s” num movimento ascendente com um curso de 0,3m e uma carga aplicada ao veio de 74 kg. Os limites das referências de velocidade e

aceleração/desaceleração para gerar a trajetória pretendida são de 2 m/s e 20 m/s<sup>2</sup>, respectivamente.

Na figura 4.16 apresentam-se os erros de velocidade e posição para o PEL com o observador de Luenberger.

A figura 4.17 apresenta os erros de velocidade e posição para o PEL com o observador por modo de deslizamento.

A figura 4.18 apresenta os erros de velocidade e posição para o PEL com sensor de posição.

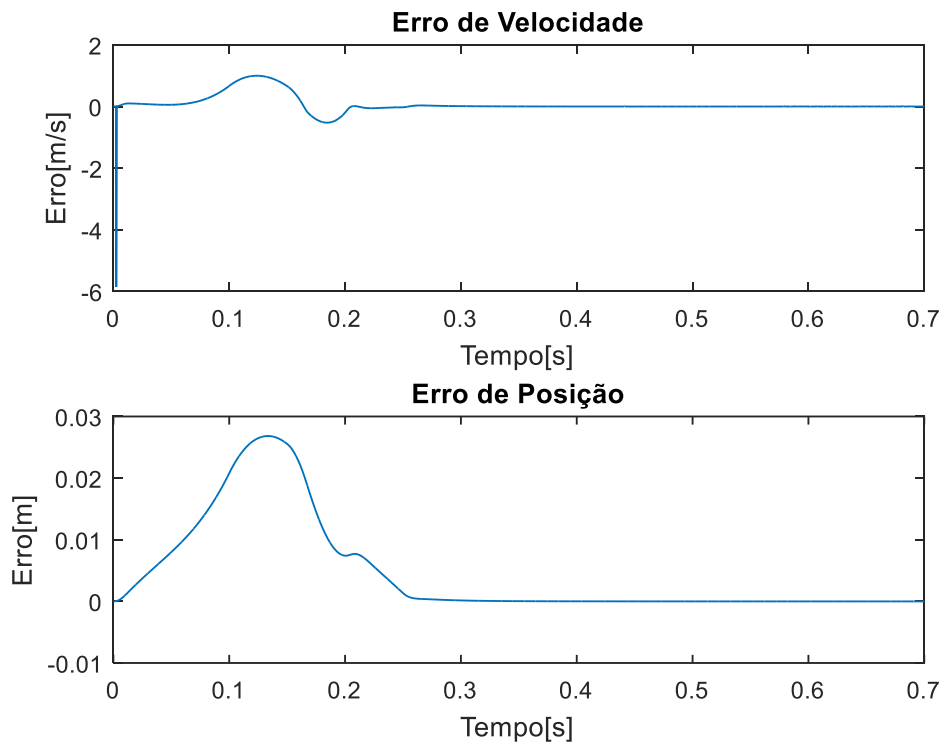


Figura 4.16- Erro de posição e velocidade do PEL com o observador de Luenberger.

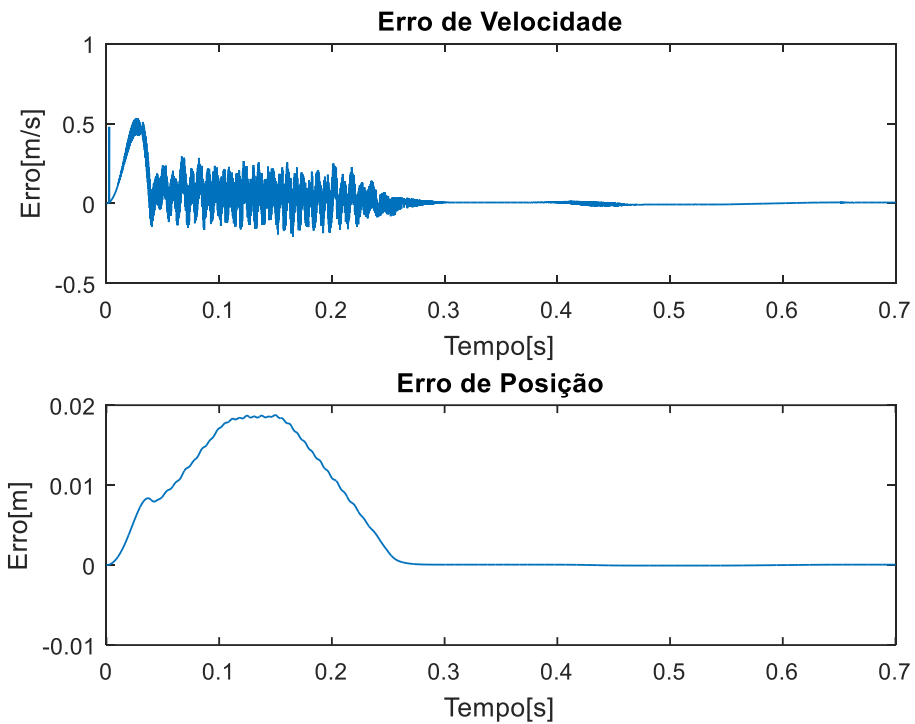


Figura 4.17- Erro de posição e velocidade do PEL com observador por modo de deslizamento.

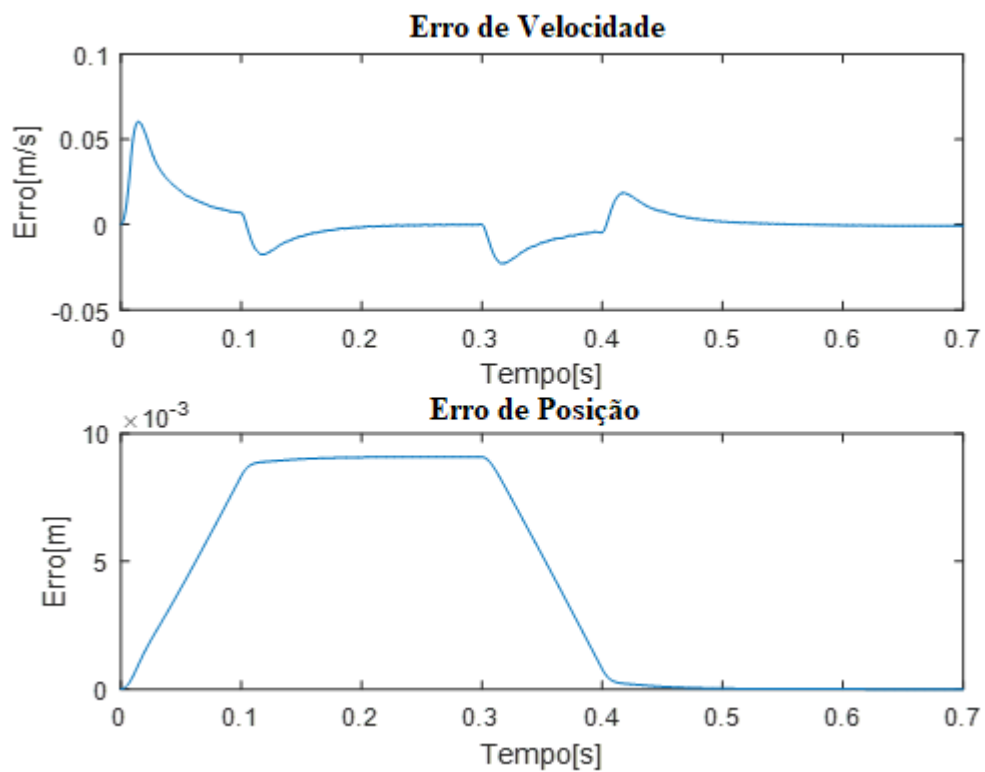


Figura 4.18- Erro de posição e velocidade do modelo do PEL com sensor de posição.

A comparação dos resultados das figuras 4.16 e 4.17, conclui que o PEL que utiliza o método por modo de deslizamento tem um erro absoluto máximo de posição de 0,018 m, enquanto o PEL que utiliza o observador de Luenberger tem um erro absoluto máximo de 0,027 m, o que significa que PEL com o observador de Luenberger tem um erro absoluto máximo 50% superior que método por modo de deslizamento. O PEL com sensor tem um erro absoluto máximo de posição de 0,009 m o que demonstra que para a carga e velocidade modelizada, em relação aos diferentes observadores, tem metade do erro absoluto máximo em relação ao PEL com observador por modo de deslizamento e um terço do erro absoluto máximo em relação ao PEL com observador de Luenberger.

#### **4.9 – Conclusões**

Observando os erros relativos, apresentados nas tabelas 4.1 a 4.3, a velocidade constante, o PEL com observador por modo de deslizamento apresenta um erro médio relativo de 17,0%, assim como o PEL com sensor de posição, enquanto o modelo do PEL com observador de Luenberger tem um erro de 17,6%, esta diferença conclui que a velocidade constante, o PEL que utiliza o observador por modo de deslizamento tem um melhor erro relativo a velocidade constante, sendo este idêntico ao erro relativo do PEL com sensor.

Considerando ainda o funcionamento em velocidade constante, o modelo do PEL com observador por modo de deslizamento encontra a velocidades baixas o seu pior desempenho com um erro relativo médio de 17,6%, enquanto o modelo do PEL com observador de Luenberger tem o seu pior desempenho a velocidades altas com um erro relativo médio de 18,2%. Em relação à diferença de carga aplicada, ambos têm o seu pior desempenho em cargas altas, onde o PEL com observador por modo de deslizamento tem, neste caso um erro relativo médio de 17,3% e o observador de Luenberger de 18,4%.

Em termos comparativos, o PEL com sensor de posição encontra o seu pior desempenho a velocidades mais baixas com um erro relativo médio de 17,7%. A velocidades altas o seu erro relativo médio é de 16,7%. Considerando a diferença de carga, a cargas mais baixas o PEL com sensor de posição tem um erro relativo médio de 17,1%, sendo que a cargas mais elevadas o mesmo tem um erro relativo médio de 17,0%.

Os erros relativos demonstram que o PEL equipado com observador de Luenberger é o que obtém piores resultados. O PEL equipado com o observador por modo de deslizamento apresenta resultados bastante próximos do modelo do PEL com sensor de posição, aparentando assim uma boa alternativa à utilização de sensor.

Através das figuras 4.7 e 4.14, apresentam-se as respostas a uma referência de posição sinusoidal, onde 2,5 Hz de frequência, corresponde ao máximo admissível, respeitando os parâmetros da máquina, observa-se que o modelo do PEL que utiliza o observador por modo de deslizamento, para as diferentes cargas, acompanha a posição de referência. No caso do observador de Luenberger, na carga máxima de 74 kg, é observado que a 2,5 Hz, o modelo já não consegue acompanhar a posição de referência, sendo que a frequência máxima é de 2 Hz corresponde ao limite onde o PEL com o observador de Luenberger garante o acompanhamento da posição de referência sinusoidal.

A comparação de erros absolutos demonstra que o observador de Luenberger apresenta um erro absoluto máximo 50% superior ao erro absoluto máximo do observador de modo de deslizamento, mas ambos os observadores apresentam um erro absoluto máximo duas vezes superior ao PEL com sensor no caso do observador por modo de deslizamento e três vezes no caso do observador de Luenberger

Por fim, é possível observar que ambos os métodos têm uma boa capacidade para aplicação no PEL em estudo, observando os erros relativos e as curvas de simulação numérica, ambos os observadores têm respostas aceitáveis em comparação com os resultados do PEL com sensor, sendo que o observador de modo de deslizamento apresenta um menor erro absoluto de posição, menor erro relativo de posição a velocidade constante e uma melhor robustez a uma referência de posição sinusoidal do que o observador de Luenberger e uma melhor aproximação aos resultados obtidos pelo sensor de posição proposto.



## Capítulo 5

### Conclusões

#### 5.1 – Considerações finais

Este trabalho teve o seu foco principal no estudo dos métodos *sensorless* aplicados ao posicionador eletromecânico linear (PEL).

Para esse fim, foi primeiro estudado o modelo de todos os componentes que constituem o PEL, nomeadamente, o MLS-IP e toda a eletrónica de potência associada. Estudou-se o modelo para posterior implementação dos métodos *sensorless*. Ainda se descreve o funcionamento dos sensores de efeito de Hall e dos codificadores.

Depois de uma descrição dos vários métodos *sensorless* existentes, foi necessária fazer a seleção dos métodos a modelar. A escolha teve por base, primeiramente, a escolha dos métodos adaptativos, em detrimento dos não adaptativos, pois os primeiros adaptam-se melhor à dinâmica do sistema. Depois dentro dos adaptativos foram selecionados dois métodos para estudo, o observador de Luenberger e o observador de modo de deslizamento.

Após a escolha dos métodos, foi feita a modelação dos mesmos, de modo a integrar o PEL.

No fim da construção dos modelos foi possível obter os resultados de simulação numérica, estes resultados permitem observar o desempenho dos dois observadores propostos, com diferentes cargas, a diferentes velocidades e a efetuar diferentes percursos.

Os resultados de simulação numérica obtidos a partir dos modelos do PEL *sensorless* demonstram que o observador por modo de deslizamento apresenta uma melhor resposta na cadeia de controlo de posição e melhor robustez a uma referência de posição sinusoidal do que o observador de Luenberger. Em comparação com o modelo do PEL utilizando sensor de posição, o modelo do PEL utilizando o observador por modo de deslizamento, apresenta uma similaridade na resposta de posição à “curva s”, considerando os erros relativos obtidos.

Desta forma foi possível aplicar ao PEL dois observadores, que são capazes de estimar as grandezas de controlo, posição e velocidade, garantindo assim o funcionamento do sistema, sem recorrer ao uso de sensores.

## **5.2 – Perspetivas de desenvolvimento futuro**

Na sequência do trabalho apresentado, prevêem-se várias perspetivas de desenvolvimento futuro, como novas abordagens de desenvolvimento dos observadores em estudo, a fim de aperfeiçoar os mesmos. O melhoramento dos observadores em estudo passa pela otimização da precisão e fiabilidade, da integração de novas variáveis relacionadas com o comportamento da máquina real como o aquecimento da mesma e a comparação com o PEL utilizando sensores de posição.

Pode-se também desenvolver os modelos aplicando outros métodos, para comparação com os que estão em estudo neste trabalho e novas soluções para a modelização dos mesmos.

É também de grande interesse a aplicação destes observadores num MLS-IP real, construindo o modelo do observador em código e implementação no processador do autómato ligado ao MLS-IP. Neste caso será possível estudar os observadores em condições reais e será possível observar os atrasos relacionados com a capacidade de processamento, podendo este parâmetro significar um resultado mais satisfatório para os observadores mais simples.

Esta área, embora já seja amplamente estudada, está sempre em constante desenvolvimento e mudança, o desenvolvimento de observadores cada vez mais precisos pode vir a contribuir para o fim dos sensores a motores, mantendo assim sistemas como o PEL mais compactos e com custos mais reduzidos.

## Bibliografia

- [1] LUÍS, R. - Desenvolvimento De Um Controlador Fuzzy Para Um Posicionador Electromecânico Linear, Dissertação de Mestrado, Instituto Superior Técnico, Universidade Técnica de Lisboa, 2007.
- [2] POLINDER, H., SLOOTWEG, J. G., HOEIJMAKERS, M. J., and COMPTE, J. C., “Modelling of a linear PM machine including magnetic saturation and end effects: Maximum force to current ratio”, *IEMDC 2003 - IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf.*, vol. 2, (2003), pp. 805–811.
- [3] MARTÍNEZ, J.R.G., RESÉNDIZ, J.R., PRADO, M.A.M. and MIGUEL, E.E.C., “Trapezoidal Velocity Profiles,” (2017).
- [4] PALMA, J. C. P. - Accionamentos Electromecânicos de Velocidade Variável. Lisboa : Fundação Calouste Gulbenkian, Lisboa, 1999. ISBN 978-972-31-0839-2
- [5] STRANDTT, E. R., “Hall-Effect Incremental Angle Encoder”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, (1962), pp. 22–26.
- [6] ROSS, J.N., TAYLOR, P.A., “Incremental digital position encoder with error detection and correction”, *Electronics letters*, vol. 25, no. 21, (1989), pp. 1–20
- [7] GRUBBS, W.J., “Hall Effect Devices”, *The bell system technical journal*, (Mai. 1958), pp. 853-876.
- [8] SLEPIAN, J. - The Hall Effect. In **Electrical Essays**. 1950, pp. 1086–1089.
- [9] SEN, M., BALABOZOV, I., YATCHEV, I., and IVANOV, R., “Modelling of Current Sensor Based on Hall Effect”, *2017 15-th Int. Electr. Mach. Drives Conf.*, (2017), pp. 6–9.
- [10] SILVERMANT, D. and HEIDT, K., “Industrial applications of Hall-Effect devices”, *IEEE Transactions on industrial electronics*, (Mai. 1963), pp. 68–76.
- [11] MOHAMED, A. S., ZAKY, M. S., ZEIN EL DIN, A. S., and YASIN, H. A., “Comparative Study of Sensorless Control Methods of PMSM Drives”, *Innov. Syst. Des. Eng.*, vol. 2, no. 5, (2011), pp. 44–66.
- [12] VAS, P. - Sensorless Vector and Direct Torque Control: Oxford University Press, 1998. ISBN 978-0198564652
- [13] GENDUSO, F., MICELI, R., RANDO, C., and GALLUZZO, G. R., “Back EMF sensorless-control algorithm for high-dynamic performance PMSM,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 6, (2010), pp. 2092–2100.
- [14] COSSAR, C., POPESCU, M., and MILLER, T. J. E., “An on-line torque & flux linkage estimator for permanent magnet motor drives based on the instantaneous voltage-current data”, *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, vol. 3, no. 3, (2006), pp. 2223–2228.
- [15] ALJEHAIMI, A. M., MEMBER, S., and PILLAY, P., “Online Rotor Flux Linkage Estimation for a Variable Flux Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Operating at Different Flux Density Levels”, *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, (Mai. 2017)

- 
- [16] WALL, E.T., and MOE, M.L., "Popov-Like Stability Criterion for a Class of Time-Varying Discrete Systems", *IEEE Transactions on Automatic Control*, (Abr. 1969), pp.208–211.
- [17] MARQUES, G. - Controlo de motores electricos, 1999
- [18] ZBEDE, Y., GADOUE, S., and ATKINSON, D., "Model Predictive MRAS Estimator for Sensorless Induction Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. PP, no. 99, (2016), pp. 1–1.
- [19] MAPELLI, F. L., BEZZOLATO, A., and TARSITANO, D., "A rotor resistance MRAS estimator for induction motor traction drive for electrical vehicles," *Proc. - 2012 20th Int. Conf. Electr. Mach. ICEM 2012*, (2012), pp. 823–829.
- [20] COMNAC, V., CIRSTEA, M.N., MOLDOVEANU, F., ILEA, D.N., CERNAT, R.M., "Sensorless Speed and Direct Torque Control," *Proc. 2002 IEEE Int. Symp. Ind. Electron. 2002. ISIE 2002.*, (2002), pp. 1142–1147.
- [21] ZHENG, Z., LI, Y., and FADEL, M., "Sensorless Control of PMSM Based on Extended Kalman Filter," *Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, (2007), pp. 1–8.
- [22] ZHENG, Z., LI, Y., MAURICE, F., and XIAO, X., "A rotor speed and load torque observer for PMSM based on extended Kalman filter," *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, (2006), pp. 233–238.
- [23] XI, X. and MENG, Z., "A Novel Sensor-less Direct Torque Control for PMSM Based Extended Kalman Filter," *2007 IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, no. 4, (2007), pp. 1138–1142.
- [24] HUANG, M. C., MOSES, A. J., ANAYI, F., and YAO, X. G., "Reduced-order linear kalman filter (RLKF) theory in application of sensorless control for Permanent Magnet Synchronous Motor(PMSM)," *2006 1st IEEE Conf. Ind. Electron. Appl.*, no. 3, (2006), pp. 3–8.
- [25] URBANSKI, K., "Position Estimation of the PMSM High Dynamic Drive at Low Speed Range," *A Fundam. Tool Sci. Comput. Eng. Appl.*, (2012).
- [26] HENWOOD, N., MALAIZE, J., and PRALY, L., "A robust nonlinear Luenberger observer for the sensorless control of SM-PMSM: Rotor position and magnets flux estimation," *IECON Proc. Industrial Electron. Conf.*, (2012), pp. 1625–1630.
- [27] POPOVIC, V. M., GECIC, M. A., VASIC, V. V., OROS, D. V., and MARCETIC, D. P., "Evaluation of Luenberger Observer Based Sensorless Method for IM" , *X International Symposium on Industrial Electronics*, no. iii, (2014), pp. 128–133.
- [28] SHALTOUT, A. and ISMAIL, F., "Modeling and Simulation of Sensorless Control of Pmsm With", *Journal of Electrical Engineering*, (Mar. 2015), pp. 1–8.
- [29] COMANESCU, M. and BATZEL, T. D., "Reduced order observers for rotor position estimation of nonsalient PMSM", *2009 IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf. IEMDC '09*, (2009), pp. 1346–1351.
- [30] XU, D., WANG, T., and WEI, H., "Comparison between model reference observer and reduced order observer of PMSM torque", *Proc. 2011 6th IEEE Conf. Ind. Electron. Appl. ICIEA 2011*, no. 1, (2011), pp. 663–667.
- [31] HINKKANEN, M., TUOVINEN, T., HARNEFORS, L., and LUOMI, J., "A reduced-order position observer with stator-resistance adaptation for PMSM drives", *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, vol. 1, (2010), pp. 3071–3076.

- [32] KAILAS, B. S., “Sensorless Speed And Position Estimation Of PMSM Based On Sliding Mode Observer With Tan Hyperbolic Function”, *IOSR J. Electr. Electron. Eng. Ver. I*, vol. 10, no. 4, (2015), pp. 2278–1676.
- [33] MASOUMI S. and DOCTORAL, K., “Sliding-Mode Observer for Speed and Position Sensorless Control of Linear-PMSM”, *Electrical Control and Communication Engineering*, (2014), pp. 20–26.
- [34] PAPONPEN, K. and KONGHIRUN, M., “An Improved Sliding Mode Observer for Speed Sensorless Vector Control Drive of PMSM”, *2006 CES/IEEE 5th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, vol. 2, no. 2, (2006), pp. 1–5.
- [35] YANG, L., LIU, G., and LI, H., “Sliding mode variable structure observer for PMSM position sensorless”, *Int. Work. Intell. Syst. Appl. ISA 2009*, no. 1, (2009), pp. 5–8.
- [36] VASILIOS, I. and NIKOLAOS, M., “Sensorless Sliding Mode Observer Based on Rotor Position Error for Salient-Pole PMSM”, *17<sup>th</sup> Mediterranean Conference on Control & Automation*, (2009), pp. 1517–1522.
- [37] VAS, P., STRONACH, A.F., NEUROTH, M., “A Fuzzy-Controlled Speed-Sensorless Induction Motor Drive with Flux Estimators”, *Electrical Machines and Drives*, no. 412, (1995), pp. 315–319.
- [38] HUSSAIN, S., “Sensorless Control of PMSM Drive using Neural Network Observer”, *The First International Conference of Electrical, Communication, Computer, Power and Control Engineering*, (2016).
- [39] KUSHWAH, R., “Speed Control of Separately Excited Dc Motor Using Fuzzy Logic Controller,” *Int. J. Eng. Trends Technol.*, vol. 4, no. 6, (2013), pp. 2518–2523.
- [40] UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI CAGLIARI. - **A Quick Introduction To Sliding Mode Control and its applications.**
- [41] KHOUIDMI, H. and MASSOUM, A., “Reduced-order sliding mode observer-based speed sensorless vector control of double stator induction motor”, *Acta Polytech. Hungarica*, vol. 11, no. 6, (2014), pp. 229–249.
- [42] MICHEL, A. N., “Stability: The Common Thread In the Evolution of Feedback Control”, *IEEE Control Systems*, (Jun. 1996), pp. 50–60.
- [43] PAI, M. A. and SAUER, P. W., “Stability analysis of power systems by Lyapunov’s direct method,” *IEEE Control Syst. Mag.*, vol. 9, no. 1, (1989), pp. 23–27.



## Anexo A

### Elementos Complementares

#### A.1 – Inicialização de parâmetros do PEL

O anexo A, corresponde à inicialização de parâmetros e características do PEL modelado em ferramenta computacional Matlab3/Simulink®.

```

clear; clc;
Rs=2.2/2; %Resistencia do estator/fase (Ohm)
Ls=(15.1e-3) /2; %Coef. de auto-indução do estator/fase (H)
Ms=Ls/2; %Coef. de indução mutua do estator/fase (entre bobinas mais
proximas: tau_p/2) (H)
%Ms=0
tau_p=11.67e-3; %Passo polar (m)
fem=126.8; %fem da maquina fase-fase (Vpk/m.s^-1)
%O valor da fem do motor linear permite determinar o valor maximo do fluxo
%dos magnetos permanentes considerando a velocidade de ensaio da fem de 1
m/s:
PSIm=fem/sqrt(3)*tau_p/pi; %Fluxo maximo dos magnetos permanentes (Wb)
PSIM=(sqrt(3/2))*PSIm; %Valor do fluxo no referencial dq (Wb)
Kf=pi*PSIM/tau_p; %Constante de força (N/A)
Fmax=5249; %Força maxima (N)
vmax=2.3; %Velocidade maxima (m/s)
xmax=0.3; %Deslocamento maximo (m)
carga=13
carga_d=5*13+9*1
m_veio=9.5+0.9; %Inercia do veio + encoder linear (kg)
I=m_veio+carga_d;
mT=m_veio+carga
%Nos coef. de atrito viscoso e de Coulomb consideram-se que as respectivas
forças de atrito
%Fav=Kd*v e Fac=Ke sao cerca de 4 e 6 por cento do valor maximo de força:
%Kd=0.04*Fmax/vmax; %Coef. de atrito viscoso, ou dinamico (N/m.s^-1)
%Ke=0.06*Fmax %Coef. de atrito de Coulomb, ou estatico (N)
%Ke=222;
Kd=534;
g=9.8; %Aceleração gravitica (m.s^-2)
Kai=I/Kf;
%=====
%=====
%Modelo de estado PM-TLSM
C=sqrt(2/3)*[1 0 1/sqrt(2); -.5 sqrt(3)/2 1/sqrt(2); -.5 -sqrt(3)/2
1/sqrt(2)]; %Matriz de Concordia
C'; %Transposta da matriz C
Rabc=[Rs 0 0; 0 Rs 0; 0 0 Rs]; %Matriz das resistencias do estator em abc
Ralfa_beta=C'*Rabc*C; %Matriz das resistencias do estator em alfa,beta
Labc=[Ls Ms Ms; Ms Ls Ms; Ms Ms Ls]; %Matriz dos coef. de auto-indução e
indução mutua do estator em abc

```

```

Lalfa_beta=C'*Labc*C; %Matriz dos coef. de auto-inducao e inducao mutua
do estator em alfa,beta
aa=-(Labc^-1)*Rabc; %Matriz do sistema ou da dinamica
bb=(Labc^-1); %Matriz de controlo do sistema
cc=[1 0 0; 0 1 0; 0 0 1]; %Matriz de saida (relaciona a saida do sistema
com as variaveis de estado)
dd=[0 0 0; 0 0 0; 0 0 0]; %Matriz de transmissao directa (relaciona a
saida do sistema com as variaveis de entrada)
%=====
%=====
%Controlo vectorial das correntes
A=[0 0 1 5; 0 1 1 4; 0 1 1 4; 0 1 0 3; 1 0 1 6; 0 0 0 0; 0 0 0 0; 1 1 0 2;
0 0 1 5; 0 0 0 0; 0 0 0 0; 0 1 0 3; 1 0 1 6; 1 0 0 1; 1 0 0 1; 1 1 0 2]';
A(:, :, 2)=[0 0 1 5; 0 1 1 4; 0 1 1 4; 0 1 0 3; 1 0 1 6; 1 1 1 7; 1 1 1 7; 1
1 0 2; 0 0 1 5; 1 1 1 7; 1 1 1 7; 0 1 0 3; 1 0 1 6; 1 0 0 1; 1 0 0 1; 1 1 0
2]';
Ilim_sup=Fmax/Kf; %Limite maximo superior da corrente do estator do
motor (Nao se considera a saturacao) (A)
Ilim_inf=-Ilim_sup; %Limite maximo inferior da corrente do estator do
motor (A)
%=====
%=====
%Dimensionamento dos ganhos do anel de velocidade, Kvp e Kvi
%tau_m=I/Kd; %Constante de tempo de atraso mecanica (s)
w0=100; %Frequencia natural nao amortecida (rad/s)
Tz=3.2/w0; %Polo do compensador PI do anel de velocidade
%Tp=Kf/(Kai*I*w0^2); %Zero do compensador PI do anel de velocidade
Tp=Kf*Kai/(I*w0^2);
Kpv=Tz/Tp; %Ganho proporcional (s^-1) - entrada rampa
Kiv=1/Tp; %Ganho integral (s^-1) - entrada rampa
Kiv ULTRA=Kiv*250e-6;
K=Kf*Kai/I;
%Kpmax=K/(K*Tz-1/Tz);
Kp=100;
%=====
%=====
%Referencias (valores absolutos)
pos=0.3;
veloc=1;
acel=10;
desac=10;
t1=veloc/acel;
x1=0.5*acel*t1^2;
x2=pos-0.5*(veloc^2)/desac;
t2=(x2-x1)/veloc+t1;
tff=veloc/desac+t2;
%curva_s=[0 t1 t2 tff tff+t1; 0 veloc veloc 0 0]'
curva_s=[0 t1 t1+eps t2 t2+eps tff tff+eps tff+t1; acel acel 0 0 -desac -
desac 0 0]';
%=====
%=====
erro=0.00001; %largura da janela de erro do limitador dinamico
%=====
%=====
Fs=234;
Fc=200.4;
Kv=281.3;
vs=0.4852;
%=====
%=====
%Kpmax=400;

```

```
%Kpmin=0;
%Flast=readfis('FuzzyC');
%gensurf(Falfa)
%fuzzy_vel
%=====
xi=0
vi=0
Kaff=0;
Kvff=0;
%Kp=(2*w0^2-Kiv*K)/(Kpv*K)
%Kp1=(2*w0^2-Kiv*K)/(sqrt(2)*w0)
%KP=w0^3/(Kiv*K)
%constantes relativas ao observador de modo de deslizamento
k=10e3;
s=8000;
```



## Anexo B

# Implementação em ferramenta computacional Matlab/Simulink® dos modelos do PEL com os observadores de posição escolhidos

### B.1 – Posicionador eletromecânico linear

O anexo B.1 apresenta o modelo do posicionador eletromecânico linear com os observadores escolhidos, em ferramenta computacional Matlab/Simulink®.

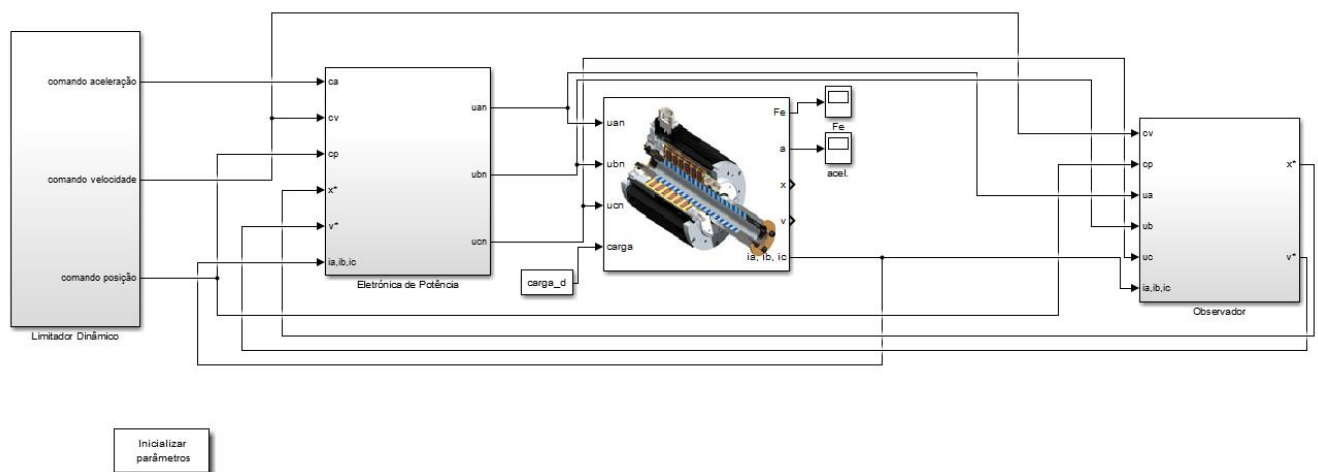


Figura B.1 – Posicionador eletromecânico linear em ferramenta computacional Matlab/Simulink.

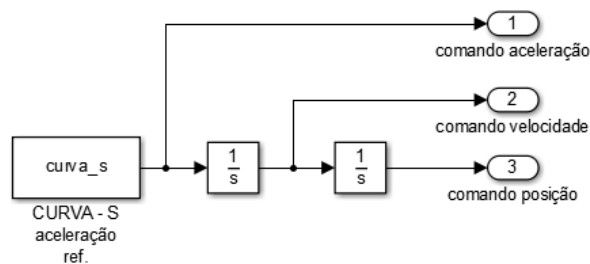


Figura B.2 – Pormenor do bloco Limitador dinâmico.

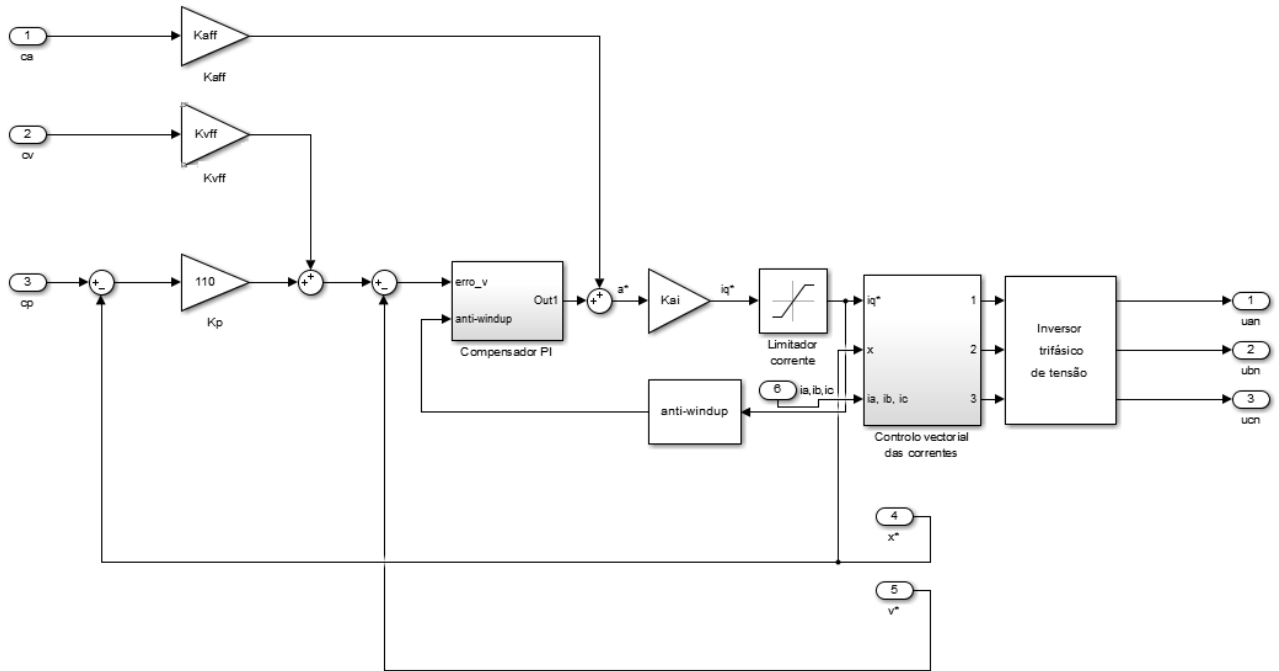


Figura B.3 – Pormenor do bloco Eletrónica de Potência.

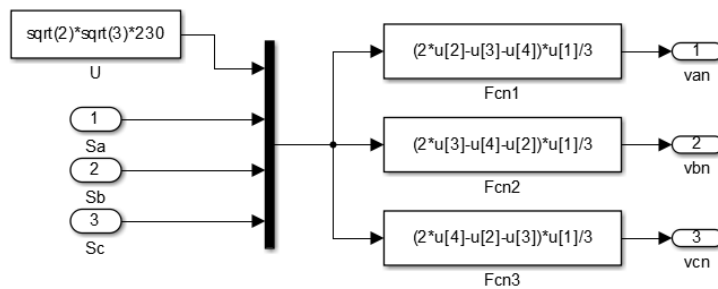


Figura B.4 – Pormenor do bloco Controlo vectorial das correntes dentro do bloco Eletrónica de Potência.

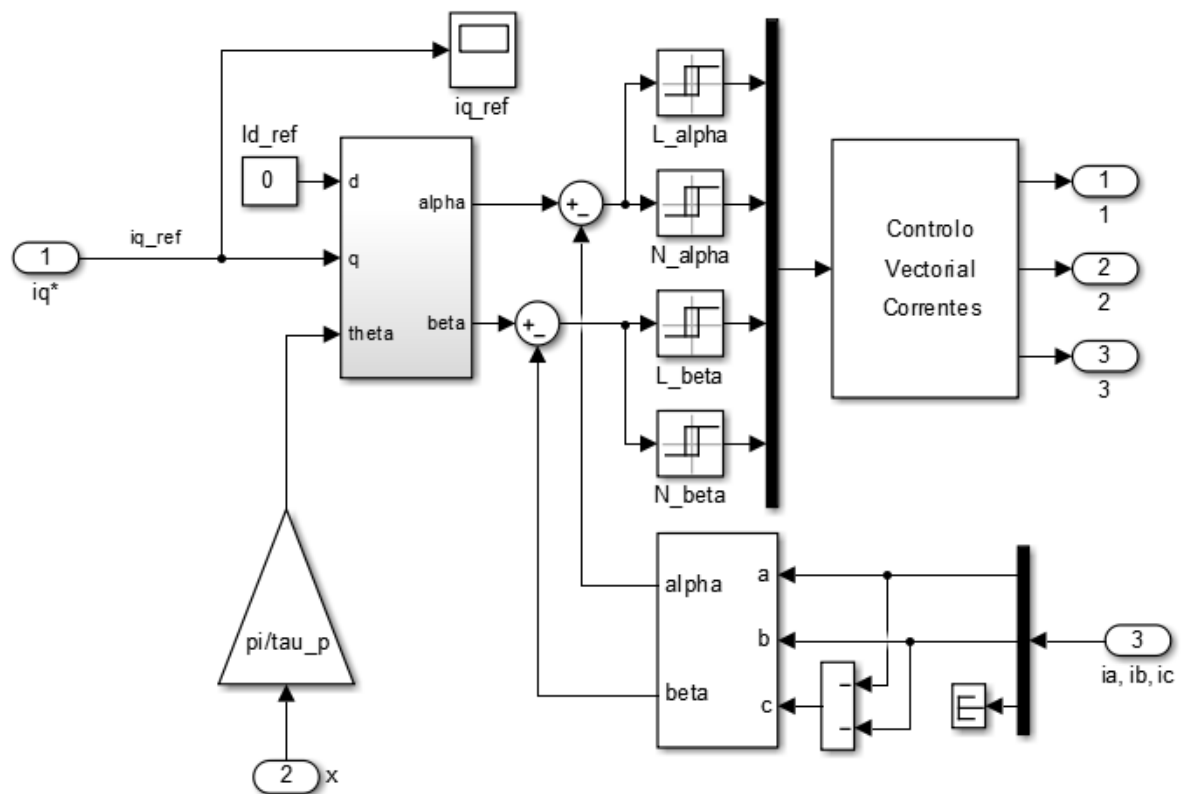


Figura B.5 – Pormenor do bloco Inversor trifásico de tensão das correntes dentro do bloco Eletrónica de Potência.

## B.2 – Observador por modo de deslizamento

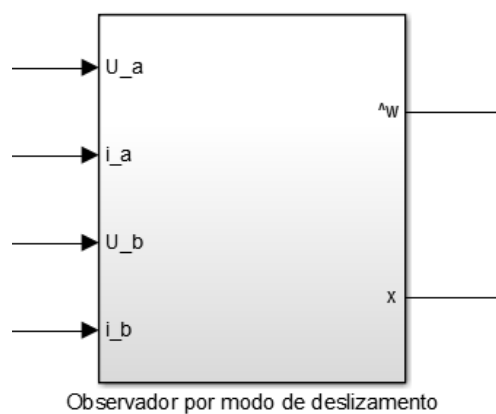


Figura B.6 – Pormenor do Observador, utilizando o Observador por modo de deslizamento.

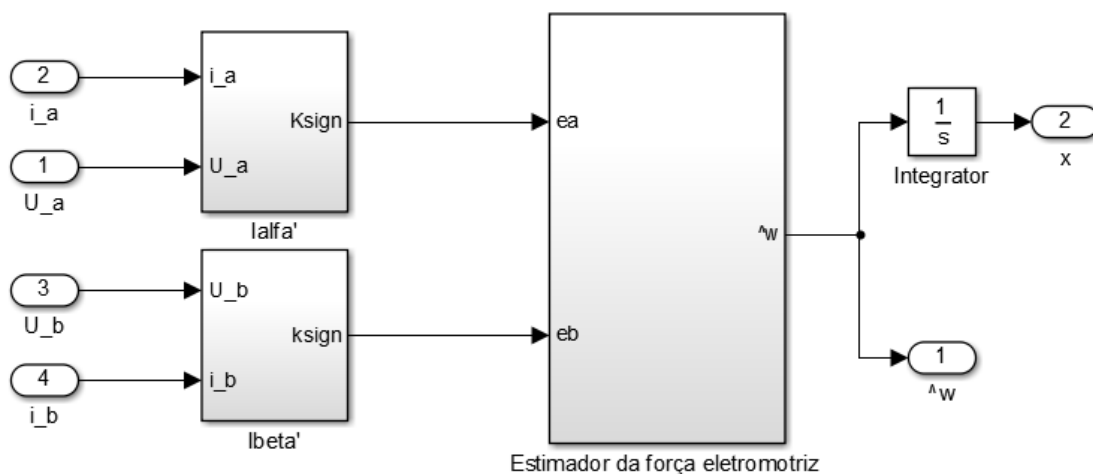


Figura B.7 – Pormenor do bloco Observador por modo de deslizamento.

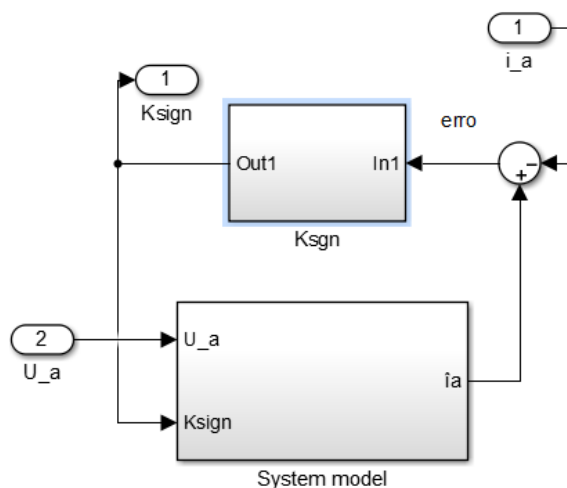


Figura B.8 – Pormenor do bloco lalfa'.

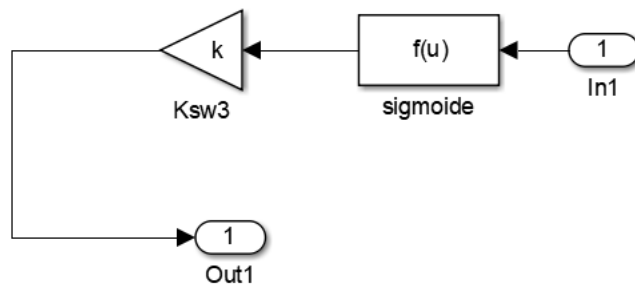


Figura B.9 – Pormenor do bloco Ksgn.

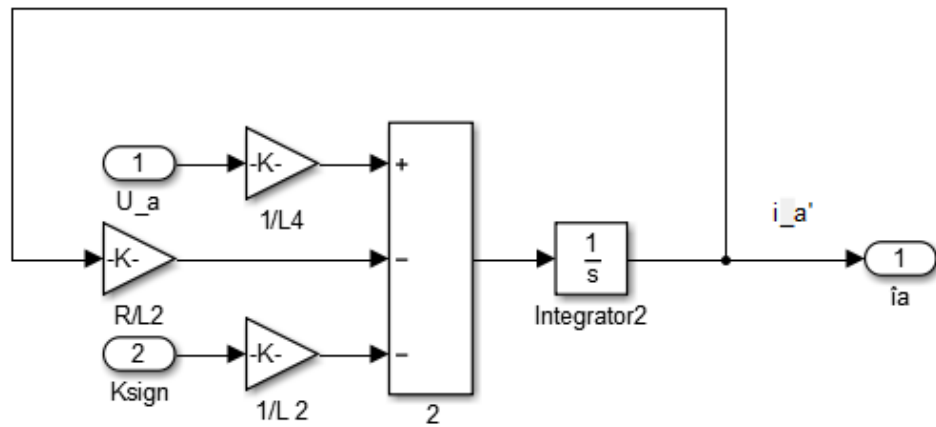


Figura B.10 – Pormenor do bloco System Model.

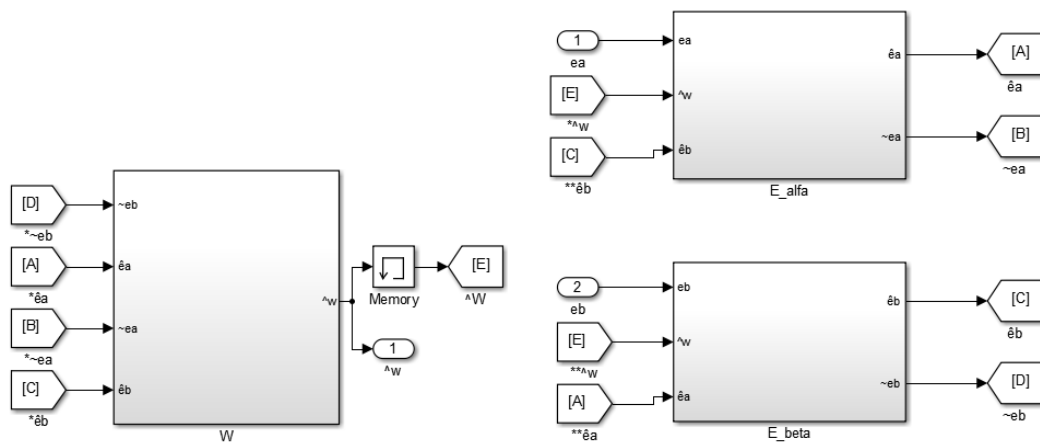


Figura B.11 – Pormenor do bloco Estimador da força eletromotriz.

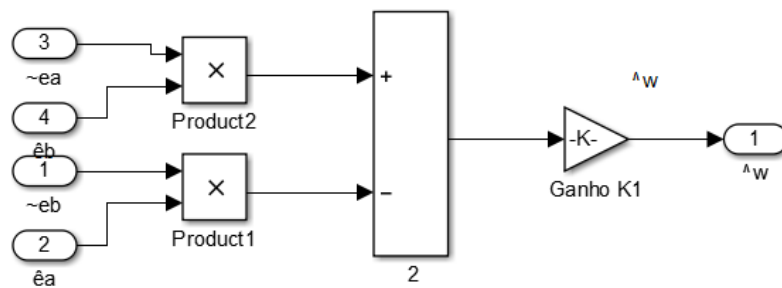


Figura B.12 – Pormenor do bloco w, dentro do bloco Estimador da força eletromotriz.

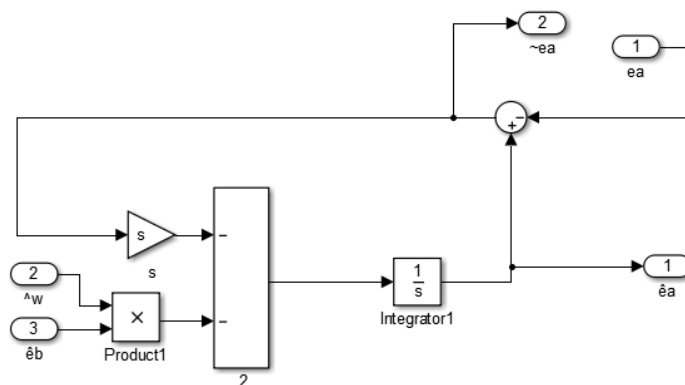


Figura B.13 – Pormenor do bloco E\_alfa, dentro do bloco Estimador da força eletromotriz.

### B.3 – Observador de Luenberger

Apresentam-se nas figuras B.14 a B. a implementação em ferramenta de simulação numérica o observador de Luenberger.

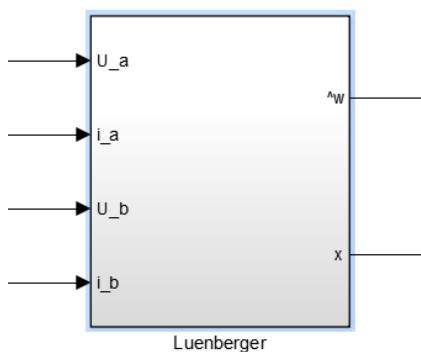


Figura B.14 – Pormenor do Observador, utilizando o Observador de Luenberger.

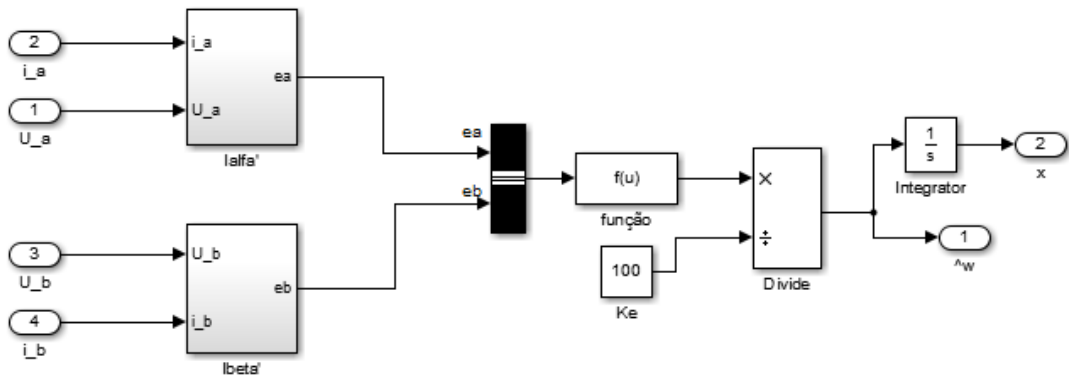


Figura B.15 – Pormenor do bloco Luenberger.

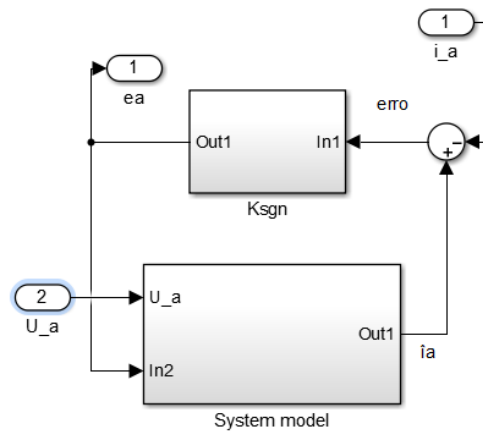


Figura B.16 – Pormenor do bloco Ialfa'.

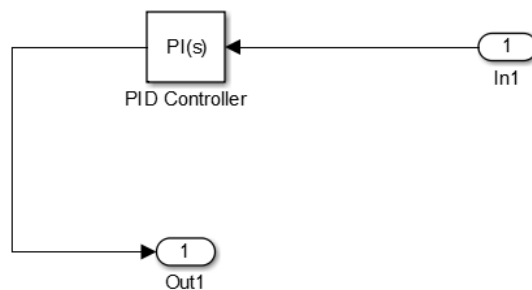


Figura B.17 – Pormenor do bloco Ksgn.

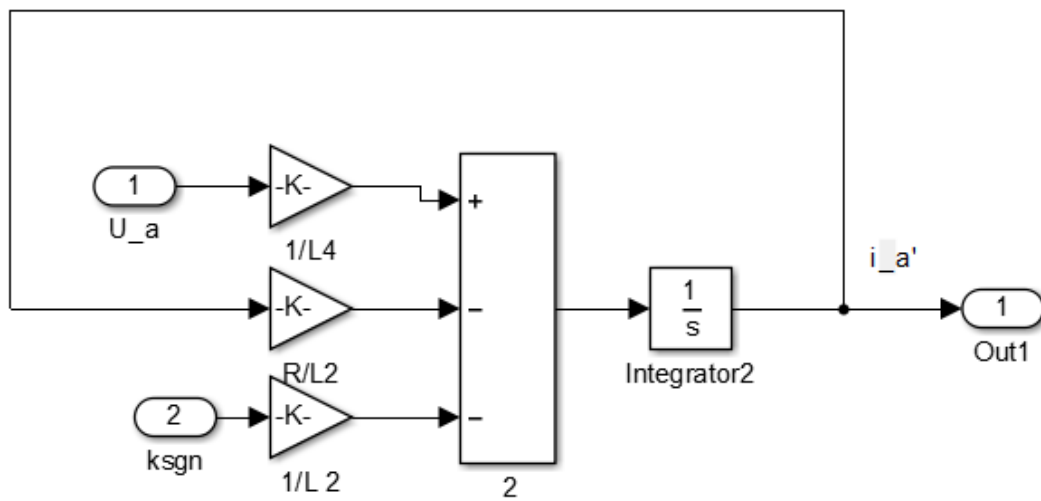


Figura B.18 – Pormenor do bloco System Model.