

Igualando ambas as parcelas de (2) o τ_i e J são obtidos com (3).

$$\begin{cases} \frac{1}{\tau_i} = 120 \\ \frac{(k_a \phi)^2}{\tau_i J R} = 4000 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \tau_i = \frac{1}{120} \Leftrightarrow \tau_i = 8,3 \text{ms} \\ J = \frac{(k_a \phi)^2}{\tau_i R 4000} \Leftrightarrow J = \frac{1}{1/120 \times 1 \times 4000} \Leftrightarrow J = 0,03 \text{kgm}^2 \end{cases} \quad (3)$$

Solução B

Utilizar a fórmula resolvente $ax^2 + bx + c = 0 \Leftrightarrow x = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$ em $s^2 + s \frac{1}{\tau_i} + \frac{(k_a \phi)^2}{\tau_i J R}$ (4).

$$s = \frac{-\frac{1}{\tau_i} \pm \sqrt{\frac{1}{\tau_i^2} - 4 \frac{(k_a \phi)^2}{\tau_i J R}}}{2} \Leftrightarrow s = -\frac{1}{2\tau_i} \pm \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{\tau_i^2} - 4 \frac{(k_a \phi)^2}{\tau_i J R}} \quad (4)$$

Desta forma e em correspondência com a localização dos dois pólos complexos conjugados (Figura b) é obtido (5).

$$\begin{cases} -\frac{1}{2\tau_i} = -60 \Leftrightarrow \tau_i = \frac{1}{120} \\ \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{\tau_i^2} - 4 \frac{(k_a \phi)^2}{\tau_i J R}} = 20 \end{cases} \Leftrightarrow \dots \Leftrightarrow \begin{cases} \tau_i = \frac{1}{120} \\ J = \frac{1}{\frac{\tau_i R}{(k_a \phi)^2} \left(-20^2 + \frac{1}{4\tau_i^2} \right)} \Leftrightarrow \begin{cases} \tau_i = 8,3 \text{ms} \\ J = 0,03 \text{kgm}^2 \end{cases} \end{cases} \quad (5)$$

Determinação do ganho K :

A determinação do ganho K (6) é obtida a partir do regime permanente da função de transferência $\Omega(s)/U_c(s)$ (Figura a) e sabendo que para 1V em u_c corresponde 100rpm, conforme enunciado do problema.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{\omega(t)}{u_c(t)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\Omega(s)}{U_c(s)} = 100 \times \frac{2\pi}{60} \Leftrightarrow \lim_{s \rightarrow 0} \left\{ \frac{\frac{K k_a \phi}{\tau_i J R}}{(1 + \tau_e s) \left[s^2 + \frac{s}{\tau_i} + \frac{(k_a \phi)^2}{\tau_i J R} \right]} \right\} = 100 \times \frac{2\pi}{60} \Leftrightarrow$$

$$\frac{K k_a \phi}{\tau_i J R} = 100 \times \frac{2\pi}{60} \Leftrightarrow K = 100 \times \frac{2\pi}{60} \times k_a \phi \Leftrightarrow K = 10,4$$

b) Utilizando o critério do mínimo ITAE, relativamente à resposta óptima para entrada escalão, para sistemas de segunda ordem, dimensionar os parâmetros do compensador $C(s)$ e do filtro de entrada $F(s)$.

Para utilizar o critério ITAE para sistemas de 2ª ordem é necessário reduzir a ordem do sistema (**Solução 1**) ou utilizar um compensador PID (**Solução 2**) para cancelar os dois pólos dominantes.

Solução 1

Uma vez que o coeficiente de amortecimento do subsistema máquina é suficientemente elevado, conforme calculado em (7), pode ser feita uma aproximação de 1ª ordem, conforme calculado em (8), da função de transferência da máquina (Figura a) [Palma 1999; 5.2.3, (5.13a), pp. 207 e 6.3.3, pp. 273].

$$s^2 + s \frac{1}{\tau_i} + \frac{(k_a \phi)^2}{\tau_i J R} = s^2 + 120s + 4000 \xrightarrow{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \begin{cases} \omega_n = \sqrt{4000} \\ \zeta = \frac{120}{2\omega_n} \Leftrightarrow \zeta = 0,95 > 0,6 \end{cases} \quad (7)$$

$$s^2 + s \frac{1}{\tau_i} + \frac{(k_a \phi)^2}{\tau_i J R} \approx s \frac{1}{\tau_i} + \frac{(k_a \phi)^2}{\tau_i J R} = \left[1 + s \frac{J R}{(k_a \phi)^2} \right] \frac{(k_a \phi)^2}{\tau_i J R} \quad (8)$$

Com a simplificação em (8), a FT $\Omega(s)/U_c(s)$ é obtida com (9).

$$\frac{\Omega(s)}{U_c(s)} = \frac{\frac{K k_a \phi}{\tau_i J R}}{(1 + s \tau_e) \left[1 + s \frac{J R}{(k_a \phi)^2} \right] \frac{(k_a \phi)^2}{\tau_i J R}} = \frac{\frac{K}{k_a \phi}}{(1 + s \tau_e) \left[1 + s \frac{J R}{(k_a \phi)^2} \right]} \xrightarrow{\tau = \frac{J R}{(k_a \phi)^2}} \frac{\frac{K}{k_a \phi}}{(1 + s \tau_e)(1 + s \tau)} \quad (9)$$

Em (9) foi feita a simplificação com $\tau = \frac{J R}{(k_a \phi)^2}$

Considerar um compensador PI para o controlador de velocidade conforme (10) e (11).

$$C(s) = \frac{K_v(1 + s \tau_v)}{s} \quad (10)$$

$$C(s) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (11)$$

Relacionando os ganhos proporcional (K_p) e integral (K_I) de (10) e (11) obtém-se (12).

$$C(s) = \frac{K_v(1 + s \tau_v)}{s} \Leftrightarrow C(s) = K_v \tau_v + \frac{K_v}{s} \rightarrow \begin{cases} K_p = K_v \tau_v \\ K_I = K_v \end{cases} \quad (12)$$

Considerando a FT do compensador PI conforme (10), e uma vez que se verifica $\tau > 2\tau_e$ pode-se cancelar o zero do controlador com o pólo dominante do sistema [Palma 1999; 5.4.3, (5.25), pp. 234 e 6.3.3, pp. 274] (13).

$$1 + s\tau_v = 1 + s\tau \Leftrightarrow \tau_v = \tau = \frac{JR}{(k_a\phi)^2} \Leftrightarrow \tau_v = \frac{0,03 \times 1}{1^2} \Leftrightarrow \tau_v = 30\text{ms} \quad (13)$$

Determinar a FT em malha fechada de $\mathcal{L}(s)/\mathcal{L}^*(s)$ (Figura a) com (14).

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = F(s) \frac{\frac{K_v K}{k_a \phi}}{s(1 + s\tau_e)} = F(s) \frac{\frac{K_v K}{k_a \phi}}{s(1 + s\tau_e) + \frac{K_v K}{k_a \phi}} = F(s) \frac{\frac{K_v K}{\tau_e k_a \phi}}{s^2 + \frac{1}{\tau_e} s + \frac{K_v K}{\tau_e k_a \phi}} \quad (14)$$

Uma vez que não existem zeros na FT em cadeia fechada (14), pode fazer-se $F(s)=1$.

Para dimensionar K_v (15) aplica-se o critério do ITAE para sistemas de 2ª ordem [Palma 1999;

Quadro 5.2, pp. 214]: $s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2$; $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$

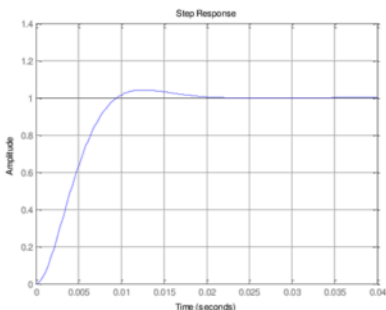
$$\begin{cases} 2\xi\omega_n = \frac{1}{\tau_e} \\ \omega_n^2 = \frac{K_v K}{\tau_e k_a \phi} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \omega_n = \frac{1}{2\xi\tau_e} \Leftrightarrow \omega_n = \frac{1}{\sqrt{2}\tau_e} \\ \frac{K_v K}{\tau_e k_a \phi} = \frac{1}{\tau_e^2} \Leftrightarrow K_v = \frac{k_a \phi}{2K\tau_e} \Leftrightarrow K_v = \frac{1}{2 \times 10,4 \times 2 \times 10^{-3}} \Leftrightarrow K_v = 24 \end{cases} \quad (15)$$

Substituir os valores de (13) e (15) em (12) para obter (16).

$$\begin{cases} K_I = K_v \Leftrightarrow K_I = 24 \\ K_p = K_v \tau_v \Leftrightarrow K_p = 24 \times 30 \times 10^{-3} \Leftrightarrow K_p = 0,72 \end{cases} \quad (16)$$

O código seguinte em *Matlab* permite obter a evolução temporal da velocidade ω , a partir da FT (14), para uma entrada em escalão unitária.

```
clc; clear all;
kafi=1; J=0.03; Tao_i=1/120; R=1;
Tao_e=1/500;
Kv=24; K=10.4;
%H(s)=( (Kv*K)/(Tao_e*kafi))/(s^2 + 1/Tao_i*s + (Kv*K)/(Tao_e*kafi))
H = tf([0 0 (Kv*K)/(Tao_e*kafi)], [1 1/Tao_e (Kv*K)/(Tao_e*kafi)]);
step(H,0.04); grid on;
```



Solução 2

Se for utilizado um compensador PID, cancela-se os dois pólos dominantes, associados à máquina, com os dois zeros do PID (17), (18).

$$C(s) = K_p + \frac{1}{s} K_I + s K_D = \frac{s K_p + K_I + s^2 K_D}{s} = \frac{K_D \left(s^2 + s \frac{K_p}{K_D} + \frac{K_I}{K_D} \right)}{s} \quad (17)$$

$$C(s) = \frac{K_c (1 + s \tau_1)(1 + s \tau_2)}{s} = \frac{K_c (\tau_1 \tau_2 s^2 + (\tau_1 + \tau_2) s + 1)}{s} = \frac{K_c \tau_1 \tau_2 \left(s^2 + \frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_1 \tau_2} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} \right)}{s} \quad (18)$$

Relacionar (17) e (18) para obter (19) com a relação entre os ganhos proporcional (K_p), integral (K_I), derivativo (K_D) e as constantes de tempo τ_1 e τ_2 .

$$\begin{cases} K_D = K_c \tau_1 \tau_2 \\ \frac{K_p}{K_D} = \frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_1 \tau_2} \\ \frac{K_I}{K_D} = \frac{1}{\tau_1 \tau_2} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} K_D = K_c \tau_1 \tau_2 \\ K_p = K_D \frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_1 \tau_2} = K_c \tau_1 \tau_2 \frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_1 \tau_2} \\ K_I = K_D \frac{1}{\tau_1 \tau_2} = K_c \tau_1 \tau_2 \frac{1}{\tau_1 \tau_2} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} K_D = K_c \tau_1 \tau_2 \\ K_p = K_c (\tau_1 + \tau_2) \\ K_I = K_c \end{cases} \quad (19)$$

Para dimensionar o ganho (K_c) e as duas constantes tempo (τ_1 e τ_2) do compensador PID (18) aplica-se o critério do ITAE para sistemas de 2ª ordem [Palma 1999; Quadro 5.2, pp. 214]:

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2; \xi = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (20).$$

As duas constantes tempo (τ_1 e τ_2) do compensador PID (18) são obtidas com (20).

$$\begin{aligned}
 & \left\{ \begin{array}{l} \frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_1 \tau_2} = \frac{1}{\tau_i} \\ \frac{1}{\tau_1 \tau_2} = \frac{(k_a \phi)^2}{\tau_i J R} \end{array} \right\} \Leftrightarrow \left\{ \begin{array}{l} \tau_1 + \tau_2 = \tau_i \tau_2 \frac{1}{\tau_i} \\ \tau_1 \tau_2 = \frac{\tau_i J R}{(k_a \phi)^2} \end{array} \right\} \Leftrightarrow \left\{ \begin{array}{l} \tau_1 + \tau_2 = \frac{\tau_i J R}{(k_a \phi)^2} \frac{1}{\tau_i} \\ \dots \end{array} \right\} \Leftrightarrow \left\{ \begin{array}{l} \tau_1 = \frac{\tau_i J R}{(k_a \phi)^2} \frac{1}{\tau_i} - \tau_2 \\ \dots \end{array} \right\} \Leftrightarrow \\
 & \left\{ \begin{array}{l} \left[\frac{\tau_i J R}{(k_a \phi)^2} \frac{1}{\tau_i} - \tau_2 \right] \tau_2 = \frac{\tau_i J R}{(k_a \phi)^2} \\ -\tau_2^2 + \frac{\tau_i J R}{(k_a \phi)^2} \frac{1}{\tau_i} \tau_2 = \frac{\tau_i J R}{(k_a \phi)^2} \end{array} \right\} \Leftrightarrow \\
 & \left\{ \begin{array}{l} -\tau_2^2 + \frac{\tau_i J R}{(k_a \phi)^2} \frac{1}{\tau_i} \tau_2 - \frac{\tau_i J R}{(k_a \phi)^2} = 0 \\ \tau_2 = \mp \left\{ \frac{\sqrt{-J R [4 \tau_i (k_a \phi)^2 - J R]} + J R}{2 (k_a \phi)^2} \right\} \end{array} \right\} \Leftrightarrow \\
 & \left\{ \begin{array}{l} \tau_1 = \frac{\tau_i J R}{(k_a \phi)^2} \frac{1}{\tau_i} \pm \left\{ \frac{\sqrt{-J R [4 \tau_i (k_a \phi)^2 - J R]} + J R}{2 (k_a \phi)^2} \right\} \\ \tau_2 = \mp \left\{ \frac{\sqrt{-J R [4 \tau_i (k_a \phi)^2 - J R]} + J R}{2 (k_a \phi)^2} \right\} \end{array} \right\} \Leftrightarrow \\
 & \left\{ \begin{array}{l} \tau_1 = \pm \left\{ \frac{\sqrt{-J R [4 \tau_i (k_a \phi)^2 - J R]} + J R}{2 (k_a \phi)^2} \right\} \\ \tau_2 = \mp \left\{ \frac{\sqrt{-J R [4 \tau_i (k_a \phi)^2 - J R]} + J R}{2 (k_a \phi)^2} \right\} \end{array} \right\} \quad (20)
 \end{aligned}$$

O ganho (K_c) do compensador PID (18) é obtido de igual forma como no caso anterior, ou seja, equações (14), (15) e (16).

O código seguinte em *Matlab* permite obter os resultados de (20).

```

clc; clear all;
syms Tao_1 Tao_2 Tao_i kafi J R
S = solve([(Tao_1+Tao_2)/(Tao_1*Tao_2) == 1/Tao_i, 1/(Tao_1*Tao_2) ==
kafi^2/(Tao_i*J*R)], [Tao_1, Tao_2]);
S.Tao_1, %clc; pretty(simplify(S.Tao_1));
S.Tao_2, %clc; pretty(simplify(S.Tao_2));

```

ans =

$$\begin{aligned}
 & (J^*R)/kafi^2 - ((-J^*R*(4*Tao_i*kafi^2 - J^*R))^{(1/2)} + J^*R)/(2*kafi^2) \\
 & ((-J^*R*(4*Tao_i*kafi^2 - J^*R))^{(1/2)} - J^*R)/(2*kafi^2) + (J^*R)/kafi^2
 \end{aligned}$$

ans =

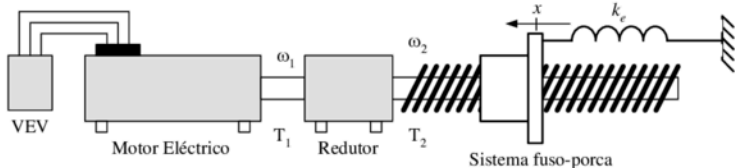
$$\begin{aligned}
 & ((-J^*R*(4*Tao_i*kafi^2 - J^*R))^{(1/2)} + J^*R)/(2*kafi^2) \\
 & -((-J^*R*(4*Tao_i*kafi^2 - J^*R))^{(1/2)} - J^*R)/(2*kafi^2)
 \end{aligned}$$

Bibliografia:

Palma, J. (1999), “*Accionamentos Electromecânicos de Velocidade Variável*”, Fundação Calouste Gulbenkian, 1999, ISBN 972-31-0839-9.

Problema 7A

Um motor eléctrico accionado a um redutor acciona um sistema par fuso-porca. Na extremidade da porca existe uma mola, conforme o esquema da figura. O motor eléctrico tem momento de inércia J_m e coeficiente de atrito viscoso k_{Dm} . O redutor tem uma relação de transmissão i_r e um rendimento η_r . O sistema par fuso-porca tem uma relação de transmissão i_{fp} e um rendimento η_{fp} . A mola tem um coeficiente de elasticidade k_e .



- a)** Obtenha a equação da dinâmica do motor eléctrico, T_m , referida à coordenada da posição linear x , ou seja, $T_m = f(x)$. [cotação: 3 valores]
- b)** Admita um deslocamento Δx da porca num intervalo de tempo Δt . Considere que a relação $\Delta x / \Delta t$ é constante. Para esta situação calcule o binário motor, T_m , necessário aplicar. [cotação: 1 valores]
- c)** Justificadamente, sem efectuar qualquer tipo de dimensionamento, apresente uma possível solução de um diagrama de blocos representativo de um sistema de accionamento para controlo da posição linear x . [cotação: 2 valores]

Resolução:

- a)** Obtenha a equação da dinâmica do motor eléctrico, T_m , referida à coordenada da posição linear x , ou seja, $T_m = f(x)$.

Equação mecânica do sistema de acordo com (1).

$$T_m = J_m \frac{d\omega_1}{dt} + k_{Dm} \omega_1 + T_r \xrightarrow{T_r = T_1} T_m = J_m \frac{d\omega_1}{dt} + k_{Dm} \omega_1 + T_1 \quad (1)$$

Em (1) T_1 representa o binário resistente na entrada do redutor visto pelo motor.

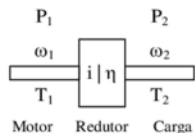


Figura 1: Sistema mecânico redutor.

Com a figura anterior, a relação entre binários de entrada e saída do redutor é obtida com (2).

$$\eta_r = \frac{P_2}{P_1} \Leftrightarrow P_2 = \eta_r P_1 \Leftrightarrow \omega_2 T_2 = \eta_r \omega_1 T_1 \Leftrightarrow \frac{T_2}{\eta_r T_1} = \frac{\omega_1}{\omega_2} \Leftrightarrow i_r = \frac{T_2}{\eta_r T_1} = \frac{\omega_1}{\omega_2} \rightarrow T_1 = \frac{T_2}{\eta_r i_r} \quad (2)$$

Da equação (2) obtém-se duas relações, (3) e (4).

$$i_r = \frac{T_2}{\eta_r T_1} \Leftrightarrow T_1 = \frac{T_2}{\eta_r i_r} \quad (3)$$

$$i_r = \frac{\omega_1}{\omega_2} \quad (4)$$

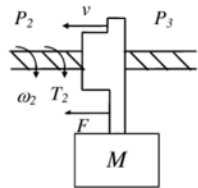


Figura 2: Sistema mecânico fuso-porca.

Com base na Figura 2, a relação entre binário e força do sistema par fuso-porca é (5).

$$\eta = \frac{P_3}{P_2} \Leftrightarrow P_3 = \eta_{fp} P_2 \Leftrightarrow vF = \eta_{fp} \omega_2 T_2 \Leftrightarrow \frac{F}{\eta_{fp} T_2} = \frac{\omega_2}{v} \Leftrightarrow i_{fp} = \frac{F}{\eta_{fp} T_2} = \frac{\omega_2}{v} \quad (5)$$

Da equação (5) obtém-se duas relações, (6) e (7).

$$i_{fp} = \frac{F}{\eta_{fp} T_2} \Leftrightarrow T_2 = \frac{F}{\eta_{fp} i_{fp}} \quad (6)$$

$$i_{fp} = \frac{\omega_2}{v} \quad (7)$$

Desprezando a massa da mola e admitindo um comportamento linear, a força de tracção e de compressão F é obtida por (8).

$$F = k_e x \quad (8)$$

Resolução para controlo de posição x . Substituir (8) em (6) para obter (9).

$$T_2 = \frac{F}{\eta_{fp} i_{fp}} \Leftrightarrow T_2 = \frac{k_e x}{\eta_{fp} i_{fp}} \quad (9)$$

Substituir (9) em (2) para obter (10).

$$T_1 = \frac{T_2}{\eta i_r} \Leftrightarrow T_1 = \frac{k_e x}{\eta_{fp} i_{fp} \eta i_r} \quad (10)$$

Substituir (10) em (1) para obter (11).

$$T_m = J_m \frac{d\omega_1}{dt} + k_{Dm} \omega_1 + T_1 \Leftrightarrow T_m = J_m \frac{d\omega_1}{dt} + k_{Dm} \omega_1 + \frac{k_e x}{\eta_{fp} i_{fp} \eta i_r} \quad (11)$$

Resolver (4) em ordem a ω_1 e substituir (6) para obter (12).

$$i_r = \frac{\omega_1}{\omega_2} \Leftrightarrow \omega_1 = i_r \omega_2 \xrightarrow[i_p = \frac{\omega_1}{\omega_2}]{\omega_2 = \frac{v}{i_p}} \omega_1 = i_r i_{fp} v \quad (12)$$

Derivar a ordem ao tempo (12) para obter (13).

$$\omega_l = i_r i_{fp} v \xrightarrow{\frac{d}{dt}} \frac{d\omega_l}{dt} = i_r i_{fp} \frac{dv}{dt} \quad (13)$$

Substituir (13) e (12) em (11) para obter (14).

$$T_m = J_m \frac{d\omega_l}{dt} + k_{Dm} \omega_l + T_l \Leftrightarrow T_m = J_m \frac{d\omega_l}{dt} + k_{Dm} \omega_l + \frac{k_e x}{\eta_{fp} i_{fp} \eta_r i_r} \Leftrightarrow$$

$$T_m = J_m i_r i_{fp} \frac{dv}{dt} + k_{Dm} i_r i_{fp} v + \frac{k_e x}{\eta_{fp} i_{fp} \eta_r i_r} \quad (14)$$

A relação entre a velocidade linear v com o deslocamento x de acordo com (15).

$$v = \frac{dx}{dt} \xrightarrow{\frac{d}{dt}} \frac{dv}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{dx}{dt} \right) \Leftrightarrow \frac{dv}{dt} = \frac{d^2 x}{dt^2} \quad (15)$$

Substituir (15) em (14) para obter (16).

$$T_m = J_m i_r i_{fp} \frac{dv}{dt} + k_{Dm} i_r i_{fp} v + \frac{k_e x}{\eta_{fp} i_{fp} \eta_r i_r} \xrightarrow[v = \frac{dx}{dt}]{\frac{dv}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{dx}{dt} \right)} T_m = J_m i_r i_{fp} \frac{d}{dt} \left(\frac{dx}{dt} \right) + k_{Dm} i_r i_{fp} \frac{dx}{dt} + \frac{k_e x}{\eta_{fp} i_{fp} \eta_r i_r} \Leftrightarrow$$

$$T_m = J_m i_r i_{fp} \frac{d^2 x}{dt^2} + k_{Dm} i_r i_{fp} \frac{dx}{dt} + \frac{k_e x}{\eta_{fp} i_{fp} \eta_r i_r} \quad (16)$$

b) Admita um deslocamento Δx da porca num intervalo de tempo Δt . Considere que a relação $\Delta x/\Delta t$ é constante. Para esta situação calcule o binário motor, T_m , necessário aplicar.

A partir da equação (16) obtém-se (17).

$$T_m = J_m i_r i_{fp} \frac{d^2 x}{dt^2} + k_{Dm} i_r i_{fp} \frac{dx}{dt} + \frac{k_e x}{\eta_{fp} i_{fp} \eta_r i_r} \xrightarrow[\frac{\Delta x}{\Delta t} = \text{const.}]{\substack{x = \Delta x \\ t = \Delta t}} \rightarrow$$

$$T_m = J_m i_r i_{fp} \frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta x}{\Delta t} \right) + k_{Dm} i_r i_{fp} \frac{\Delta x}{\Delta t} + \frac{k_e \Delta x}{\eta_{fp} i_{fp} \eta_r i_r} \Leftrightarrow T_m = k_{Dm} i_r i_{fp} \frac{\Delta x}{\Delta t} + \frac{k_e \Delta x}{\eta_{fp} i_{fp} \eta_r i_r} \quad (17)$$

c) Justificadamente, sem efectuar qualquer tipo de dimensionamento, apresente uma possível solução de um diagrama de blocos representativo de um sistema de accionamento para controlo da posição linear x .

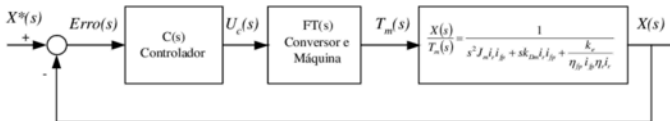
Passar para o domínio da frequência a equação (16) para obter (18).

$$T_m = J_m i_r i_{fp} \frac{d^2 x}{dt^2} + k_{Dm} i_r i_{fp} \frac{dx}{dt} + \frac{k_e x}{\eta_{fp} i_{fp} \eta_r i_r} \xrightarrow{TL} \rightarrow$$

$$T_m(s) = s^2 J_m i_r i_{fp} X(s) + s k_{Dm} i_r i_{fp} X(s) + \frac{k_e}{\eta_{fp} i_{fp} \eta_r i_r} X(s) \Leftrightarrow \quad (18)$$

$$T_m(s) = \left(s^2 J_m i_r i_{fp} + s k_{Dm} i_r i_{fp} + \frac{k_e}{\eta_{fp} i_{fp} \eta_r i_r} \right) X(s) \Leftrightarrow \frac{X(s)}{T_m(s)} = \frac{1}{s^2 J_m i_r i_{fp} + s k_{Dm} i_r i_{fp} + \frac{k_e}{\eta_{fp} i_{fp} \eta_r i_r}}$$

Diagrama de blocos para um sistema de accionamento para controlo da posição linear x :



- A FT $U_c(s)/Erro(s)$ representa FT do compensador. A FT do compensador será escolhida de acordo com a ordem da FT dos restantes blocos e da ordem da FT global;
- A FT $T_m(s)/U_c(s)$ representa a FT com a dinâmica formada/constituída pelo conjunto formado pelo variador electrónico de velocidade, a parte eléctrica do motor eléctrico e o controlo adequado para imposição do binário motor T_m . Normalmente é considerada uma FT de primeira ordem, caracterizada por um ganho e uma constante de tempo;
- A FT $X(s)/T_m(s)$ representa a FT calculada na equação (18).

Bibliografia:

Palma, J. (1999), "Accionamentos Electromecânicos de Velocidade Variável", Fundação Calouste Gulbenkian, 1999, ISBN 972-31-0839-9.

1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18