Control de Accionamiento de CA con Motor Sincronico de Imanes Permanentes

Subtitulo

Autors:
Alan Vignolo
Brandon Mamani

2023

Introducción

Lorem ipsum dolor sit amet, consectetuer adipiscing elit. Ut purus elit, vestibulum ut, placerat ac, adipiscing vitae, felis. Curabitur dictum gravida mauris. Nam arcu libero, nonummy eget, consectetuer id, vulputate a, magna. Donec vehicula augue eu neque. Pellentesque habitant morbi tristique senectus et netus et malesuada fames ac turpis egestas. Mauris ut leo. Cras viverra metus rhoncus sem. Nulla et lectus vestibulum urna fringilla ultrices. Phasellus eu tellus sit amet tortor gravida placerat. Integer sapien est, iaculis in, pretium quis, viverra ac, nunc. Praesent eget sem vel leo ultrices bibendum. Aenean faucibus. Morbi dolor nulla, malesuada eu, pulvinar at, mollis ac, nulla. Curabitur auctor semper nulla. Donec varius orci eget risus. Duis nibh mi, congue eu, accumsan eleifend, sagittis quis, diam. Duis eget orci sit amet orci dignissim rutrum.

Nam dui ligula, fringilla a, euismod sodales, sollicitudin vel, wisi. Morbi auctor lorem non justo. Nam lacus libero, pretium at, lobortis vitae, ultricies et, tellus. Donec aliquet, tortor sed accumsan bibendum, erat ligula aliquet magna, vitae ornare odio metus a mi. Morbi ac orci et nisl hendrerit mollis. Suspendisse ut massa. Cras nec ante. Pellentesque a nulla. Cum sociis natoque penatibus et magnis dis parturient montes, nascetur ridiculus mus. Aliquam tincidunt urna. Nulla ullamcorper vestibulum turpis. Pellentesque cursus luctus mauris.

Nulla malesuada porttitor diam. Donec felis erat, congue non, volutpat at, tincidunt tristique, libero. Vivamus viverra fermentum felis. Donec nonummy pellentesque ante. Phasellus adipiscing semper elit. Proin fermentum massa ac quam. Sed diam turpis, molestie vitae, placerat a, molestie nec, leo. Maecenas lacinia. Nam ipsum ligula, eleifend at, accumsan nec, suscipit a, ipsum. Morbi blandit ligula feugiat magna. Nunc eleifend consequat lorem. Sed lacinia nulla vitae enim. Pellentesque tincidunt purus vel magna. Integer non enim. Praesent euismod nunc eu purus. Donec bibendum quam in tellus. Nullam cursus pulvinar lectus. Donec et mi. Nam vulputate metus eu enim. Vestibulum pellentesque felis eu massa.

Quisque ullamcorper placerat ipsum. Cras nibh. Morbi vel justo vitae lacus tincidunt ultrices. Lorem ipsum dolor sit amet, consectetuer adipiscing elit. In hac habitasse platea dictumst. Integer tempus convallis augue. Etiam facilisis. Nunc elementum fermentum wisi. Aenean placerat. Ut imperdiet, enim sed gravida sollicitudin, felis odio placerat quam, ac pulvinar elit purus eget enim. Nunc vitae tortor. Proin tempus nibh sit amet nisl. Vivamus quis tortor vitae risus porta vehicula.

Fusce mauris. Vestibulum luctus nibh at lectus. Sed bibendum, nulla a faucibus semper, leo velit ultricies tellus, ac venenatis arcu wisi vel nisl. Vestibulum diam. Aliquam pellentesque, augue quis sagittis posuere, turpis lacus congue quam, in hendrerit risus eros eget felis. Maecenas eget erat in sapien mattis porttitor. Vestibulum porttitor. Nulla facilisi. Sed a turpis eu lacus commodo facilisis. Morbi fringilla, wisi in dignissim interdum, justo lectus sagittis dui, et vehicula libero dui cursus dui. Mauris tempor ligula sed lacus. Duis cursus enim ut augue. Cras ac magna. Cras nulla. Nulla egestas. Curabitur a leo. Quisque egestas wisi eget nunc. Nam feugiat lacus vel est. Curabitur consectetuer.

Suspendisse vel felis. Ut lorem lorem, interdum eu, tincidunt sit amet, laoreet vitae, arcu. Aenean faucibus pede eu ante. Praesent enim elit, rutrum at, molestie non, nonummy vel, nisl. Ut lectus eros, malesuada sit amet, fermentum eu, sodales cursus, magna. Donec eu purus. Quisque vehicula, urna sed ultricies auctor, pede lorem egestas dui, et convallis elit erat sed nulla. Donec luctus. Curabitur et nunc. Aliquam dolor odio, commodo pretium, ultricies non, pharetra in, velit. Integer arcu est, nonummy in, fermentum faucibus, egestas vel, odio.

Sed commodo posuere pede. Mauris ut est. Ut quis purus. Sed ac odio. Sed vehicula hendrerit sem. Duis non odio. Morbi ut dui. Sed accumsan risus eget odio. In hac habitasse platea dictumst. Pellentesque non elit. Fusce sed justo eu urna porta tincidunt. Mauris felis odio, sollicitudin sed, volutpat a, ornare ac, erat. Morbi quis dolor. Donec pellentesque, erat ac sagittis semper, nunc dui lobortis purus, quis congue purus metus ultricies tellus. Proin et quam. Class aptent taciti sociosqu ad litora torquent per conubia nostra, per inceptos hymenaeos. Praesent sapien turpis, fermentum vel, eleifend faucibus, vehicula eu, lacus.

Desarrollo

Modelado, Análisis y Simulación dinámica del SISTEMA FÍSICO a Lazo Abierto

Modelo matemático equivalente del subsistema mecánico completo

Subsistema mecánico del motor de CA trifásica síncrono, con el rotor referido al estator - sistema inercial de referencia:

$$J_m\dot{\omega}_m(t) = T_m(t) - b_m\omega_m(t) - T_d(t) \tag{1}$$

$$\dot{\theta}_m = \omega_m \tag{2}$$

Subsistema de tren de transmisión:

$$\omega_l(t) = \frac{1}{r}\omega_m(t) \tag{3}$$

$$T_q(t) = rT_d(t) \tag{4}$$

Subsistema de la carga mecánica:

$$J_l\dot{\omega}_l(t) = T_q(t) - b_l\omega_l(t) - T_l(t) \tag{5}$$

$$\dot{\theta}_l = \omega_l \tag{6}$$

Sistema mecánico equivalente completo:

$$(J_m + \frac{J_l}{r^2})\dot{\omega}_m(t) = T_m(t) - (b_m + \frac{b_l}{r^2})\omega_m(t) - \frac{T_l(t)}{r} \tag{7}$$

$$J_{eq}\dot{\omega}_m(t) = T_m(t) - b_{eq}\omega_m(t) - \frac{T_l(t)}{r} \tag{8}$$

$$\dot{\omega}_m(t) = \frac{1}{J_{eq}}[T_m(t) - b_{eq}\omega_m(t) - \frac{T_l(t)}{r}] \tag{9}$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix}\dot{\theta}_m(t)\\ \dot{\omega}_m(t)\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}0 & 1\\ 0 & -\frac{b_{eq}}{J_{eq}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\theta_m(t)\\ \omega_m(t)\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}0 & 0\\ \frac{1}{J_{eq}} & -\frac{1}{J_{eq}r}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}T_m(t)\\ T_l(t)\end{bmatrix} \\ y(t) = \begin{bmatrix}1 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\theta_m(t)\\ \omega_m(t)\end{bmatrix} \end{cases} \tag{10}$$

Con este modelo matemático equivalente referido al eje del motor tiene como ventaja que no presenta backlash, ademas no hay que considerar el efecto de la elasticidad torsional de la transmisión.

Modelo dinámico del sistema físico completo

Modelo global no lineal (NL)

El modelo global no lineal considera tanto el sistema mecánico, previamente desarrollado , como los subsistemas electromagnético y térmico.

En primer lugar, nos enfocaremos en el subsistema electromagnético, teniendo en cuenta que se utiliza un motor síncrono de corriente alterna (CA) trifásico con excitación de imanes permanentes. El estator esta conectado en estrella con bornes abc accesible y neutro no accesible. Consideramos que la carga de cada fase sera equivalente de forma que la conexión estrella este equilibrada.

Ecuaciones de tensión en coordenadas abc:

$$\begin{aligned} V_{as}(t) &= R_s(t)i_{as}(t) + \frac{d\lambda_{as}}{dt} \\ V_{bs}(t) &= R_s(t)i_{bs}(t) + \frac{d\lambda_{bs}}{dt} \\ V_{cs}(t) &= R_s(t)i_{cs}(t) + \frac{d\lambda_{cs}}{dt} \end{aligned} \tag{11}$$

Mediante la transformación de Park, que consiste en premultiplicar por la matriz de Park se obtiene:

$$\begin{aligned} V_{qs}(t) &= R_s(t)i_{qs}(t) + L_q\dot{i}^r_{qs}(t) + [\lambda'^r_m + L_d i_{ds}(t)]\omega_r(t) \\ V_{ds}(t) &= R_s(t)i_{ds}(t) + L_d\dot{i}^r_{ds}(t) - L_q i_{qs}(t)\omega_r(t) \\ V_{0s}(t) &= R_s(t)i_{0s}(t) + L_{ls}\dot{i}^r_{0s}(t) \end{aligned} \tag{12}$$

$$\begin{cases} \dot{i}_{qs}(t) = \frac{1}{L_q}[V^r_{qs}(t) - R_s(t)i^r_{qs}(t) - P_p\omega_m(t)[L_d i^r_{ds}(t) + \lambda'^r_m]] \\ \dot{i}_{ds}(t) = \frac{1}{L_d}[V^r_{ds}(t) - R_s(t)i^r_{ds}(t) + P_p\omega_m(t)L_q i^r_{qs}(t)] \\ \dot{i}_{0s}(t) = \frac{1}{L_{ls}}[V^r_{0s}(t) - R_s(t)i^r_{0s}(t)] \end{cases} \tag{13}$$

Dada la conexión que presenta el motor, podemos suponer que la corriente i_{0s} es nula

El subsistema térmico Solo se consideran las pérdidas eléctricas resistivas causadas por el efecto Joule (calor), despreciando las pérdidas magnéticas en el núcleo y las transferencia de calor por conducción y convección natural. La potencia de pérdidas calóricas está dada por:

$$P_{s_{perd}}(t) = \frac{3}{2}R_s(t)(i^r_{qs}(t)^2 + i^r_{ds}(t)^2 + 2.i_{0s}(t)) \tag{14}$$

El balance térmico en el estator:

$$P_{s_{perd}}(t) = cs\dot{T}_s(t) + \frac{T_s(t) - T_{amb}(t)}{R_{ts-amb}} \tag{15}$$

Torque electromagnético:

$$T_m(t) = \frac{3}{2}P_p[\lambda'^r_m + i^r_{ds}(t)(L_d - L_q)]i^r_{qs}(t) \tag{16}$$

El modelo global:

$$\begin{cases} \dot{\theta}_m(t) = \omega_m(t) \\ \dot{\omega}_m(t) = \frac{1}{J_{eq}}[\frac{3}{2}P_p[\lambda'^r_m + i^r_{ds}(t)(L_d - L_q)]i^r_{qs}(t) - b_{eq}\omega_m(t) - \frac{T_l(t)}{r}] \\ \dot{i}_{qs}(t) = \frac{1}{L_q}[V^r_{qs}(t) - R_s(t)i^r_{qs}(t) - P_p\omega_m(t)[L_d i^r_{ds}(t) + \lambda'^r_m]] \\ \dot{i}_{ds}(t) = \frac{1}{L_d}[V^r_{ds}(t) - R_s(t)i^r_{ds}(t) + P_p\omega_m(t)L_q i^r_{qs}(t)] \\ \dot{T}_s(t) = \frac{1}{C_{ts}}[\frac{3}{2}R_s(t)(i^r_{qs}(t)^2 + i^r_{ds}(t)^2 + 2i_{0s}(t)^2) - \frac{T_s(t) - T_{amb}(t)}{R_{ts-amb}}] \end{cases} \tag{17}$$

Modelo global linealizado con parámetros variables (LPV)

Para el caso general en el que $i_{ds}(t) \neq 0$...

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)); \quad x(t_0) = x_0 \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \tag{18}$$

$$\dot{x}(t) = 0 = f(x(t), u(t)) \tag{19}$$

$$\begin{cases} x(t) = X_0(t) + \Delta x(t) \\ u(t) = U_0(t) + \Delta u(t) \\ y(t) = Y_0(t) + \Delta y(t) \end{cases} \tag{20}$$

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \dot{X}_0(t) + \Delta\dot{x}(t) = f(X_0(t) + \Delta x(t), U_0(t) + \Delta u(t)) \\ X_0(0) + \Delta x(0) = x_0 \quad \rightarrow \quad X_0 = x_0, \Delta x(0) = 0 \\ Y_0(t) + \Delta y(t) = C(X_0(t) + \Delta x(t)) \quad \rightarrow \quad Y_0(t) = CX_0(t); \Delta y(t) = C\Delta x(t) \end{cases} \tag{21}$$

$$f(X_0(t) + \Delta x(t), U_0(t) + \Delta u(t)) \approx f(X_0(t), U_0(t)) + \frac{\partial f}{\partial x}\mid_0 \Delta x(t) + \frac{\partial f}{\partial u}\mid_0 \Delta u(t) \tag{22}$$

Parte no lineal que representa el espacio de operación global NL:

$$\dot{X}_0(t) = f(X_0(t), U_0(t)) \quad \approx 0 \text{ / cte}; \quad X_0(0) = x_0 \tag{23}$$

Parte lineal dinámica que representa las pequeñas variaciones alrededor de los puntos de operación:

$$\Delta\dot{x}(t) = \frac{\partial f}{\partial x}|_0\, \Delta x(t) + \frac{\partial f}{\partial u}|_0\, \Delta u(t); \quad \Delta x(0) = 0 \tag{24}$$

Cuasi-estacionario

$$\begin{cases}\dot{\theta}_{m0} = \omega_{m0} = cte \\ \dot{\omega}_{m0} = \frac{1}{J_{eq}}[\frac{3}{2}P_p[\lambda_m'^r + i_{d_{s0}}^r(L_d - L_q)]i_{q_{s0}}^r - b_{eq}\omega_{m0} - \frac{T_{l0}}{r}] = 0 \\ \dot{i}_{q_{s0}} = \frac{1}{L_q}[V_{q_{s0}}^r - R_s(t)i_{q_{s0}}^r - P_p\omega_{m0}[L_d i_{d_{s0}}^r + \lambda_m'^r]] = 0 \\ \dot{i}_{d_{s0}} = \frac{1}{L_d}[V_{d_{s0}}^r - R_s(t)i_{d_{s0}}^r + P_p\omega_{m0}L_q i_{q_{s0}}^r] = 0 \\ \dot{i}_{0_{s0}} = \frac{1}{L_{ls}}[V_{0_{s0}} - R_s(t)i_{0_{s0}}] = 0 \\ \dot{T}_{s0} = \frac{1}{C_{ts}}[\frac{3}{2}R_s(t)({i_{q_{s0}}^r}^2 + {i_{d_{s0}}^r}^2 + 2i_{0_{s0}}^2) - \frac{T_{s0} - T_{amb0}}{R_{ts-amb}}] = 0\end{cases} \tag{25}$$

Parámetros Variables

$$\begin{cases}\Delta\dot{\theta}_m(t) = \Delta\omega_m(t) \\ \Delta\dot{\omega}_m(t) = \frac{1}{J_{eq}}[\frac{3}{2}P_p\{[\lambda_m'^r + i_{d_{s0}}^r(L_d - L_q)]\Delta i_{qs}^r(t) + \Delta i_{ds}^r(t)(L_d - L_q)]i_{q_{s0}}^r\} - b_{eq}\Delta\omega_m(t) - \frac{\Delta T_l(t)}{r}] \\ \Delta\dot{i}_{qs}(t) = \frac{1}{L_q}[\Delta V_{qs}^r(t) - R_s(t)\Delta i_{qs}^r(t) - P_p\Delta\omega_m(t)[L_d i_{d_{s0}}^r + \lambda_m'^r] - P_p\omega_{m0}L_d\Delta i_{ds}^r(t)] \\ \Delta\dot{i}_{ds}(t) = \frac{1}{L_d}\Delta[V_{ds}^r(t) - R_s(t)\Delta i_{ds}^r(t) + P_p\Delta\omega_m(t)L_q i_{q_{s0}}^r + P_p\omega_{m0}L_q\Delta i_{qs}^r(t)] \\ \Delta\dot{i}_{0s}(t) = \frac{1}{L_{ls}}[\Delta V_{0s}(t) - R_s(t)\Delta i_{0s}(t)] \\ \Delta\dot{T}_s(t) = \frac{1}{C_{ts}}\{\frac{3}{2}R_s(t)[2i_{qs}^r\Delta i_{ds}^r(t) + 2i_{as}^r\Delta i_{as}^r(t) + 4i_{0s}\Delta i_{0s}(t)] - \frac{\Delta T_s(t) - \Delta T_{amb}(t)}{R_{ts-amb}}\}\end{cases} \tag{26}$$

$$\begin{bmatrix}\Delta\dot{\theta}_m(t) \\ \Delta\dot{\omega}_m(t) \\ \Delta\dot{i}_{qs}(t) \\ \Delta\dot{i}_{ds}(t) \\ \Delta\dot{i}_{0s}(t) \\ \Delta\dot{T}_s(t)\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -b_{eq} & \frac{3}{2}P_p\frac{[\lambda_m'^r + i_{q_{s0}}^r(t)(L_d - L_q)]}{J_{eq}} & \frac{3}{2}\frac{P_p(L_d - L_q)i_{qs}^r}{J_{eq}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{P_p(\lambda_m'^r + L_d i_{d_{s0}}^r)}{L_q} & -\frac{R_s(t)}{L_q} & -\frac{L_d P_p \omega_{m0}}{L_q} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{P_p i_{q_{s0}}^r L_q}{L_d} & \frac{L_q P_p \omega_{m0}}{L_d} & -\frac{R_s(t)}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_s(t)}{L_{ls}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3R_s(t)}{C_{ts}}i_{q_{s0}}^r & \frac{3R_s(t)}{C_{ts}}i_{d_{s0}}^r & \frac{6R_s(t)}{C_{ts}}i_{0_{s0}} & -\frac{1}{C_{ts}R_{ts-amb}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta\theta_m(t) \\ \Delta\omega_m(t) \\ \Delta i_{qs}(t) \\ \Delta i_{ds}(t) \\ \Delta T_s(t)\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{rJ_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{ts}R_{ts-amb}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta T_l(t) \\ \Delta V_{qs}(t) \\ \Delta V_{ds}(t) \\ XXXX \\ \Delta T_{amb}(t)\end{bmatrix} \tag{27}$$

Linealización por Realimentación NL

Se busca un modelo simplificado lineal invariante LTI equivalente al modelo NL del sistema, para ello se propone un controlador de realimentación de estados que permita linealizar el modelo global NL obtenido anteriormente, por lo que se propone:

- Aplicar la estrategia de "Control Vectorial con campo orientado" la cual consiste en desacoplar los canales de flujo magnético y torque, lo cual provoca un forzamiento de $i_{ds} = 0$
- Desacoplar el subsistema térmico, ya que se considera que hay variaciones despreciables de Rs en el rango de temperaturas de trabajo.

I. Ecuaciones vectoriales/matriciales LTI de estado y de salida. Matrices del modelo LTI equivalente.

$$\begin{cases}\dot{\theta}_m(t) = \omega_m(t) \\ \dot{\omega}_m(t) = \frac{1}{J_{eq}}[\frac{3}{2}P_p\lambda_m'^r i_{qs}^r(t) - b_{eq}\omega_m(t) - \frac{T_l(t)}{r}] \\ \dot{i}_{qs}(t) = \frac{1}{L_q}[V_{qs}^r(t) - R_s i_{qs}^r(t) - P_p\omega_m(t)\lambda_m'^r]\end{cases} \tag{28}$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_m(t) \\ \dot{\omega}_m(t) \\ \dot{i}_{qs}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{b_{eq}}{J_{eq}} & \frac{3}{2}\frac{P_p\lambda'^r_m}{J_{eq}} \\ 0 & -\frac{P_p\lambda'^r_m}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_m(t) \\ \omega_m(t) \\ i_{qs}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_{eq}} \end{bmatrix} V^r_{qs}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{rJ_{eq}} \end{bmatrix} T_l(t) \\ y(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_m(t) \\ \omega_m(t) \\ i_{qs}(t) \end{bmatrix} \end{cases} \tag{29}$$

II. Segundo ítem

III. Restricción o Ley de Control mínima

$$V^r_{ds}(t) = -L_q iqs^r(t)\omega_m(t)P_p \tag{30}$$

Se aplica la inversa de Park

$$\begin{cases} V_{as}(t) = cos(\theta_r(t))V^r_{qs}(t) + sin(\theta_r(t))V^r_{ds}(t) + V^r_{0s}(t) \\ V_{bs}(t) = cos(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3})V^r_{qs}(t) + sin(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3})V^r_{ds}(t) + V^r_{0s}(t) \\ V_{cs}(t) = cos(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3})V^r_{qs}(t) + sin(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3})V^r_{ds}(t) + V^r_{0s}(t) \end{cases} \tag{31}$$

Sustituyendo

$$\begin{cases} V_{as}(t) = cos(\theta_r(t))V^r_{qs}(t) - sin(\theta_r(t))L_q iqs^r(t)\omega_m(t)P_p \\ V_{bs}(t) = cos(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3})V^r_{qs}(t) - sin(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3})L_q iqs^r(t)\omega_m(t)P_p \\ V_{cs}(t) = cos(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3})V^r_{qs}(t) + sin(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3})L_q iqs^r(t)\omega_m(t)P_p \end{cases} \tag{32}$$

IV. Dinámica Residual

$$\begin{gathered} \frac{di^r_{ds}(t)}{dt} = \frac{1}{L_d}[-R_s(t)i^r_{ds}(t)] \\ \frac{di^r_{ds}(t)}{dt} + \frac{R_s(t)}{L_d}i^r_{ds}(t) = 0 \end{gathered} \tag{33}$$

$$i^r_{ds}(t) = i^r_{ds}(0)e^{-\frac{R_s(t)}{L_d}t} \tag{34}$$

$$V_{qs}(t) = L_q\frac{di^r_{qs}(t)}{dt} + R_s i^r_{qs}(t) + P_p\omega_m(t)\lambda'^r_m + \mathbf{L_d i^r_{ds}(t) P_p \omega_m(t)} \tag{35}$$

$$\begin{cases} \dot{\theta}_m(t) = \omega_m(t) \\ \dot{\omega}_m(t) = -\frac{1}{J_{eq}}[\frac{3}{2}P_p\lambda'^r_m i^r_{qs}(t) - b_{eq}\omega_m(t) - \frac{T_l(t)}{r}] \\ \dot{i}^r_{qs}(t) = \frac{1}{L_q}[V^r_{qs}(t) - R_s i^r_{qs}(t) - P_p\omega_m(t)\lambda'^r_m] \\ \dot{T}_s(t) = \frac{1}{C_[ts]}\{\frac{3}{2}R_s(t)[{i^r_{qs}}^2(t) + {i^r_{ds}}^2(t)] - \frac{1}{R_{ts-amb}}[T_s(t) - T_{amb}(t)]\} \\ \dot{i}^r_{ds}(t) = -\frac{R_s(t)}{L_d}i^r_{ds}(t) \end{cases} \tag{36}$$

Comparación modelo dinámico LTI equivalente aumentado vs modelo dinámico global LPV

El modelo dinámico global LPV para el caso general donde $i^r_{ds} \neq 0$ es una mejor representación del sistema real al tener mejor representadas sus no linealidades. En cambio el modelo LTI, donde $i^r_{ds} = 0$, tiene la ventaja de un modelo con un mayor grado de simplicidad. Sin embargo, esta simplificación causa que el espacio de puntos de operación se reduzca. Analizaremos el comportamiento del sistema frente a cambios de i^r_{ds}, considerando el estado estacionario.

- Respecto al par electromagnético:

$$T_m(t) = \frac{3}{2} P_p [\lambda_m'^r + (L_d - L_q) i_{ds}^r(t)] \tag{37}$$

Para motores de polos salientes $L_d > L_q$, entonces cuando $i_{ds}^r(t)$ toma valores positivos el campo magnético se refuerza lo que aumenta el torque del motor. Si la corriente directa toma valores negativos el campo magnético se debilita y disminuye el torque del motor.

- Respecto al subsistema eléctrico:

$$\dot{i}_{ds}^r = \frac{1}{L_d}[v_{ds}(t) - R_s(t) i_{ds}^r(t) + L_q i_{qs}^r(t) P_p \omega_[m](t)] = 0 \tag{38}$$

$$\omega_m(t) = \frac{-v_{ds}(t) + R_s(t) i_{ds}^r(t)}{L_q} \tag{39}$$

En este caso, la velocidad del motor disminuye cuando la corriente i_{ds}^r aumenta. Por lo que podemos concluir que el torque reaccionara inversamente a la velocidad.

En el caso que $i_{ds}^r(t) = 0$, el flujo concatenado solamente esta afectado por los imanes permanentes.

Funciones de transferencia para el modelo LTI

Las funciones de transferencia nos permiten relacionar las salidas con las entradas del sistema. Como nuestro sistema dispone de dos entradas obtendremos dos funciones de transferencia.

Para comenzar, es necesario aplicar la transformada de Laplace a las ecuaciones del modelo LTI:

$$L[ft] = F(s) \tag{40}$$

La transformada de Laplace posee la siguiente propiedad

$$L[\dot{f}(t)] = sF(s) - f(0) \tag{41}$$

Al aplicar la transformada y recordando que las condiciones iniciales son nulas, el modelo queda

$$\begin{cases} s\Theta_m(s) = \Omega_m(s) \\ s\Omega_m(s) = \frac{1}{J_{eq}}[\frac{3}{2} P_p \lambda_m'^r I_{qs}^r(s) - b_{eq}\Omega(s) - \frac{T_l(s)}{r}] \\ sI_{qs}^r(s) = \frac{1}{L_q}[V_{qs}^r(s) - R_s I_{qs}^r(s) - P_p \Omega_m(s) \lambda_m'^r] \end{cases} \tag{42}$$

Para obtener las funciones de transferencia del modelo, se despeja $I_{qs}^r(s)$

$$I_{qs}^r(s) = \frac{V_{qs}^r(s) - P_p \Omega_m(s) \lambda_m'^r}{sL_q + R_s} \tag{43}$$

Remplazando en las ecuaciones de estado

$$\Theta_m(s) = \frac{\frac{3}{2}.P_p.\lambda_m'^r.V_{qs}(s) - \frac{1}{r}.(s.L_q + R_s).T_l(s)}{s^3.J_{eq}.L_q + s^2.(b_{eq}.L_q + R_s.J_{eq}) + s.[b_{eq}.R_s + \frac{3}{2}.(P_p.\lambda_m'^r)^2]} \tag{44}$$

De esta expresion se obtienen las funciones de transferencia respecto de las entradas tension $V_{qs}(s)$ y torque $T_l(s)$

$$G_1(s) = \frac{\Theta_m(s)}{V_{qs}(s)} = \frac{\frac{3}{2}.P_p.\lambda_m'^r}{s^3.J_{eq}.L_q + s^2.(b_{eq}.L_q + R_s.J_{eq}) + s.[b_{eq}.R_s + \frac{3}{2}.(P_p.\lambda_m'^r)^2]} \tag{45}$$

$$G_2(s) = \frac{\Theta_m(s)}{T_l(s)} = \frac{-\frac{1}{r}.(s.L_q + R_s)}{s^3.J_{eq}.L_q + s^2.(b_{eq}.L_q + R_s.J_{eq}) + s.[b_{eq}.R_s + \frac{3}{2}.(P_p.\lambda_m'^r)^2]} \tag{46}$$

Diseño, análisis y simulación con controlador de movimiento en cascada con modulador de torque equivalente (Control Vectorial)

El control vectorial es una técnica avanzada utilizada para controlar motores de corriente alterna y máquinas síncronas. Permite controlar de manera independiente la magnitud y la fase de la corriente de alimentación de la máquina para lograr un control preciso del torque y la velocidad. Una implementación común del control vectorial es el controlador de movimiento en cascada con modulador de torque equivalente, utilizado en aplicaciones de alto rendimiento como sistemas de tracción eléctrica y accionamiento de maquinaria industrial.

En el controlador de movimiento en cascada con modulador de torque equivalente, se utiliza un controlador de velocidad externo para generar una señal de referencia de velocidad que se compara con la velocidad real de la máquina. La diferencia entre estas señales se utiliza para generar una señal de referencia de torque, que controla la corriente de alimentación. El modulador de torque equivalente convierte la señal de referencia de torque en una señal de corriente de alimentación mediante la técnica de modulación de ancho de pulso (PWM), controlando así la magnitud y la fase de la corriente de alimentación.

Modulador de torque equivalente (Controlador interno vectorial de corriente/torque)

En el próximo paso de nuestro sistema, se llevará a cabo la implementación de un modulador de torque equivalente, conocido también como controlador interno vectorial de corriente/torque. Este controlador nos permitirá, de manera similar a una máquina de corriente continua, controlar el sistema utilizando consignas de torque como entradas, las cuales serán posteriormente transformadas en consignas de tensión. Para lograrlo, procederemos a implementar el controlador completo con su correspondiente diagrama de bloques, utilizando el modelo NL completo y los valores de parámetros adecuados, siguiendo los lineamientos que se detallarán a continuación.

Desacople de las realimentaciones de estado hacia la entrada

Considerando que el modulador de tensión es lo suficientemente rápido y preciso, podemos asumir que su ganancia es unitaria. Por lo tanto, podemos considerar que en la entrada del modulador de tensión se tiene una consigna de tensión a seguir, y esta misma tensión se aplicará a la salida del modulador. En otras palabras, en la salida del modulador se obtiene la tensión como variable física. Con base en lo mencionado, podemos establecer que:

$$v_{abc}(t) \approx v^*_{abc}(t) \tag{47}$$

Utilizando la transformada de Park, podemos definir una consigna de tensión en coordenadas virtuales $v^{r*}_{qd0s}(t)$ que nos permita obtener una tensión $v^r_{qd0s}(t)$ que compense los efectos de retroalimentación y permita el desacople de las variables de estado.

Recordando las Ecuaciones 13, se observa que los términos del lado derecho de la igualdad, a excepción de las tensiones de fase virtuales, representan las realimentaciones físicas del sistema. Por lo tanto, podemos definir las compensaciones que deben realizarse en el controlador para cancelar los efectos de la retroalimentación, las cuales son:

$$\begin{cases} v^r_{qs}(t) = v^{r*}_{qs}(t) + R_s.i^r_{qs}(t) + \omega_m(t).P_p.[\lambda'^r_m + L_d.i^r_{qs}(t)] \\ v^r_{ds}(t) = v^{r*}_{ds}(t) + R_s.i^r_{ds}(t) - \omega_m(t).P_p.L_q.i^r_{qs}(t) \\ v^r_{0s}(t) = v^{r*}_{0s}(t) + R_s.i^r_{0s}(t) \end{cases} \tag{48}$$

Realizando estas compensaciones, tenemos acceso directo a manipular el torque electromagnético, sin los efectos de las realimentaciones físicas, ni las caídas de tensión en los bobinados.

Reemplazando las Ecuaciones 48 en las Ecuaciones 13, se obtienen las siguientes expresiones:

$$\begin{cases} v^{r*}_{qs}(t) = L_q.\dot{i}^r_{qs}(t) \\ v^{r*}_{ds}(t) = L_d.\dot{i}^r_{ds}(t) \\ v^{r*}_{0s}(t) = L_{ls}.\dot{i}^r_{0s}(t) \end{cases} \tag{49}$$

Diseño de lazos de control de corrientes

La consigna de tensión es función de la corriente del sistema, por lo que se puede controlar usando una consigna de corriente proporcional. Con el error de corriente entre la corriente de consigna $i^{r*}_{qd0s}(t)$y la corriente real del sistema se modela $v^{r*}_{qd0s}(t)$ con una ley de control proporcional.. El modelo resultante es el siguiente:

$$\begin{cases} L_q.\dot{i}^r_{qs}(t) = v^{r*}_{qs}(t) = [i^{r*}_{qs}(t) - i^r_{qs}(t)].R'_q \\ L_d.\dot{i}^r_{ds}(t) = v^{r*}_{ds}(t) = [i^{r*}_{ds}(t) - i^r_{ds}(t)].R'_d \\ L_{ls}.\dot{i}^r_{0s}(t) = v^{r*}_{0s}(t) = [i^{r*}_{0s}(t) - i^r_{0s}(t)].R'_0 \end{cases} \tag{50}$$

Las variables R' representan las ganancias del control proporcional. Se necesita obtener el valor de óptimo de esta ganancia, por lo cual se analiza la función de transferencia del modulador.

Al aplicar la transformada de Laplace obtenemos:

$$\begin{cases} L_q.s.I^r_{qs}(s) = [I^{r*}_{qs}(s) - I^r_{qs}(s)].R'_q \\ L_d.s.I^r_{ds}(s) = [I^{r*}_{ds}(s) - I^r_{ds}(s)].R'_d \\ L_{ls}.s.I^r_{0s}(s) = [I^{r*}_{0s}(s) - I^r_{0s}(s)].R'_0 \end{cases} \tag{51}$$

Las funciones de transferencia son:

$$G_{qs}(s) = \frac{I^r_{qs}(s)}{I^{r*}_{qs}(s)} = \frac{1}{\frac{L_q}{R'_q}.s + 1}$$
$$G_{ds}(s) = \frac{I^r_{ds}(s)}{I^{r*}_{ds}(s)} = \frac{1}{\frac{L_d}{R'_d}.s + 1}$$
$$G_{0s}(s) = \frac{I^r_{0s}(s)}{I^{r*}_{0s}(s)} = \frac{1}{\frac{L_{ls}}{R'_0}.s + 1}$$

Se puede observar que las funciones de transferencia son de primer orden y no poseen ceros. Dado que los parámetros son positivos también podemos afirmar que las funciones de transferencia son estables.

Estas funciones de transferencia tienen la forma típica de un filtro pasa bajos, donde el valor que multiplica a la variable s es la constante del tiempo del sistema τque a la vez es el inverso la frecuencia de corte del filtro. Si τtoma un valor muy pequeño, dispondremos de una ancho de banda muy grande, lo cual proporciona una respuesta rápida.

El polo del filtro pasa bajos es $p = -\frac{1}{\tau}$ y dado que para todos los lazos $p = -5000 rad/s$ podemos calcular los valores de las ganancias:

$$\frac{L}{R'} = -\frac{1}{p} \to R' = -L.p \tag{52}$$

Resolviendo para cada rama:

$$R'_q = -L_q.p = 29\Omega$$
$$R'_d = -L_d.p = 33\Omega$$
$$R'_0 = -L_{ls}.p = 4\Omega$$

Con este lazo de corriente logramos que el error entre la consigna de corriente y la corriente real converja mas rápidamente a cero, de forma que responda de mejor manera a las perturbaciones.

Incorporación de consigna de torque

Volvemos a usar nuevamente el método de la sección anterior en el que realizamos una realimentación para controlar el sistema mediante consignas de torque $T^*_m(t)$. La consigna sigue el siguiente modelo:

$$T^*_m(t) = T^{r\prime}_m(t) + b_{eq}.\omega_m(t) \tag{53}$$

Este modelo contempla la realimentación física debida a la fricción, que genera perdidas en el torque.

Sabiendo que el torque y la corriente están relacionados por la ecuación del Torque electromagnético (16) expresamos las consignas de troque $T^{*\prime}_m$ en función de las consignas de corriente i^{r*}_{qs}:

$$T^*_m(t) = \frac{3}{2}.P_p.[\lambda'^r_m + (L_d - L_q)i^r_{ds}(t)].i^{r*}_{qs}(t) \tag{54}$$

Despejando de estas ultimas dos ecuaciones, obtenemos:

$$i_{qs}^{r*}(t) = \frac{T_m^{*\prime}(t) + b_{eq}.\omega_m(t)}{\frac{2}{3}.P_p.[\lambda_m^{\prime r} + (L_d - L_q)i_{ds}^r(t)]} \tag{55}$$

De esta ecuación podemos determinar el efecto que tendrá la corriente i_{ds}^{r*} sobre el flujo magnético:

- Si $i_{ds}^{r*} > 0A$ entonces se produce un reforzamiento de campo.
- Si $i_{ds}^{r*} = 0A$ entonces se produce un desacople entre la rama correspondiente a la cuadratura que anula los efectos de reforzamiento y debilitamiento.
- Si $i_{ds}^{r*} < 0A$ entonces se produce un debilitamiento de campo.

Controlador externo de movimiento (posición/velocidad)

El controlador externo de movimiento se agrega con el fin de mejorar la dinámica del sistema y corregir los errores de estado estacionario producidos por cargas perturbadoras. En la rama derivativa tomaremos el error entre la consigna de velocidad y la velocidad real. El error de posición se obtiene integrando el error de velocidad lo que indica que no son variables independientes, este va en la rama proporcional. En la rama integral se tendrá la integral del erro de posición.

Con esta configuración del controlador PID solo tendremos como entrada el error de velocidades, no tendremos que introducir acciones derivativas lo que nos permitirá evitar la amplificación del ruido y obtener un controlador mas estable. Los bloques integrales actúan como filtros pasa bajos lo que nos ayuda a eliminar el ruido de los errores de posición y velocidad dada su naturaleza de alta frecuencia.

Se diseña el controlador utilizando el método de sintonía serie con $n = 2,5$, $\omega_{pos} = 800rad/s$, y considerando los valores nominales de j_l, b_l.

El controlador de movimiento se muestra en la siguiente figura:

La salida del controlador sera el torque consigna que ingresara al modulador de torque. Modelando en el dominio de Laplace se tiene:

$$T_m^{*\prime}(s) = e_\omega(s).b_a + e_\theta(s).K_{sa} + e_\theta(s).K_{sia}.\frac{1}{s} \tag{56}$$

Donde:

$$e_\theta(s) = \Theta_m^*(s) - \Theta_m(s)$$
$$e_\omega(s) = e_\theta(s).s$$

La relación entre el torque y la variación de velocidad del motor en el modelo del subsistema mecánico, teniendo en cuanta el desacople de fricción realizado anteriormente, es:

$$J_{eq}.\dot{\omega}_(t) = T_m^*(t) - \frac{T_l(t)}{r} \tag{57}$$

Aplicando la transformada de Laplace:

$$J_{eq}.s^2.\Theta_m(s) = T_m^*(s) - \frac{T_l(s)}{r} \tag{58}$$

Reemplazando esta ecuación en la ecuación del controlador (56):

$$J_{eq}.s^3.\Theta_m(s) = [s^2.b_a + s.K_{sa} + K_{sia}].[\Theta_m^*(s) - \Theta_m(s)] - s.\frac{T_l(s)}{r} \tag{59}$$

Despejando, la posición del retor queda expresada como:

$$\Theta_m(s) = \frac{s^2.b_a + s.K_{sa} + K_{sia}}{s^3.J_{eq} + s^2.b_a + s.K_{sa} + K_{sia}}.\Theta_m^*(s) - \frac{s}{s^3.J_{eq} + s^2.b_a + s.K_{sa} + K_{sia}}.\frac{T_l(s)}{r} \tag{60}$$

A partir de esta ecuación podemos obtener las funciones de transferencia del controlador:

$$G_1(s) = \frac{\Theta_m(s)}{\Theta_m^*(s)} = \frac{s^2.b_a + s.K_{sa} + K_{sia}}{s^3.J_{eq} + s^2.b_a + s.K_{sa} + K_{sia}} \tag{61}$$

$$G_2(s) = \frac{\Theta_m(s)}{\frac{T_l(s)}{r}} = -\frac{s}{s^3.J_{eq} + s^2.b_a + s.K_{sa} + K_{sia}} \tag{62}$$

En régimen estacionario para una entrada escalón unitario podemos observar:

- $K_{sai} \neq 0 \rightarrow G_1(s) = 1$ y $G_2(s) = 0$
- $K_{sai} = 0 \rightarrow G_2(s) = 1$ y $G_2(s) = \frac{1}{K_{sa}}$

Estos resultados muestran que que la función de transferencia correspondiente a la entrada de perturbación tejen un cero en el origen por lo que el error de estado estacionario es nulo. En caso de que la acción integral sea nula si tendrá un error dado por $1/K_{sa}$

En cuanto a la función de transferencia correspondiente a la entrada de referencia tiene ganancia unitaria a baja frecuencia por lo que el error de estado estacionario, según el teorema del valor final, es nulo.

Podemos concluir que este controlador no tiene error de régimen permanente ante entradas del tipo escalón.

Conclusiones

Referencias

Lorem ipsum dolor sit amet, consectetuer adipiscing elit. Ut purus elit, vestibulum ut, placerat ac, adipiscing vitae, felis. Curabitur dictum gravida mauris. Nam arcu libero, nonummy eget, consectetuer id, vulputate a, magna. Donec vehicula augue eu neque. Pellentesque habitant morbi tristique senectus et netus et malesuada fames ac turpis egestas. Mauris ut leo. Cras viverra metus rhoncus sem. Nulla et lectus vestibulum urna fringilla ultrices. Phasellus eu tellus sit amet tortor gravida placerat. Integer sapien est, iaculis in, pretium quis, viverra ac, nunc. Praesent eget sem vel leo ultrices bibendum. Aenean faucibus. Morbi dolor nulla, malesuada eu, pulvinar at, mollis ac, nulla. Curabitur auctor semper nulla. Donec varius orci eget risus. Duis nibh mi, congue eu, accumsan eleifend, sagittis quis, diam. Duis eget orci sit amet orci dignissim rutrum.

Nam dui ligula, fringilla a, euismod sodales, sollicitudin vel, wisi. Morbi auctor lorem non justo. Nam lacus libero, pretium at, lobortis vitae, ultricies et, tellus. Donec aliquet, tortor sed accumsan bibendum, erat ligula aliquet magna, vitae ornare odio metus a mi. Morbi ac orci et nisl hendrerit mollis. Suspendisse ut massa. Cras nec ante. Pellentesque a nulla. Cum sociis natoque penatibus et magnis dis parturient montes, nascetur ridiculus mus. Aliquam tincidunt urna. Nulla ullamcorper vestibulum turpis. Pellentesque cursus luctus mauris.

Nulla malesuada porttitor diam. Donec felis erat, congue non, volutpat at, tincidunt tristique, libero. Vivamus viverra fermentum felis. Donec nonummy pellentesque ante. Phasellus adipiscing semper elit. Proin fermentum massa ac quam. Sed diam turpis, molestie vitae, placerat a, molestie nec, leo. Maecenas lacinia. Nam ipsum ligula, eleifend at, accumsan nec, suscipit a, ipsum. Morbi blandit ligula feugiat magna. Nunc eleifend consequat lorem. Sed lacinia nulla vitae enim. Pellentesque tincidunt purus vel magna. Integer non enim. Praesent euismod nunc eu purus. Donec bibendum quam in tellus. Nullam cursus pulvinar lectus. Donec et mi. Nam vulputate metus eu enim. Vestibulum pellentesque felis eu massa.

Quisque ullamcorper placerat ipsum. Cras nibh. Morbi vel justo vitae lacus tincidunt ultrices. Lorem ipsum dolor sit amet, consectetuer adipiscing elit. In hac habitasse platea dictumst. Integer tempus convallis augue. Etiam facilisis. Nunc elementum fermentum wisi. Aenean placerat. Ut imperdiet, enim sed gravida sollicitudin, felis odio placerat quam, ac pulvinar elit purus eget enim. Nunc vitae tortor. Proin tempus nibh sit amet nisl. Vivamus quis tortor vitae risus porta vehicula.

Fusce mauris. Vestibulum luctus nibh at lectus. Sed bibendum, nulla a faucibus semper, leo velit ultricies tellus, ac venenatis arcu wisi vel nisl. Vestibulum diam. Aliquam pellentesque, augue quis sagittis posuere, turpis lacus congue quam, in hendrerit risus eros eget felis. Maecenas eget erat in sapien mattis porttitor. Vestibulum porttitor. Nulla facilisi. Sed a turpis eu lacus commodo facilisis. Morbi fringilla, wisi in dignissim interdum, justo lectus sagittis dui, et vehicula libero dui cursus dui. Mauris tempor ligula sed lacus. Duis cursus enim ut augue. Cras ac magna. Cras nulla. Nulla egestas. Curabitur a leo. Quisque egestas wisi eget nunc. Nam feugiat lacus vel est. Curabitur consectetuer.

Suspendisse vel felis. Ut lorem lorem, interdum eu, tincidunt sit amet, laoreet vitae, arcu. Aenean faucibus pede eu ante. Praesent enim elit, rutrum at, molestie non, nonummy vel, nisl. Ut lectus eros, malesuada sit amet, fermentum eu, sodales cursus, magna. Donec eu purus. Quisque vehicula, urna sed ultricies auctor, pede lorem egestas dui, et convallis elit erat sed nulla. Donec luctus. Curabitur et nunc. Aliquam dolor odio, commodo pretium, ultricies non, pharetra in, velit. Integer arcu est, nonummy in, fermentum faucibus, egestas vel, odio.

Sed commodo posuere pede. Mauris ut est. Ut quis purus. Sed ac odio. Sed vehicula hendrerit sem. Duis non odio. Morbi ut dui. Sed accumsan risus eget odio. In hac habitasse platea dictumst. Pellentesque non elit. Fusce sed justo eu urna porta tincidunt. Mauris felis odio, sollicitudin sed, volutpat a, ornare ac, erat. Morbi quis dolor. Donec pellentesque, erat ac sagittis semper, nunc dui lobortis purus, quis congue purus metus ultricies tellus. Proin et quam. Class aptent taciti sociosqu ad litora torquent per conubia nostra, per inceptos hymenaeos. Praesent sapien turpis, fermentum vel, eleifend faucibus, vehicula eu, lacus.