Proyecto integrador

Automática y Máquinas Eléctricas

Juan Stella – 12552

Juan Francisco Huertas – 12620

2025

1. Resumen

En este trabajo se aborda el modelado, análisis, diseño y simulación de un sistema de control automático para un accionamiento eléctrico de corriente alterna (CA), basado en un motor síncrono de imanes permanentes (PMSM). La aplicación considerada corresponde al control de movimiento de un eje rotacional asociado a la articulación de un manipulador robótico elemental de un grado de libertad, sometido a la acción de la gravedad y a perturbaciones externas.

A partir de especificaciones técnicas simplificadas, se desarrolla un modelo dinámico completo del sistema electromecánico, integrando los subsistemas mecánico, electromagnético y térmico. Sobre la base de dicho modelo, se obtiene un modelo lineal equivalente que permite el análisis dinámico y el diseño de un sistema de control de movimiento en cascada, basado en control vectorial de corriente y control externo de posición.

El desempeño del sistema controlado se evalúa mediante simulaciones en Matlab/Simulink, analizando el seguimiento de consignas, el rechazo a perturbaciones y el comportamiento térmico bajo distintas condiciones de operación.

2. Introducción

Los accionamientos eléctricos controlados constituyen un componente fundamental en sistemas mecatrónicos que requieren control preciso de movimiento y buen desempeño dinámico. En particular, los motores síncronos de imanes permanentes (PMSM) son ampliamente utilizados en aplicaciones de control de posición y velocidad debido a su elevada densidad de potencia y eficiencia.

El presente Proyecto Global Integrador tiene como objetivo el modelado, análisis y diseño de un sistema de control automático para un accionamiento de corriente alterna basado en un motor PMSM, aplicado al control de movimiento de un eje rotacional correspondiente a la articulación de un manipulador robótico elemental de un grado de libertad. El sistema se encuentra sometido a la acción de la gravedad y a perturbaciones externas, lo que introduce un comportamiento no lineal que debe ser considerado en el modelado y en el diseño del control.

A lo largo del trabajo se desarrolla el modelo dinámico completo del sistema físico a lazo abierto, integrando la carga mecánica, el tren de transmisión, la máquina eléctrica, el inversor trifásico y los sensores de realimentación. Posteriormente, se obtienen modelos lineales equivalentes adecuados para el análisis dinámico y el diseño del sistema de control. Sobre esta base, se diseña un controlador de movimiento en cascada, cuya performance es evaluada mediante simulaciones en el dominio del tiempo. El informe se organiza presentando en primer lugar el modelado del sistema físico, seguido del análisis dinámico, el diseño del control, la simulación del sistema completo y, finalmente, las conclusiones obtenidas.

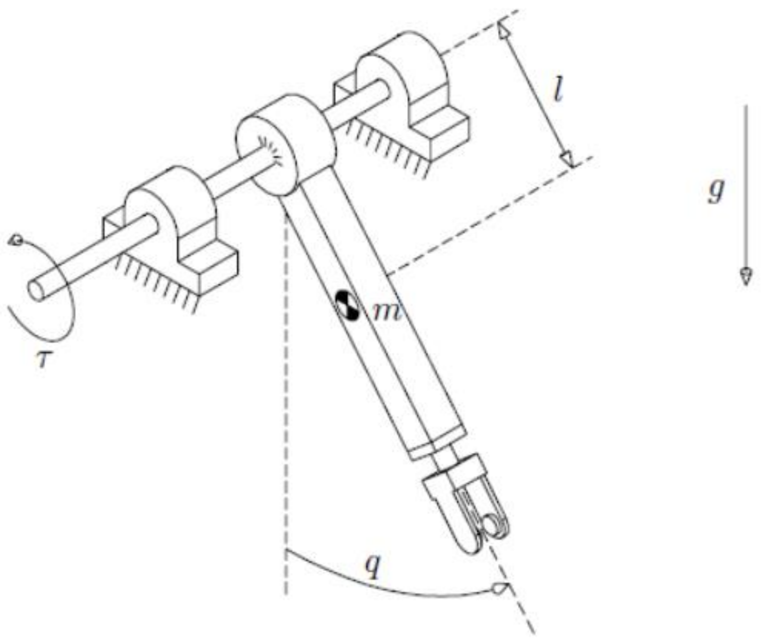

Figura 1: Modelo físico del problema

3. Modelado, Análisis y Simulación dinámica del sistema físico a lazo abierto

3.1. Carga mecánica

Se considera un modelo dinámico equivalente simplificado no lineal, con parámetros variables, referido al eje de salida del tren de transmisión. La coordenada articular del eje de la articulación $q(t) \equiv \theta_l(t)$, es medida respecto de la vertical hacia abajo y positiva en sentido horario. El torque impulsor aplicado por el accionamiento se define como $\tau(t) \equiv T_q(t)$. La perturbación externa principal corresponde a la aceleración de la gravedad, considerada constante y vertical.

$$J_l \frac{d\omega_l(t)}{dt} = T_q(t) - b_l \omega_l(t) - T_l(t) \tag{1}$$

$$\frac{d\theta_l(t)}{dt} = \omega_l(t) \quad \Leftrightarrow \quad \theta_l(t) = \theta_l(0) + \int_0^t \omega_l(\xi)\ d\xi \tag{2}$$

Donde $T_l(t) = T_{ld}(t) + g \cdot k_l \cdot \sin(\theta_l)$

Parámetros equivalentes variables (valor nominal ± variación máx.):

- Coeficiente de fricción viscosa en articulación: $\mathrm{b_l} \approx (0.1 \pm 0.03)\ \frac{\mathrm{N \cdot m}}{\mathrm{rad/s}}$
- Masa del brazo manipulador: $m = 1.0\ kg$
- Aceleración de gravedad: $g = 9.80665\ \frac{m}{s^2}$
- Longitud e inercia equivalente (centro de masa): $l_{cm} = 0.25\ m$; $J_{cm} = 0.0208\ kg \cdot m^2$
- Longitud total (extremo): $l_l = 0.50\ m$
- Masa de carga útil en el extremo (variable): $m_l = [0 \cdots 1.5]\ kg$
- Momento de inercia total (a eje de rotación):

$$J_l = (m \cdot l_{cm}^2 + J_{cm}) + m_l \cdot l_l^2 = 0.0833 + [0 \cdots 0.75]\ kg \cdot m$$

- Coeficiente de torque recuperador gravitacional: $k_l = m \cdot l_{cm} + m_l \cdot l_l = 0.25 + [0 \cdots 0.75]\ kg \cdot m$

Especificaciones de operación (carga o perturbación, valor límite):

- Torque de perturbación por contacto: $T_{ld}(t) \approx (0 \pm 5.0)\ N \cdot m$ (se asume función escalón)

3.2. Tren de transmisión

La transmisión mecánica del sistema se modela como una caja reductora reversible con sistema de engranajes planetarios, asumiendo un acoplamiento rígido entre el eje del motor y el eje de la carga. Se desprecia la presencia de elasticidad torsional, holguras o juego mecánico (backlash); momento de inercia equivalente y pérdidas de energía por fricción interna, reflejadas al eje de entrada y analizadas en conjunto con el motor. Bajo estas hipótesis, la carga mecánica y el motor pueden considerarse como un único sistema rígidamente acoplado.

Modelo equivalente rígido:

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

$$T_q(t) = r \cdot T_d(t) \tag{4}$$

Parámetro constante:

- Relación de reducción total: $r = 120.0{:}\,1$

Especificaciones de operación (valores límites):

- Velocidad nominal (salida): $n_{l\ nom} = 60\ rpm\ \left(\omega_{l\ nom} = 6.28\ \frac{rad}{s}\right)$
- Torque nominal (salida): $T_{q\ nom} = 17.0\ N \cdot m$ (régimen continuo)
- Torque pico (salida): $T_{q\ max} = 45.0\ N \cdot m$ (corta duración, aceleración)

3.3. Máquina eléctrica. Subsistema mecánico

La máquina eléctrica considerada es un motor de corriente alterna trifásico, síncrono con excitación por imanes permanentes (PMSM), de estator con conexión estrella simétrica y equilibrada, accesible en bornes de fase abc. El centro de estrella (punto neutro) se asume flotante y no accesible.

El subsistema mecánico del motor corresponde al rotor referido al estator estacionario, y se modela mediante un sistema dinámico equivalente de parámetros concentrados. Bajo estas hipótesis, el comportamiento dinámico mecánico del motor queda descrito por las siguientes ecuaciones.

$$J_m \frac{d\omega_m(t)}{dt} = T_m(t) - b_m\omega_m(t) - T_d(t) \tag{5}$$

$$\frac{d\theta_m(t)}{dt} \equiv \omega_m(t) \quad \Leftrightarrow \quad \theta_m(t) = \theta_m(0) + \int_0^t \omega_m(\zeta)\ d\zeta \tag{6}$$

Donde:

- $T_m(t)$ es el torque electromagnético

Parámetros (valores nominales medidos):

- Momento de inercia (motor y caja): $J_m \approx 1.4 \cdot 10^{-4}\ kg \cdot m^2$
- Amortiguamiento viscoso (motor y caja): $b_m \approx 15 \cdot 10^{-6}\ \frac{N \cdot m}{rad/s}$

Especificaciones de operación (valores límites):

- Velocidad nominal motor: $n_{m\ nom} = 6600\ rpm \left(\omega_{m\ nom} = 691.15\ \frac{rad}{s}\right)$

Modelo matemático equivalente del subsistema mecánico completo

El sistema mecánico completo está constituido por la carga mecánica (Ec. (1) y (2)), la transmisión rígida (Ec. (3) y (4)) y el subsistema mecánico del motor (Ec. (5)). El objetivo es obtener un modelo dinámico equivalente referido al eje de salida del motor.

Para ello, se expresan las variables mecánicas de la carga en función de las variables del motor mediante las relaciones de la transmisión. En particular, en la ecuación dinámica de la carga se reemplazan las expresiones obtenidas para la velocidad angular $\omega_l(t)$ y para el torque impulsor $T_q(t)$.

$$\frac{J_l}{r}\,\dot{\omega}_m(t) = r\,T_d(t) - \frac{b_l}{r}\,\omega_m(t) - T_l(t) \tag{7}$$

$$T_d(t) = \frac{1}{r}\left(\frac{J_l}{r}\dot{\omega}_m(t) + \frac{b_l}{r}\omega_m(t) + T_l(t)\right)$$

$$T_d(t) = \frac{J_l}{r^2}\dot{\omega}_m(t) + \frac{b_l}{r^2}\,\omega_m(t) + \frac{1}{r}T_l(t) \tag{8}$$

Luego reemplazando (8) en (5):

$$J_m\dot{\omega}_m(t) = T_m(t) - b_m\omega_m(t) - \left(\frac{J_l}{r^2}\dot{\omega}_m(t) + \frac{b_l}{r^2}\,\omega_m(t) + \frac{1}{r}T_l(t)\right)$$

$$\left(J_m + \frac{J_l}{r^2}\right)\dot{\omega}_m(t) = -\left(b_m + \frac{b_l}{r^2}\right)\omega_m(t) + \left(T_m(t) - \frac{1}{r}T_l(t)\right) \tag{9}$$

Definiendo parámetros equivalentes: $J_{eq} = J_m + \frac{J_l}{r^2}$; $\quad b_{eq} = b_m + \frac{b_l}{r^2}$

Se obtienen el siguiente subsistema mecánico: $\begin{cases} \dot{\theta}_m(t) = \omega_m(t) \\ J_{eq}\ddot{\theta}_m(t) = -b_{eq}\omega_m(t) + T_m(t) - \frac{1}{r}T_l(t) \\ y(t) = \theta_m(t) \end{cases}$ (10)

Estados: $x(t) = \begin{bmatrix}\theta_m(t) \\ \omega_m(t)\end{bmatrix}$ Entradas: $u(t) = \begin{bmatrix}T_m(t) \\ \frac{1}{r}T_l(t)\end{bmatrix}$ Salida: $y(t) = \theta_m(t)$

Luego, la representación matricial en espacio de estados:

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

Y el diagrama de bloques correspondiente:

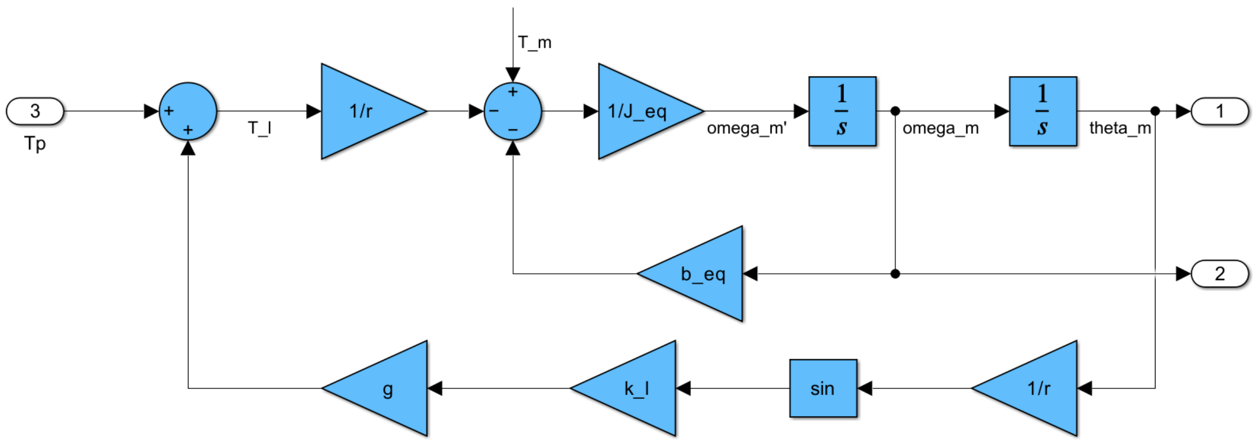

Figura 2: Subsistema mecánico

3.4. Modelo dinámico del sistema físico completo

A continuación, los subsistemas electromagnético y térmico son incorporados al subsistema mecánico previamente obtenido.

3.4.1. Subsistema electromagnético de la máquina eléctrica

Para modelar el subsistema electromagnético de la máquina síncrona de imanes permanentes (PMSM) resulta conveniente introducir algunos conceptos. Dado que se trata de una máquina síncrona, la velocidad angular del rotor ω_r coincide con la velocidad del campo magnético rodante. Además, esta velocidad depende del número de pares de polos magnéticos P_p y de la frecuencia de las señales eléctricas aplicadas al estator ω_m.

$$\omega_r(t) = P_p\,\omega_m(t) \tag{11}$$

$$\dot{\theta}_r(t) = \omega_r(t) \quad \Leftrightarrow \quad \theta_r(t) = \theta_r(0) + \int_0^t \omega_r(\xi)\,d\xi \tag{12}$$

$$\theta_r(t) \equiv P_p\,\theta_m(t) \tag{13}$$

Donde: θ_r es el ángulo de fase de la señal eléctrica “a”.

Se emplea la transformación directa de Park para convertir el sistema trifásico estacionario “abc” a un sistema ortogonal “$qd0^r$” que gira a la velocidad eléctrica $\omega_r(t) = 2\pi f$. De este modo, señales sinusoidales en “abc” se transforman en variables aproximadamente constantes en “$qd0^r$” en régimen permanente. La transformación inversa permite volver del marco “$qd0^r$” al sistema “abc”.

Transformada directa de Park:

$$\begin{bmatrix} f_{qs}^r(t) \\ f_{ds}^r(t) \\ f_{0s}^r(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r(t) & \cos(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta_r(t) & \sin(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{as}(t) \\ f_{bs}(t) \\ f_{cs}(t) \end{bmatrix} \tag{14}$$

Transformada inversa de Park:

$$\begin{bmatrix} f_{as}(t) \\ f_{bs}(t) \\ f_{cs}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r(t) & \sin\theta_r(t) & 1 \\ \cos(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{qs}^r(t) \\ f_{ds}^r(t) \\ f_{0s}^r(t) \end{bmatrix} \tag{15}$$

Las expresiones de $f(t)$ se puede representar tensión $v(t)$, corriente $i(t)$, flujo concatenado $\lambda(t)$¸etc.

Para simular adecuadamente, se desarrollan dos bloques en Simulink que contienen las funciones de las transformadas de Park directa e inversa:

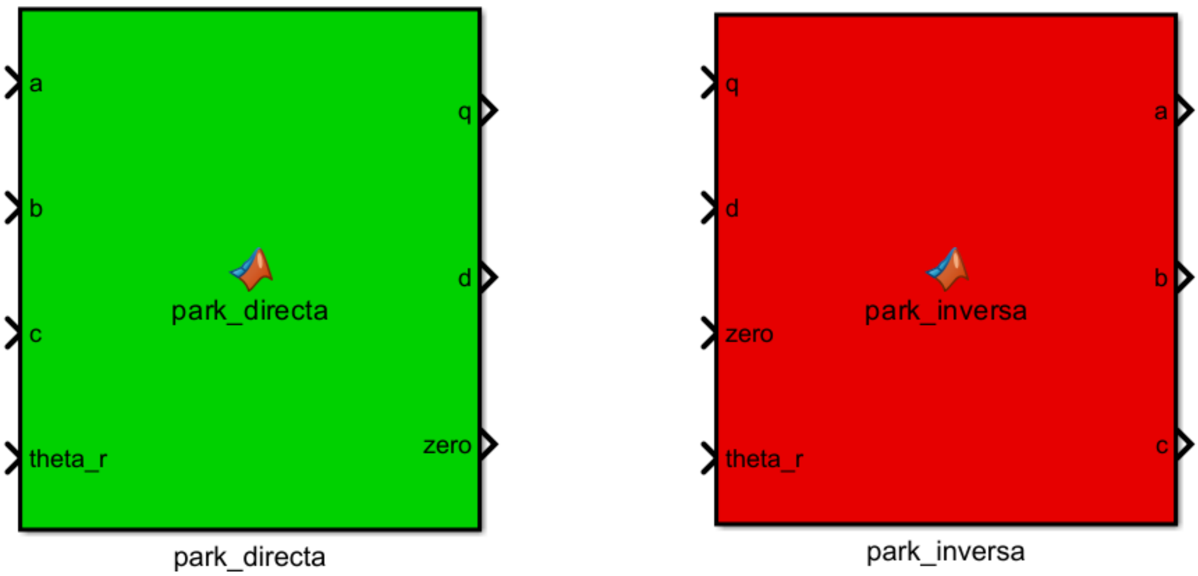

Figura 3: Bloques de transformaciones de Park

Por lo tanto, ahora es posible plantear el balance de tensiones eléctricas equivalentes de estator referido a coordenadas “$qd0^r$”:

$$\begin{cases} v_{qs}^r(t) = R_s(t) \cdot i_{qs}^r(t) + L_q \dfrac{di_{qs}^r(t)}{dt} + \left[\lambda_m'^r + L_d \cdot i_{ds}^r(t)\right] \cdot \omega_r(t) \\ v_{ds}^r(t) = R_s(t) \cdot i_{ds}^r(t) + L_d \dfrac{di_{ds}^r(t)}{dt} - L_q \cdot i_{qs}^r(t) \cdot \omega_r(t) \\ v_{0s}(t) = R_s(t) \cdot i_{0s}(t) + L_{ls} \dfrac{di_{ds}^r(t)}{dt} \end{cases} \tag{16}$$

Donde la resistencia del estator $R_s(t)$ varía con la temperatura del estator de la siguiente manera:

$$R_s(t) = R_{sREF}\left(1 + \alpha_{cu}\left(T_s(t) - T_{sREF}(t)\right)\right) \tag{17}$$

Los parámetros constantes con valores nominales medidos son los siguientes:

- Pares de polos magnéticos: $p = 3\ pares$
- Flujo magnético concatenado por espiras del bobinado de estator: $\lambda_m'^r = 0.016\ Wb - t$
- Inductancia de estator (eje en cuadratura): $L_q \approx 5.8\ mH$
- Inductancia de estator (eje directo): $L_{ls} \approx 6.6\ mH$
- Inductancia de dispersión de estator: $L_{ls} \approx 0.8\ mH$
- Resistencia del estator por fase: $R_s \approx 1.02\ \Omega = R_{sREF}\ (@\ T_{sREF}^{\circ} = 20°C)$
- Coeficiente de aumento de R_s con T_s: $\alpha_{cu} = 3.9 \cdot 10^{-3}\ \ 1/°C$

Especificaciones de operación en bornes abc del estator:

- Velocidad nominal del rotor: $n_{m,nom} = 6600\ rpm;\qquad w_{m,nom} = 691.15\ \ rad/s$
- Tensión nominal de línea: $V_{sl,nom} = 30\ V_{CA\,rms}$
- Corriente nominal: $I_{s,nom} = 0.4\ A_{CA\,rms}$ (régimen continuo)
- Corriente máxima: $I_{s,max} = 2.0\ A_{CA\,rms}$ (corta duración, aceleración)

Por último, reemplazando $\omega_r(t)$ de (Ec.11) y despejando las derivadas correspondientes, obtenemos la expresión para el modelo del subsistema electromagnético del motor:

$$\begin{cases} \dfrac{di_{qs}^r(t)}{dt} = \dfrac{1}{L_q}\left[-R_s(t)\cdot i_{qs}^r(t) - \left[\lambda_m'^r + L_d\cdot i_{ds}^r(t)\right]\cdot P_p\cdot \omega_m(t) + v_{qs}^r(t)\right] \\ \dfrac{di_{ds}^r(t)}{dt} = \dfrac{1}{L_d}\left[-R_s(t)\cdot i_{ds}^r(t) + L_q\cdot i_{qs}^r(t)\cdot P_p\cdot \omega_m(t) + v_{ds}^r(t)\right] \\ \dfrac{di_{0s}(t)}{dt} = \dfrac{1}{L_{ls}}\left[-R_s(t)\cdot i_{0s}(t) + v_{0s}(t)\right] \end{cases} \tag{18}$$

Y el diagrama correspondiente en Simulink:

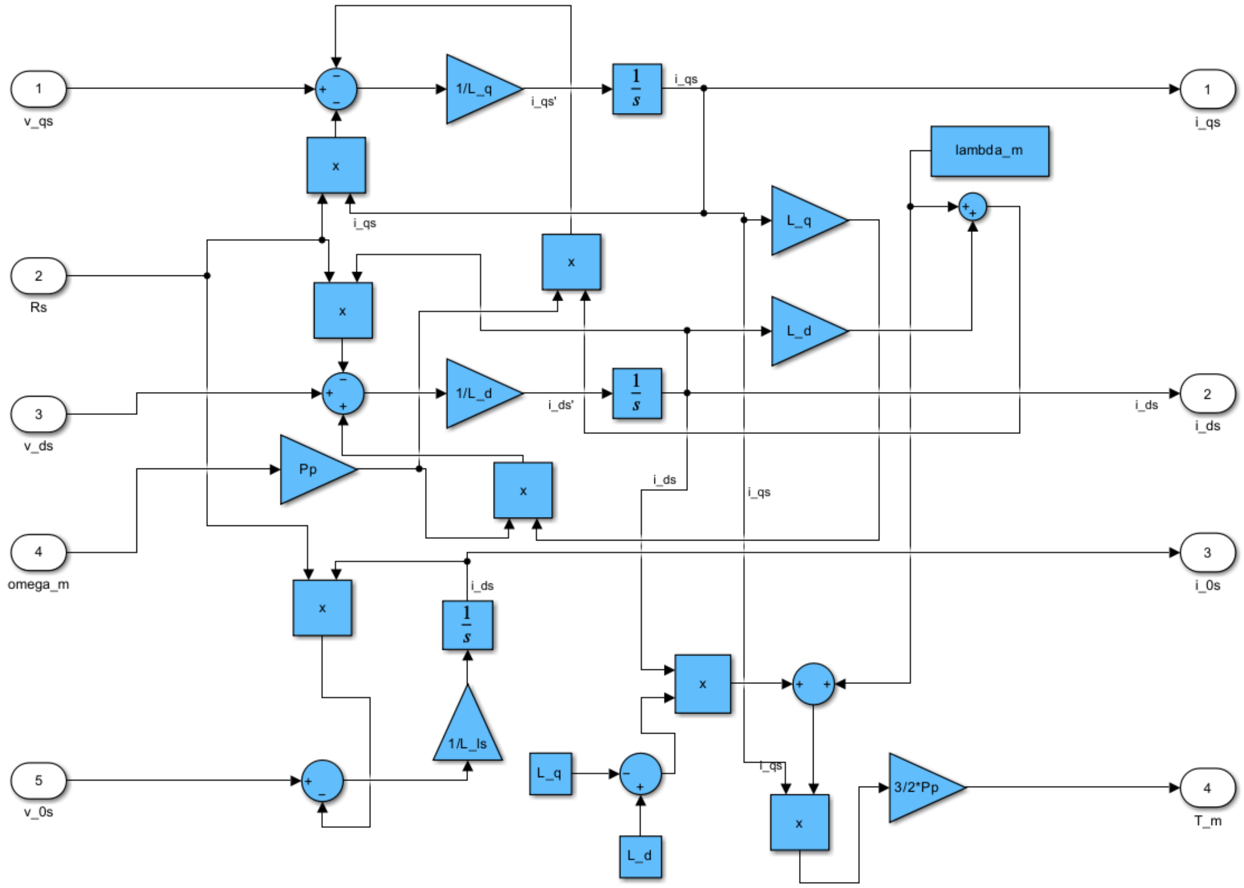

Figura 4: Subsistema electromagnético

3.4.2. Subsistema térmico de la máquina eléctrica

El modelo térmico del motor considera un sistema simplificado de primer orden que representa el comportamiento térmico del bobinado del estator. Se tienen en cuenta únicamente las pérdidas eléctricas resistivas generadas por efecto Joule en los devanados, despreciando las perdidas magnéticas en el núcleo ferromagnético. La transferencia de calor hacia el ambiente se modela mediante conducción y convección natural, sin considerar ventilación forzada.

En cuanto a la potencia perdida en el estator, tenemos las pérdidas caloríficas generadas en el bobinado de éste, que se calculan mediante la disipación resistiva en las tres fases. En coordenadas de fase (abc), la potencia disipada está dada por:

$$P_{s,perd}(t) = R_s(T_s^o) \cdot \left(i_{as}^2(t) + i_{bs}^2(t) + i_{cs}^2(t)\right)$$

Aplicando la transformación de Park y considerando la invarianza de la potencia, la expresión equivalente en coordenadas qd0 resulta:

$$P_{s,perd}(t) = \frac{3}{2} R_s(T_s^o) \cdot \left(i_{qs}^{r\,2}(t) + i_{ds}^{r\,2}(t) + 2 \cdot i_{0s}^{r\,2}(t)\right) \quad (19)$$

Aclarando que en un sistema trifásico equilibrado con conexión en estrella y neutro flotante, la componente homopolar es nula $i_{0s}(t) \equiv 0$.

El balance energético en el bobinado del estator establece que la potencia de pérdidas debe igualar la energía almacenada internamente más la energía disipada hacia el ambiente

$$P_{s,perd}(t) = C_{ts} \cdot \frac{dT_s^o(t)}{dt} + \frac{1}{R_{ts-amb}} \cdot \left((T_s^o(t) - T_{amb}^o(t)\right) \quad (20)$$

Donde C_{ts} representa la capacitancia térmica del estator y R_{ts-amb} es la resistencia térmica entre el estator y el ambiente.

Igualando las expresiones (19) y (20), y despejando la derivada de la temperatura, se obtiene la ecuación diferencial que gobierna la dinámica térmica del sistema:

$$\frac{dT_s^o(t)}{dt} = \frac{1}{C_{ts}} \cdot \left[\frac{3}{2} R_s(T_s^o) \cdot \left(i_{qs}^{r\,2}(t) + i_{ds}^{r\,2}(t) + 2 \cdot i_{0s}^{r\,2}(t)\right) - \frac{1}{R_{ts-amb}} \cdot (T_s^o(t) - T_{amb}^o(t))\right] \quad (21)$$

Los parámetros constantes con valores nominales medidos son los siguientes:

- Capacitancia térmica del estator: $C_{ts} \approx 0.818\ W/(°C/s)$
- Resistencia térmica estator-ambiente: $R_{ts-amb} \approx 146.7\ °C/W$
- Constante de tiempo térmica: $\tau_{ts-amb} = R_{ts-amb} \cdot C_{ts} \approx 120\ s$

Y las especificaciones de operación:

- Temperatura máxima de bobinado del estator: $T_{s,max} = 115\ °C$
- Rango de temperatura ambiente de operación: $-15\ °C \leq T_{amb} \leq 40°C$

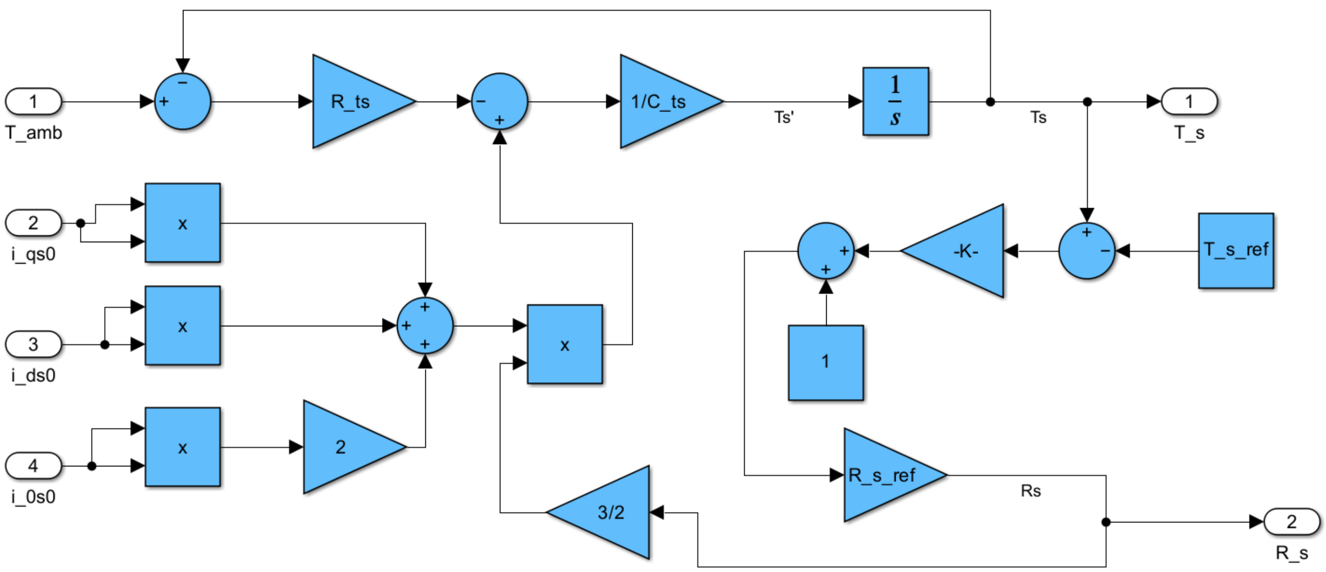

Figura 5: Subsistema térmico

3.5. Inversor trifásico de alimentación

La alimentación de la máquina eléctrica se realiza mediante un inversor trifásico de cuatro cuadrantes, implementado como un puente trifásico con llaves electrónicas semiconductoras, alimentado desde una fuente ideal de corriente continua. El inversor se asume conmutado mediante modulación por ancho de pulso (PWM).

Para el análisis dinámico del sistema se adopta un modelo promediado del inversor, considerando únicamente la componente fundamental de las tensiones sintetizadas (sin armónicos). De este modo, el conjunto “fuente ideal de CC + inversor” puede modelarse como un modulador idealizado de tensión trifásica vectorial que aplica al estator un sistema de tensiones senoidales equilibradas de secuencia positiva en coordenadas abc, de igual módulo y desfasadas 120° eléctricos. Estas tensiones pueden variar en módulo $V_{sl}(t)$ y en frecuencia eléctrica $\omega_e(t)$

$$v_{as}(t) \approx V_p(t)\sqrt{2}\cos\big(\theta_v(t)\big)$$

$$v_{bs}(t) \approx V_p(t)\sqrt{2}\cos\left(\theta_v(t) - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_{cs}(t) \approx V_p(t)\sqrt{2}\cos\left(\theta_v(t) - \frac{4\pi}{3}\right)$$

$$\omega_e(t) \equiv 2\pi f_e(t) \equiv \frac{d\theta_{ev}(t)}{dt} \Leftrightarrow \theta_{ev}(t) = \theta_{ev}(0) + \int_0^t \omega_e(\xi)\ d\xi$$

Parámetros variables: $V_{sl}(t)$ y $\omega_e(t) \equiv 2\pi f_e(t)$ pueden variarse a voluntad, dentro de ciertos límites, a partir del control por PWM.

Especificaciones de operación (valores límites, no sobrepasar):

- Módulo de tensión de línea: $V_{sl} = [0.0 \ldots 48]\ V_{CA\,rms}$
- Frecuencia sincrónica: $f_e = [-330.0 \ldots +330.0]\ Hz$. El signo determina la secuencia de fases positiva abc o negativa acb y, por lo tanto, el sentido de giro $\pm$ del campo magnético rodante y del rotor.

3.6. Sensores

El sistema de accionamiento cuenta con distintos dispositivos de sensado destinados a la medición y acondicionamiento de las variables necesarias para la realimentación del control. Se consideran sensores ideales, sin errores de cuantificación ni retardos, salvo indicación en contrario.

En particular, se dispone de los siguientes sensores:

- Sensor de posición angular: Se utiliza un sensor de posición angular incremental (encoder) montado sobre el eje del motor. Se asumen idealizados los procesos de referencia inicial (homing) y decodificación. La variable medida corresponde a la posición angular mecánica del eje del motor $\theta_m(t)$, la cual se considera absoluta, aun cuando el eje complete más de una revolución.
- Sensores de corriente de fase: Se emplean tres sensores de corriente instantánea, uno por cada fase del estator, ubicados a la salida trifásica del inversor. Las variables medidas corresponden a las corrientes de fase $i_{abc}(t)$.

- Sensor de temperatura del estator: se dispone de un sensor de temperatura embebido en el bobinado del estator. La variable medida es la temperatura del estator $T_s(t)$, la cual se emplea para la supervisión del calentamiento y para la estimación de la resistencia del estator $R_s\big(T_s(t)\big)$, que es dependiente de la temperatura.

Inicialmente, los sensores se modelan como sistemas ideales, con ganancia unitaria y ancho de banda infinito. En términos de función de transferencia, se adopta:

$$G(s) \equiv 1$$

Posteriormente, en caso de requerirse un análisis más realista, el modelo de los sensores podrá modificarse para incluir efectos dinámicos mediante filtros de ancho de banda finito.

3.6.1. Modelo global no lineal

La expresión del torque electromagnético del motor síncrono de imanes permanentes permite acoplar los subsistemas electromagnético y mecánico del accionamiento:

$$T_m(t) = \frac{3}{2} P_p \big[\lambda_m^r + \big(L_d - L_q\big)\, i_{ds}^r(t)\big] \cdot i_{qs}^r(t) \tag{22}$$

Luego reemplazando en las ecuaciones del sistema mecánico:

$$\dot{\omega}_m(t) = -\frac{b_{eq}}{J_{eq}}\,\omega_m(t) + \frac{1}{J_{eq}}\left[\frac{3}{2} P_p \left(\lambda_m^{\prime r} + \big(L_d - L_q\big) i_{ds}^r(t)\right) i_{qs}^r(t) - \frac{1}{r} T_l(t)\right]$$

$$\dot{\omega}_m(t) = \frac{1}{J_{eq}}\left[\frac{3}{2} P_p \left(\lambda_m^{\prime r} + \big(L_d - L_q\big) i_{ds}^r(t)\right) i_{qs}^r(t) - b_{eq}\omega_m(t) - \frac{1}{r} T_l(t)\right] \tag{23}$$