



UNCUYO
UNIVERSIDAD
NACIONAL DE CUYO

Proyecto global integrador

Control de accionamiento de CA con motor
síncrono de imanes permanentes

Herrera Martín
Tassara Renzo

Fecha de presentación
05/07/2024

Índice

1 Resumen	3
2 Introducción	4
3 Modelado, Análisis y Simulación dinámica del sistema físico a “Lazo Abierto”	5
3.1 Carga mecánica	5
3.2 Tren de transmisión	5
3.3 Máquina eléctrica. Subsistema mecánico	6
3.4 Modelo dinámico del sistema físico completo	7
3.4.1 Máquina eléctrica. Subsistema electromagnético	7
3.4.2 Máquina eléctrica. Subsistema térmico	10
3.5 Inversor trifásico de alimentación	12
3.6 Sensores	12
3.6.1 Modelo Global no lineal (NL)	13
3.6.2 Linealización jacobiana: Modelo global linealizado con parámetros variables (LPV)	15
3.6.3 Linealización por Realimentación NL: Modelo simplificado lineal invariante (LTI) equivalente .	19
3.6.4 Restricción o Ley de control mínima	20
3.6.5 Implementación	21
3.6.6 Dinámica residual	21
3.6.7 Restricción o Ley de control mínima	23
3.6.8 Comparación del modelo dinámico LTI equivalente aumentado y el modelo dinámico global LPV	24
3.6.9 Funciones de transferencia para el modelo LTI aumentado	25
3.7 Análisis de Estabilidad a lazo abierto para el modelo LTI equivalente aumentado	25
3.7.1 Frecuencia Natural y Amortiguamiento	27
3.8 Análisis de Observabilidad completa de estado para el modelo LTI equivalente aumentado	28
3.9 Análisis de Controlabilidad completa de estado para el modelo LTI equivalente aumentado	28
3.10 Respuesta dinámica en el dominio del tiempo	30
3.10.1 Comparación de modelos a diferentes temperaturas ambiente	33
3.10.2 Curva paramétrica Torque vs. Velocidad	36
3.10.3 Velocidad y corriente final de establecimiento	40
3.10.4 Comportamiento del sistema para $i_{ds}^r(0) = \pm 0.5A$ vs $i_{ds}^r(t) = 0A$	40
4 Diseño, Análisis y Simulación con Controlador de Movimiento en Cascada con Modulador de Torque equivalente (Control Vectorial)	43
4.1 Modulador de Torque Equivalente	43
4.1.1 Desacople de las Realimentaciones Físicas Naturales	43
4.1.2 Diseño de lazos de control de corrientes	44
4.1.3 Incorporación de la consigna de torque	46
4.1.4 Compensación del Torque de carga por gravedad	46
4.2 Controlador externo de movimiento	47
4.2.1 Set-point de posición	49
4.3 Observador de estado de orden reducido	50
4.4 Seguimiento de consignas de movimiento	51
4.5 Rechazo a perturbaciones	54
4.6 Verificación de desempeño y mejoras	55
4.6.1 Mejora del observador. Acción integral	58
4.7 Comportamiento térmico	60
4.8 Sensores no ideales	62
4.9 Modulador de tensión trifásico no ideal	65
4.10 Controlador completo discreto	66
5 Versión Final Completa del Controlador	69
6 Conclusión	70

1. Resumen

El presente informe presenta el diseño y análisis de un sistema de control de accionamiento de corriente alterna (CA) utilizando un motor síncrono de imanes permanentes (PMSM). El proyecto integra conocimientos y competencias adquiridos en la asignatura de Automática y Máquinas Eléctricas mediante el modelado, simulación, diseño y análisis de desempeño de un sistema de control automático de posición y movimientos para un accionamiento electromecánico de cuatro cuadrantes.

A lo largo del proyecto, se desarrollaron modelos matemáticos, se implementaron simulaciones en Matlab/Simulink y se realizaron análisis detallados para evaluar la estabilidad, controlabilidad y observabilidad del sistema, así como para diseñar un controlador de movimiento en cascada con un modulador de torque equivalente.

Los resultados de las simulaciones demuestran la efectividad del controlador diseñado en la regulación de la velocidad y el torque del motor. Además, se analizan los aspectos térmicos del motor bajo diferentes perfiles de velocidad, destacando la necesidad de optimizar el perfil de velocidad para evitar sobrecalentamientos.

2. Introducción

El presente trabajo tiene como objetivo lograr el control de movimiento de un eje decentralizado, para articulación de un brazo manipulador robótico de un grado de libertad rotacional, de eje horizontal y sometido a la acción de la aceleración de gravedad. El eje de rotación es fijo a la base en un sistema de referencia inercial. Los parámetros equivalentes del sistema varían según la carga útil transportada en el extremo.

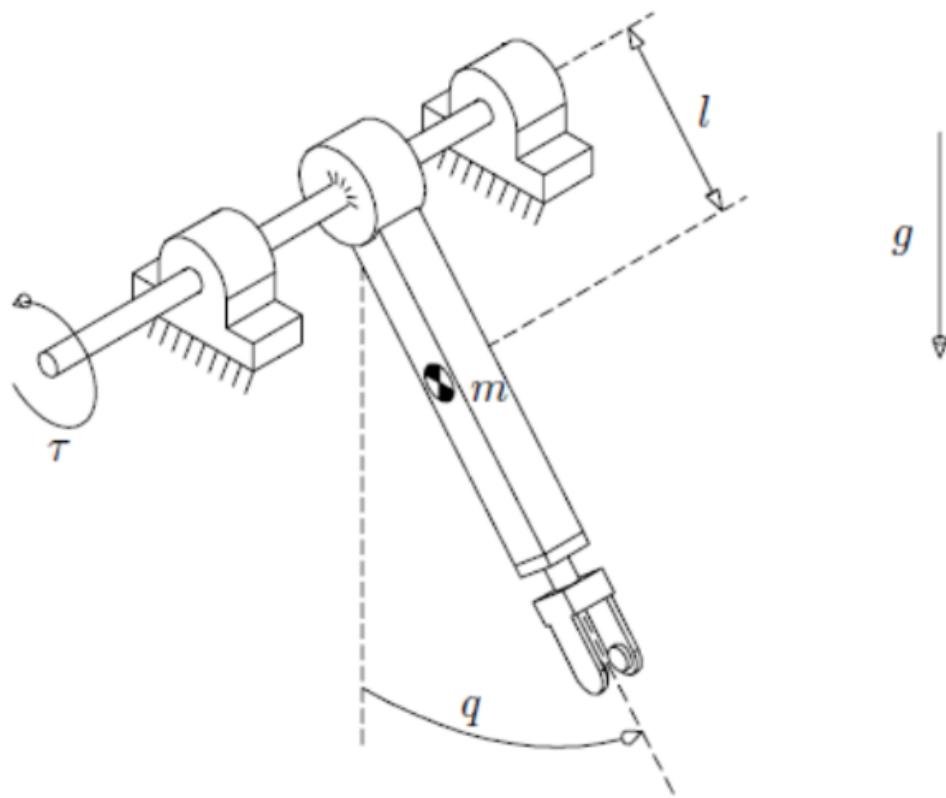


Fig. 2.1: Modelo del problema

El sistema de accionamiento propuesto en este proyecto incluye un reductor de velocidad de engranajes planetarios y un conjunto de sensores para realimentación, que permiten monitorear la posición del eje del motor, las corrientes de fase y la temperatura del bobinado del estator. A partir de las especificaciones técnicas simplificadas, se desarrollará un modelo dinámico completo que incluye los subsistemas mecánico, electromagnético y térmico. Se abordará tanto el modelado no lineal como la linearización para la implementación de controladores.

Las etapas del proyecto incluyen la simulación dinámica del sistema en lazo abierto, el diseño de un modulador de torque equivalente y la implementación de un controlador de movimiento en cascada. La simulación y análisis permitirán evaluar la estabilidad, controlabilidad y observabilidad del sistema, así como el desempeño bajo diferentes condiciones operativas. Finalmente, se verificará el comportamiento térmico del motor y se evaluarán los efectos de las respuestas no ideales de los sensores y el inversor en el desempeño del sistema.

3. Modelado, Análisis y Simulación dinámica del sistema físico a “Lazo Abierto”

3.1 Carga mecánica

Modelo simplificado equivalente (No Lineal) con parámetros variables, referido al eje de salida del tren de transmisión: coordenada articular de eje de la articulación $q(t) \equiv \theta_l(t)$, referida a la vertical hacia abajo, positiva en sentido horario; torque impulsor $\tau(t) \equiv T_q(t)$.

$$J_l \frac{d\omega_l}{dt} = T_q(t) - b_l - T_l(t) \quad (3.1)$$

$$\frac{d\theta_l(t)}{dt} = \omega_l(t) \Leftrightarrow \theta_l(t) = \theta_l(0) + \int_0^t \omega_l(\zeta) d\zeta \quad (3.2)$$

Donde $T_l(t) = T'_l(t) + k_l \sin(\theta_l)$

Parámetros equivalentes variables (valor nominal \pm variación máxima):

- Coeficiente de fricción viscosa en articulación: $b_l \approx (0.1 \pm 0.03) \frac{Nm}{rad/s}$
- Aceleración de gravedad: $g = 9.80665 \text{ m/s}^2$
- Masa del brazo manipulador: $m = 1.0 \text{ kg}$
- Longitud e inercia equivalente (centro de masa): $l_{cm} = 0.25 \text{ m} ; J_{cm} = 0.0208 \text{ kg m}^2$
- Longitud total (extremo): $l_l = 0.50 \text{ m}$
- Masa carga extremo: $m_l = [0...1.5] \text{ kg}$
- Momento de inercia total (a eje de rotación): $J_l = (ml_{cm}^2 + J_{cm}) + m_l l_l^2 = 0.833 + [0...0.375] \text{ kg m}^2$
- Coeficiente de Torque recuperador gravitacional: $k_l = mgl_{cm} + m_l gl_l = 2.452 + [0...7.355] \text{ Nm}$

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

- Torque de perturbación externo: $T'_l(t) \approx (0 \pm 5.0) \text{ Nm}$ (asumir función escalón)

3.2 Tren de transmisión

La transmisión rígida en este sistema consiste en una caja reductora reversible con sistema de engranajes planetarios, asumiendo acoplamiento rígido (sin elasticidad torsional y sin juego, holgura o “backlash”); momento de inercia equivalente y pérdidas de energía por fricción interna, todo esto reflejado al eje de entrada y considerado junto con el motor. Asumir la condición de rigidez permite la simplificación del modelo, despreciando las deformaciones elásticas que se desarrollan en la transmisión, considerando a la carga mecánica y al motor como una única unidad. Las relaciones del modelo de la transmisión rígida son las siguientes:

$$\omega_l(t) = \frac{1}{r} \omega_m(t) \quad (3.3)$$

$$T_q(t) = r T_d(t) \quad (3.4)$$

Donde:

- ω_m es la velocidad angular del eje del motor.

- T_d es el torque de carga reflejado del lado del motor.

Parámetros constantes:

- Relación de reducción total $r = 120.0 : 1$

Especificaciones de operación (valores límite):

- Velocidad nominal (salida): $n_{lnom} = 60 \text{ rpm}$ ($\omega_{lnom} = 6.28 \text{ rad/s}$)
- Torque nominal (salida): $T_{qnom} = 17.0 \text{ Nm}$ (régimen continuo)
- Torque pico (salida): $T_{qmax} = 45.0 \text{ N}$

3.3 Máquina eléctrica. Subsistema mecánico

La maquina eléctrica es un motor de CA trifásica, síncrono con excitación por imanes permanentes (PMSM), de estator con conexión estrella (simétrica y equilibrada) accesible en bornes de fases abc y con centro de estrella (punto “neutro”) flotante no accesible. El subsistema mecánico del motor consiste en el rotor referido al estator estacionario, el modelo equivalente es el siguiente:

$$J_m \dot{\omega}_m(t) = T_m(t) - b_m \omega_m(t) - T_d(t) \quad (3.5)$$

$$\frac{d\theta_m(t)}{dt} = \omega_m(t) \iff \theta_m(t) = \theta_m(0) + \int_0^t \omega_m(\zeta) d\zeta \quad (3.6)$$

Donde:

- $T_m(t)$ es el Torque electromagnético

Parámetros (valores nominales medidos):

- Momento de inercia (motor y caja): $J_m \approx 1.4 \cdot 10^{-4} \text{ kgm}^2$
- Amortiguamiento viscoso (motor y caja): $b_m \approx 1.5 \cdot 10^{-5} \frac{\text{Nm}}{\text{rad/s}}$

Especificaciones de operación (valores límites):

- Velocidad nominal motor $n_{mnom} = 6600 \text{ rpm}$ ($\omega_{mnom} = 691,15 \text{ rad/s}$).

Modelo matemático equivalente del subsistema mecánico completo

El sistema mecánico incluye la carga (Ec.1 y Ec.2), la transmisión rígida (Ec.3 y Ec.4) y el subsistema mecánico del motor (Ec.5). El objetivo es referenciar el modelo simplificado equivalente de la carga al eje de salida del motor, en lugar de al eje de salida del tren de transmisión.

En (1) se reemplazan las expresiones obtenidas para $\omega_l(t)$ (Ec. 3) y para $T_q(t)$ (Ec. 4). Esto es:

$$\frac{J_l}{r} \dot{\omega}_m(t) = rT_d(t) - \frac{b_l}{r} \omega_m(t) - T_l(t) \quad (3.7)$$

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

$$T_d(t) = \frac{J_l}{r^2} \dot{\omega}_m(t) + \frac{b_l}{r^2} \omega_m(t) + \frac{1}{r} T_l(t) \quad (3.8)$$

$$\text{Luego (8) en (5) : } J_m \dot{\omega}_m(t) = T_m(t) - b_m \omega_m(t) - \left(\frac{J_l}{r^2} \dot{\omega}_m(t) + \frac{b_l}{r^2} \omega_m(t) + \frac{1}{r} T_l(t) \right)$$

$$\left(J_m + \frac{J_l}{r^2} \right) \dot{\omega}_m(t) = - \left(b_m + \frac{b_l}{r^2} \right) \omega_m(t) + \left(T_m(t) - \frac{1}{r} T_l(t) \right) \quad (3.9)$$

Definiendo los parámetros equivalentes: $J_{eq} = J_m + \frac{J_l}{r^2}$, $b_{eq} = b_m + \frac{b_l}{r^2}$ se obtiene:

$$\text{Subsistema mecánico} \begin{cases} \dot{\theta}_m(t) = \omega_m(t) \\ J_{eq}\ddot{\theta}_m(t) = -b_{eq}\omega_m(t) + T_m(t) - \frac{T_l(t)}{r} \\ y(t) = \theta_m(t) \end{cases} \quad (3.10)$$

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

Con los vectores definidos, la representación matricial en espacio de estados:

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

El diagrama de bloques correspondiente:

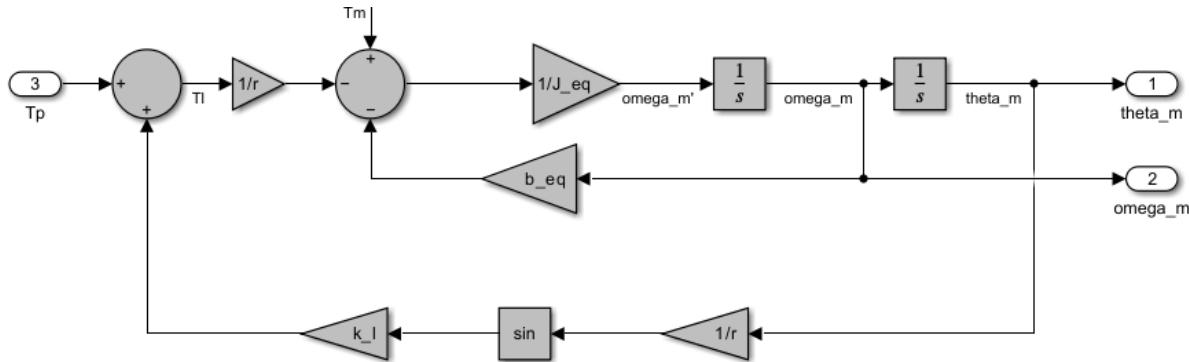


Fig. 3.1: Subsistema mecánico

3.4 Modelo dinámico del sistema físico completo

Se incorporan los subsistemas electromagnético y térmico de la máquina eléctrica al subsistema mecánico previamente obtenido

3.4.1 Máquina eléctrica. Subsistema electromagnético

Para caracterizar el modelo del subsistema electromagnético resulta fundamental destacar algunos aspectos:

- Por tratarse de un *motor sincrónico* la velocidad angular del rotor ω_m es la velocidad de sincronismo, es decir que es la velocidad a la que gira el campo magnético rotante.
- Esta velocidad ω_m depende tanto de la cantidad de pares de polos magnéticos " P_p " como de la frecuencia de las señales eléctricas aplicadas al estator " ω_r "

$$\omega_r(t) \equiv P_p \cdot \omega_m(t) \quad (3.11)$$

$$\dot{\theta}_r(t) = \omega_r(t) \Leftrightarrow \theta_r(t) = \int_0^t \omega_r(\xi), d\xi + \theta_r(0) \quad (3.12)$$

$$\theta_r(t) \equiv P_p \cdot \theta_m(t) \quad (3.13)$$

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

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

Se emplea la transformación directa de Park que convierte el sistema estacionario ‘abc’ del sistema trifásico a otro sistema de referencia ortogonal con coordenadas virtuales ‘dq0’ que giran a la frecuencia de las señales eléctricas $\omega_r(t) = 2\pi f$. El objetivo de la transformación directa consiste en convertir los valores trifásicos ‘abc’ sinusoidales en el tiempo, a valores constantes ‘dq0’ en régimen permanente. La transformada inversa de Park consiste en el proceso inverso, transformar valores constantes ‘dq0’ a valores trifásicos ‘abc’ sinusoidales.

$$\begin{bmatrix} f_{qs}^r(t) \\ f_{ds}^r(t) \\ f_{0s}^r(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r(t) & \cos \left(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \theta_r(t) & \sin \left(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{as}(t) \\ f_{bs}(t) \\ f_{cs}(t) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Transformación inversa de Park

$$\begin{bmatrix} f_{as}(t) \\ f_{bs}(t) \\ f_{cs}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r(t) & \sin \theta_r(t) & 1 \\ \cos \left(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_{qs}^r(t) \\ f_{ds}^r(t) \\ f_{0s}^r(t) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

En las expresiones anteriores $f(t)$ puede representar: tensión $v(t)$, corriente $i(t)$, flujo concatenado $\lambda(t)$, etc.

Para lograr estas transformadas en la simulación, se aplicó el bloque de simulink ”MATLAB Function”, en los cuales se aplicaron las funciones que se muestran a continuación:

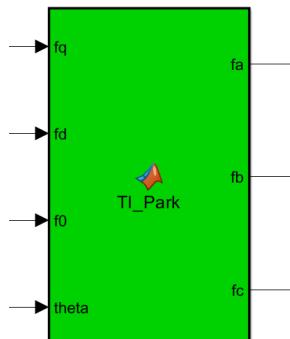


Fig. 3.2: Bloque Tranformada de Park Inversa

```
function [fa,fb,fc] = TI_Park(fq,fd,f0,theta)
f = [ cos(theta) sin(theta) 1;
       cos(theta - (2*pi)/3) sin(theta - (2*pi)/3) 1;
       cos(theta + (2*pi)/3) sin(theta + (2*pi)/3) 1];
resultados = f*[fq;fd;f0];
fa = resultados(1);
fb = resultados(2);
fc = resultados(3);
```

Fig. 3.3: Función Tranformada de Park Inversa

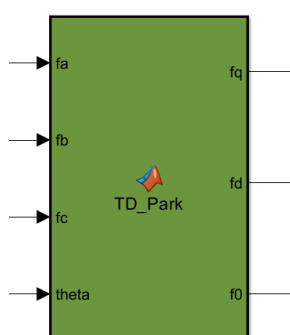


Fig. 3.4: Bloque Tranformada de Park Directa

```
function [fq,fd,f0] = TD_Park(fa,fb,fc,theta)
f = (2/3)*[cos(theta) cos(theta - (2*pi)/3) cos(theta + (2*pi)/3);
           sin(theta) sin(theta - (2*pi)/3) sin(theta + (2*pi)/3);
           1/2 1/2 1/2];
resultados = f*[fa;fb;fc];
fq = resultados(1);
fd = resultados(2);
f0 = resultados(3);
```

Fig. 3.5: Función Tranformada de Park Directa

Ahora, se está en condiciones de plantear el balance de tensiones eléctricas equivalentes de estator (referido a coordenadas qd0 fijas en rotor) que constituye el modelo del subsistema eléctrico:

$$\begin{cases} v_{qs}^r(t) = R_s(t) \cdot i_{qs}^r(t) + L_q \frac{di_{qs}^r(t)}{dt} + [\lambda_m' r + L_d \cdot i_{ds}^r(t)] \cdot \omega_r(t), \\ v_{ds}^r(t) = R_s(t) \cdot i_{ds}^r(t) + L_d \frac{di_{ds}^r(t)}{dt} - L_q \cdot i_{qs}^r(t) \cdot \omega_r(t), \\ v_{0s}(t) = R_s(t) \cdot i_{0s}(t) + L_{ls} \frac{di_{0s}(t)}{dt}. \end{cases} \quad (3.16)$$

Se considera que la magnitud de la resistencia estatórica $R_s(t)$ varía con la temperatura del estator:

$$R_s(t) = R_{sREF}(1 + \alpha_{Cu}(T_s(t) - T_{sREF})) \quad (3.17)$$

Parámetros constantes con valores nominales medidos

- Pares de Polos magnéticos: $p = 3$ pares
- Flujo magnético concatenado por espiras del bobinado de estator: $\lambda_m' r = 0.016 \text{ Wb}\cdot\text{t}$
- Inductancia de estator (eje en cuadratura): $L_q \approx 5.8 \text{ mH}$
- Inductancia de estator (eje directo): $L_{ls} \approx 6.6 \text{ mH}$
- Inductancia de dispersión de estator: $L_{ds} \approx 0.8 \text{ mH}$
- Resistencia del estator, por fase: $R_s \approx 1.02\Omega(@40^\circ\text{C}) \Rightarrow 1.32\Omega(@115^\circ\text{C})$
- Coeficiente aumento de (R_s con T_s): $\alpha_{Cu} = 3.9 * 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}}$

Especificaciones de operación en bornes a, b y c del estator

- Tensión nominal de línea: $V_{sl} = 24 \text{ V}_{\text{ca rms}}$ (tensión nominal de fase: $V_{sf} = V_{sl}\sqrt{3}$)
- Corriente nominal: $I_s = 0.4 \text{ A}_{\text{ca rms}}$ (régimen continuo)
- Corriente máxima: $I_s = 2.0 \text{ A}_{\text{ca rms}}$ (corta duración, aceleración)

Reemplazando $\omega_r(t)$ de (Ec. 11)y despejando las derivadas de las corrientes se alcanza la expresión para el modelo del subsistema electromagnético del motor:

$$\begin{cases} \frac{di_{qs}^r(t)}{dt} = \frac{1}{L_q} \left[-R_s(t) \cdot i_{qs}^r(t) - [\lambda_m' r + L_d i_{ds}^r(t)] \cdot P_p \cdot \omega_m(t) + v_{qs}^r(t) \right], \\ \frac{di_{ds}^r(t)}{dt} = \frac{1}{L_d} \left[-R_s(t) \cdot i_{ds}^r(t) + L_q \cdot i_{qs}^r(t) \cdot P_p \cdot \omega_m(t) + v_{ds}^r(t) \right], \\ \frac{di_{0s}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{ls}} [-R_s(t) \cdot i_{0s}(t) + v_{0s}(t)]. \end{cases} \quad (3.18)$$

En máquinas síncronas de polos salientes el camino magnético del flujo resultante no es constante debido a la presencia de un gran espacio de aire interpolar, en este tipo de máquinas $L_d > L_q$.

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

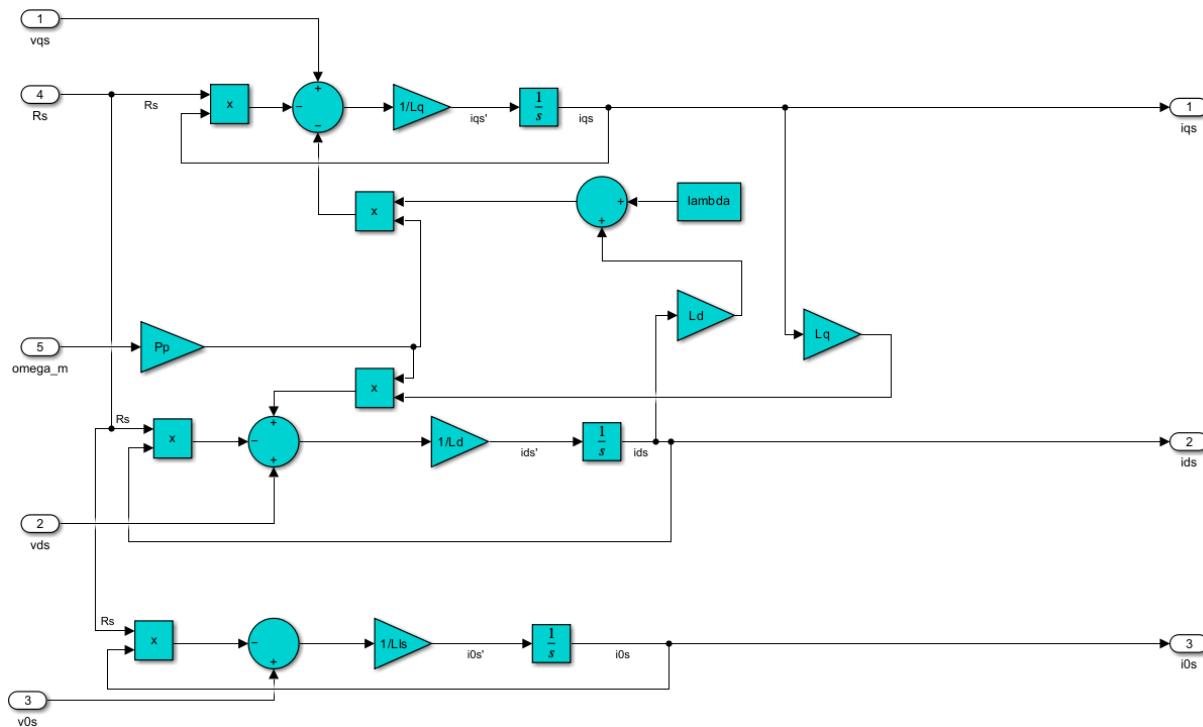


Fig. 3.6: Subsistema electromagnético

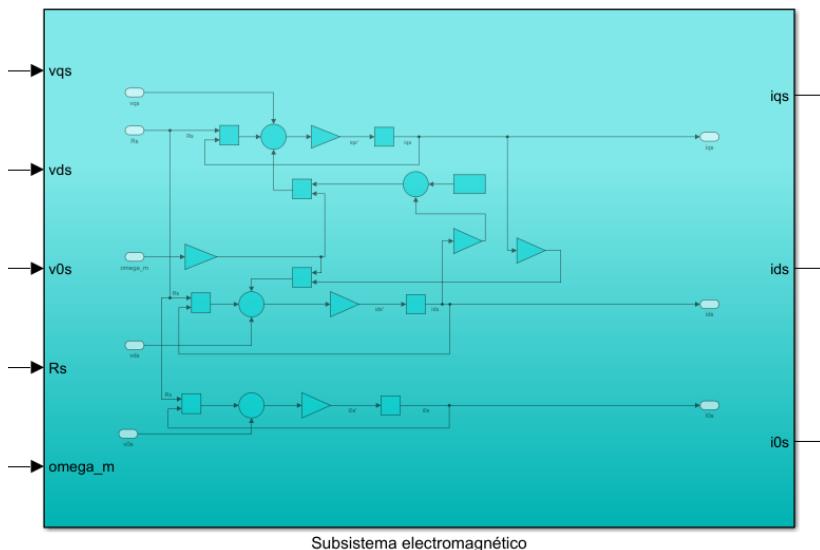


Fig. 3.7: Bloque subsistema electromagnético

3.4.2 Máquina eléctrica. Subsistema térmico

Se considera un modelo simplificado equivalente de primer orden, se tienen en cuenta solo pérdidas eléctricas resistivas por efecto Joule en el bobinado del estator y se desprecian las pérdidas magnéticas en el núcleo. En cuanto a transferencia de calor, se consideran aquellas causadas por conducción y convección natural, sin ventilación forzada.

La potencia de pérdidas calóricas en el bobinado del estator está dada, en coordenadas "abc", por:

$$P_{s\,perd}(t) = R_s(t) \cdot (i_{as}(t)^2 + i_{bs}(t)^2 + i_{cs}(t)^2) \quad (3.19)$$

La equivalencia, en coordenadas "qd0":

$$P_{s\,perd}(t) = \frac{3}{2}R_s(t) \cdot (i_{qs}^r(t)^2 + i_{ds}^r(t)^2 + 2i_{0s}(t)^2) \quad (3.20)$$

Por otro lado, el balance térmico en el bobinado del estator:

$$P_{s\text{ perd}}(t) = C_{ts} \frac{d(T_s^\circ)}{dt} + \frac{1}{R_{ts-amb}} (T_s(t) - T_{amb}(t))$$

Despejando la derivada de la temperatura y reemplazando la expresión de la potencia, dada por (Ec.20) se obtiene la ecuación del sistema térmico:

$$\frac{d(T_s^\circ(t))}{dt} = \frac{1}{C_{ts}} \left[\frac{3}{2} R_s(t) (i_{qs0}^r(t)^2 + i_{ds0}^r(t)^2 + 2i_{0s0}^r(t)^2) - \frac{1}{R_{ts-amb}} (T_s(t) - T_{amb}) \right]$$

Parámetros constantes con valores nominales medidos

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

Especificaciones de operación:

- Temperatura máxima del bobinado del estator: $T_s = 115 \text{ } ^{\circ}\text{C}$
- Rango de temperatura ambiente de operación: $-15 \leq T_a \leq 40 \text{ } ^{\circ}\text{C}$

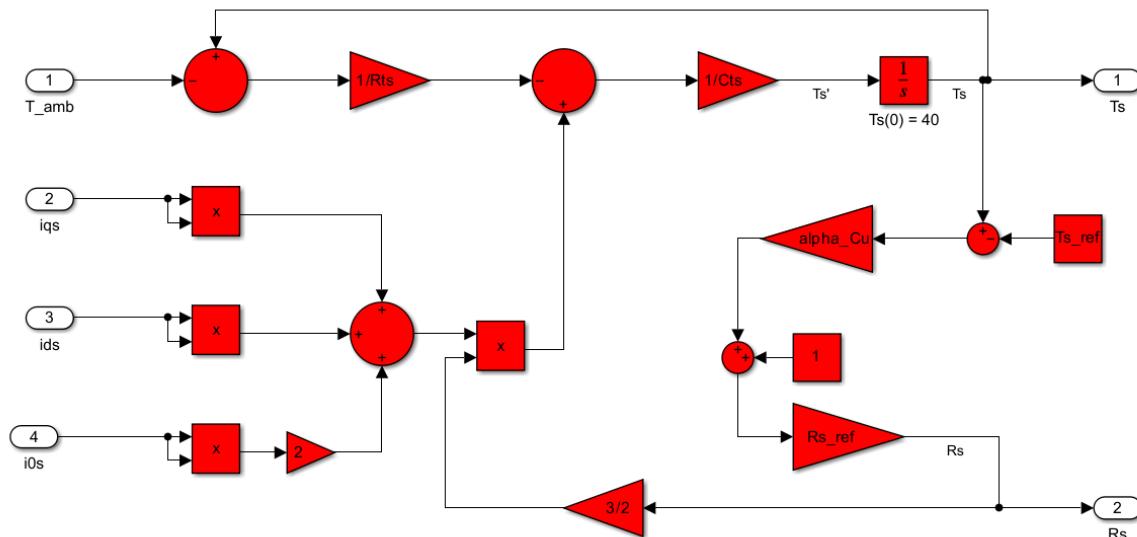


Fig. 3.8: Subsistema térmico

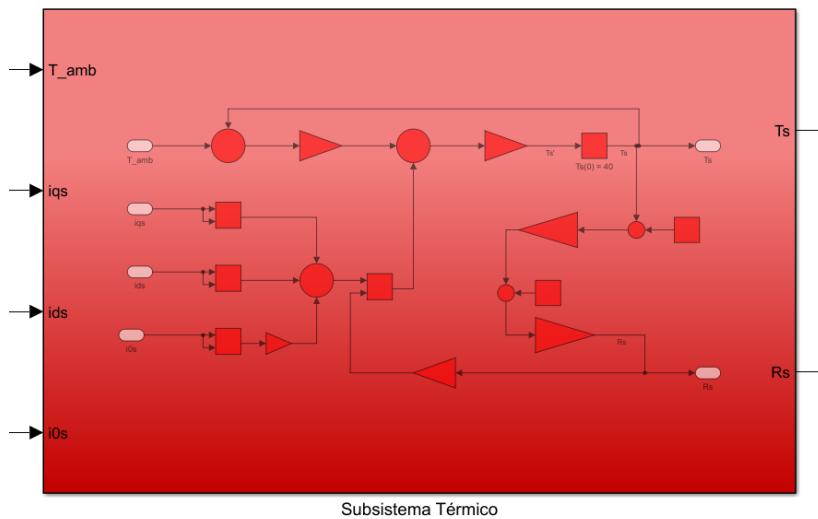


Fig. 3.9: Bloque Subsistema térmico

3.5 Inversor trifásico de alimentación

La alimentación de la maquina eléctrica se da a partir de un inversor trifásico de cuatro cuadrantes, consistente en un puente trifásico con llaves electrónicas semiconductoras alimentado desde fuente ideal de CC, y comutado con modulación de ancho de pulso PWM.

El inversor trifásico y la fuente ideal de CC se consideran como un “modulador idealizado de tensión trifásico (vectorial)” para alimentar el estator de la máquina. Se considera un modelo promediado equivalente de tensiones sintetizadas de salida (componente fundamental, sin armónicos) que describe al sistema trifásico de tensiones de fase en los bornes del estator. Las tensiones son senoidales de secuencia positiva ‘abc’, equilibradas o balanceadas (de igual módulo y desfasaje de 120° eléctricos), y varían en: módulo ($V_{sl}(t)$) y frecuencia ($\omega_e(t)$).

$$\begin{aligned} v_{as}(t) &\approx V_p \sqrt{2} \cos(\theta_v(t)) \\ v_{bs}(t) &\approx V_p \sqrt{2} \cos\left(\theta_v(t) - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{cs}(t) &\approx V_p \sqrt{2} \cos\left(\theta_v(t) - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \omega_e(t) = 2\pi f \cdot t &= \theta_v(t) \Leftrightarrow \theta_v(t) = \int_0^t \omega_e(\tau) d\tau + \theta_v(0) \end{aligned}$$

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 de modulación PWM.

Especificaciones de operación (valores límites, no sobrepasar):

- $V_{sl} = [0.0 \dots 24]$ V_{ca rms}: Módulo de tensión de línea.
- $f_e = [-330.0 \dots 0.0 \dots 330.0]$ Hz: Frecuencia sincrónica. El signo de f_e determina secuencia de fases positiva ('abc') o negativa ('acb') y, por consiguiente, el sentido de giro del campo magnético rodante y del rotor.

A continuación se presentan los diagramas de bloque correspondientes al modulador de tensión ideal.

3.6 Sensores

El sistema cuenta con los siguientes dispositivos para la medición y acondicionamiento de las señales a realimentar:

- 1 sensor de posición angular (codificador incremental o “encoder”) montado en el eje de motor, asumiendo los procesos de “homing” y de decodificación idealizados. La variable medida es $\theta_m(t)$, la posición angular absoluta “rectificada” (al girar más de una revolución).
- 3 sensores de corriente instantánea de fase, montados en salida trifásica del inversor hacia bornes del estator. Las variables medidas son $i_{abc}(t)$.
- 1 sensor de temperatura (ej. RTD) en el bobinado del estator. La variable medida es $T_s^\circ(t)$, para monitoreo de calentamiento y estimación de resistencia de estator $R_s(T_s^\circ)$.

Inicialmente se asumen sensores de respuesta ideal $G(s) \equiv 1$, es decir, filtro “pasa todo”, ganancia unitaria y ancho de banda “infinito”. Posteriormente, se modifica el modelo hacia un filtro de banda finita.

3.6.1 Modelo Global no lineal (NL)

La expresión del torque electromagnético permite relacionar los subsistemas mecánico y eléctrico:

$$T_m(t) = \frac{3}{2} \cdot P_p \cdot \left[\lambda'_m + (L_d - L_q) \cdot i_{ds}^r(t) \right] \cdot i_{qs}^r(t) \quad (3.21)$$

Esta se reemplaza en las ecuaciones del sistema mecánico (Ec. 10):

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_m(t) &= -\frac{b_{eq}}{J_{eq}} \cdot \omega_m(t) + \frac{1}{J_{eq}} \cdot \left(\frac{3}{2} \cdot P_p \cdot \lambda'_m + (L_d - L_q) \cdot i_{ds}^r(t) - \frac{1}{r} \cdot T_l(t) \right) \\ \dot{\omega}_m(t) &= \frac{1}{J_{eq}} \left[\frac{3}{2} \cdot P_p \cdot [\lambda'_m + (L_d - L_q) \cdot i_{ds}^r(t)] \cdot i_{qs}^r(t) - b_{eq} \cdot \omega_m(t) - \frac{T_l(t)}{r} \right] \end{aligned} \quad (3.22)$$

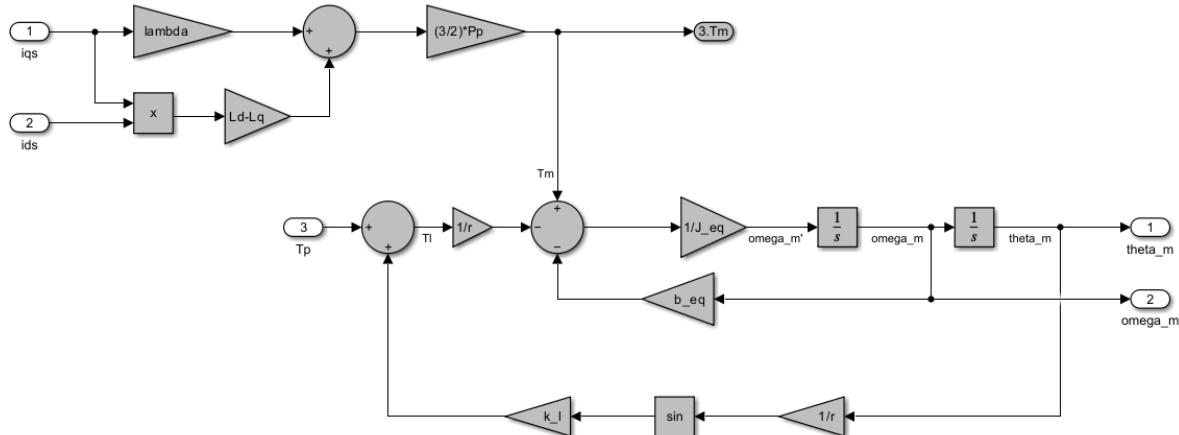


Fig. 3.10: Subsistema mecánico completo

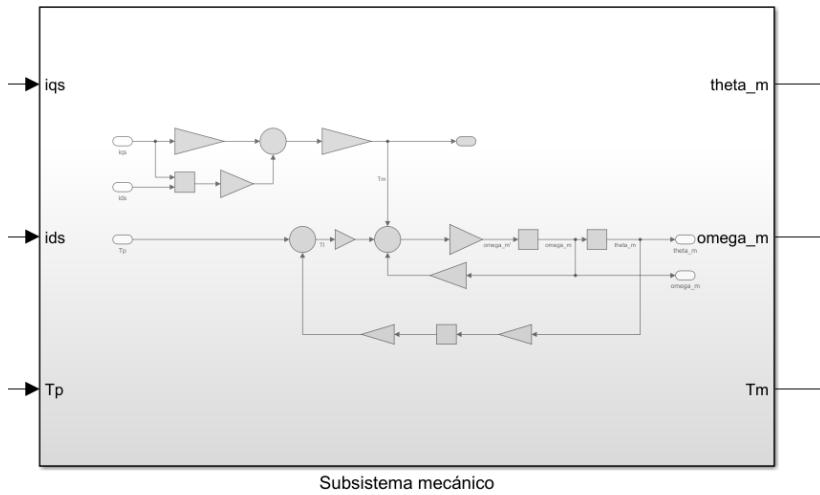


Fig. 3.11: Bloque subsistema mecánico completo

Se combinan entonces, las ecuaciones pertenecientes a los todos los subsistemas ya desarrollados, obteniéndose el siguiente modelo para el sistema físico completo:

$$\begin{cases} \dot{\theta}_m(t) = \omega_m(t) \\ \dot{\omega}_m(t) = \frac{1}{J_{eq}} \left[\frac{3}{2} \cdot P_p \cdot [\lambda'_m + (L_d - L_q) \cdot i_{ds}^r(t)] \cdot i_{qs}^r(t) - b_{eq} \cdot \omega_m(t) - \frac{1}{r} \left(T'_l + k_l \sin \left(\frac{\theta_m(t)}{r} \right) \right) \right] \\ \frac{di_{qs}^r(t)}{dt} = \frac{1}{L_q} \left[v_{qs}^r(t) - R_s(t) \cdot i_{qs}^r(t) - [\lambda'_m + L_d \cdot i_{ds}^r(t)] P_p \cdot \omega_m(t) \right] \\ \frac{di_{ds}^r(t)}{dt} = \frac{1}{L_d} \left[v_{ds}^r(t) - R_s(t) \cdot i_{ds}^r(t) - L_q \cdot i_{qs}^r(t) \cdot P_p \cdot \omega_m(t) \right] \\ \frac{di_0^r(t)}{dt} = \frac{1}{L_{ls}} [v_{0s}^r(t) - R_s(t) \cdot i_{0s}^r(t)] \\ \frac{dT_s(t)}{dt} = \frac{1}{C_{ls}} \left[\frac{3}{2} R_s(t) ((i_{qs0}^r)^2 + (i_{ds0}^r)^2 + 2(i_{0s0}^r)^2) - \frac{1}{R_{ts-amb}} (T_s(t) - T_{amb}(t)) \right] \end{cases} \quad (3.23)$$

- Variables de estado: posición $\theta_m(t)$, velocidad en el eje del motor $\omega_m(t)$, corrientes virtuales equivalentes de estator $i_{qd0s}^r(t)$ y temperatura de estator $T^o_s(t)$.

$$x(t) = [\theta_m(t) \quad \omega_m(t) \quad i_{qs}^r(t) \quad i_{ds}^r(t) \quad i_{0s}^r(t) \quad T^o_s(t)]^T$$

cuya condición inicial es:

$$x(t(0)) = [\theta_{m0} \quad \omega_{m0} \quad i_{qs0}^r \quad i_{ds0}^r \quad i_{0s0}^r \quad T_{s0}^o]^T$$

- Variables de entrada:

- De control: las tensiones virtuales equivalentes del sistema trifásico $v_{qd0s}^r(t)$

$$u(t) = [v_{qs}^r(t) \quad v_{ds}^r(t) \quad v_{0s}^r(t)]$$

- De perturbación: torque externo (carga mecánica mas torque gravitacional del péndulo) $T_l(t)$, y temperatura ambiente $T_{amb}(t)$.

$$d(t) = \begin{bmatrix} T'_l + k_l \sin(\theta_m(t))(t) \\ T_{amb}(t) \end{bmatrix}$$

- Variables de salida, medidas para realimentación: posición angular del eje del motor $\omega_m(t)$, corrientes virtuales equivalentes de estator $i_{qd0s}^r(t)$ y temperatura de estator $T^o_s(t)$.

$$y(t) = [\theta_m(t) \quad i_{qs}^r(t) \quad i_{ds}^r(t) \quad i_{0s}^r(t) \quad T^o_s(t)]^T \quad (3.24)$$

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

Se observa que este modelo no puede ser representado matricialmente debido a las no linealidades, presentes como productos de variables. Sin embargo, sí es posible realizar una representación en diagrama de bloques de cada subsistema.

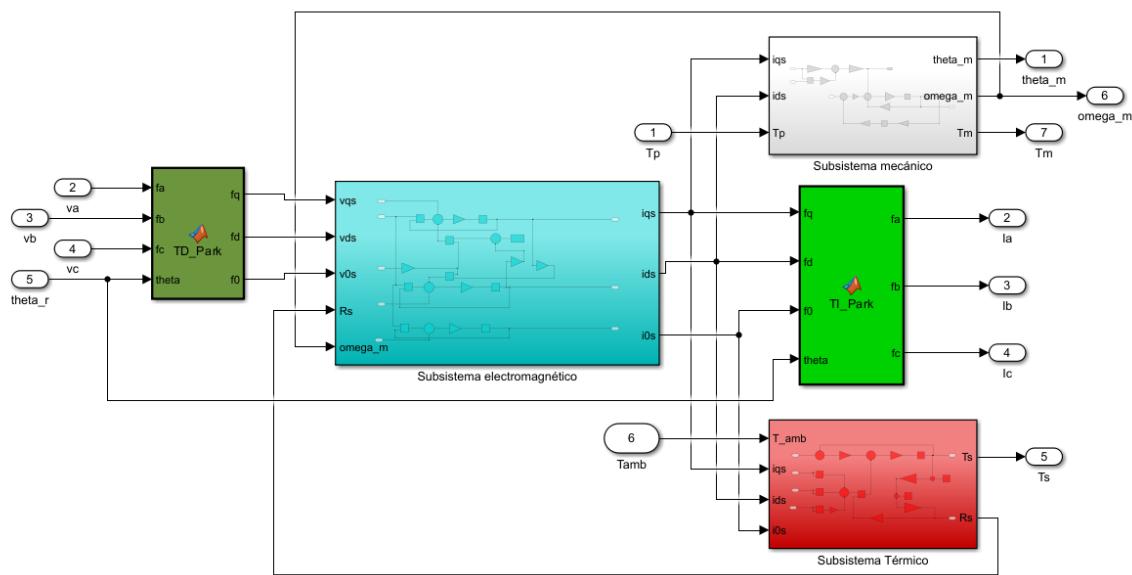


Fig. 3.12: Diagrama de bloques del sistema

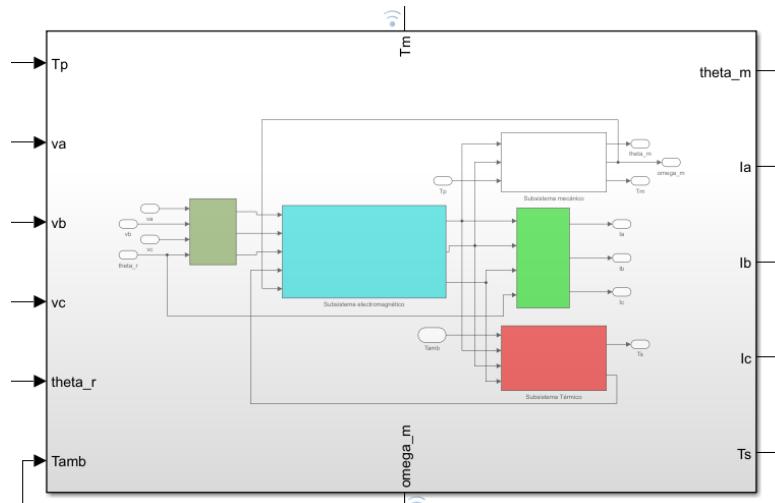


Fig. 3.13: Bloque compacto del sistema

3.6.2 Linealización jacobiana: Modelo global linealizado con parámetros variables (LPV)

Como se mencionó, el sistema presenta no linealidades debido al producto de variables de estado, además, se observa un acoplamiento entre los ejes 'd' (directo) y 'q' (en cuadratura). A un sistema dinámico no lineal se lo puede representar por un conjunto de ecuaciones diferenciales de la forma general en donde 'f' es la función que representa la dinámica del sistema, dada en términos del vector de estado 'x' y la entrada 'u'.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)); & x(t_0) = x_0 \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (3.25)$$

La linealización del sistema permite trabajar utilizando las herramientas del control lineal. Para ello se asume que para todas las variables del modelo cumplen la forma:

$$z(t) = Z_0(t) + \Delta z(t) \quad (3.26)$$

Donde $Z_0(t)$ es una magnitud cuasi-estacionaria de variación muy lenta con el tiempo y $\Delta z(t)$ una magnitud pequeña de variación rápida en el tiempo.

El sistema no lineal queda expresado entonces de la siguiente forma:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \dot{X}_0(t) + \Delta \dot{x}(t) = f(X_0(t) + \Delta x(t), U_0(t) + \Delta u(t)) \\ X_0(0) + \Delta x(0) = x_0 \rightarrow X_0(0) \equiv x_0, \Delta x_0(0) \equiv 0 \\ Y_0(t) + \Delta y(t) = C X_0(t) + C \Delta x(t) \end{cases} \quad (3.27)$$

Aproximando mediante la serie de Taylor truncada a 1º orden,

$$f(X_0(t) + \Delta x(t), U_0(t) + \Delta u(t)) \approx f(X_0(t), U_0(t)) + \frac{\partial f}{\partial x}\Big|_0(t) \cdot \Delta x(t) + \frac{\partial f}{\partial u}\Big|_0(t) \cdot \Delta u(t) \quad (3.28)$$

De modo que el modelo puede separarse en dos:

1. Una parte correspondiente al espacio de puntos de operación $X_0(t)$, cuasi-estacionarios y cuyo comportamiento es no lineal. Descripto por la expresión:

$$\frac{dX_o(t)}{dt} = f(X_o(t), U_o(t)) \approx /ctte$$

En un sistema de control, un punto de equilibrio se define como un estado en el que todas las variables de estado permanecen constantes en el tiempo ($t = 0$). Si se considera, por ejemplo, un motor con una velocidad de giro constante, entonces la derivada del ángulo de giro es constante y no cero. Este estado no es un punto de equilibrio en el sentido estricto. Sin embargo, en la práctica, este estado se puede considerar un “*punto de operación*” o un “*estado de trabajo*” para el motor, ya que la velocidad de giro es constante. En este estado, el motor está funcionando de manera estable a una velocidad específica.

2. La otra otra parte, modela linealmente las pequeñas variaciones alrededor de dichos puntos cuasi-estacionarios. Se obtiene entonces, para el segundo modelo un sistema con parámetros que varían conforme cambia el punto de operación.

1. Espacio global de puntos de operación $X_0(t)$:

$$\begin{cases} \dot{\theta}_{m0} = \omega_{m0} = \text{cte}, \\ \dot{\omega}_{m0} = \frac{1}{J_{eq}} \left[\frac{3}{2} P_p (\lambda_m'^r + (L_d - L_q) i_{ds0}^r) i_{qs0}^r - b_{eq} \omega_{m0} - \frac{1}{r} \left(T_l' + k_l \sin \left(\frac{\theta_{m0}}{r} \right) \right) \right] = 0, \\ \dot{i}_{qs0}^r = \frac{1}{L_q} [v_{qs0}^r - R_{s0} i_{qs0}^r - (\lambda_m'^r + L_d i_{ds0}^r) P_p \omega_{m0}] = 0, \\ \dot{i}_{ds0}^r = \frac{1}{L_d} [v_{ds0}^r - R_{s0} i_{ds0}^r - L_q i_{qs0}^r P_p \omega_{m0}] = 0, \\ \dot{i}_{0s0}^r = \frac{1}{L_{ls}} [v_{0s}^r(t) - R_s(t) i_{0s0}^r(t)] = 0, \\ \dot{T}_{s0}^\circ = \frac{1}{C_{ls}} \left[\frac{3}{2} R_{s0} (i_{qs0}^r)^2 + (i_{ds0}^r)^2 + 2(i_{0s0}^r)^2 \right] - \frac{1}{R_{s-amb}} (T_{s0} - T_{amb0}) = 0. \end{cases} \quad (3.29)$$

2. Modelo dinámico local de pequeñas desviaciones (LPV) $\Delta x(t)$:

$$\Delta \dot{x}(t) = A \Delta x(t) + B \Delta u(t) \quad (3.30)$$

Donde las matrices A y B quedan definidas a partir de los jacobianos:

$$A(t) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} \Big|_0 & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \Big|_0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} \Big|_0 & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \Big|_0 \end{bmatrix}, \quad B(t) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} \Big|_0 & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial u_n} \Big|_0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial u_1} \Big|_0 & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial u_n} \Big|_0 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Al evaluar estas matrices, se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones que representa al modelo LPV,

MATRIZ A: se deriva respecto de las variables de estado.

$$f_1 = \omega_m(t)$$

$$-\frac{\partial f_1}{\partial \omega_m} = 1$$

$$f_2 = \frac{1}{J_{eq}} \left[\frac{3}{2} P_p [\lambda_m'^r + (L_d - L_q) i_{ds}^r(t)] i_{qs}^r(t) - b_{eq} \omega_m(t) - \frac{1}{r} \left(T_l' + k_l \sin \left(\frac{\theta_m}{r} \right) \right) \right]$$

$$-\frac{\partial f_2}{\partial \theta_m} = -k_l \left(\frac{1}{r^2 J_{eq}} \right) \cos \left(\frac{\theta_m}{r} \right) \rightarrow \frac{\partial f_2}{\partial \theta_m} \Big|_0 = -k_l \left(\frac{1}{r^2 J_{eq}} \right) \cos \left(\frac{\theta_{m0}}{r} \right)$$

$$-\frac{\partial f_2}{\partial \omega_m} = -\frac{b_{eq}}{J_{eq}}$$

$$-\frac{\partial f_2}{\partial i_{qs}^r} = \frac{3}{2 J_{eq}} P_p [\lambda_m'^r + (L_d - L_q) i_{ds}^r(t)]$$

$$-\frac{\partial f_2}{\partial i_{ds}^r} = \frac{3}{2 J_{eq}} P_p (L_d - L_q) i_{qs}^r(t)$$

$$-\frac{\partial f_2}{\partial T_s^\circ} = 0$$

$$f_3 = \frac{1}{L_q} [v_{qs}^r(t) - R_s(t) i_{qs}^r(t) - (\lambda_m'^r + L_d i_{ds}^r(t)) P_p \omega_m(t)]$$

$$-\frac{\partial f_3}{\partial \omega_m} = -\frac{P_p}{L_q} (\lambda_m'^r + L_d i_{ds}^r(t))$$

$$-\frac{\partial f_3}{\partial i_{qs}^r} = -\frac{1}{L_q} R_s(t)$$

$$-\frac{\partial f_3}{\partial i_{ds}^r} = \frac{L_d}{L_q} P_p \omega_m(t)$$

$$-\frac{\partial f_3}{\partial T_s^\circ} = \frac{\partial f_3}{\partial R_s} \frac{dR_s}{dT_s^\circ} = -\frac{1}{L_q} i_{qs}^r(t) \frac{\partial R_s}{\partial T_s^\circ} = -\frac{1}{L_q} i_{qs}^r(t) \alpha_{Cu} R_{sREF}$$

$$f_4 = \frac{1}{L_d} [v_{ds}^r(t) - R_s(t) \cdot i_{ds}^r(t) - L_q i_{qs}^r(t) P_p \omega_m(t)]$$

$$-\frac{\partial f_4}{\partial \omega_m} = -\frac{P_p L_q}{L_d} i_{qs}^r(t)$$

$$-\frac{\partial f_4}{\partial i_{qs}^r} = -\frac{P_p L_q}{L_d} \omega_m(t)$$

$$-\frac{\partial f_4}{\partial i_{ds}^r} = -\frac{1}{L_d} R_s(t)$$

$$-\frac{\partial f_4}{\partial T_s^\circ} = \frac{\partial f_4}{\partial R_s} \frac{\partial R_s}{\partial T_s^\circ} = -\frac{1}{L_q} (i_{ds}^r(t)) \frac{\partial R_s}{\partial T_s^\circ} = -\frac{1}{L_q} i_{ds}^r(t) \alpha_{Cu} R_{sREF}$$

$$f_5 = \frac{1}{L_{ls}} [v_{0s}^r(t) - R_s(t) \cdot i_{0s}^r(t)]$$

$$-\frac{\partial f_5}{\partial i_{0s}} = -\frac{1}{L_{ls}} R_s(t)$$

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

$$\begin{aligned}
f_6 &= \frac{1}{C_{ls}} \left[\frac{3}{2} R_s(t) (i_{qs0}^r(t)^2 + i_{ds0}^r(t)^2 + 2i_{0s0}^r(t)^2) - \frac{1}{R_{s-amb}} (T_s(t) - T_{amb}) \right] \\
&- \frac{\partial f_6}{\partial i_{qs}^r} = \frac{3}{C_{ls}} R_s(t) i_{qs}^r(t) \\
&- \frac{\partial f_6}{\partial i_{ds}^r} = \frac{3}{C_{ls}} R_s(t) i_{ds}^r(t) \\
&- \frac{\partial f_6}{\partial i_{0s}^r} = \frac{6}{C_{ls}} R_s(t) i_{0s}^r(t) \\
&- \frac{\partial f_6}{\partial T_s^r} = \frac{1}{C_{ls}} \left[\frac{3}{2} (i_{qs}^r(t)^2 + i_{ds}^r(t)^2 + 2i_{0s}^r(t)^2) \alpha_{Cu} R_{sREF} - \frac{1}{R_{s-amb}} \right]
\end{aligned}$$

Definiendo $I_s^r = i_{qs}^r(t)^2 + i_{ds}^r(t)^2 + 2i_{0s}^r(t)^2$. Y evaluando cada función temporal obtenida en $t = t_0$, se obtiene la matriz A:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{k_l}{r^2 J_{eq}} \cos\left(\frac{\theta_m 0}{r}\right) & -\frac{b_{eq}}{J_{eq}} & \frac{3P_p}{2J_{eq}} [\lambda_m'^r + (L_d - L_q)i_{ds0}^r] & \frac{3P_p(L_d - L_q)i_{qs0}^r}{2J_{eq}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{P_p}{L_q} [\lambda_m'^r + L_d i_{ds0}^r] & -\frac{R_{s0}}{L_q} & \frac{L_d}{L_q} P_p \omega_m 0 & 0 & -\frac{1}{L_q} i_{qs}^r(t) \alpha_{Cu} R_{sREF} \\ 0 & -\frac{P_p L_q}{L_d} i_{qs0}^r & -\frac{P_p L_q \omega_m 0}{L_d} & -\frac{R_{s0}}{L_d} & 0 & -\frac{1}{L_q} i_{ds}^r(t) \alpha_{Cu} R_{sREF} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{s0}}{L_{ls}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3R_{s0}i_{qs0}^r}{C_{ls}} & \frac{3R_{s0}i_{ds0}^r}{C_{ls}} & \frac{6R_{s0}i_{0s0}^r}{C_{ls}} & \frac{1}{C_{ls}} \left(\frac{3I_s^r \alpha_{Cu} R_{sREF}}{2} - \frac{1}{R_{s-amb}} \right) \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

MATRIZ B: se deriva respecto a las entradas (variables de control y de perturbación).

$f_1 = \omega_m(t)$ Todas nulas.

$$\begin{aligned}
f_2 &= \frac{1}{J_{eq}} \left[\frac{3}{2} P_p [\lambda_m'^r + (L_d - L_q)i_{ds}^r(t)] i_{qs}^r(t) - b_{eq} \omega_m(t) - \frac{1}{r} (T_l' + k_l \sin\left(\frac{\theta_m}{r}\right)) \right] \\
&- \frac{\partial f_2}{\partial T_l'} = -\frac{1}{r J_{eq}}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
f_3 &= \frac{1}{L_q} [v_{qs}^r(t) - R_s(t) i_{qs}^r(t) - [\lambda_m'^r + L_d i_{ds}^r(t)] P_p \omega_m(t)] \\
&- \frac{\partial f_3}{\partial v_{qs}^r} = \frac{1}{L_q}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
f_4 &= \frac{1}{L_d} [v_{ds}^r(t) - R_s(t) i_{ds}^r(t) - L_q i_{qs}^r(t) P_p \omega_m(t)] \\
&- \frac{\partial f_4}{\partial v_{ds}^r} = \frac{1}{L_d}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
f_5 &= \frac{1}{L_{ls}} [v_{0s}^r(t) - R_s(t) i_{0s}^r(t)] \\
&- \frac{\partial f_5}{\partial v_{0s}^r} = \frac{1}{L_{ls}}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
f_6 &= \frac{1}{C_{ls}} \left[\frac{3}{2} R_s(t) (i_{qs}^r(t)^2 + i_{ds}^r(t)^2 + 2i_{0s}^r(t)^2)^2 - \frac{1}{R_{s-amb}} (T_s(t) - T_{amb}(t)) \right] \\
&- \frac{\partial f_6}{\partial T_{amb}} = \frac{1}{C_{ls}} \frac{1}{R_{s-amb}}
\end{aligned} \quad (3.33)$$

La matriz B:

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{rJ_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_q} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{ls}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{ls}} \\ \hline 1 & & & & \\ R_{s-amb} & & & & \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

A partir de estas matrices se conforma el Sistema de Ecuaciones Diferenciales Lineal con Parámetros Variables:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta \dot{\theta}_m(t) = \Delta \dot{\omega}_m(t) \\ \Delta \dot{\omega}_m(t) = -\frac{1}{J_{eq}} \left[\frac{k_l}{r^2} \cos \left(\frac{\theta_{m0}}{r} \right) - b_{eq} \Delta \omega_m(t) + \frac{3}{2} P_p [\lambda_m^{tr} + (L_d - L_q) i_{ds0}^r] \Delta i_{qs}^r(t) + (L_d - L_q) i_{qs0}^r \Delta i_{ds}^r(t) \right] \\ \Delta \dot{\theta}_m(t) = \Delta \dot{\omega}_m(t) \\ \Delta \dot{\omega}_m(t) = -\frac{1}{J_{eq}} \left[\frac{k_l}{r^2} \cos \left(\frac{\theta_{m0}}{r} \right) - b_{eq} \Delta \omega_m(t) + \frac{3}{2} P_p [\lambda_m^{tr} + (L_d - L_q) i_{ds0}^r] \Delta i_{qs}^r(t) + (L_d - L_q) i_{qs0}^r \Delta i_{ds}^r(t) \right] \\ \Delta \dot{i}_{qs}^r(t) = \frac{1}{L_q} \left[-P_p (\lambda_m^{tr} + L_d i_{ds0}^r) \Delta \omega_m(t) - R_{s0} \Delta i_{qs}^r(t) + L_d P_p \omega_{m0} \Delta i_{ds}^r(t) - i_{ds0}^r \alpha_{Cu} R_{sREF} \Delta T_s(t) - \Delta v_{qs}^r(t) \right] \\ \Delta \dot{i}_{ds}^r(t) = -\frac{1}{L_d} [P_p L_q (i_{qs0}^r \Delta \omega_m(t) + \omega_{m0} \Delta i_{qs}^r(t)) + i_{qs0}^r \alpha_{Cu} R_{sREF} \Delta T_s(t) - \Delta v_{ds}^r(t)] \\ \Delta \dot{i}_{0s}^r(t) = \frac{1}{L_s} (\Delta v_{qs}^r(t) - R_s(t) \Delta i_{0s}(t)) \\ \Delta T_s^o(t) = \frac{1}{C_{ls}} \left[3R_{s0} i_{qs0}^r \Delta i_{qs}^r(t) + 3R_{s0} i_{ds0}^r \Delta i_{ds}^r(t) + 6R_{s0} i_{0s0} \Delta i_{0s}^r(t) + \frac{3I_s^{or} \alpha_{Cu} R_s REF}{2} \right. \\ \left. + \frac{1}{R_{s-amb}} (\Delta T_{s-amb}(t) - \Delta T_s(t)) \right] \end{array} \right.$$

3.6.3 Linealización por Realimentación NL: Modelo simplificado lineal invariante (LTI) equivalente

Se busca obtener un modelo simplificado lineal invariante equivalente, para lo que resultan necesarias ciertas consideraciones:

1. Se impone $i_{ds}^r(t) \equiv 0$ mediante una estrategia de **control vectorial de campo orientado (FOC)** en controlador. Esta técnica se basa en la idea de controlar independientemente el flujo magnético (mediante la $i_{ds}^r(t)$) y el par electromagnético del motor (mediante la $i_{qs}^r(t)$).
2. No se considera el acoplamiento NL con el subsistema térmico, es decir que se desprecia la variabilidad de la resistencia con la temperatura en el estator. Para el subsistema térmico, se considera la dependencia lineal (sin acoplamiento):

$$\frac{d(T_s)}{dt} = \frac{1}{C_{ls}} \left[\frac{3}{2} R_s (i_{qs}^r(t))^2 - \frac{1}{R_{ts-amb}} (T_s(t) - T_{amb}(t)) \right]$$

3. Siendo la conexión del estator de tipo estrella, y siendo el sistema trifásico simétrico y equilibrado (con neutro flotante), al aplicar la ley de nodos de Kirchhoff:

$$i_{as}(t) + i_{bs}(t) + i_{cs}(t) = 0$$

Al aplicar la transformación de Park:

$$i_{0s}(t) = \frac{1}{3} (i_{as}(t) + i_{bs}(t) + i_{cs}(t)) = 0$$

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

Y dada la condición de equilibrio, se cumple:

$$i_{0s}(t) \equiv 0 \quad \therefore \quad \frac{di_{0s}(t)}{dt} \equiv 0 \quad \text{y} \quad v_{0s}(t) \equiv 0 \quad (3.35)$$

Al aplicar las consideraciones al modelo global no lineal se obtiene el siguiente modelo simplificado que no presenta productos de variables de estado.

$$\begin{cases} \dot{\theta}_m(t) = \omega_m(t) \\ \dot{\omega}_m(t) = \frac{1}{J_{eq}} \left[\frac{3}{2} P_p \lambda_m^r i_{qs}^r(t) - b_{eq} \omega_m(t) - \frac{1}{r} T_l \right] \\ \frac{di_{qs}^r(t)}{dt} = \frac{1}{L_q} \left[v_{qs}^r(t) - R_s i_{qs}^r(t) - \lambda_m'^r P_p \omega_m(t) \right] \end{cases} \quad (3.36)$$

En donde la perturbación tiene la forma: $T_l(t) = T'_l(t) + k_l \sin(\frac{\theta_m}{r})$

En forma matricial:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_m(t) \\ \dot{\omega}_m(t) \\ i_{qs}^r(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{b_{eq}}{J_{eq}} & \frac{3P_p \lambda_m'^r}{2J_{eq}} \\ 0 & -\frac{\lambda_m'^r P_p}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_m(t) \\ \omega_m(t) \\ i_{qs}^r(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} v_{qs}^r(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{r J_{eq}} \\ 0 \end{bmatrix} T_l(t) \\ y(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_m(t) \\ \omega_m(t) \\ i_{qs}^r(t) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.37)$$

Se observa que las matrices están conformadas por coeficientes constantes, por lo que las ecuaciones (35) y (36) definen al modelo lineal invariante en el tiempo (LTI) equivalente.

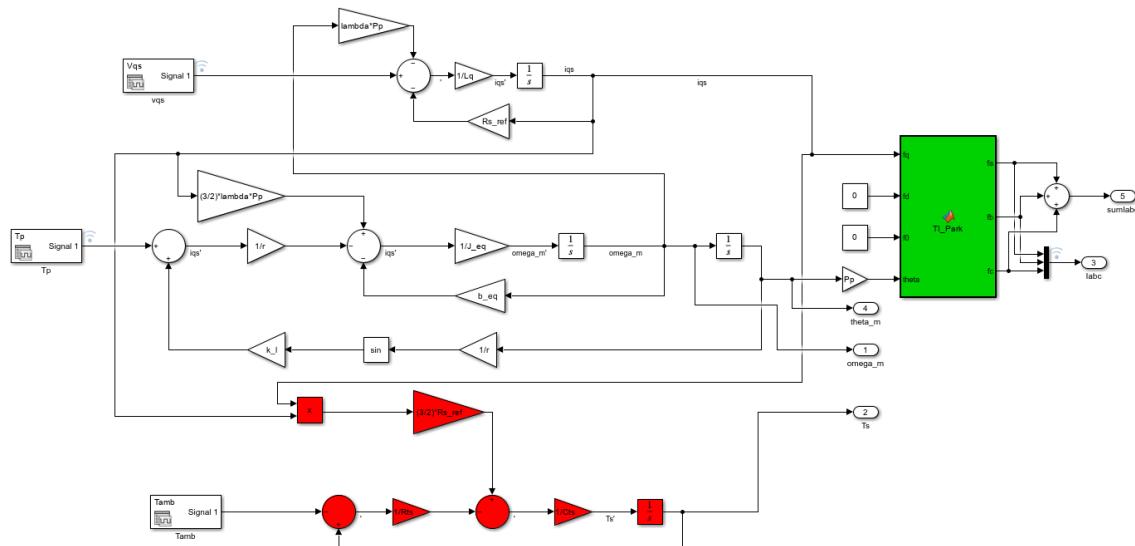


Fig. 3.14: Sistema completo LTI equivalente por Realimentación NL

3.6.4 Restricción o Ley de control mínima

El modelo LTI equivalente se obtuvo al lograr el desacople de los canales de flujo magnético y de torque, mediante la imposición de una corriente $i_{ds}^r(t) = 0$ en todo momento. Para implementar esta restricción, es necesaria la aplicación de una ley de control sobre las variables manipuladas.

Al considerar $i_{ds}^r(t) = 0$ y $\frac{di_{ds}^r(t)}{dt} = 0$ en la ecuación correspondiente al eje directo del modelo global (Ec. 23), y despejar $v_{ds}^r(t)$ se obtiene la restricción que esta debe cumplir.

$$v_{ds}^r(t) = -L_q P_p i_{qs}^r(t) \omega_m(t) \quad (3.38)$$

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

De este modo, $v_{ds}^r(t)$ no se considera una variable manipulable directamente. Sin embargo, dado que no se actúa físicamente sobre las tensiones en coordenadas 'qd0', se determinará la ley de control en términos de las tensiones aplicadas a los bornes de la máquina (coordenadas 'abc'), las cuales dependen de los valores v_{qs}^r , v_{ds}^r y v_{0s} .

Se aplica la Transformación inversa de Park:

$$\begin{bmatrix} v_{as}(t) \\ v_{bs}(t) \\ v_{cs}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r(t) & \sin \theta_r(t) & 1 \\ \cos \left(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{qs}^r(t) \\ v_{ds}^r(t) \\ v_{0s}^r(t) \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

Resolviendo el producto matricial se obtiene el sistema de 3 ecuaciones:

$$\begin{cases} v_{as}(t) = \cos(\theta_r(t)) \cdot v_{qs}^r(t) + \sin(\theta_r(t)) \cdot v_{ds}^r(t) + v_{0s}^r(t) \\ v_{bs}(t) = \cos(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3}) \cdot v_{qs}^r(t) + \sin(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3}) \cdot v_{ds}^r(t) + v_{0s}^r(t) \\ v_{cs}(t) = \cos(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3}) \cdot v_{qs}^r(t) + \sin(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3}) \cdot v_{ds}^r(t) + v_{0s}^r(t) \end{cases}$$

Reemplazando v_{ds}^r (Ec. 38) y v_{0s} (Ec. 35) se obtiene la ley de control mínima a aplicar sobre las tensiones en coordenadas 'abc':

$$\begin{cases} v_{as}(t) = \cos(\theta_r(t)) \cdot v_{qs}^r(t) - \sin(\theta_r(t)) \cdot L_q \cdot i_{qs}^r(t) \cdot P_p \cdot \omega_m(t) \\ v_{bs}(t) = \cos(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3}) \cdot v_{qs}^r(t) + \sin(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3}) \cdot L_q \cdot i_{qs}^r(t) \cdot P_p \cdot \omega_m(t) \\ v_{cs}(t) = \cos(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3}) \cdot v_{qs}^r(t) + \sin(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3}) \cdot L_q \cdot i_{qs}^r(t) \cdot P_p \cdot \omega_m(t) \end{cases} \quad (3.40)$$

3.6.5 Implementación

Se agrega al diagrama de bloques del modelo global no lineal, la realimentación que constituye la ley control. Además La implementación de la ley de control en el modelo global no lineal completo, consiste en el desacoplamiento y la linealización mediante realimentación directa no lineal de estado parcial, utilizando un controlador parcial. Para ello, se incorpora el inversor (modulador de tensión trifásico equivalente), las transformaciones de Park y los sensores de realimentación ideal de variables de estado al diagrama de bloques del modelo global.

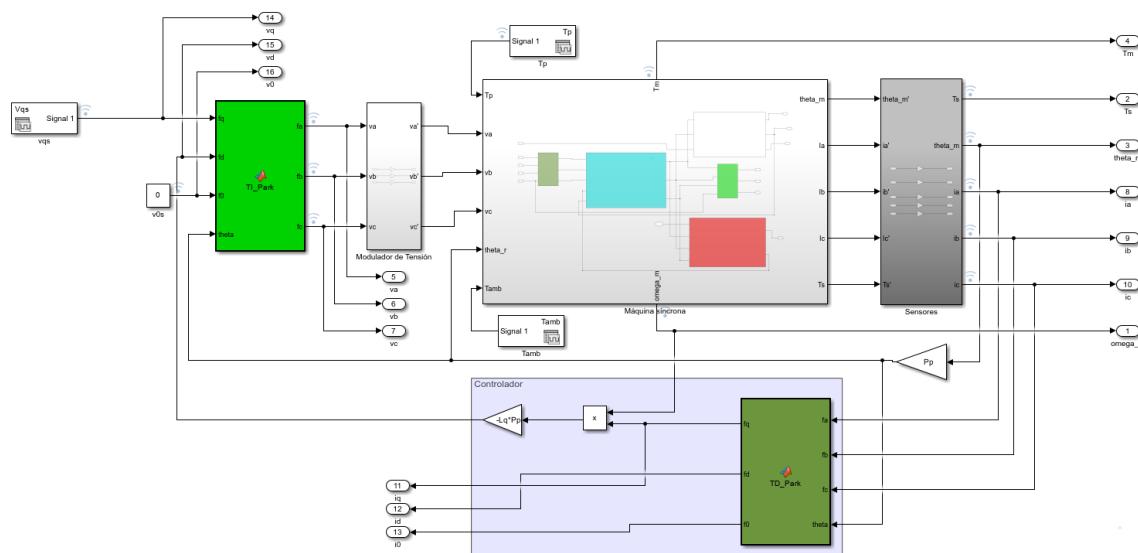


Fig. 3.15: Diagrama de bloques del sistema linealizado por realimentación parcial de estados mediante un controlador externo

3.6.6 Dinámica residual

Para el desacople entre las ramas 'q' y 'd' se asumió como hipótesis que el estado inicial de $i_{ds}^r(t)$ era nulo. Resulta de interés modelar el comportamiento del sistema cuando esta condición no

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

se cumple. Al aplicar la ley de control sobre $v_{ds}^r(t)$ en (Ec. 23) se obtiene:

$$L_d \frac{di_{ds}^r(t)}{dt} = -R_s(t)i_{ds}^r(t)$$

$$R_s(t)i_{ds}^r(t) + L_d \frac{di_{ds}^r(t)}{dt} = 0$$

Esta última es una ecuación diferencial de primer orden autónoma cuya solución es:

$$i_{ds}^r(t) = i_{ds}^r(0)e^{-\frac{R_s}{L_d}t} \quad (3.41)$$

Esto es, una corriente que decrece exponencialmente. Se observa que si la condición inicial es nula queda garantizado $i_{ds}^r(t) = 0$ en todo momento. Sin embargo, si $i_{ds}^r(t) \neq 0$ entonces se produce un acoplamiento en el eje 'q' (Ec. 23), este efecto desaparecerá cuando se extinga i_{ds}^r .

$$v_{qs}^r(t) = L_q \dot{i}_{qs}^r(t) + R_s(t) \cdot i_{qs}^r(t) + \lambda_m'^r P_p \cdot \omega_m(t) + L_d \cdot \mathbf{i}_{ds}^r(t) P_p \cdot \omega_m(t) \quad (3.42)$$

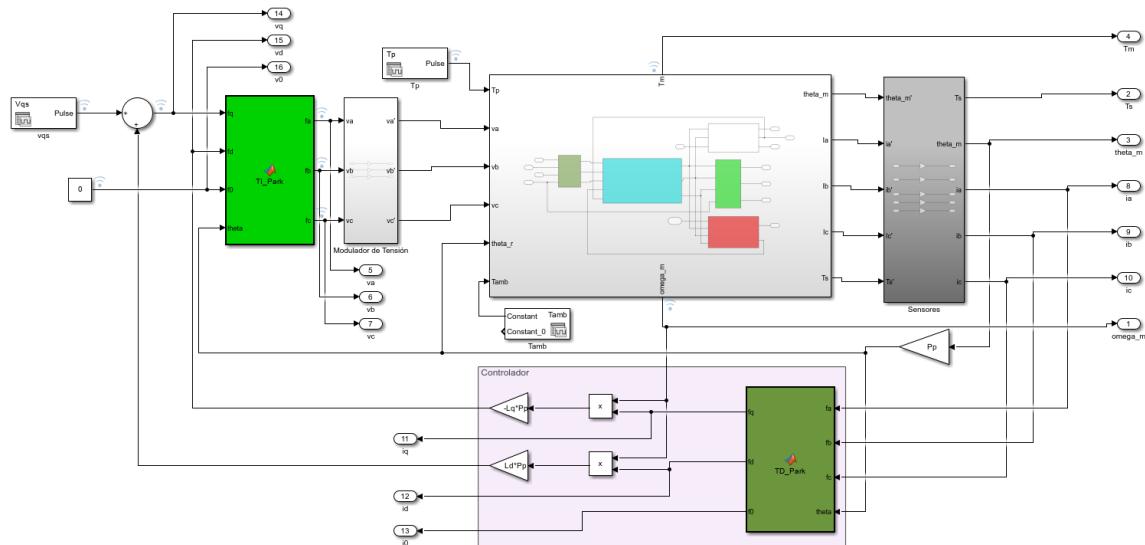


Fig. 3.16: Modelo global NL con ley de control NL

De este modo, nuestro sistema simplificado lineal e invariante en el tiempo presenta un error transitorio, que resulta despreciable en régimen forzado. Agregando la dinámica residual y despreciando el mencionado acoplamiento se obtienen las ecuaciones del *modelo completo LTI equivalente aumentado*:

$$\begin{cases} \dot{\theta}_m(t) = \omega_m(t) \\ \dot{\omega}_m(t) = \frac{1}{J_{eq}} \left[\frac{3}{2} P_p \lambda_m^r i_{qs}^r(t) - b_{eq} \omega_m(t) - \frac{1}{r} T_l \right] \\ \frac{di_{qs}^r(t)}{dt} = \frac{1}{L_q} [v_{qs}^r(t) - R_s i_{qs}^r(t) - \lambda_m'^r P_p \omega_m(t)] \\ \frac{di_{ds}^r(t)}{dt} = -\frac{R_s(t)}{L_d} i_{ds}^r(t) \\ \frac{dT_s(t)}{dt} = \frac{1}{C_{ls}} \left[\frac{3}{2} R_s (i_{qs}^r(t))^2 - \frac{1}{R_{ts-amb}} (T_s(t) - T_{amb}(t)) \right] \end{cases} \quad (3.43)$$

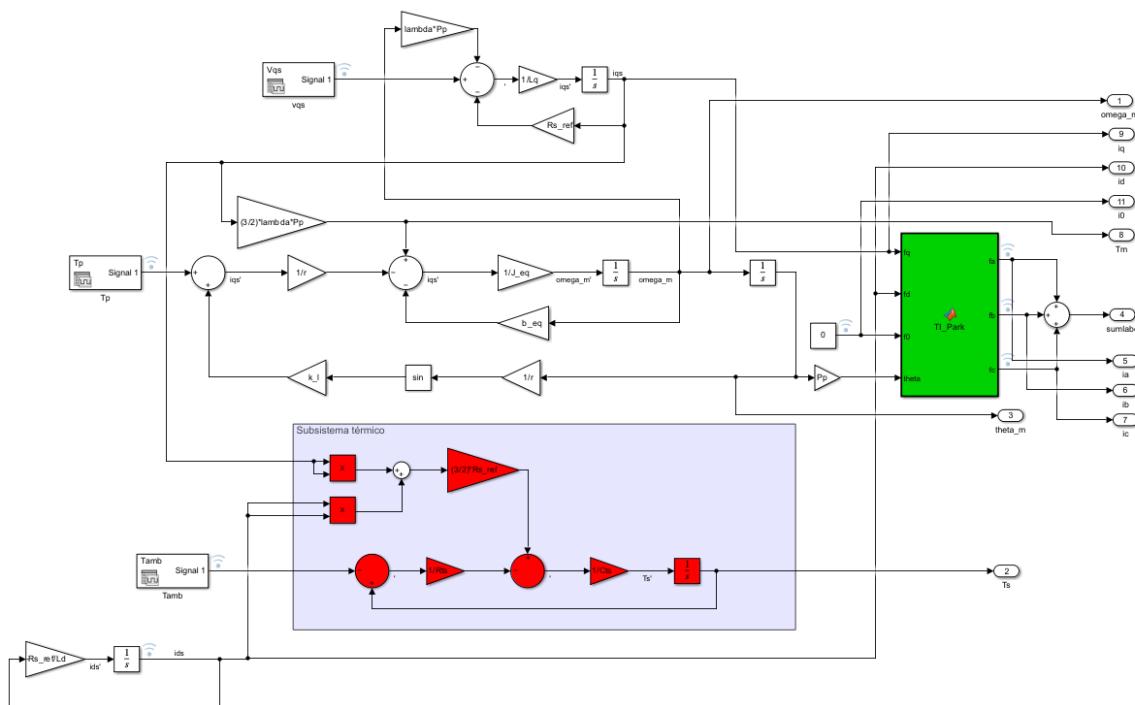


Fig. 3.17: Diagrama de bloques del modelo LTI equivalente aumentado

3.6.7 Restricción o Ley de control mínima

El modelo LTI equivalente se obtuvo al lograr el desacople de los canales de flujo magnético y de torque, mediante la imposición de una corriente $i_{ds}^r(t) = 0$ en todo momento. Para implementar esta restricción, es necesaria la aplicación de una ley de control sobre las variables manipuladas.

Al considerar $i_{ds}^r(t) = 0$ y $\frac{di_{ds}^r(t)}{dt} = 0$ en la ecuación correspondiente al eje directo del modelo global (Ec. 23), y despejar $v_{ds}^r(t)$ se obtiene la restricción que esta debe cumplir.

$$v_{ds}^r(t) = -L_q P_p i_{qs}^r(t) \omega_m(t) \quad (3.44)$$

De este modo, $v_{ds}^r(t)$ no se considera una variable manipulable directamente. Sin embargo, dado que no se actúa físicamente sobre las tensiones en coordenadas 'qd0', se determinará la ley de control en términos de las tensiones aplicadas a los bornes de la máquina (coordenadas 'abc'), las cuales dependen de los valores v_{qs}^r , v_{ds}^r y v_{0s}

Se aplica la Transformación inversa de Park:

$$\begin{bmatrix} v_{as}(t) \\ v_{bs}(t) \\ v_{cs}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r(t) & \sin \theta_r(t) & 1 \\ \cos(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{qs}^r(t) \\ v_{ds}^r(t) \\ v_{0s}^r(t) \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

Resolviendo el producto matricial se obtiene el sistema de 3 ecuaciones:

$$\begin{cases} v_{as}(t) = \cos(\theta_r(t)) \cdot v_{qs}^r(t) + \sin(\theta_r(t)) \cdot v_{ds}^r(t) + v_{0s}^r(t) \\ v_{bs}(t) = \cos(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3}) \cdot v_{qs}^r(t) + \sin(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3}) \cdot v_{ds}^r(t) + v_{0s}^r(t) \\ v_{cs}(t) = \cos(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3}) \cdot v_{qs}^r(t) + \sin(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3}) \cdot v_{ds}^r(t) + v_{0s}^r(t) \end{cases}$$

Reemplazando v_{ds}^r (Ec. 38) y v_{0s}^r (Ec. 35) se obtiene la ley de control mínima a aplicar sobre las tensiones en coordenadas 'abc':

$$\begin{cases} v_{as}(t) = \cos(\theta_r(t)) \cdot v_{qs}^r(t) - \sin(\theta_r(t)) \cdot L_q \cdot i_{qs}^r(t) \cdot P_p \cdot \omega_m(t) \\ v_{bs}(t) = \cos(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3}) \cdot v_{qs}^r(t) + \sin(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3}) \cdot L_q \cdot i_{qs}^r(t) \cdot P_p \cdot \omega_m(t) \\ v_{cs}(t) = \cos(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3}) \cdot v_{qs}^r(t) + \sin(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3}) \cdot L_q \cdot i_{qs}^r(t) \cdot P_p \cdot \omega_m(t) \end{cases} \quad (3.46)$$

3.6.8 Comparación del modelo dinámico LTI equivalente aumentado y el modelo dinámico global LPV

El modelo dinámico global LPV (Lineal de Parámetros Variables), que considera el caso $i_{ds}(t) \neq 0$, es más representativo del sistema real debido a su capacidad para capturar su naturaleza no lineal. Además, al no restringir i_{ds} a cero, ofrece una mayor cantidad de puntos de trabajo en comparación con el modelo LTI (Lineal Invariante en el Tiempo) equivalente.

En contraste, el modelo LTI equivalente aumentado puede considerarse un caso particular del modelo LPV, donde se fija $i_{ds}(t) \equiv 0$. Esto desacopla los ejes 'q' y 'd', reduciendo el espacio de puntos de operación y perdiendo la esencia no lineal del sistema real. Pero ofreciendo una mayor simplicidad y manejabilidad en el análisis y diseño de control.

Como se ha mencionado, se formuló el sistema LTI a partir de fijar una corriente directa nula. Resulta de interés analizar los efectos de una corriente directa no nula en el comportamiento de la máquina eléctrica. La $i_{ds}(t)$, orientada en la misma dirección que el campo principal de la máquina, influye en el torque electromagnético y en la velocidad de rotación.

El torque electromagnético $T_m(t)$ se definió:

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

Para analizar la velocidad de rotación, se observa ecuación diferencial para la corriente directa:

$$\dot{i}_{ds}^r(t) = \frac{1}{L_d} [v_{ds}^r(t) - R_s(T_s)i_{ds}^r(t) + L_q i_{qs}^r(t)P_p\omega_m(t)]$$

Considerando estado estacionario, y despejando $\omega_m(t)$ se obtiene:

$$\omega_m(t) = \frac{R_s(T_s)i_{ds}^r(t) - v_{ds}^r(t)}{L_q i_{qs}^r(t)P_p}$$

Al analizar estas dos ecuaciones y siendo la máquina de polos salientes ($L_q < L_d$), se puede observar que:

- Si $i_{ds}^r(t) > 0$: Ocurre un reforzamiento de campo, resultando en mayor torque y menor velocidad.
- Si $i_{ds}^r(t) < 0$: Ocurre un debilitamiento de campo, resultando en menor torque y mayor velocidad.
- Si $i_{ds}^r(t) = 0$: El flujo concatenado es establecido solo por la acción de los imanes permanentes λ_m^r .

La relación inversa entre torque y velocidad con la corriente directa se explica fácilmente al considerar que la potencia transmitida es constante según la ecuación:

$$P_e(t) = T_m(t)\omega_m(t)$$

En un PMSM, en general, se busca que la corriente no aporte al flujo magnético, pues este lo proveen los imanes propios de la máquina. Las ventajas de esto son la eliminación de los efectos de reluctancia (flujo magnético constante) y elevado torque, pues toda la corriente se invierte en aumentar el torque. Sin embargo, los modos de operación de refuerzo o debilitamiento de campo presentan características útiles a ciertas aplicaciones:

- El reforzamiento de campo es particularmente útil en arranques rápidos y en contextos donde se requiere un par elevado a bajas revoluciones, como en grúas, ascensores y vehículos eléctricos.
- Por otro lado, el debilitamiento de campo es beneficioso en aplicaciones donde se busca alta velocidad con par moderado, como en compresores y ventiladores.

3.6.9 Funciones de transferencia para el modelo LTI aumentado

Para caracterizar el sistema, se busca obtener las funciones de transferencia desde ambas entradas, $T_L(t)$ y $V_{qs}^r(t)$, hacia la salida $\theta_m(t)$. Se aplica la transformada de Laplace al modelo LTI aumentado (Ec. 36) obviando la ecuación correspondiente a la temperatura. Al considerar condiciones iniciales nulas también se descarta la ecuación de la dinámica residual de i_{ds}^r . Luego se obtiene el sistema en el dominio de Laplace:

$$s\Theta(s) = \Omega_m(s) \quad (\text{Lp.1})$$

$$s\Omega_m(s) = \frac{1}{J_{eq}} \left[\frac{3}{2}P_p\lambda_m^r I_{qs}^r(s) - b_{eq}\Omega_m(s) - \frac{1}{r}T_L(s) \right] \quad (\text{Lp.2})$$

$$sI_{qs}^r(s) = \frac{1}{L_q} \left[V_{qs}^r(s) - R_s I_{qs}^r(s) - \lambda_m^r P_p \Omega_m(s) \right] \quad (\text{Lp.3})$$

Despejando $I_{qs}^r(s)$:

$$I_{qs}^r(s) = \frac{V_{qs}^r(s) - \lambda_m^r P_p \Omega_m(s)}{sL_q + R_s} \quad (\text{Lp.4})$$

Reemplazando (Lp.4) y (Lp.1) en (Lp.2):

$$\Theta_m(s) \left[s^3 J_{eq} L_q + s^2 (J_{eq} R_s + L_q b_{eq}) + s (b_{eq} R_s + \frac{3}{2} (P_p \lambda_m^r)^2) \right] = \frac{3}{2} P_p \lambda_m^r V_{qs}^r(s) - \frac{s L_q + R_s}{r} T_L(s)$$

Despejando $\Theta_m(s)$:

$$\Theta_m(s) = \frac{\frac{3}{2} P_p \lambda_m^r V_{qs}^r(s) - \frac{1}{r} (s L_q + R_s) T_L(s)}{J_{eq} L_q s^3 + (L_q b_{eq} + J_{eq} R_s) s^2 + (R_s b_{eq} + \frac{3}{2} (P_p \lambda_m^r)^2) s}$$

Por lo tanto, las funciones de transferencia para las entradas $V_{qs}^r(t)$ y $T_L(t)$:

$$G_1(s) = \frac{\Omega_m(s)}{V_{qs}^r(s)} = \frac{\frac{3}{2} P_p \lambda_m^r}{J_{eq} L_q s^3 + (L_q b_{eq} + J_{eq} R_s) s^2 + (R_s b_{eq} + \frac{3}{2} (P_p \lambda_m^r)^2) s} \quad (3.47)$$

$$G_2(s) = \frac{\Omega_m(s)}{T_L(s)} = \frac{-\frac{1}{r} (s L_q + R_s)}{J_{eq} L_q s^3 + (L_q b_{eq} + J_{eq} R_s) s^2 + (R_s b_{eq} + \frac{3}{2} (P_p \lambda_m^r)^2) s} \quad (3.48)$$

3.7 Análisis de Estabilidad a lazo abierto para el modelo LTI equivalente aumentado

A partir del polinomio característico de las funciones de transferencia obtenidas, se pueden calcular los polos del modelo LTI equivalente aumentado a lazo abierto.

$$J_{eq} L_q s^3 + (L_q b_{eq} + J_{eq} R_s) s^2 + (R_s b_{eq} + \frac{3}{2} (P_p \lambda_m^r)^2) s = 0 \quad (3.49)$$

$$s(J_{eq} L_q s^2 + (L_q b_{eq} + J_{eq} R_s) s + R_s b_{eq} + \frac{3}{2} (P_p \lambda_m^r)^2) = 0 \quad (3.50)$$

Los polos del sistema a lazo abierto:

$$\begin{cases} s_1 &= 0 \\ s_{2,3} &= \frac{-(L_q b_{eq} + R_s J_{eq}) \pm \sqrt{(L_q b_{eq} + R_s J_{eq})^2 - 4(J_{eq} L_q)(R_s b_{eq} + \frac{3}{2} P_p^2 \lambda_m^r)^2}}{2(J_{eq} L_q)} \end{cases} \quad (3.51)$$

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

Se observa también que solamente la perturbación $T_l(t)$ introduce un cero al sistema. Resolviendo el numerador de la ecuación (45), se obtiene:

$$\begin{aligned} sL_q + R_s &= 0 \\ z &= -\frac{R_s}{L_q} \end{aligned} \quad (3.52)$$

Se evaluó la variación que presentan los polos y ceros del sistema ante las variaciones de la resistencia estatórica, considerando parámetros nominales en el rango de temperaturas $40^\circ C \leq T_s \leq 115^\circ C$.

R_s	Polo 1	Polo 2	Polo 3	Cero de T_l
1.02	$0.00 + 0.00i$	$-88.49 + 149.94i$	$-88.49 - 149.94i$	$-175.86 + 0.00i$
1.06	$0.00 + 0.00i$	$-92.16 + 147.74i$	$-92.16 - 147.74i$	$-183.21 + 0.00i$
1.11	$0.00 + 0.00i$	$-95.83 + 145.41i$	$-95.83 - 145.41i$	$-190.56 + 0.00i$
1.15	$0.00 + 0.00i$	$-99.51 + 142.95i$	$-99.51 - 142.95i$	$-197.91 + 0.00i$
1.19	$0.00 + 0.00i$	$-103.18 + 140.35i$	$-103.18 - 140.35i$	$-205.26 + 0.00i$
1.23	$0.00 + 0.00i$	$-106.86 + 137.60i$	$-106.86 - 137.60i$	$-212.60 + 0.00i$
1.28	$0.00 + 0.00i$	$-110.53 + 134.70i$	$-110.53 - 134.70i$	$-219.95 + 0.00i$
1.32	$0.00 + 0.00i$	$-114.21 + 131.63i$	$-114.21 - 131.63i$	$-227.30 + 0.00i$

Table 3.1: Tabla de R_s , Polos y Ceros en formato binomial para números complejos

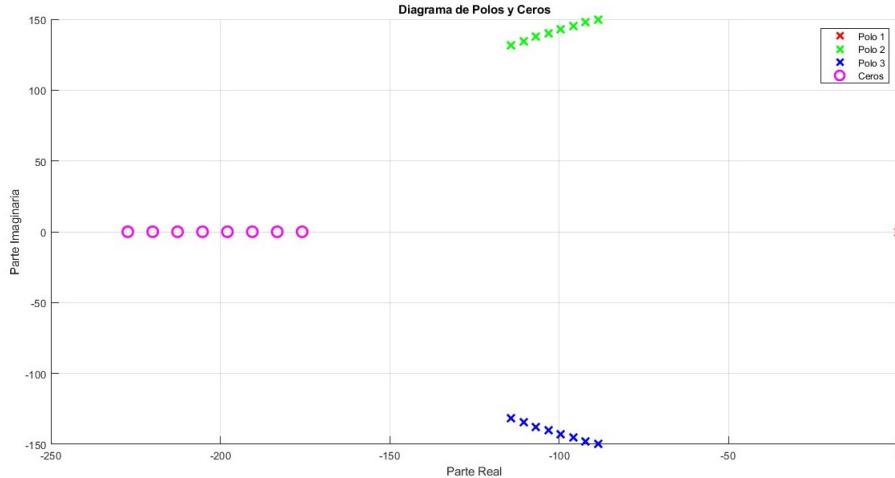


Fig. 3.18: polos ceros con R_s

Se puede concluir que la resistencia R_s tiene un efecto amortiguador en la respuesta del sistema, volviéndolo más estable a medida que la temperatura aumenta.

También se analizó el comportamiento de los polos y ceros teniendo en cuenta la variabilidad de los parámetros b_{eq} y J_{eq} , así, se realizó el cálculo para valores nominales, mínimos y máximos, a una temperatura de referencia de $40^\circ C$.

El primer término en todos los casos es mayor que el segundo término por lo que el sistema será estable siempre. Es decir, siempre se observará uno de los polos en el origen y los dos restantes como polos complejos conjugados en el semiplano negativo.

Parámetros	J_{eq}	b_{eq}	Polo 1	Polo 2	Polo 3	Cero
Nominales	2.0×10^{-5}	2.2×10^{-5}	$0 + 0i$	$-88.486 + 149.942i$	$-88.486 - 149.942i$	$-227.302 + 0i$
Mínimos	2.0×10^{-5}	2.0×10^{-5}	$0 + 0i$	$-88.433 + 149.911i$	$-88.433 - 149.911i$	$-227.302 + 0i$
Máximos	4.6×10^{-5}	2.4×10^{-5}	$0 + 0i$	$-88.193 + 72.916i$	$-88.193 - 72.916i$	$-227.302 + 0i$

Table 3.2: Tabla de parámetros y polos en formato binomial para números complejos

Respecto al impacto de la variación de b_{eq} y J_{eq} , se observa que a mayores valores en los parámetros de carga, la respuesta del sistema se vuelve menos oscilante, pero la velocidad de respuesta permanece constante.

3.7.1 Frecuencia Natural y Amortiguamiento

Al comparar el polinomio característico obtenido con la ecuación característica de un sistema de segundo orden, y resolver para ω_n y ζ :

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0$$

$$s^2 + \frac{(L_q b_{eq} + R_s J_{eq})}{J_{eq} L_q} s + \frac{(R_s b_{eq} + \frac{3}{2} P_p^2 \lambda_m'^2)}{J_{eq} L_q} = 0 \quad (3.53)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{R_s b_{eq} + \frac{3}{2} P_p^2 \lambda_m'^2}{J_{eq} L_q}} \quad (3.54)$$

$$\zeta = \frac{L_q b_{eq} + R_s J_{eq}}{2 J_{eq} L_q \omega_n} \quad (3.54)$$

Se analizan los valores que toman ω_n y ζ , en función de la resistencia del estator R_s , considerando parámetros nominales:

R_{ss}	ω_n	ζ
1.0200	174.1044	0.5082
1.0626	174.1278	0.5293
1.1052	174.1512	0.5503
1.1479	174.1746	0.5713
1.1905	174.1980	0.5923
1.2331	174.2214	0.6133
1.2757	174.2448	0.6343
1.3183	174.2682	0.6553

Table 3.3: Resultados de ω_n y ζ para diferentes valores de R_{ss} .

Se observa que $\zeta < 1$ para todo el rango de resistencias (rango de temperaturas en el estator). Así, el sistema es siempre subamortiguado. Los valores de ω_n y ζ también se modifican ante la variabilidad de los parámetros equivalentes J_{eq} y b_{eq} . Se calcularon la frecuencia natural y la relación de amortiguamiento crítico para una temperatura de referencia de 40°C ($R_s = 1.02$). Se observó que a medida que aumenta el momento de inercia equivalente del sistema, la frecuencia natural del mismo disminuye, mientras que el amortiguamiento relativo crece, pero siempre es menor a 1. Por lo tanto, el sistema será subamortiguado en todos los casos.

Parámetros	J_{eq}	b_{eq}	ω_n	ζ
Nominal	2.0×10^{-5}	2.2×10^{-5}	174.104399	0.508233
Mínimo	2.0×10^{-5}	2.0×10^{-5}	174.051210	0.508086
Máximo	4.6×10^{-5}	2.4×10^{-5}	114.432536	0.770700

Table 3.4: Resultados de ω_n y ζ para diferentes valores de J_{eq} y b_{eq} .

3.8 Análisis de Observabilidad completa de estado para el modelo LTI equivalente aumentado

Se emplea el criterio de observabilidad de Kalman, el cual establece que un sistema LTI de orden n es completamente observable si y solo si el rango de la matriz de observabilidad O es n .

Se evaluó la observabilidad desde la salida $\theta_m(t)$ para el sistema LTI equivalente aumentado, considerando la entrada manipulable v_{qs}^r y despreciando la entrada de perturbación. Las matrices A y C del sistema:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{b_{eq}}{J_{eq}} & \frac{3P_p\lambda'_m}{2J_{eq}} \\ 0 & -\frac{P_p\lambda_m}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}$$

$$C = [1 \ 0 \ 0]$$

La matriz de observabilidad O se define:

$$O = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{b_{eq}}{J_{eq}} & \frac{3P_p\lambda'_m}{2J_{eq}} \end{bmatrix}$$

Se evaluó también la observabilidad desde la velocidad $\omega_m(t)$, donde la correspondiente matriz C es:

$$C = [0 \ 1 \ 0]$$

Y la matriz de observabilidad ϑ :

$$\vartheta = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{b_{eq}}{J_{eq}} & \frac{3P_p\lambda'_m}{2J_{eq}} \\ 0 & \frac{b_{eq}^2}{J_{eq}^2} - \frac{3P_p^2\lambda'^2_m}{2J_{eq}L_q} & -\frac{3b_{eq}P_p\lambda'_m}{2J_{eq}^2} - \frac{3R_sP_p\lambda'_m}{2J_{eq}L_q} \end{bmatrix}$$

Se utilizó un script de MATLAB para evaluar el rango de las matrices de observabilidad. Se concluyó que el **sistema LTI equivalente simplificado** es observable desde la salida $\theta_m(t)$. Sin embargo, el sistema LTI equivalente aumentado con sistemas autónomos desacoplados no es completamente observable, ya que no se pueden observar los estados de $i_{ds}^r(t)$ y $T_s(t)$ desde la salida $\theta_m(t)$. Por lo tanto, el sistema es parcialmente observable.

Por otro lado, el sistema no es observable desde la salida $\omega_m(t)$, ya que el rango de la matriz de observabilidad correspondiente resulta menor que el del sistema. Aun conociendo la velocidad del sistema, no es posible obtener la posición debido a que la condición inicial de posición es desconocida.

3.9 Análisis de Controlabilidad completa de estado para el modelo LTI equivalente aumentado

Para el estudio de controlabilidad, se aplicó el criterio de controlabilidad completa de estado en el espacio de estado de Kalman. Según este, un sistema LTI de orden n es controlable si y solo

si el rango de la matriz de controlabilidad C es n . Esto significa que existe una ley de control que permite ubicar todos los polos de lazo cerrado del sistema a voluntad.

Tanto las consideraciones previas, como el esquema de análisis son análogos al análisis de observabilidad. Las matrices intervenientes son:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{b_{eq}}{J_{eq}} & \frac{3P_p\lambda'_m}{2J_{eq}} \\ 0 & -\frac{P_p\lambda'_m}{L_q} & -R_s/L_q \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/L_q \end{bmatrix}$$

La matriz de controlabilidad C se define:

$$C = [B \ AB \ A^2B] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{3P_p\lambda'_m}{2J_{eq}L_q} \\ 0 & \frac{3P_p\lambda'_m}{2J_{eq}L_q} & -\frac{3b_{eq}P_p\lambda'_m}{2J_{eq}^2L_q} - \frac{3R_sP_p\lambda'_m}{2J_{eq}L_q^2} \\ \frac{1}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q^2} & \frac{R_s^2}{L_q^3} - \frac{3P_p^2\lambda'^2_m}{2J_{eq}L_q^2} \end{bmatrix}$$

Empleando el script previamente mencionado se observa que el rango de C es 3, luego el sistema LTI simplificado es controlable desde la entrada manipulada $v_{qs}^r(t)$. Sin embargo, al aplicar la prueba al sistema aumentado, los estados de $i_{ds}^r(t)$ y T_s resultan ser no controlables desde la entrada $v_{qs}^r(t)$, y para realizar su control es necesario implementar entradas de control adicionales.

```
Análisis de observabilidad:
Desde la posición:
1.0e+03 *
 0.0010      0      0
    0      0.0010      0
    0     -0.0011   3.6392
rank_p = 3

Desde la velocidad:
1.0e+04 *
    0      0.0001      0
    0     -0.0001   0.3639
    0     -3.0116  -0.7748
rank_v = 2

Análisis de controlabilidad:
1.0e+06 *
    0      0      0.6274
    0     0.6274  -1.3359
  0.0002  -0.0002  -5.1925
rank_Contr = 3
```

Fig. 3.19: Análisis de observabilidad y controlabilidad de la máquina síncrona.

3.10 Respuesta dinámica en el dominio del tiempo

En esta sección se mostrarán las respuestas del estado interno frente a ciertas consignas de ambos modelos (modelo no lineal completo desacoplado con ley de control no lineal y del modelo LTI equivalente), se analizarán las curvas paramétricas de torque vs. velocidad para cada instante de tiempo, se determinarán los valores de velocidad y corriente final de establecimiento, tiempos de establecimiento, tiempos de crecimiento y sobrepicos luego de cada transitorio. Además se compararán los comportamientos de i_{ds} para $i_{ds}^r(0) = \pm 0.5A$ vs $i_{ds}^r(t) = 0A$. Finalmente se analizarán los casos de “field forcing” y “field weakening” (reforzamiento y debilitamiento de campo) variando $V_{ds}^r(t)$.

Respuesta de estado interno

Para analizar la respuesta de estado interno para ambos modelos, se excita la entrada V_{qs} y se simula una perturbación T_p con un pulso de tensión y un doble pulso de torque de carga.

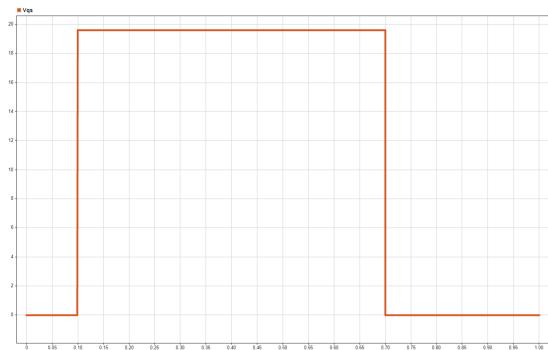


Fig. 3.20: Pulso de tensión



Fig. 3.21: Doble pulso de perturbación

Luego de excitarlos, se observan los valores de posición, velocidad y torque.

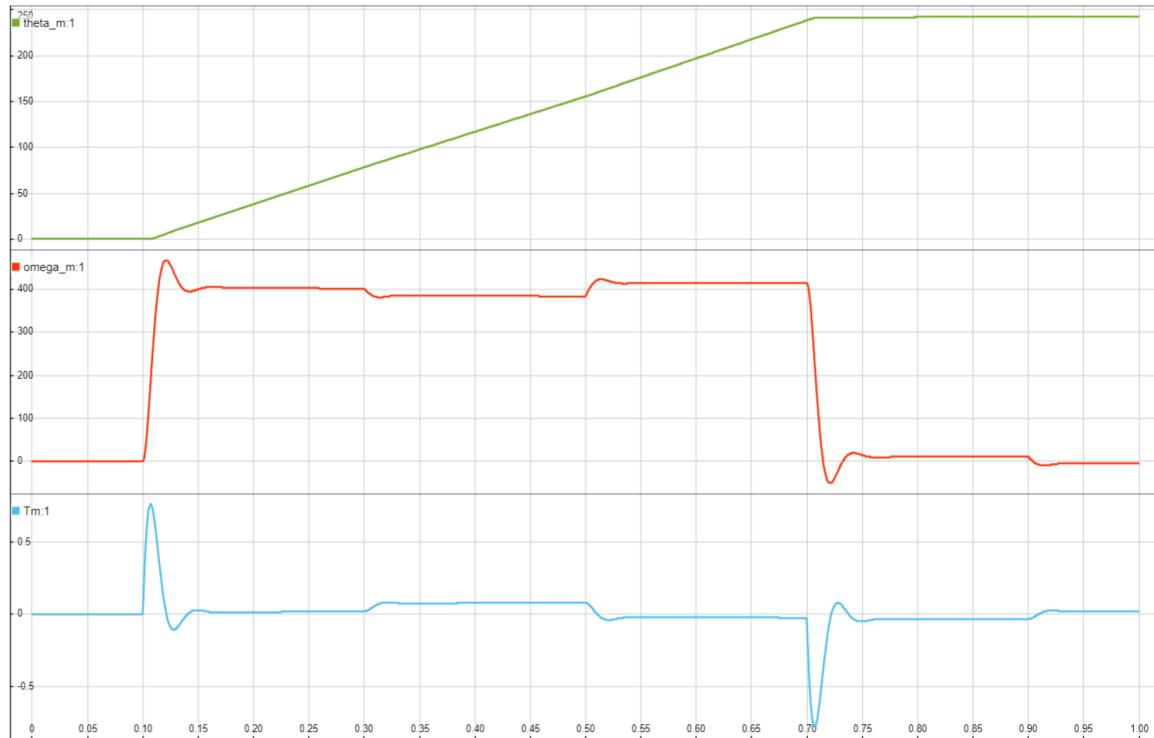


Fig. 3.22: Respuesta del sistema

Se puede observar que al aplicar 19.596V a los 0.1s, la velocidad del rotor oscila hasta estabilizarse. Luego, al recibir las perturbaciones a los 0.3s y a los 0.5s, se aprecia un error en estado

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

estacionario en la velocidad y en el torque. Después se aplica una tensión de 0V a los 0.7s, y se aprecia un fenómeno similar al que ocurrió a los 0.1s (el sistema oscila hasta estabilizarse). Finalmente, a los 0.9s desaparece la perturbación, el cual produce una leve cambio de velocidad y torque.

En la siguiente figura, se observan los gráficos de tensiones correspondientes a las coordenadas “abc” y “qs0” del modelo no lineal completo desacoplado con ley de control no lineal

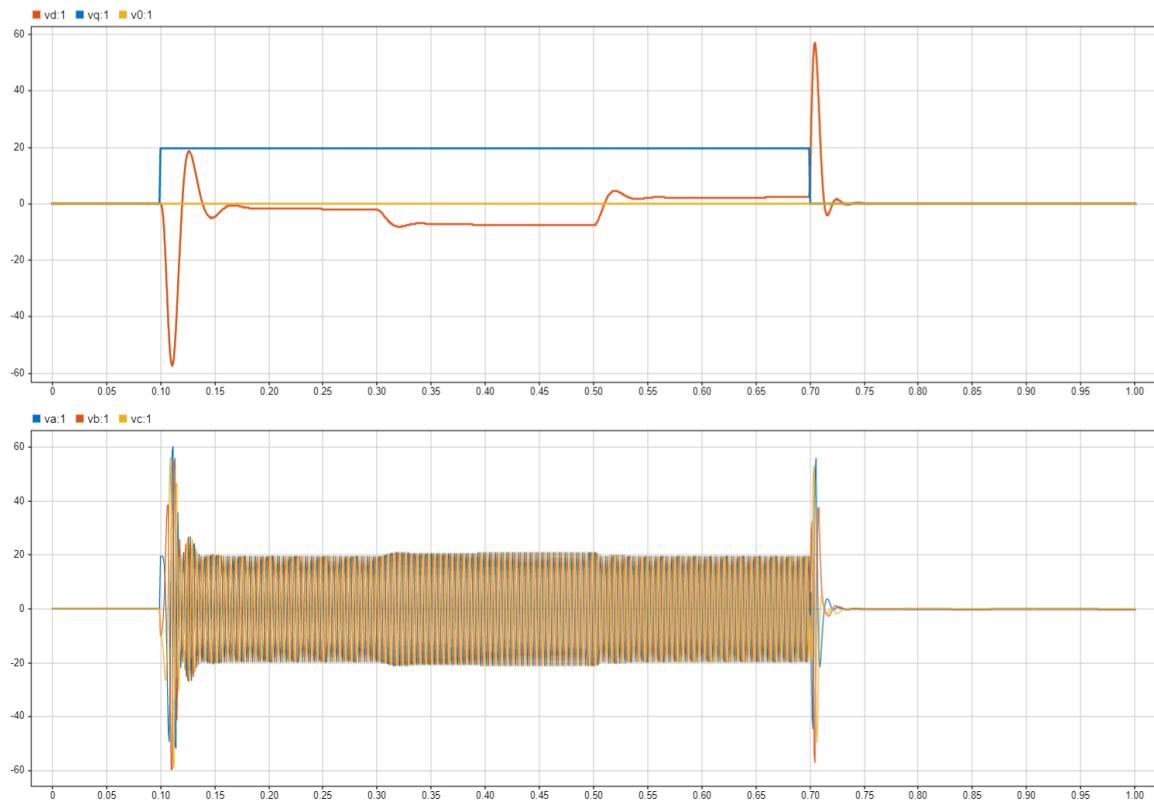


Fig. 3.23: Tensiones Va, Vb y Vc

Las siguientes figuras muestran las corrientes de ambos modelos en las coordenadas “abc” y “qs0”

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

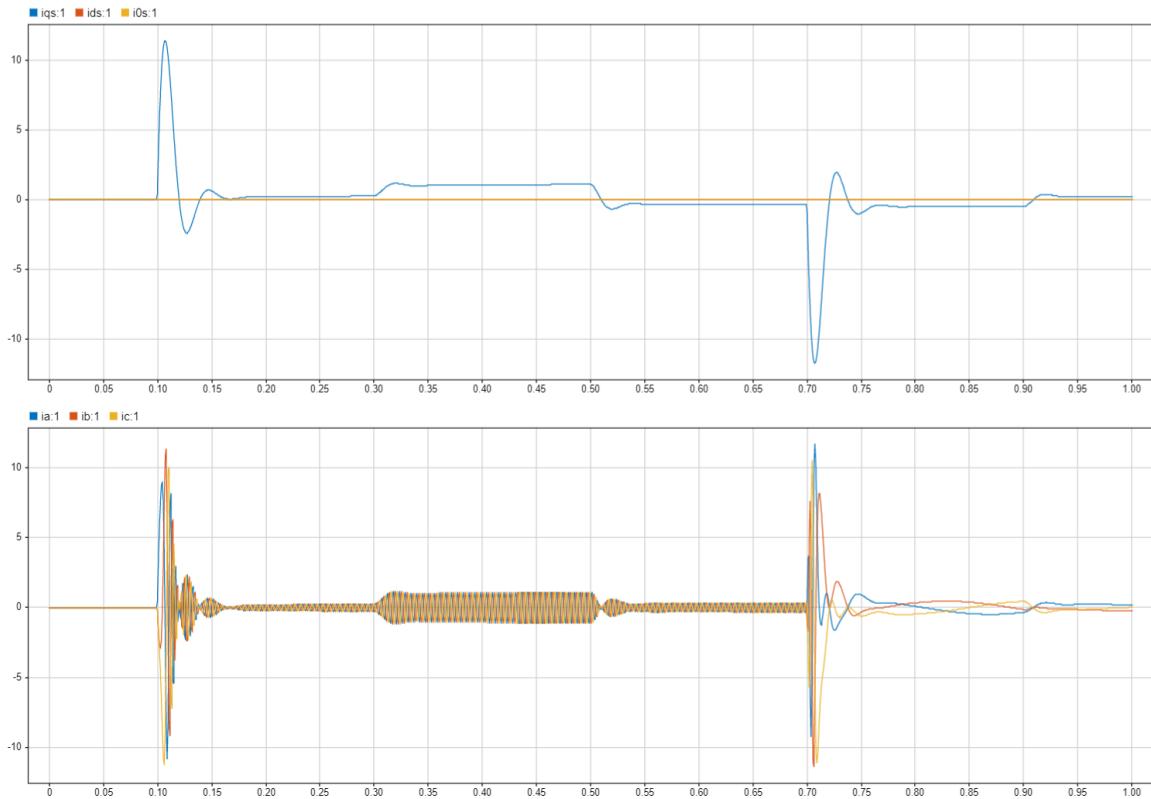


Fig. 3.24: Corrientes I_a , I_b e I_c

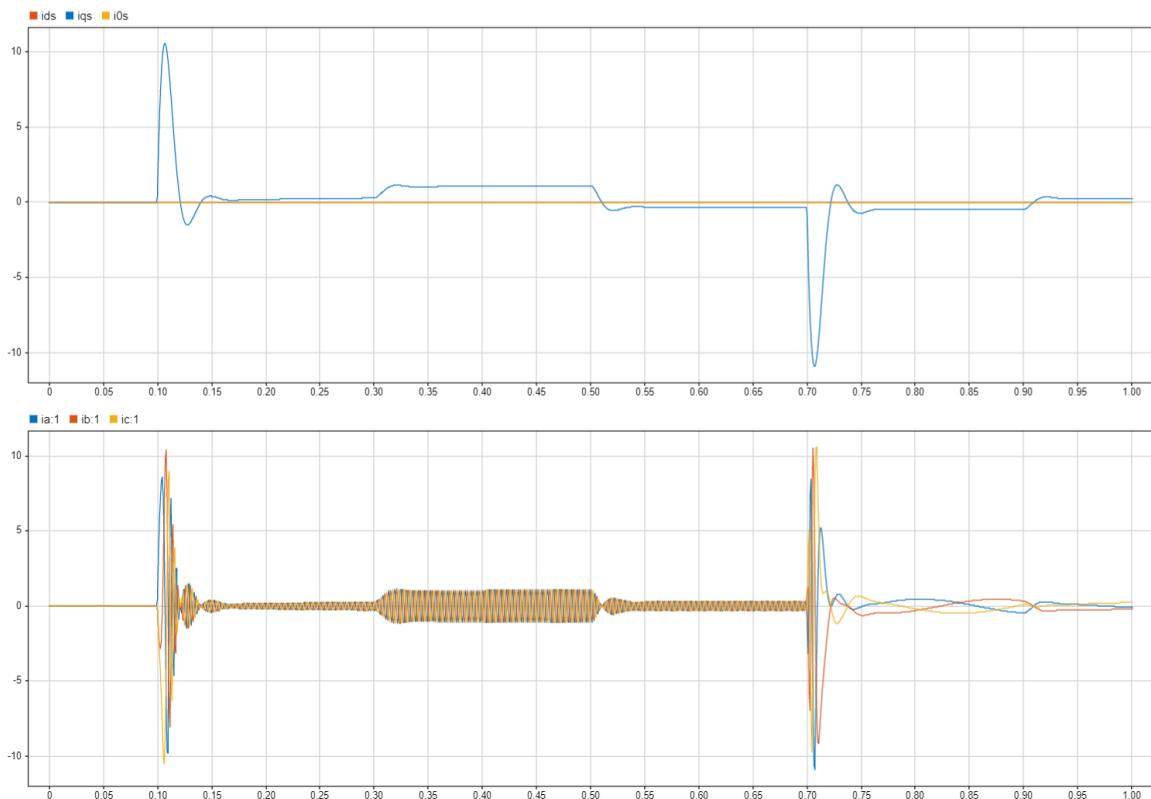
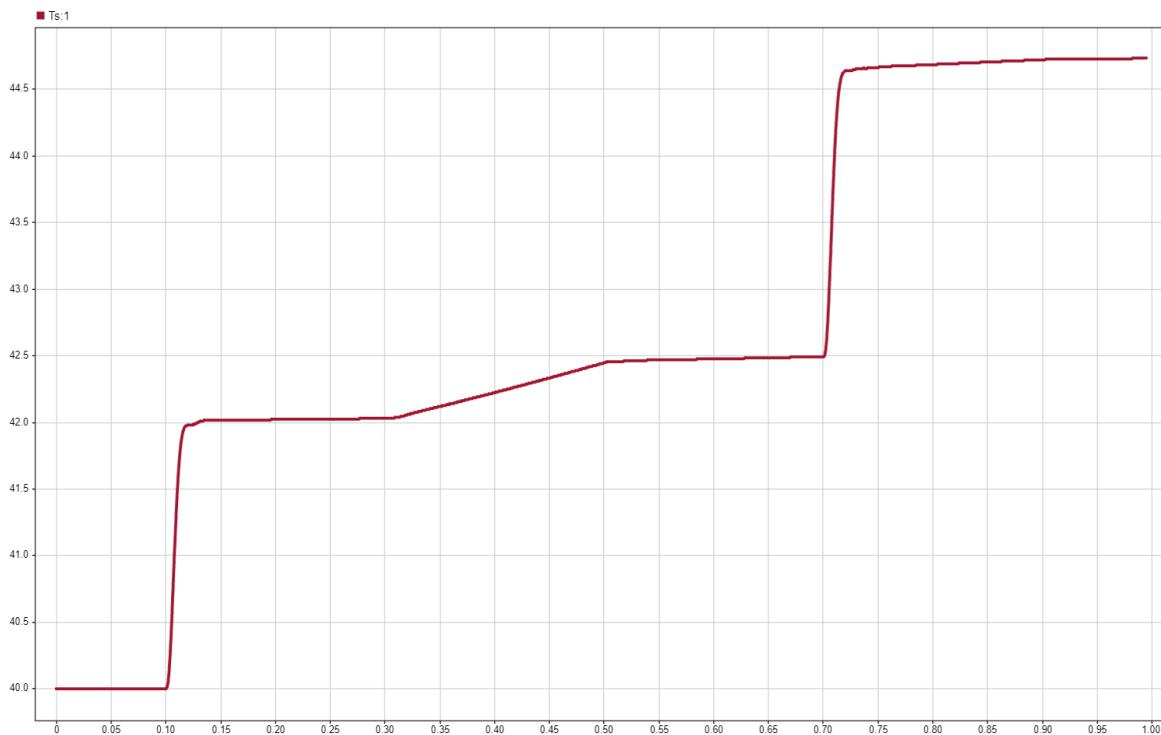


Fig. 3.25: Corrientes I_a , I_b e I_c

continuación se muestra la variación de la temperatura del bobinado del estator, considerando que la temperatura inicial es de 40°C y la temperatura ambiente a 40°C.



3.10.1 Comparación de modelos a diferentes temperaturas ambiente

En las siguientes figurás se observará las diferencias de las posiciones, velocidades y corrientes i_{qs} entre los dos modelos a diferentes temperaturas (0°C y 40°C). La diferencia que se observa entre ambos modelos se debe a que en el modelo LTI aumentado se considera un R_s constante y en el modelos NL esta resistencia varía de tal forma que al disminuir la temperatura, la resistencia disminuye y la corriente del sistema aumenta.

Comparación con $T_s(0) = 40^{\circ}\text{C}$ y $T_{amb} = 40^{\circ}\text{C}$

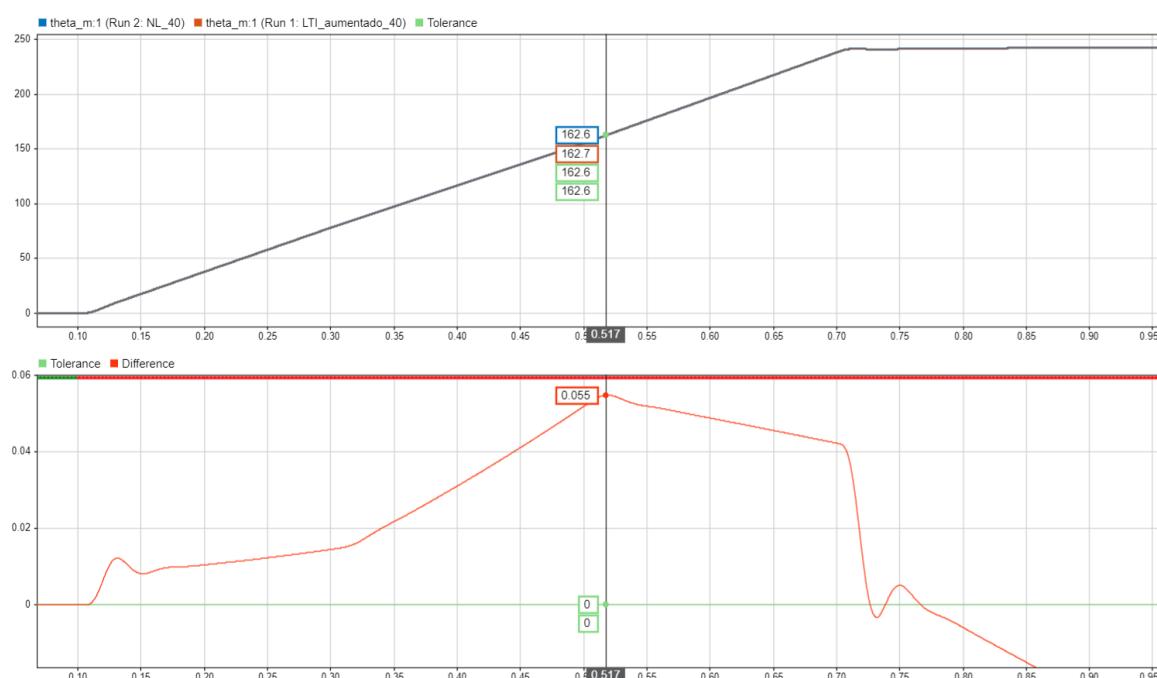


Fig. 3.27: Diferencia de posiciones entre modelos LTI aumentado y NL a 40°C

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

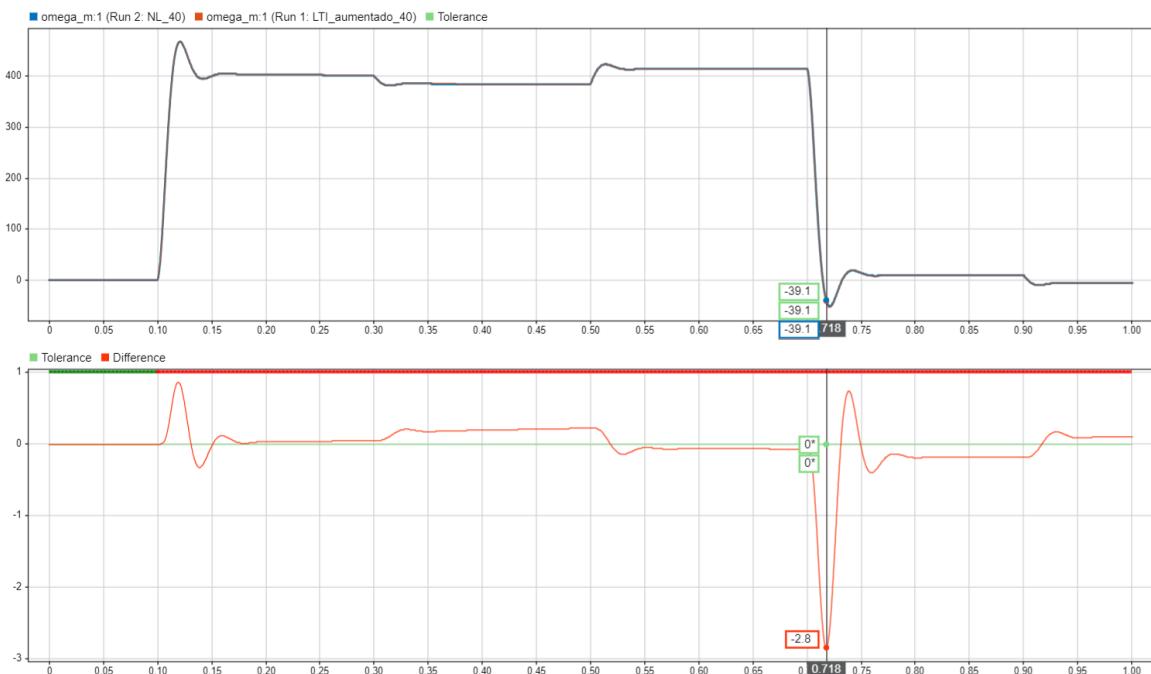


Fig. 3.28: Diferencia de velocidades entre modelos LTI aumentado y NL a 40°C

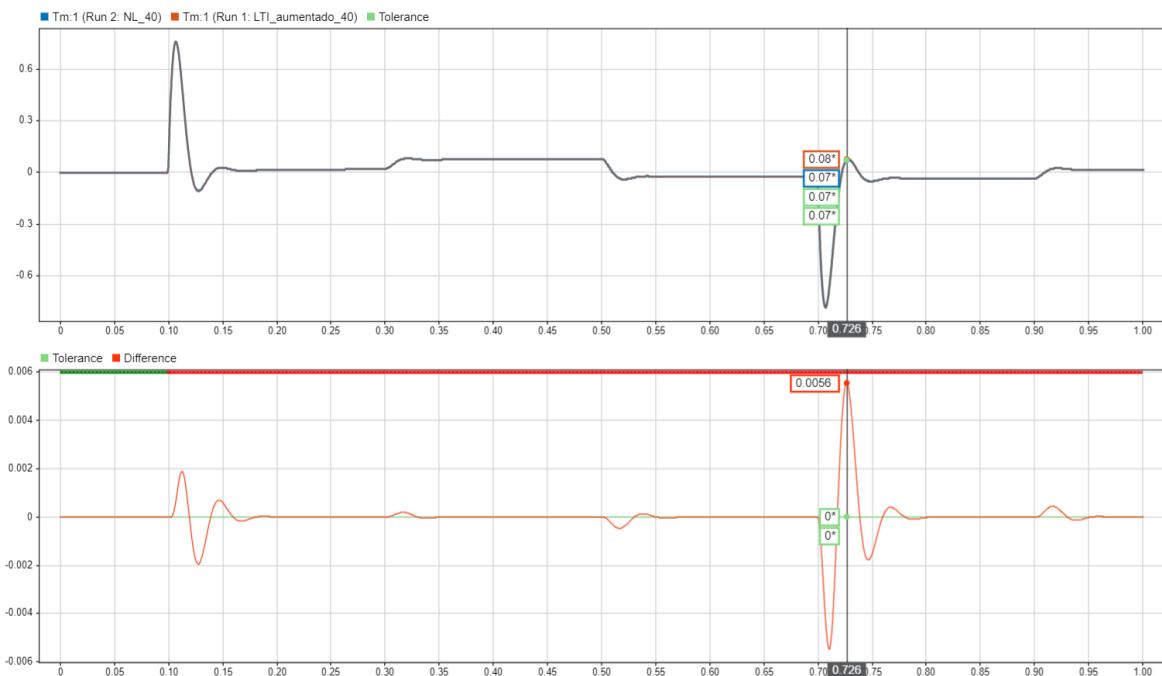


Fig. 3.29: Diferencia de temperaturas del estator entre modelos LTI aumentado y NL a 40°C

Comparación con $T_s(0) = 0^\circ\text{C}$ y $T_{amb} = 0^\circ\text{C}$

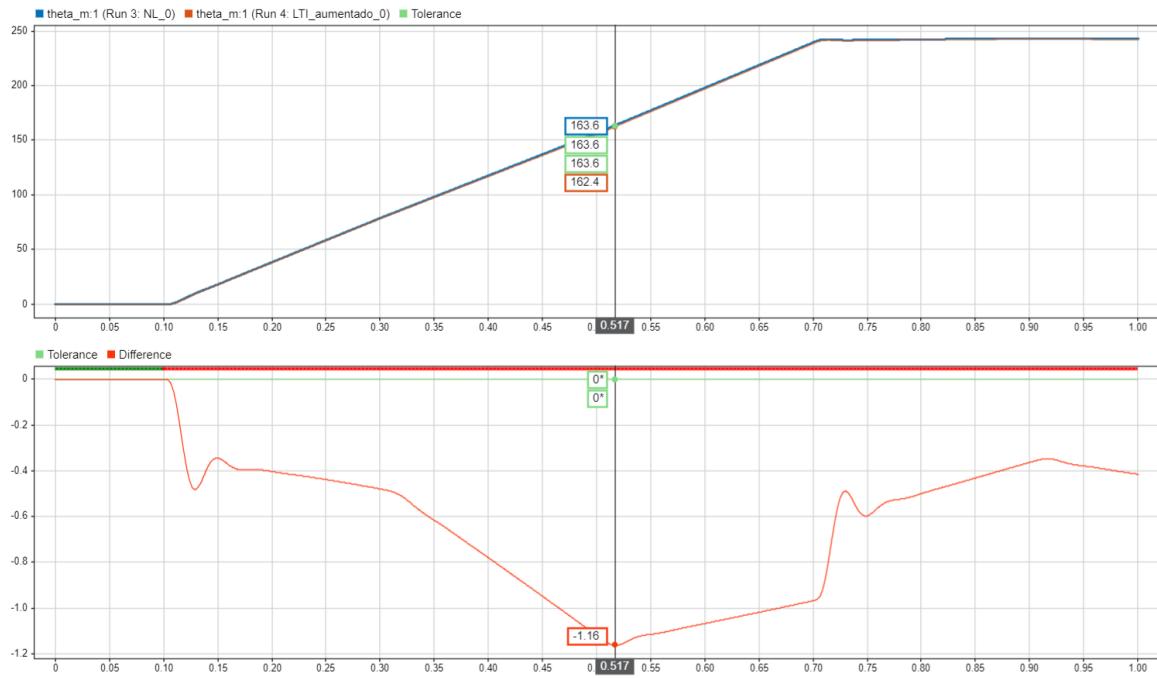


Fig. 3.30: Diferencia de posiciones entre modelos LTI aumentado y NL a 0°C

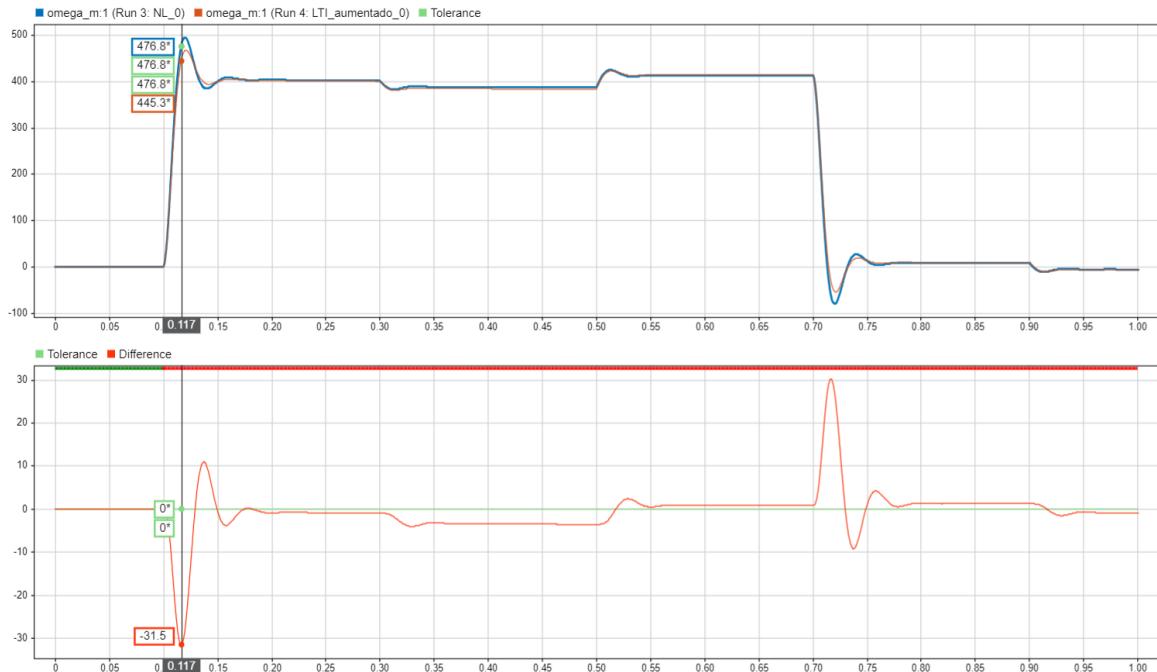


Fig. 3.31: Diferencia de velocidades entre modelos LTI aumentado y NL a 0°C

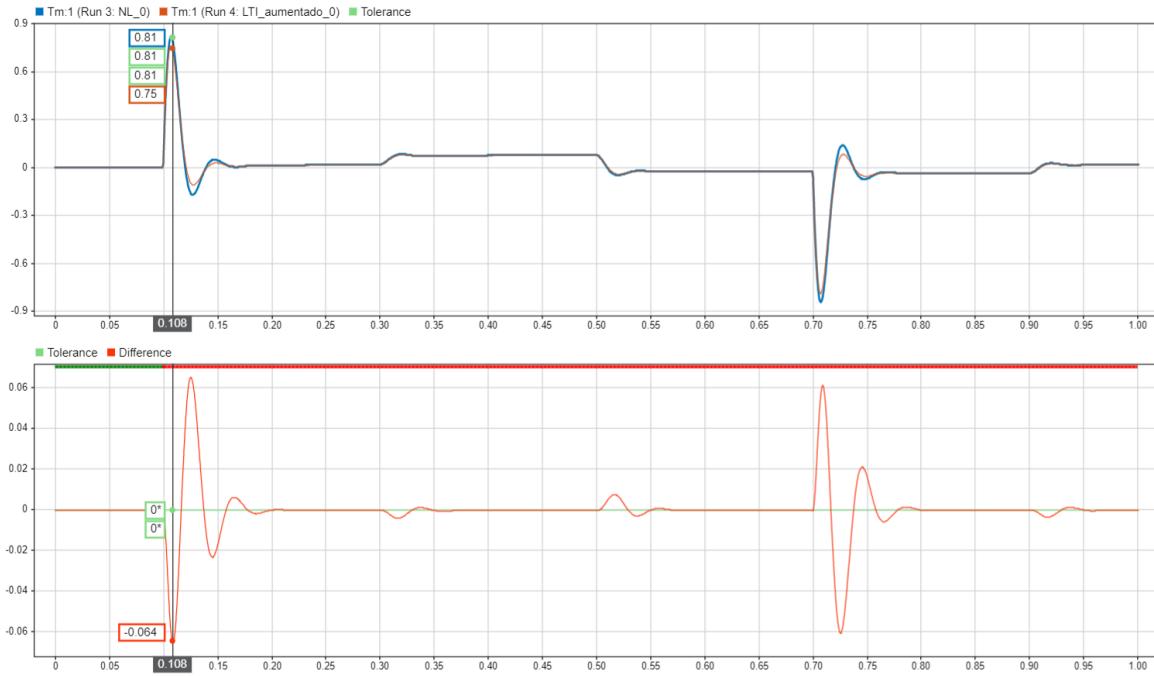


Fig. 3.32: Diferencia de temperaturas del estator entre modelos LTI aumentado y NL a 0°C

Para que la diferencia no sea muy grande entre ambos modelos, se realizarán todas las simulaciones a 40°C (tanto como condición inicial como valor constante durante el tiempo)

3.10.2 Curva paramétrica Torque vs. Velocidad

A continuación se observa la curva paramétrica del torque en función de la velocidad del modelo no lineal completo desacoplado con ley de control no lineal.

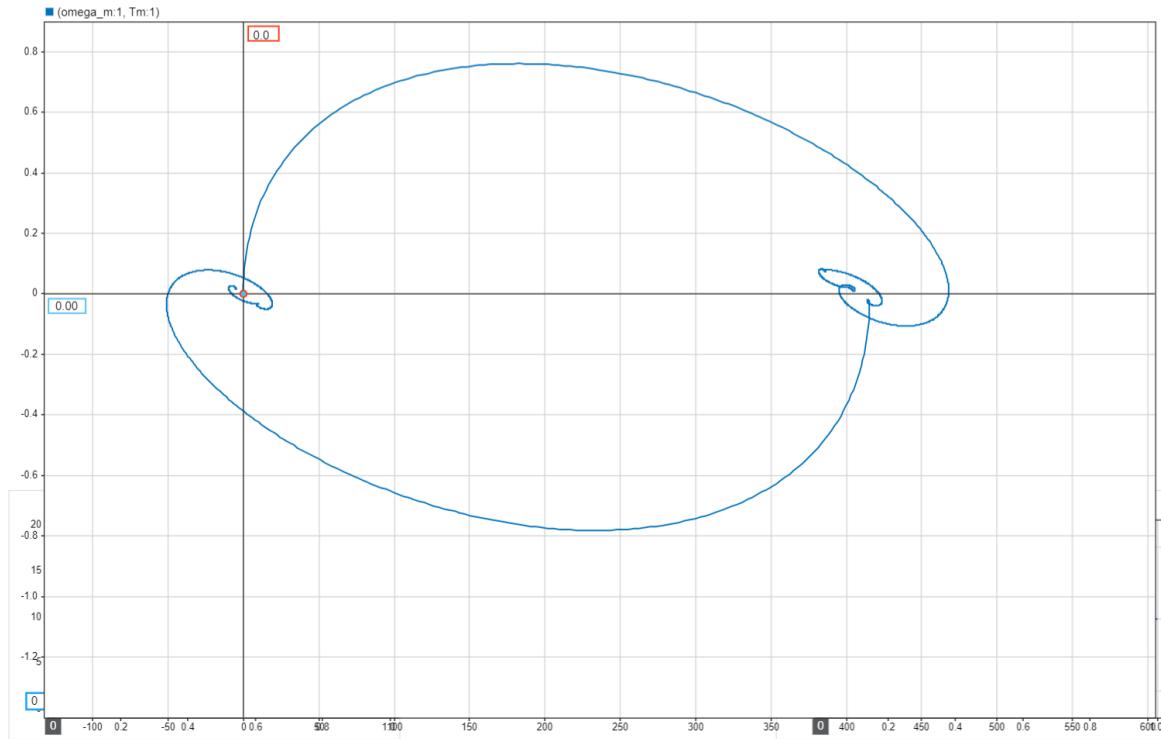


Fig. 3.33: Curva paramétrica de Torque vs. Velocidad

Como se puede observar, el motor trabaja en los cuatro cuadrantes. Dependiendo del número de cuadrante, el motor trabajará como:

1. Motor girando en sentido directo
2. Frenado en sentido directo
3. Motor girando en sentido inverso
4. Frenado en sentido inverso

Análisis de la curva paramétrica Torque vs. Velocidad

A continuación se explica con detalle los instantes más representativos de la curva:

1. No se aplica tensión y no hay perturbaciones, por lo que la velocidad y el torque son nulos;

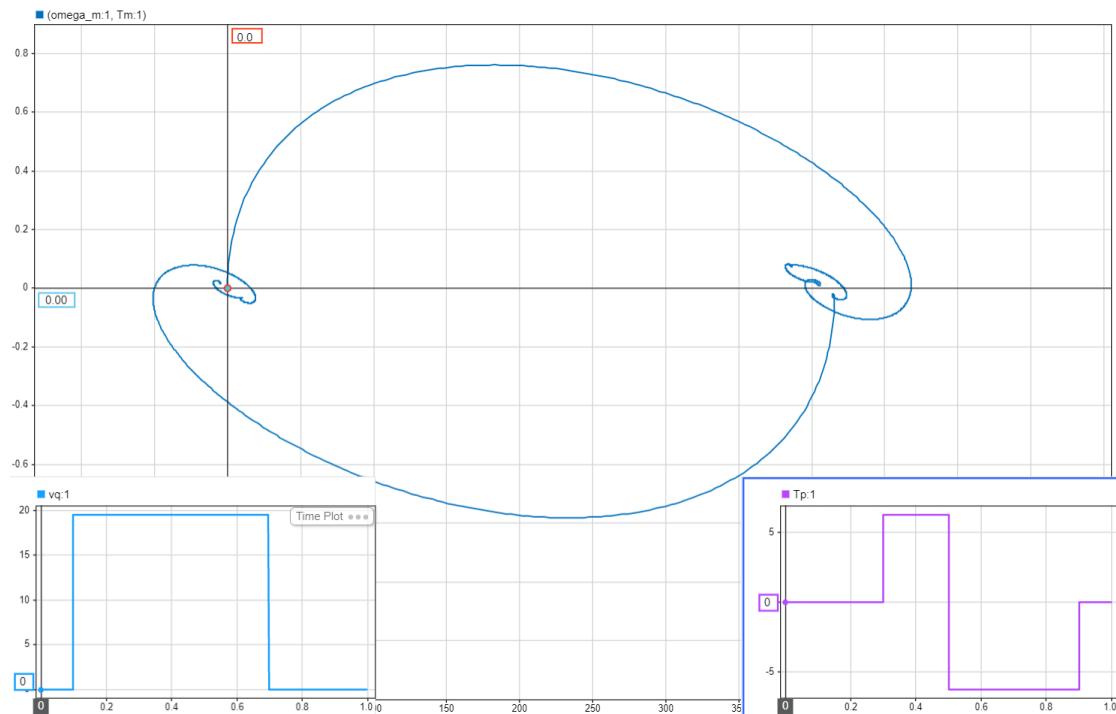


Fig. 3.34: Momento 1

2. Se aplica tensión, por lo que el motor aumenta su velocidad junto con el torque hasta estabilizarse en $\omega_m = 401.9$ rad/s y $T_m = 0.02$ Nm. En ese momento, el motor trabaja en motorización directa.

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

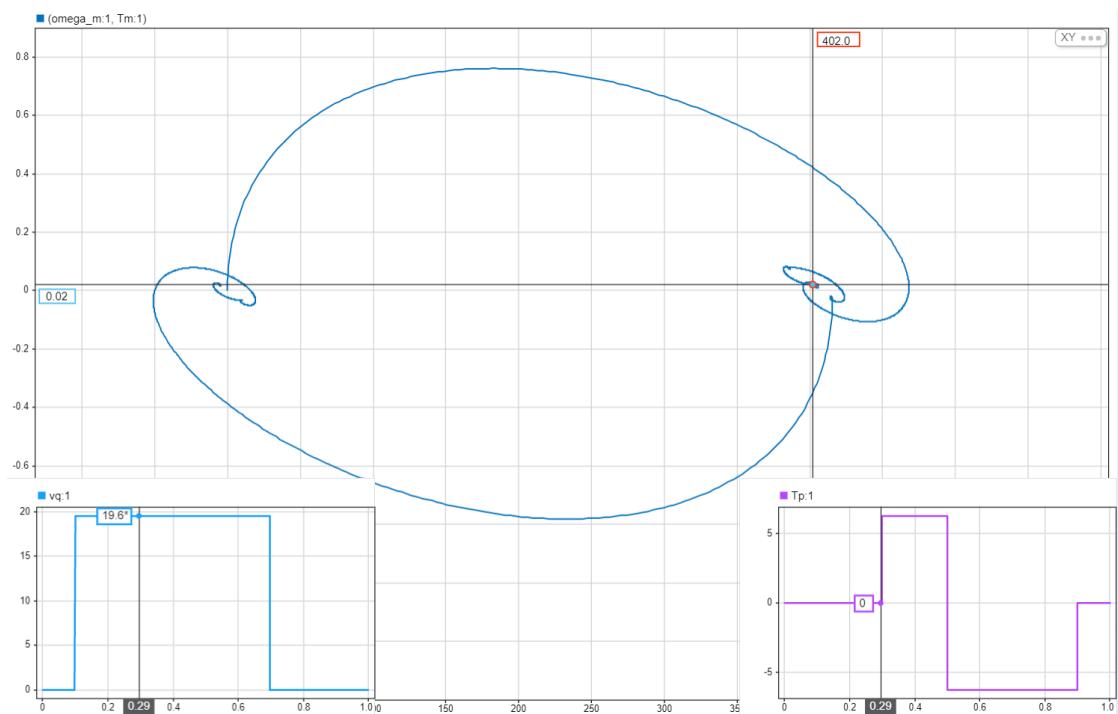


Fig. 3.35: Momento 2

3. Se genera la perturbación positiva y en consecuencia la velocidad disminuye y el torque aumenta, estabilizando en $\omega_m = 384.3$ rad/s y $T_m = 0.08$ Nm. En esta situación (estabilizado) el motor seguirá trabajando en el cuadrante correspondiente a la motorización directa.

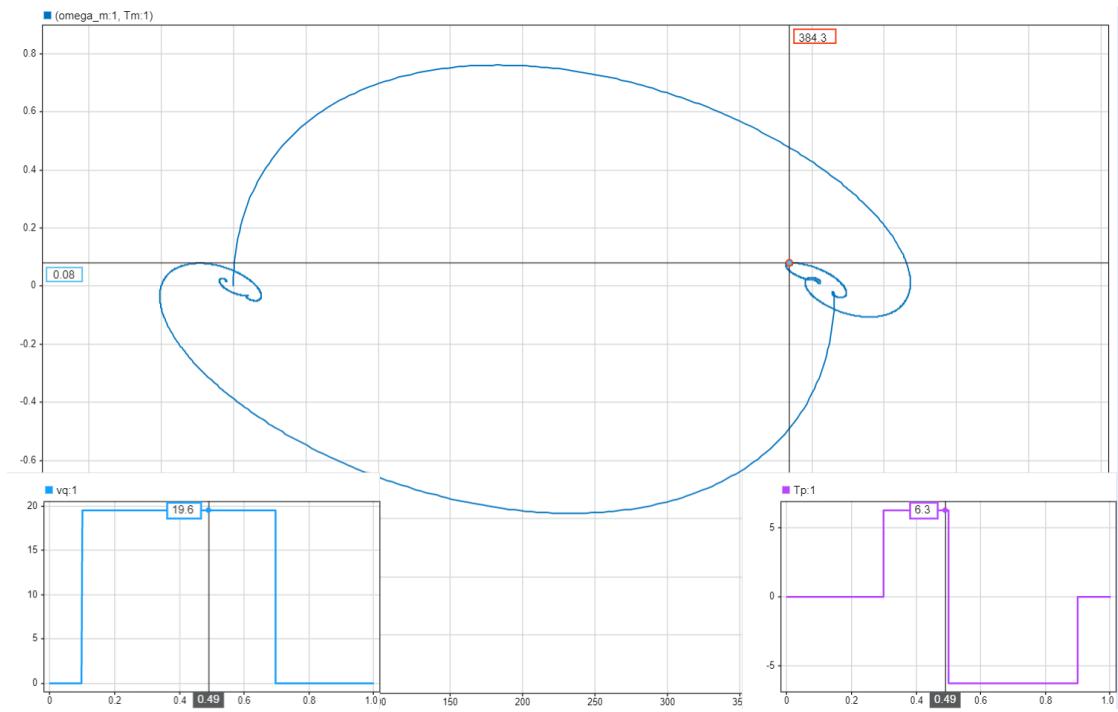


Fig. 3.36: Momento 3

4. Seguidamente se produce una perturbación negativa. Esto ocasiona un aumento de la velocidad y obligando al motor a realizar una torque negativo, tendiendo a valores de $\omega_m = 415.5$ rad/s y $T_m = -0.02$ Nm. Para ese momento, el motor estará trabajando con frenado directo.

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

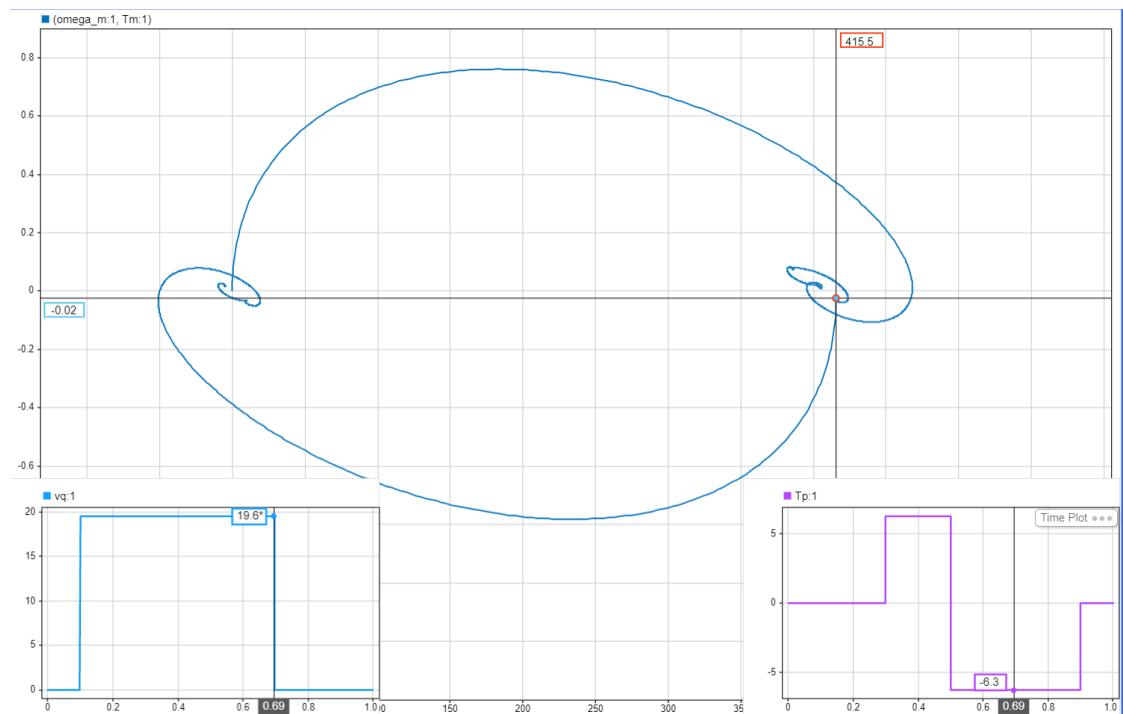


Fig. 3.37: Momento 4

5. Luego se deja de excitar al sistema con V_{qs} , manteniendo la perturbación negativa. Esto genera una gran disminución de la velocidad y un pequeño aumento en el torque, tiendiendo a valores de $\omega_m = 10.1$ rad/s y $T_m = -0.03$ Nm. En esta situación, una vez estabilizado, el motor trabaja en frenado directo.

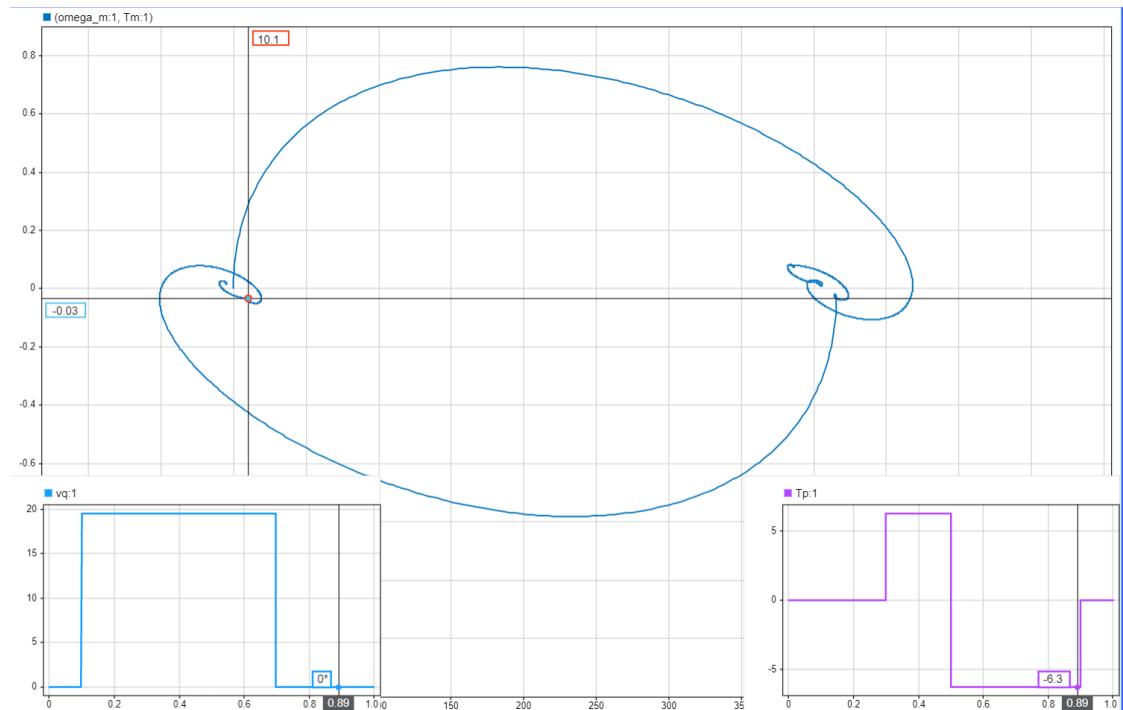


Fig. 3.38: Momento 5

6. Finalmente se elimina la perturbación, quedando así una velocidad final de $\omega_m = -5.5$ rad/s y $T_m = 0.02$ Nm. Para este caso, el motor estará trabajando en el cuadrante correspondiente de frenado inverso.

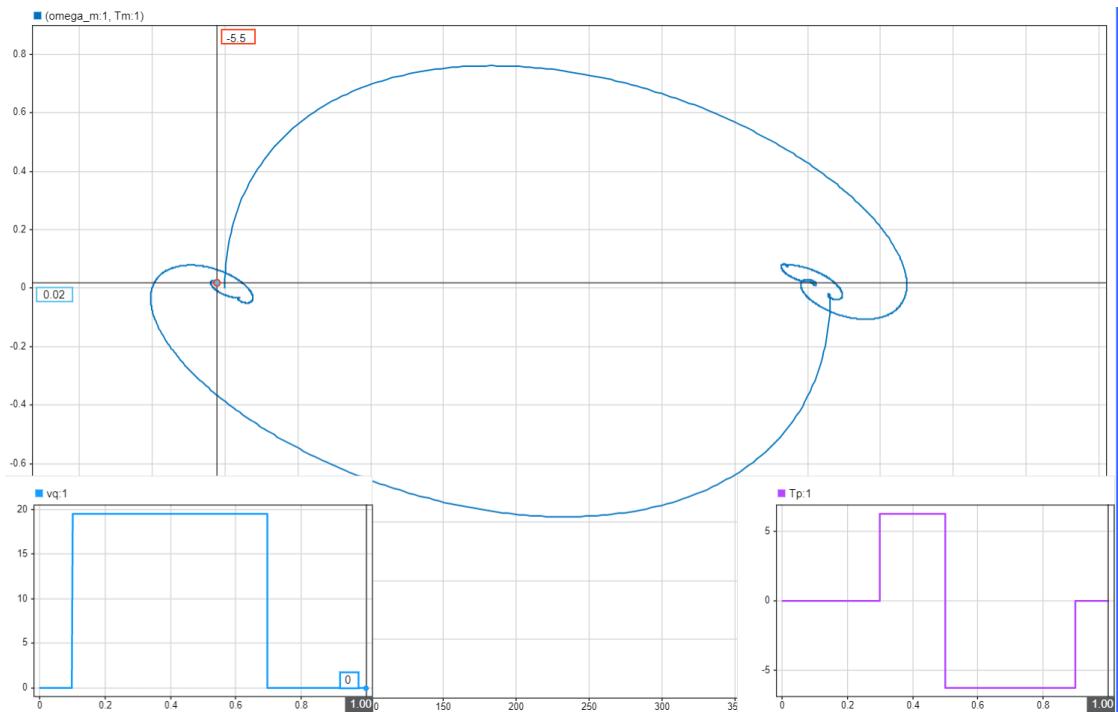


Fig. 3.39: Momento 6

3.10.3 Velocidad y corriente final de establecimiento

En las siguientes tablas, se observan las características de las respuestas de la velocidad y la corriente ante diferentes impulsos aplicados al sistema.

ω_m					
Tipo de impulso	Vqs	Tp	Tp	Vqs	Tp
Momento de aplicación [s]	0.1	0.3	0.5	0.7	0.9
Valor de establecimiento [rad/s]	401.9	384.3	415.5	10.1	-5.5
Tiempo de crecimiento [s]	10	6.8	5.7	9.6	5.6
Tiempo de establecimiento [ms]	31	20	33	30	25
Sobrepico [rad/s]	66.17	2.4	8.31	61.09	4.16

Table 3.5: Tabla para ω_m

I_{qs}					
Tipo de impulso	Vqs	Tp	Tp	Vqs	Tp
Momento de aplicación [s]	0.1	0.3	0.5	0.7	0.9
Valor de establecimiento [A]	0.29	1.11	-0.34	-0.47	0.25
Tiempo de crecimiento [s]	0.083	11.3	10	0.024	9.3
Tiempo de establecimiento [ms]	56	1505	29	82.4	31.6
Sobrepico [A]	10.276	0.029	0.204	10.383	0.109

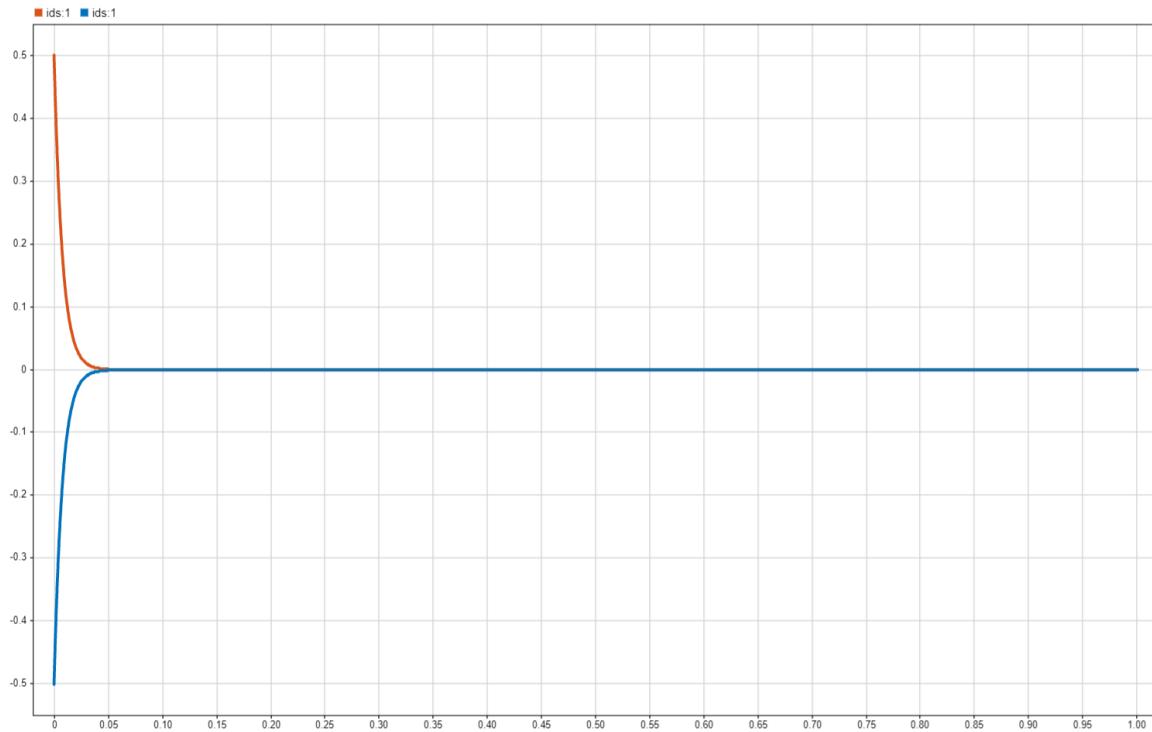
Table 3.6: Tabla para I_{qs}

Como se puede ver, una variación en la tensión influye en mayor medida a la velocidad y una variación de la perturbación influye en mayor medida a la corriente.

Por otro lado, ambas tienen un comportamiento transitorio similar frente a las consignas de tensión y torque de carga, esto se debe a que sus funciones de transferencia poseen los mismos polos.

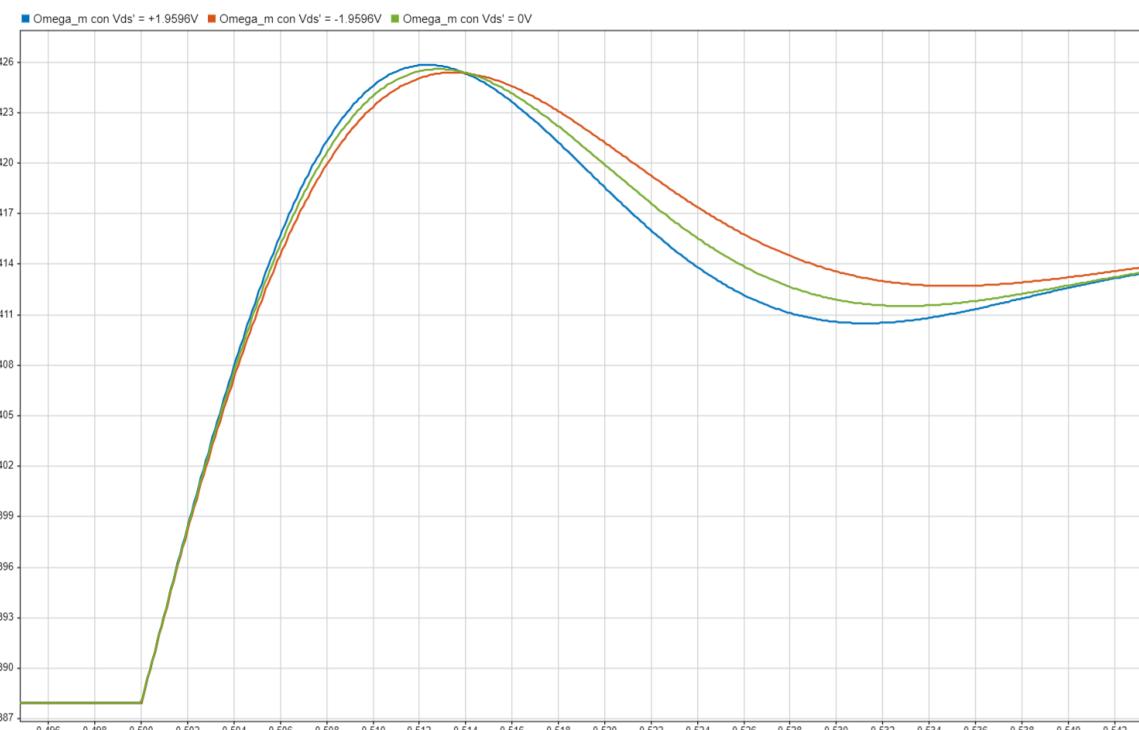
3.10.4 Comportamiento del sistema para $i_{ds}^r(0) = \pm 0.5A$ vs $i_{ds}^r(t) = 0A$

En esta sección se observarán los comportamientos de la corriente i_{ds} para ambos modelos al asignarle condiciones iniciales a i_{ds}^r

Fig. 3.40: $i_{ds}^r(0) = 0.5$ (rojo) y $i_{ds}^r(0) = -0.5$ (azul)

Como se pudo apreciar, la ley de control aplicada en el modelo NL funciona correctamente ya que i_{ds} se establece en 0 rápidamente, comportándose de una manera similar al modelo LTI aumentado.

Como se vio en las ecuaciones del subsistema eléctromagnético, un debilitamiento del campo magnético estatórico provoca un incremento en la velocidad angular, mientras que un reforzamiento de campo provoca velocidades angulares inferiores. El efecto opuesto se produce sobre el torque motor.

Fig. 3.41: Comparación entre las ω_m con diferentes valores de V_{ds}

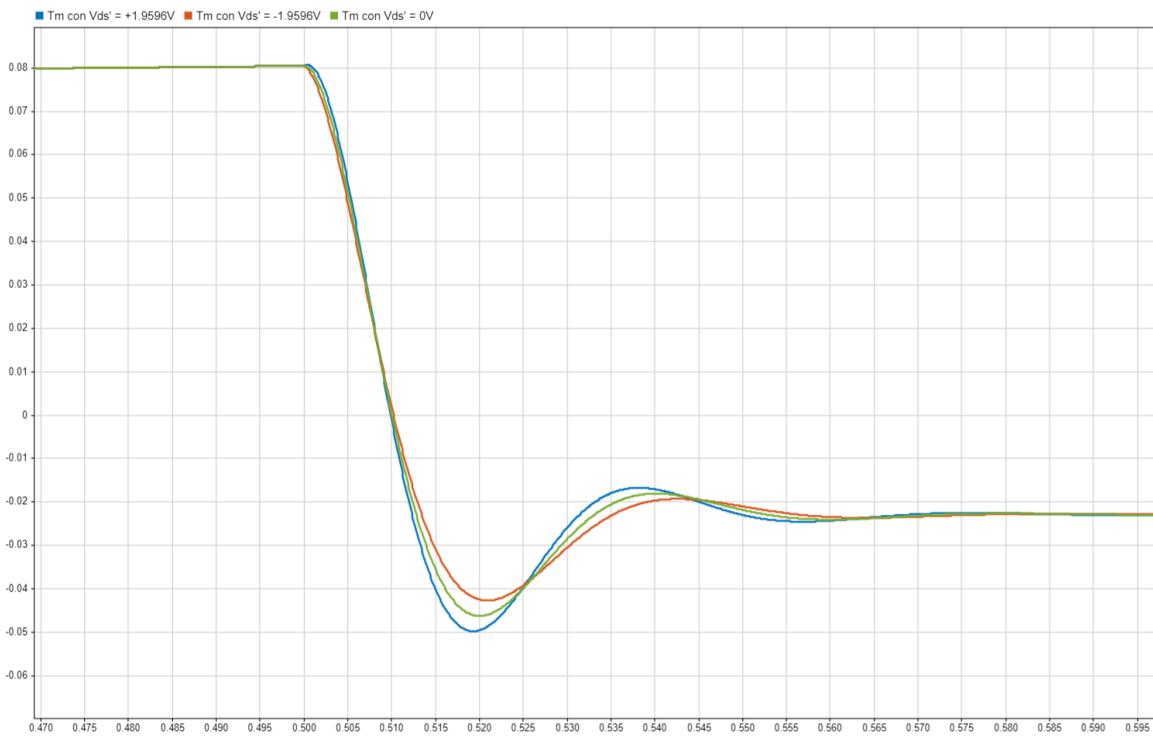


Fig. 3.42: Comparación entre los T_m con diferentes valores de V_{ds}

4. Diseño, Análisis y Simulación con Controlador de Movimiento en Cascada con Modulador de Torque equivalente (Control Vectorial)

En esta segunda etapa del trabajo, se desarrolla una estrategia de control vectorial en cascada, la cual consiste en implementar dos lazos de control: uno interno (o esclavo) y otro externo (o maestro). El lazo interno se encarga de controlar las variables de alta velocidad (corriente y torque). Por otro lado, el lazo externo, o lazo de movimiento, controla la posición y la velocidad, de menor velocidad. Este lazo responde a los cambios en estas variables y genera las correspondientes consignas de torque, que se envían al lazo interno. El controlador consta de: un controlador de movimiento PID, que recibe un perfil de posición o velocidad y genera consignas de torque y un modulador de torque, que convierte las consignas de torque en consignas de tensión. El inversor trifásico es el elemento físico, modulador de tensión, que transforma las consignas de tensión en tensiones efectivas aplicadas a los terminales de la máquina. También se incorpora un observador de estado de orden reducido.

4.1 Modulador de Torque Equivalente

A continuación, se implementará en el sistema un modulador de torque. Este se plantea como una "caja negra" a la que ingresan consignas de torque y de la que salen las consignas de tensión, necesarias para cumplir con la entrada.

4.1.1 Desacople de las Realimentaciones Físicas Naturales

El diseño de esta "caja negra" inicia con un modulador ideal de tensión (de ancho de banda infinito y exacto) de ganancia unitaria. De esta forma, a la entrada del modulador se tiene una consigna de tensión a seguir (v_{abc}^*) y a la salida se tiene esta misma, pero como variable física (v_{abc}):

$$v_{abc}^*(t) \approx v_{abc}(t)$$

Utilizando la transformación de Park, la consigna se expresa en coordenadas virtuales $v_{qd0}^{r*}(t)$:

$$v_{qd0}^*(t) \approx v_{qd0}(t)$$

En segunda instancia, se busca desacoplar las realimentaciones físicas (caídas de tensión) que presenta el sistema, con el objetivo de influir de manera directa en la variable deseada (corriente) desde la señal de control (tensión virtual). Estas realimentaciones no desaparecen, ya que son inherentes al funcionamiento físico de la máquina; lo que se persigue es compensar sus efectos mediante señales de control, obtenidas al medir y/o estimar variables del sistema.

Recordando el modelo del subsistema electromagnético:

$$\begin{cases} \frac{di_{qs}^r(t)}{dt} = \frac{1}{L_q} (v_{qs}^r(t) - R_s(T_s^\circ) i_{qs}^r(t) - P_p \omega_m(t) [\lambda'_m + L_d i_{ds}^r(t)]) \\ \frac{di_{ds}^r(t)}{dt} = \frac{1}{L_d} (v_{ds}^r(t) - R_s(T_s^\circ) i_{ds}^r(t) + P_p \omega_m(t) L_q i_{qs}^r(t)) \\ \frac{di_{0s}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{ls}} (v_{0s}(t) - R_s(T_s^\circ) i_{0s}(t)) \end{cases}$$

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

Se implementan las realimentaciones de control que compensan las realimentaciones naturales de la máquina:

$$\begin{cases} v_{qs}^r(t) = v_{qs}^{r*}(t) + R_s(T_s^\circ)i_{qs}^r(t) + P_p\omega_m(t)[\lambda'_m + L_d i_{ds}^r(t)] \\ v_{ds}^r(t) = v_{ds}^{r*}(t) + R_s(T_s^\circ)i_{ds}^r(t) - P_p\omega_m(t)L_q i_{qs}^r(t) \\ v_{0s}^r(t) = v_{0s}^*(t) + R_s(T_s^\circ)i_{0s}^r(t) \end{cases}$$

Al reemplazar (Ec. 55) en (Ec. 54), se obtiene el desacople deseado:

$$\begin{cases} v_{qs}^{r*}(t) \approx L_q \frac{di_{qs}^r(t)}{dt} \\ v_{ds}^{r*}(t) \approx L_d \frac{di_{ds}^r(t)}{dt} \\ v_{0s}^*(t) \approx L_{ls} \frac{di_{0s}^r(t)}{dt} \end{cases}$$

De esta forma, a partir de las consignas de tensión virtuales se posee un canal directo para influir sobre las corrientes virtuales y, por consiguiente, acceder también de manera directa a la manipulación del torque electromagnético.

El modelo de bloques, luego de implementar los desacoplos descritos y teniendo en consideración la variabilidad de la resistencia con la temperatura en los devanados del estator, es el siguiente:

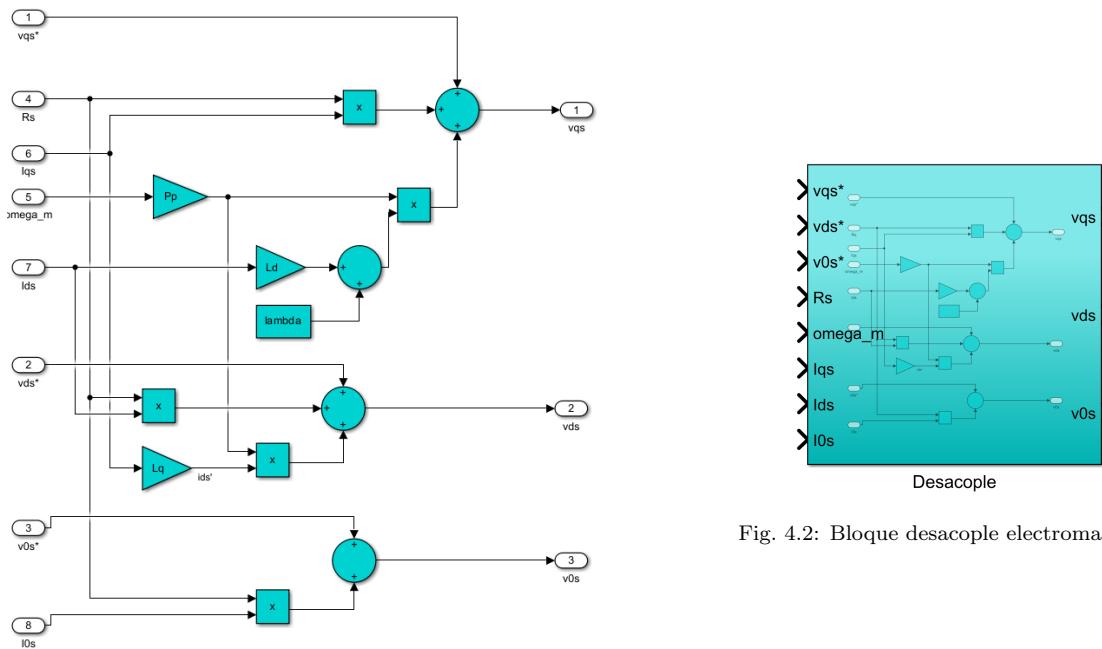


Fig. 4.1: Desacople electromagnético

Fig. 4.2: Bloque desacople electromagnético

4.1.2 Diseño de lazos de control de corrientes

El siguiente nivel de abstracción a implementar en el controlador consiste en utilizar consignas de corriente en lugar de tensión. Para esto, es necesario realimentar la corriente real del sistema constituyendo un lazo cerrado de corriente. Así, el valor de v_{qd0s}^{r*} se modela como proporcional al error de corriente, dado por la diferencia entre la consigna $i_{qd0s}^{r*}(t)$ y la corriente realimentada $i_{qd0s}^r(t)$. Esto es:

$$\begin{cases} L_q \frac{di_{qs}^r(t)}{dt} \approx v_{qs}^{r*}(t) = R'_q(i_{qs}^{r*}(t) - i_{qs}^r(t)) \\ L_d \frac{di_{ds}^r(t)}{dt} \approx v_{ds}^{r*}(t) = R'_d(i_{ds}^{r*}(t) - i_{ds}^r(t)) \\ L_{ls} \frac{di_{0s}^r(t)}{dt} \approx v_{0s}^*(t) = R'_0(i_{0s}^*(t) - i_{0s}^r(t)) \end{cases}$$

Donde las R' son las ganancias del control proporcional.

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

Para obtener las funciones de transferencia de los lazos de control de corriente, se aplica la transformada de Laplace en la ecuación anterior, asumiendo condiciones iniciales nulas:

$$\begin{cases} L_q s I_{qs}^r(s) \approx R'_q (I_{qs}^{r*}(s) - I_{qs}^r(s)) \\ L_d s I_{ds}^r(s) \approx R'_d (I_{ds}^{r*}(s) - I_{ds}^r(s)) \\ L_{ls} s I_{0s}(s) \approx R'_0 (I_{0s}^*(s) - I_{0s}(s)) \end{cases}$$

Esto conduce a las funciones de transferencia:

$$\begin{cases} G_{iq}(s) = \frac{I_{qs}^r(s)}{I_{qs}^{r*}(s)} = \frac{1}{\frac{L_q}{R'_q} s + 1} \\ G_{id}(s) = \frac{I_{ds}^r(s)}{I_{ds}^{r*}(s)} = \frac{1}{\frac{L_d}{R'_d} s + 1} \\ G_{ils}(s) = \frac{I_{0s}(s)}{I_{0s}^*(s)} = \frac{1}{\frac{L_{ls}}{R'_0} s + 1} \end{cases}$$

Se observa que las funciones de transferencia son de primer orden y no presentan ceros. Además, dado que los parámetros son positivos, los polos correspondientes resultan negativos, y por lo tanto, los lazos de corriente son estables.

Estos lazos de control presentan la forma típica de un filtro pasa bajos:

$$G(s) = \frac{1}{\tau s + 1}, \quad \tau = \frac{L_i}{R'_i} = -\frac{1}{p}$$

Donde τ es la constante de tiempo del sistema y el inverso de la frecuencia de corte del filtro. Si esta es lo suficientemente pequeña, es decir, si se coloca el polo lo suficientemente lejos del origen, el sistema se comportará como un lazo de corriente de ganancia unitaria y con un ancho de banda muy amplio, brindando una respuesta rápida. Sin embargo, un polo demasiado lejano puede requerir esfuerzos de control excesivos, que podrían saturar la máquina o simplemente representar un beneficio marginal despreciable en la disminución del error.

De acuerdo a los requerimientos de la guía, los polos se ubican en $p = -5000$ rad/s para todos los ejes, luego las ganancias correspondientes son:

$$\begin{cases} R'_q = 5000 \cdot L_q = 29 \Omega \\ R'_d = 5000 \cdot L_d = 33 \Omega \\ R'_0 = 5000 \cdot L_{ls} = 4 \Omega \end{cases}$$

La implementación del lazo de corriente desplaza hacia la izquierda al polo anterior, brindando mayor velocidad de respuesta. El diagrama de bloques del modulador es el siguiente:

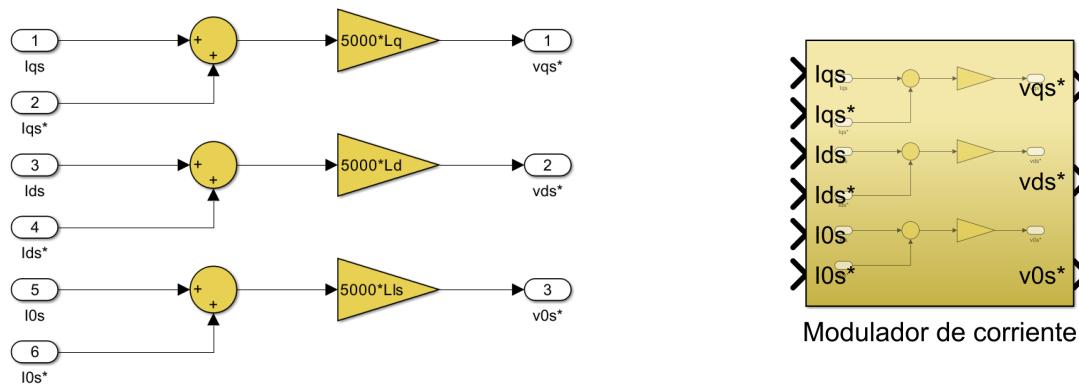


Fig. 4.3: Modulador de corriente

Fig. 4.4: Bloque modulador de corriente

4.1.3 Incorporación de la consigna de torque

La etapa final en el diseño del modulador de torque consiste en incorporar una capa adicional que reciba consignas de torque hacia el modulador de corriente. Resulta necesario entonces, relacionar las consignas de corriente y la de torque. Esto se logra al emplear la ecuación (Ec. Torque T_m) para las consignas:

$$T_m^*(t) = \frac{3}{2}P_p \left[\lambda'_m + (L_d - L_q)i_{ds}^r(t) \right] i_{qs}^{r*}(t)$$

Por otra parte, existe una pérdida de torque asociada a la fricción que representa una realimentación natural del sistema. Esta pérdida se compensa en el controlador de forma análoga a como se hizo en los moduladores intermedios. Así, la consigna del modulador T_m^* tiene dos aportes, la referencia (entrada de torque equivalente que se quiere establecer) $T_m^{*'}(t)$ y la realimentación de la fricción:

$$T_m^*(t) = T_m^{*'}(t) + b_{eq}\omega_m(t)$$

Al reemplazar (Ec.) en (Ec.):

$$\frac{3}{2}P_p \left[\lambda'_m + (L_d - L_q)i_{ds}^r(t) \right] i_{qs}^{r*}(t) = T_m^{*'}(t) + b_{eq}\omega_m(t)$$

Despejando i_{qs}^{r*} :

$$i_{qs}^{r*}(t) = \frac{T_m^{*'}(t) + b_{eq}\omega_m(t)}{\frac{3}{2}P_p [\lambda'_m + (L_d - L_q)i_{ds}^r(t)]}$$

Luego, el diagrama de bloques del lazo de torque:

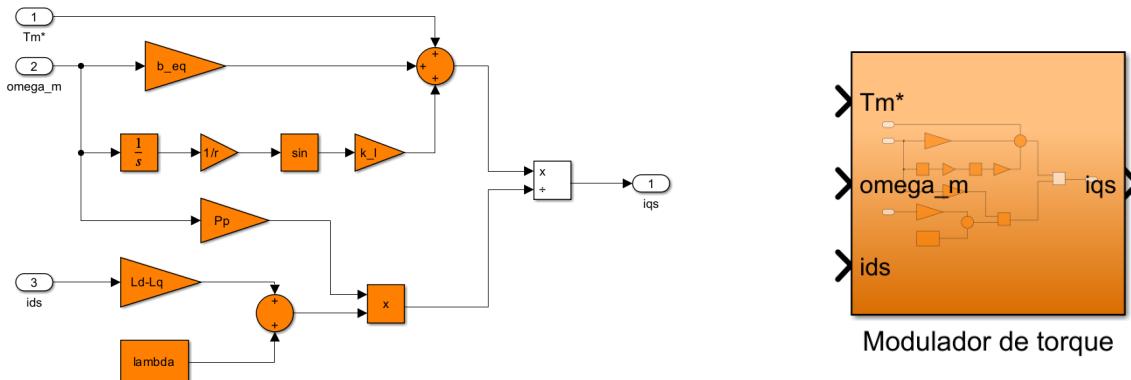


Fig. 4.6: Bloque modulador de torque

Fig. 4.5: Modulador de torque

4.1.4 Compensación del Torque de carga por gravedad

En el desarrollo del modelo matemático del péndulo rígido a controlar, se modeló al torque gravitatorio que actúa sobre él como un componente de las perturbaciones externas al sistema, según:

$$T_L(t) = T_l'(t) + k_l \sin\left(\frac{\theta_m}{r}\right) \quad (4.1)$$

Donde $k_l = mgl_{cm} + m_lgl_l$ [Nm]

El controlador intentará rechazar esta perturbación generando una acción correctiva PID basada en la evaluación del error existente a través de la realimentación (feedback control). Con esta técnica, el controlador debe esperar a que se acumule un error debido a la perturbación antes de

poder corregirlo, lo que puede resultar en una respuesta lenta, para aplicaciones que requieren control de movimiento en tiempo real.

Para mejorar el desempeño del sistema, se utiliza la técnica de “compensación de torque de carga por gravedad”. Esta técnica, mediante prealimentación (feed-forward control), calcula previamente, en función de la posición, el torque necesario para contrarrestar las fuerzas de gravedad que actúan sobre el sistema, y aplica este torque directamente al actuador. De este modo, en lugar de reaccionar a las perturbaciones después de que ocurren, el controlador anticipa la perturbación gravitatoria y ajusta la salida del sistema en consecuencia.

Se aplica la prealimentación mencionada en (Ec.)

$$T_m^*(t) = T_m^{*'}(t) + b_{eq} \cdot \omega_m(t) + k_l \sin\left(\frac{\theta_m}{r}\right) \quad (4.2)$$

Realizando un desarrollo análogo al de la sección anterior:

$$i_{qs}^{(r*)}(t) = \frac{T_m^{*'}(t) + b_{eq} \cdot \omega_m(t) + k_l \sin\left(\frac{\theta_m}{r}\right)}{\frac{3}{2} \cdot P_P [\lambda_m^{'} + (L_d - L_q) \cdot i_{ds}^r(t)]} \quad (4.3)$$

Es importante destacar que no se está reemplazando el control por realimentación, sino complementándolo mediante la descomposición de las perturbaciones externas. Con el torque precalculado, se mejora el modelo proporcionando información específica sobre la forma de la perturbación debida a la gravedad. Esto permite que el sistema responda mejor a esta perturbación conocida y se enfoque de manera más efectiva en manejar, mediante realimentación, las perturbaciones causadas por la carga.

4.2 Controlador externo de movimiento

Para el control externo de posición y velocidad se emplean lazos separados, aunque no independientes, de posición y velocidad que se suman. Diseñaremos un controlador PID, para ello se utiliza el método de sintonía serie con acción integral. De esta manera podremos regular los valores de la consigna de torque del modulador, realimentando con posición y velocidad lo que mejorará la dinámica del sistema y corregirá errores de estado estacionario producidos por perturbaciones de carga. La medición y realimentación de las señales de posición y velocidad introduce ruido de alta frecuencia en el sistema. Obtener la velocidad mediante la derivación de la señal de posición requeriría el uso de un bloque derivativo, que amplificaría el ruido presente en la señal medida. Esta amplificación del ruido puede resultar en inestabilidad del sistema. Por esta razón, es preferible medir y realimentar directamente la velocidad, y obtener la señal de posición mediante el uso de integradores que actúan como filtros pasa-bajo, eliminando el ruido. La salida del controlador será la consigna de torque, que considerando la acción PID asume la forma:

$$T'_m(t) = e_w(s) \cdot b_a + e_\theta(s) \cdot K_{sa} + \frac{e_\theta(s)}{s} \cdot K_{sia} \quad (4.4)$$

donde $e_\theta(s)$ y $e_w(s)$ son los errores de posición y velocidad, definidos en el dominio de Laplace como:

$$e_\theta(s) = \theta_m^*(s) - \theta_m(s) \quad (4.5)$$

$$e_w(s) = e_\theta(s) \cdot s \quad (4.6)$$

Se buscan las funciones de transferencia, las cuales relacionan las posiciones medidas con las posiciones consignas y con el torque de carga. Considerando el modelo equivalente del subsistema

mecánico y recordando el desacople descrito en la sección anterior se alcanza:

$$J_{\text{eq}} \cdot \left| \frac{d\omega_m}{dt} \right| = T'_m(t) - \frac{T'_l(t)}{r} \quad (4.7)$$

Aplicando la transformada de Laplace,

$$J_{\text{eq}} \cdot s^2 \cdot |\theta_m(s)| = T_m^*(s) - \frac{T_l'(s)}{r} \quad (4.8)$$

Luego se reemplaza en la ecuación del controlador (Ec.), y se despeja $\theta^*(s)$

$$\begin{aligned} J_{\text{eq}} \cdot s^2 \cdot \theta_m(s) &= E_\theta(s) \cdot s \cdot b_a + E_\theta(s) \cdot K_{sa} + \frac{E_\theta(s)}{s} \cdot K_{sia} - \frac{T_l'(s)}{r} \\ J_{\text{eq}} \cdot s^2 \cdot \theta_m(s) &= \left[s \cdot b_a + K_{sa} + \frac{K_{sia}}{s} \right] \cdot [\theta_m^*(s) - \theta_m(s)] - \frac{T_l'(s)}{r} \\ [J_{\text{eq}} \cdot s^3 + s^2 \cdot b_a + s \cdot K_{sa} + K_{sia}] \cdot \theta_m(s) &= [s^2 \cdot b_a + s \cdot K_{sa} + K_{sia}] \cdot \theta_m^*(s) - \frac{T_l'(s)}{r} \cdot s \\ \theta_m(s) &= \frac{s^2 \cdot b_a + s \cdot K_{sa} + K_{sia}}{J_{\text{eq}} \cdot s^3 + s^2 \cdot b_a + s \cdot K_{sa} + K_{sia}} \cdot \theta_m^*(s) - \frac{s}{J_{\text{eq}} \cdot s^3 + s^2 \cdot b_a + s \cdot K_{sa} + K_{sia}} \cdot \frac{T_l'(s)}{r} \end{aligned}$$

Donde se pueden identificar dos funciones de transferencia para el controlador, una respecto de la consigna y otra respecto de la perturbación.

$$G_{\theta_m^*}(s) = \frac{\theta_m(s)}{\theta_m^*(s)} = \frac{s^2 \cdot b_a + s \cdot K_{sa} + K_{sia}}{J_{\text{eq}} \cdot s^3 + s^2 \cdot b_a + s \cdot K_{sa} + K_{sia}} \quad (4.9)$$

$$G_{T_l}(s) = \frac{\theta_m(s)}{\frac{T_l'(s)}{r}} = -\frac{s}{J_{\text{eq}} \cdot s^3 + s^2 \cdot b_a + s \cdot K_{sa} + K_{sia}} \quad (4.10)$$

Es de interés analizar el comportamiento del controlador en régimen permanente ante una entrada de tipo escalón unitario. Si $K_{sia} = 0$ al aplicar el teorema del valor final se observa:

$$\lim_{s \rightarrow 0} s\theta_m(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \left(s \frac{sb_a + K_{sa}}{J_{\text{eq}}s^2 + sb_a + K_{sa}s} - s \frac{s}{J_{\text{eq}}s^3 + s^2b_a + sK_{sa}} \cdot \frac{1}{rs} \right) = \frac{K_{sa}}{K_{sa}} - \frac{1}{rK_{sa}} = 1 - \frac{1}{rK_{sa}}$$

Si ahora $K_{sia} \neq 0$:

$$\lim_{s \rightarrow 0} s\theta_m(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \left(s \frac{s^2b_a + sK_{sa} + K_{sia}}{J_{\text{eq}}s^3 + s^2b_a + sK_{sa} + K_{sia}} \cdot \frac{1}{s} - s \frac{s}{J_{\text{eq}}s^3 + s^2b_a + sK_{sa} + K_{sia}} \cdot \frac{1}{rs} \right) = \frac{K_{sia}}{K_{sia}} - 0 = 1$$

Este análisis permite concluir que la función de transferencia $G_{\theta_m^*}(s)$ tiene ganancia unitaria a baja frecuencia, de modo que la posición tenderá a la consigna en régimen permanente. Para el rechazo a las perturbaciones T'_l resulta fundamental la presencia de la acción integral, puesto que cuando $K_{sia} = 0$, ante escalones de perturbación, se elimina el polo en el origen ocasionando un error $\frac{-1}{rK_{sa}}$ luego de los transitorios. Este error desaparece por efecto del integrador cuando $K_{sia} \neq 0$. De este modo, el controlador no genera error en régimen permanente ante entradas de tipo escalón. Para encontrar los valores óptimos de las ganancias del controlador, se utiliza el método sintonía serie con $n = 2.5$, $\omega_{\text{pos}} = 800 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ y valores nominales de b_l y J_l ($J_{\text{eq}} = 1.978 * 10^{-5}$). Los polos se asignan bajo la restricción de igual frecuencia para cada uno de los tres.

El denominador de las funciones de transferencia proporciona el polinomio característico del controlador:

$$P(s) = J_{\text{eq}}s^3 + s^2b_a + sK_{sa} + K_{sia} \quad (4.11)$$

En su forma normalizada:

$$P(s) = s^3 + \frac{b_a}{J_{\text{eq}}} s^2 + \frac{K_{sa}}{J_{\text{eq}}} s + \frac{K_{sia}}{J_{\text{eq}}} \quad (4.12)$$

Según el método, el polinomio se puede expresar de la siguiente manera:

$$P(s) = s^3 + s^2 \cdot n \cdot \omega_{\text{pos}} + s \cdot n \cdot \omega_{\text{pos}}^2 + \omega_{\text{pos}}^3 \quad (4.13)$$

De modo que al igualar los términos semejantes se obtienen las ganancias del controlador PID:

$$\begin{cases} b_a = J_{\text{eq}} \cdot n \cdot \omega_{\text{pos}} = 0.03956 \frac{\text{N}\cdot\text{m}}{\text{rad}/\text{s}} \\ K_{sa} = J_{\text{eq}} \cdot n \cdot \omega_{\text{pos}}^2 = 31.648 \frac{\text{N}\cdot\text{m}}{\text{rad}/\text{s}} \\ K_{sia} = J_{\text{eq}} \cdot \omega_{\text{pos}}^3 = 10127.36 \frac{\text{N}\cdot\text{m}}{\text{rad}/\text{s}} \end{cases} \quad (4.14)$$

Con estas, se calcula el polinomio característico a lazo cerrado. En la siguiente tabla se muestran los polos correspondientes para los valores nominales, mínimos y máximos de J_{eq} .

Parámetros	J_{eq}	Polo 1	Polo 2	Polo 3
Nominales	$1.978 \cdot 10^{-5}$	$-800 + 0i$	$-600 + 529.35i$	$-600 - 529.35i$
Mínimos	$1.978 \cdot 10^{-5}$	$-800 + 0i$	$-600 + 529.35i$	$-600 - 529.35i$
Máximos	$4.583 \cdot 10^{-5}$	$-212.54 + 677.62i$	$-212.54 - 677.62i$	$-438.18 + 0i$

Table 4.1: Polos del controlador de movimiento para diferentes valores de J_{eq} y b_{eq} .

El método de asignación establece el amortiguamiento según:

$$\zeta = \frac{n - 1}{2} = 0.75 \quad (4.15)$$

A continuación, se presenta en el gráfico: los polos de la planta original, los polos del controlador interno y los del controlador externo. Se puede observar que el lazo interno es significativamente más rápido que el lazo externo. Esta característica permite que el controlador externo opere bajo la suposición de que el lazo interno se estabiliza casi instantáneamente.

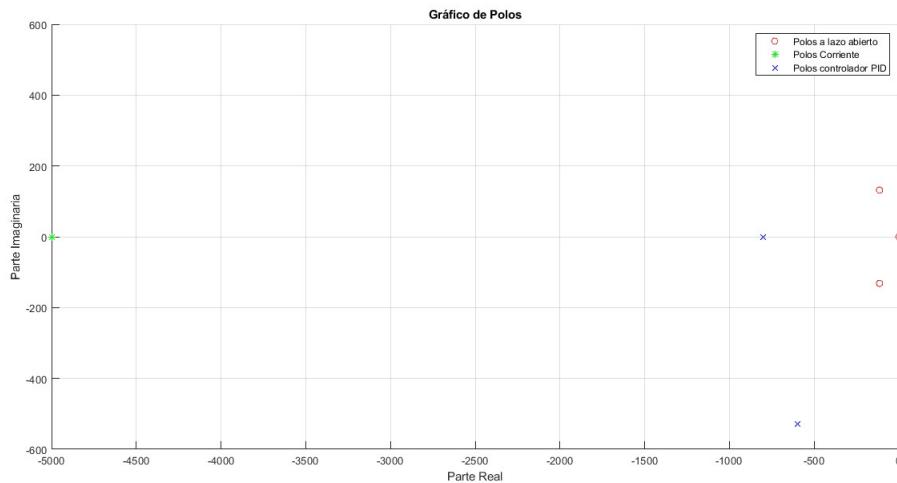


Fig. 4.7: Enter Caption

4.2.1 Set-point de posición

Se añade al sistema la posibilidad de ingresar el control de posición a través de una entrada de referencia o set-point de position, dada por:

$$q_1^*(t) = \frac{1}{r} \cdot \theta_m^*(t) \quad (4.16)$$

Además, se establece una consigna de velocidad, en contraste con el control por realimentación completa de estado, donde la referencia de velocidad es nula. Esta consigna de velocidad se obtiene mediante la derivación de la consigna de posición.

DIAGRAMA del setpoint

4.3 Observador de estado de orden reducido

En la sección anterior se decidió realimentar la velocidad de la máquina, sin embargo, solo se dispone de un encoder que mide la posición del eje. Dado que el sistema LTI es observable desde la posición, se puede diseñar un observador reducido que estime la velocidad angular del motor. Se considera únicamente el subsistema mecánico, pues no es necesario estimar las corrientes del estator debido a que se poseen sensores para su medición. El modelo del subsistema mecánico, considerando los desacoplos de los torques de fricción y gravedad es:

$$\begin{cases} \dot{\theta}_m(t) \equiv \omega_m(t) \\ \dot{\omega}_m(t) = \frac{1}{J_{\text{eq}}} (T_m^*(t) - \frac{1}{r} T_l'(t)) \end{cases} \quad (4.17)$$

Puesto que este es un sistema LTI admite representación matricial de la forma:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B_c u(t) + B_d d(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} ; \quad x(t_0) = x_0 \quad (4.18)$$

donde:

$$x(t) = \begin{bmatrix} \theta_m(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix} ; \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad B_c = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_{\text{eq}}} \end{bmatrix} ; \quad B_d = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{r J_{\text{eq}}} \end{bmatrix} ; \quad C = [1 \ 0] ; \quad u(t) = T_m^*(t)$$

El modelo del observador, que estima el valor de las variables de estado a partir de la medición de las entradas y salidas de la planta real, está dado por:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}(t) = A\tilde{x}(t) + B_c u(t) + K_e(y(t) - \tilde{y}(t)) \\ \tilde{y}(t) = C\tilde{x}(t) \end{cases} ; \quad \tilde{x}(t_0) = \tilde{x}_0 \quad (4.19)$$

donde $\tilde{x}(t)$ es el estado estimado, \tilde{y} es la salida estimada y K_e es la matriz de ganancias del observador, definida como:

$$K_e = \begin{bmatrix} k_\theta \\ k_\omega \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Se asume un funcionamiento ideal, en el que las matrices del observador replican las de la planta real con coincidencia perfecta. Además, puesto que la condición inicial del estado estimado es desconocida, se asume $\tilde{x}_0 \equiv 0$, y mediante la realimentación de la salida, se logra que el estado estimado converja al estado real. Trabajando algebraicamente se puede reescribir el modelo como:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}(t) = [A - K_e C]\tilde{x}(t) + B_c u(t) + K_e C x(t) \\ \tilde{y}(t) = C\tilde{x}(t) \end{cases} ; \quad \tilde{x}(t_0) = \tilde{x}_0 \quad (4.21)$$

Luego definiendo el error de estimación $e(t) = x(t) - \tilde{x}(t)$ y reemplazando por las expresiones correspondientes a los estados real y estimado, se obtiene el modelo de la dinámica del error de estimación:

$$\dot{e}(t) = [A - K_e C]e(t) + B_d d(t) ; \quad e(0) = x_0 \quad (4.22)$$

El problema de diseño consiste en la selección de los parámetros k_θ y k_ω que ajustan la dinámica del error de estimación. El polinomio característico del observador está dado por el determinante de la matriz $sI - [A - K_e C]$:

$$p(s) = \begin{vmatrix} s + k_\theta & -1 \\ k_\omega & s \end{vmatrix} = s^2 + k_\theta s + k_\omega \quad (4.23)$$

De acuerdo a los requerimientos de la guía se asignan los polos del observador en $p_{1,2} = -3200\text{rad/s}$. El polinomio deseado correspondiente toma la forma:

$$p_d(s) = (s + 3200)^2 = s^2 + 6400s + 3200^2 \quad (4.24)$$

Comparando términos semejantes se obtienen las ganancias buscadas:

$$\begin{cases} k_\theta = 6.4 * 10^3 \text{rad/s} \\ k_\omega = 1.024 * 10^7 \text{rad/s}^2 \end{cases} \quad (4.25)$$

El diagrama de bloques correspondiente al observador reducido:

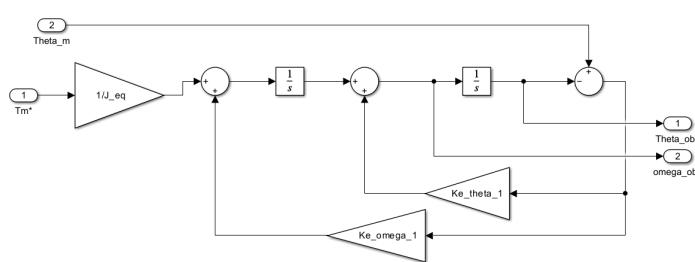


Fig. 4.8: Observador de estados reducido

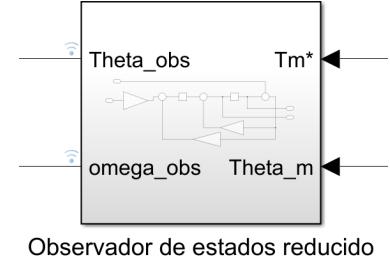


Fig. 4.9: Bloque observador de estados reducido

4.4 Seguimiento de consignas de movimiento

Por facilidad, la señal generada para la consigna es la velocidad de la articulación (ya que más adelante se deberá modificar para que no se sobrepasen ciertos límites), sin embargo, en la realidad, el usuario debería ingresar “q” y luego aplicarle a esta consigna alguna interpolación para que el perfil de velocidades no genere problemas. La consigna de la velocidad se realizó de tal forma que, al integrarla, la posición articular tenga una forma trapezoidal tal que $q(0) = 0$, $q(5) = 2\pi$ [rad], $q(10) = 2\pi$ [rad] y $q(15) = 0$. A continuación se muestran dichas consignas:

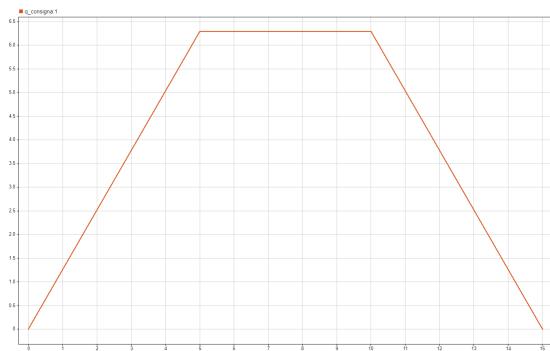


Fig. 4.10: Consigna de posición

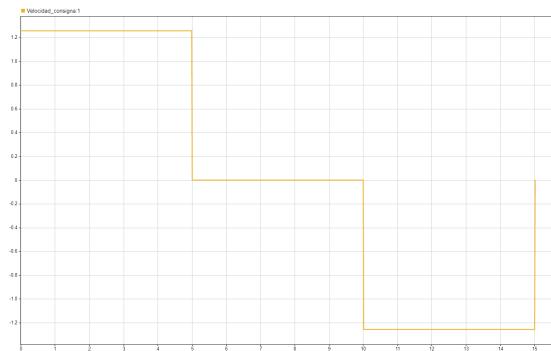


Fig. 4.11: Consigna de velocidad

Luego, utilizando el subsistema “Set Point”, se transforman dichas consignas a consignas de posición del eje motor

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

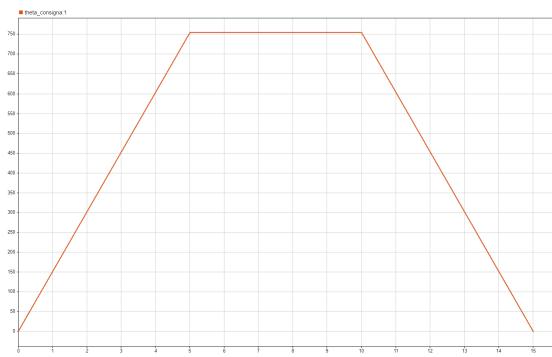


Fig. 4.12: Consiga de posicion en el eje motor (theta)

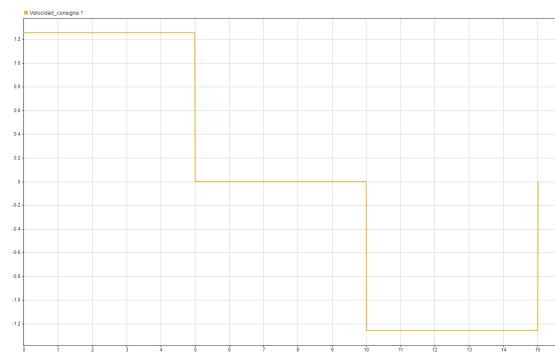


Fig. 4.13: Consiga de velocidad en el eje motor (theta)

A continuación se muestran las diferencias entre las velocidades del eje motor a la salida del sistema, los valores observados y los valores consigna

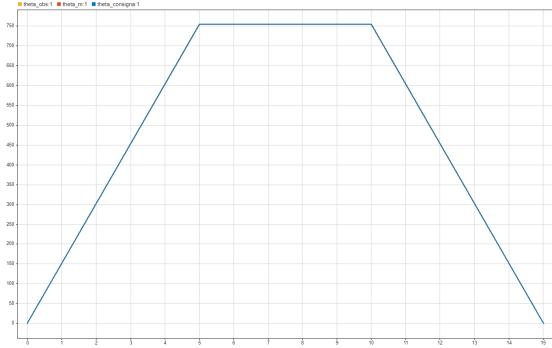


Fig. 4.14: $\theta_{consigna}$ vs. θ_{obs} vs. θ_m

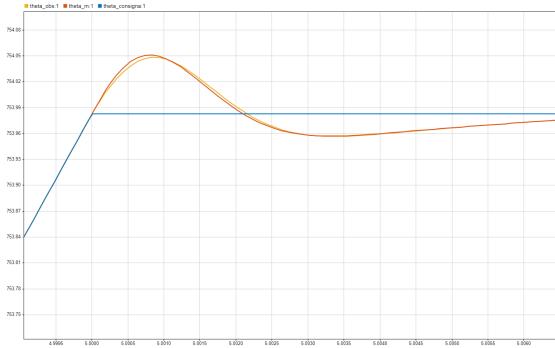


Fig. 4.15: $\theta_{consigna}$ vs. θ_{obs} vs. θ_m

Como se pudo apreciar, los valores de posición se cumplen relativamente bien, ya que la diferencia entre la consigna y el valor real no es significativa. Sin embargo, donde se puede ver una mayor variabilidad entre el valor consigna y el de la salida es en la velocidad.

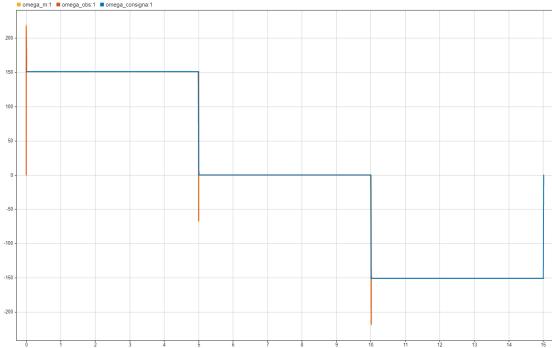


Fig. 4.16: $\omega_{consigna}$ vs. ω_{obs} vs. ω_m

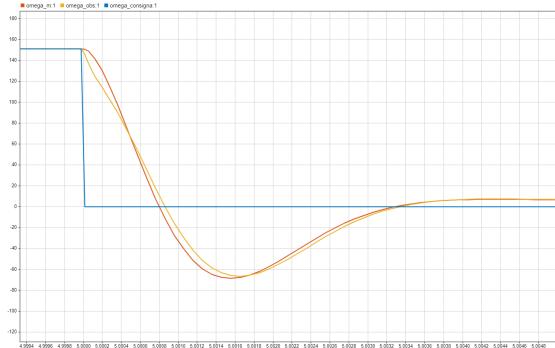


Fig. 4.17: $\omega_{consigna}$ vs. ω_{obs} vs. ω_m

Este cambio de velocidad (escalón) produce picos de aceleracion, en consecuencia se comportará el sistema de manera indeseada tal que que superan los limites de operacion de la maquina:

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

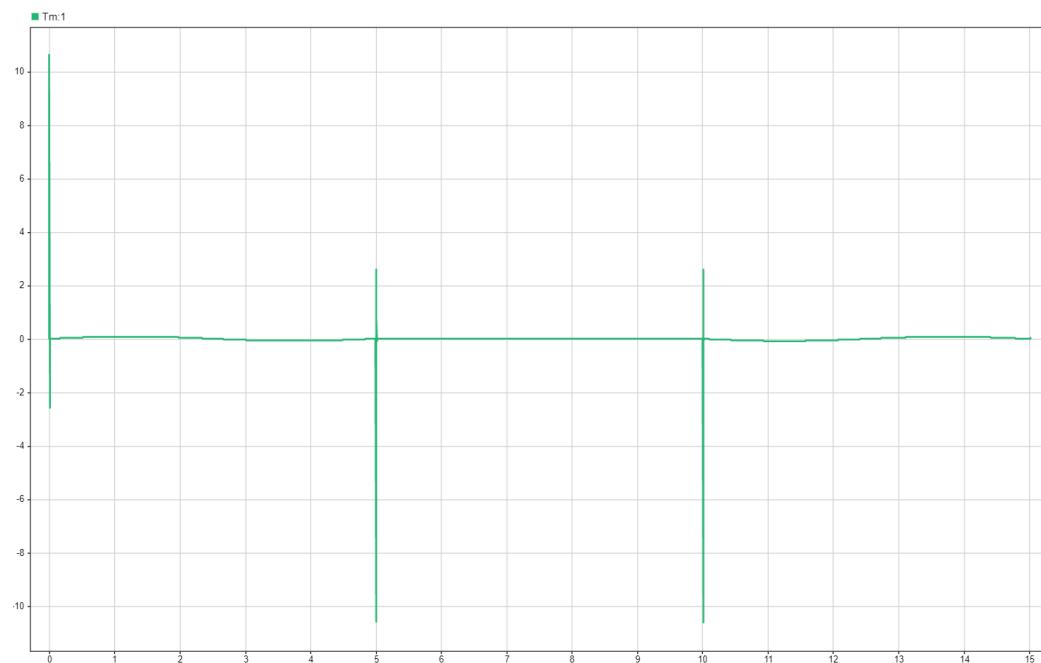


Fig. 4.18: Torque motor

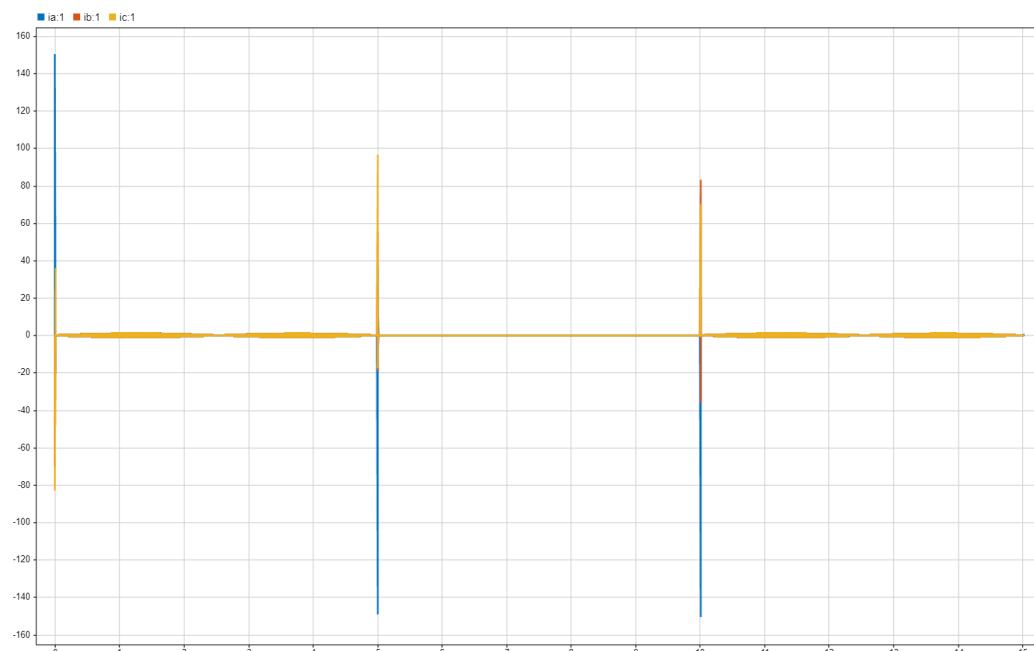


Fig. 4.19: Corrientes I_a , I_b e I_c

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

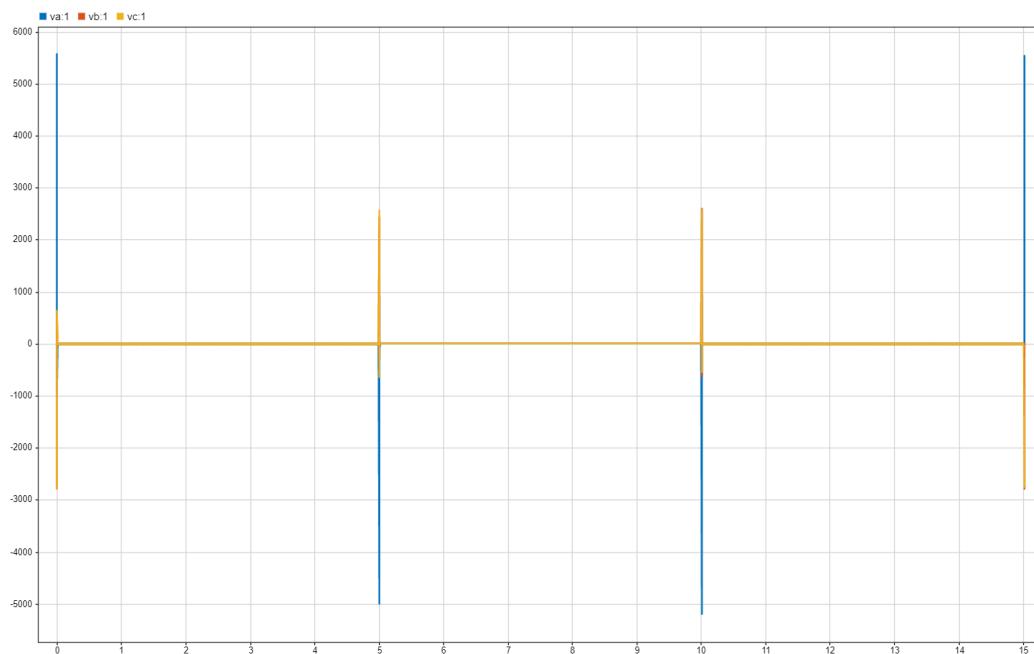


Fig. 4.20: Tensiones V_a , V_b y V_c

Como se dijo, los valores límites fueron superados, pudiendo producir una ruptura de la máquina. Por este motivo, se planteará más adelante un modulador de tensión real, el cual impide sobrepicos, llegando a un límite de saturación.

Con lo visto, se puede concluir que la consigna de velocidad es muy exigente, por lo que se deberá realizar mejoras al respecto que se plantearán más adelante

4.5 Rechazo a perturbaciones

Para analizar el sistema frente a perturbaciones, no se ingresaron consigas de manera tal que la máquina se mantenga en $q=0$. Luego se simuló una perturbación externa de magnitud igual a 5Nm a los 5s.

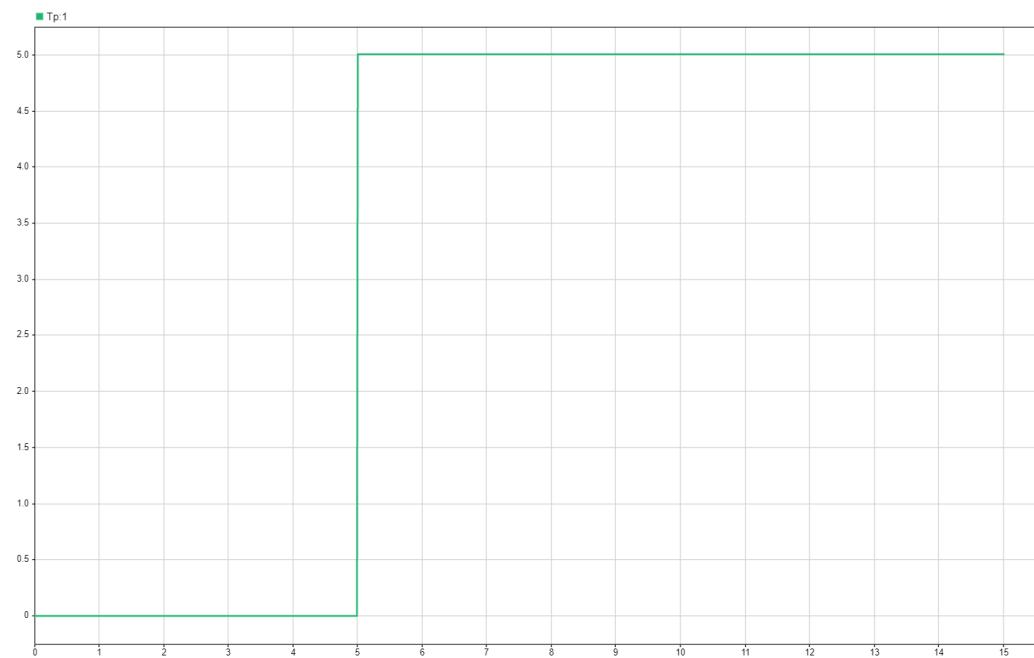
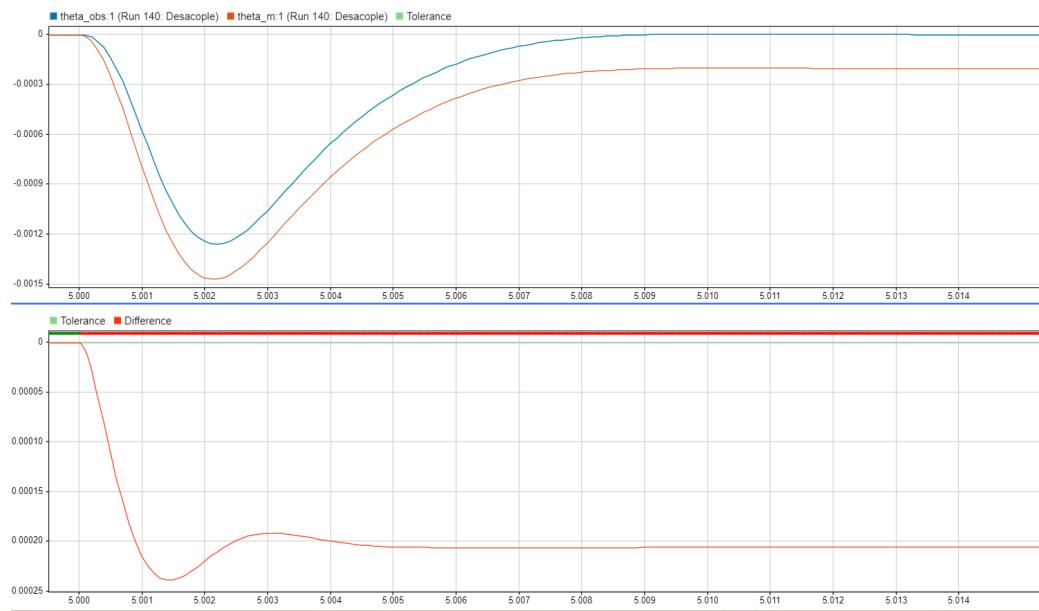


Fig. 4.21: Perturbación aplicada

De esta forma, se observa las respuestas de posición del eje motor:

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSMFig. 4.22: Posición del eje motor frente a perturbación (θ_{obs} vs. θ_m)

Se concluye que el error es de baja magnitud y el tiempo de duración de dicho error es bajo. Sin embargo se observa un error entre la posición del motor con la posición observada, ya que el observador no tiene en cuenta la acción de la perturbación. Por lo tanto, se deberá agregar una acción integral para solucionar dicho problema.

4.6 Verificación de desempeño y mejoras

La tabla mostrada a continuación compara los límites de operación de la máquina con los valores obtenidos de las pruebas (dichas pruebas se realizaron simulando una temperatura ambiente de 40°C y cargando en su extremo una objeto con masa igual a 1.5Kg):

	Especificaciones de operación		Valores de simulación	
	Régimen continuo	Valor máximo (pico)	Régimen continuo	Valor máximo (pico)
Velocidad angular [rad/s]	691.15	-	150.8	219.5
Torque motor [Nm]	0.142	0.375	0.1	10.6
Corriente en el estator [A]	0.4	2	1.1	149.8
Voltaje en el estator [V]	24	-	4.6	5566.8

Table 4.2: Especificaciones de operación vs. Valores de simulación

Como se pudo observar, se superaron los límites de operación del torque motor, de las corrientes y de las tensiones, por lo que se procede a modificar el perfil de velocidades.

Para realizar esta modificación, se realizó un perfil trapezoidal de velocidad, el cual disminuye las sobreaceleraciones (sin embargo también se podría hacer un perfil aún más suave).

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

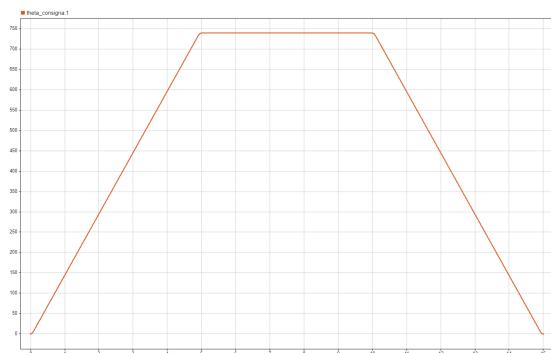


Fig. 4.23: $\theta_{consiga}$ corregida

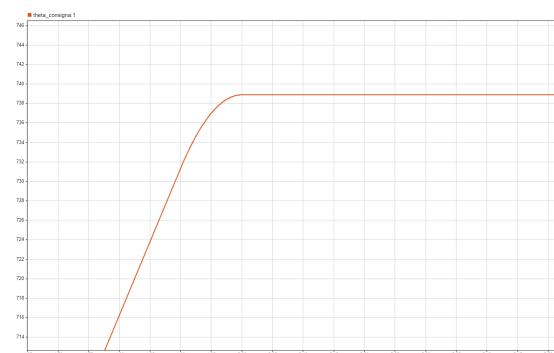


Fig. 4.24: Ampliación de $\theta_{consiga}$ corregida

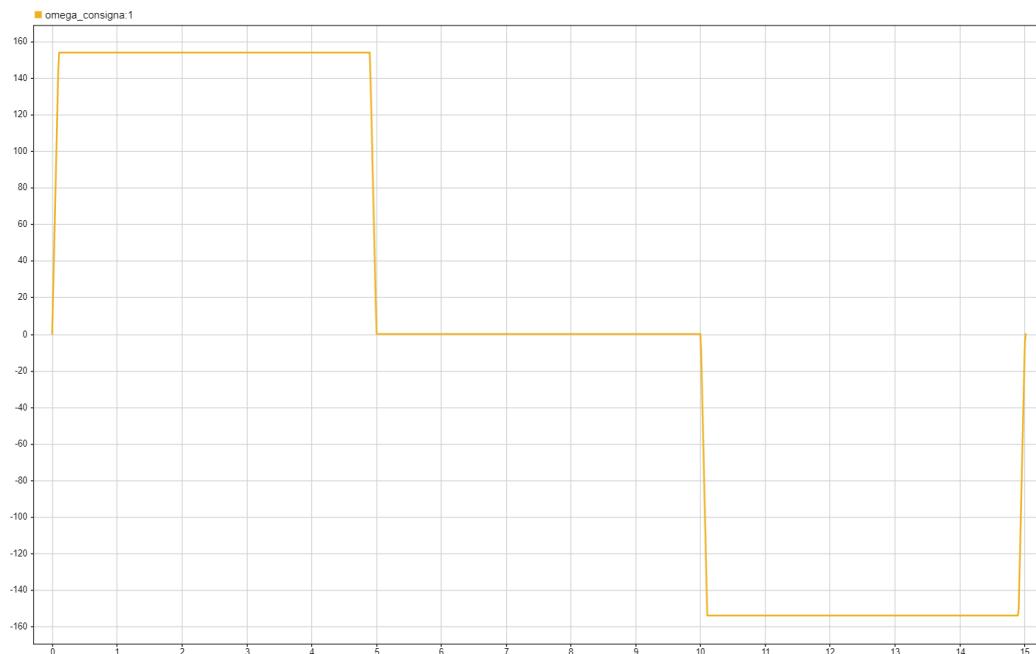


Fig. 4.25: Perfil de velocidad $\omega_{consiga}$ trapezoidal

Para realizar dicho perfil trapezoidal, se programaron líneas de código en Matlab para obtener un vector de tiempo y uno de datos tal que ingresandolos al bloque de simulink “Signal Editor” se genere un perfil que cumpla luego con la consigna de posición al integrarla

Trapecios consigna velocidad

```
vel1 = (2*pi)/5 %Área del primer "rectángulo de velocidad" (pendiente de q cte)
tapp = 5; %Tiempo en que se aplica la velocidad cte
t_crec = 0.1; %Tiempo de crecimiento deseado de la velocidad
ciclos = 20;]

area = vel1*tapp;
t_vel_cte = tapp - 2*t_crec;
vel2 = area/(t_crec + t_vel_cte) %Este valor se coloca en el generador de señal de la velocidad consigna
vector_time = [0,t_crec,t_crec + t_vel_cte, tapp,2*tapp,2*tapp + t_crec,2*tapp + t_crec + t_vel_cte,3*tapp];
vector_data = [0,vel2,vel2,0,0,-vel2,-vel2,0];
```

Fig. 4.26: Código para crear perfil $Velocidad_{consigna}$ trapezoidal

Luego se realizó la simulación y se analizaron las salidas de τ_m , corrientes y tensiones

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

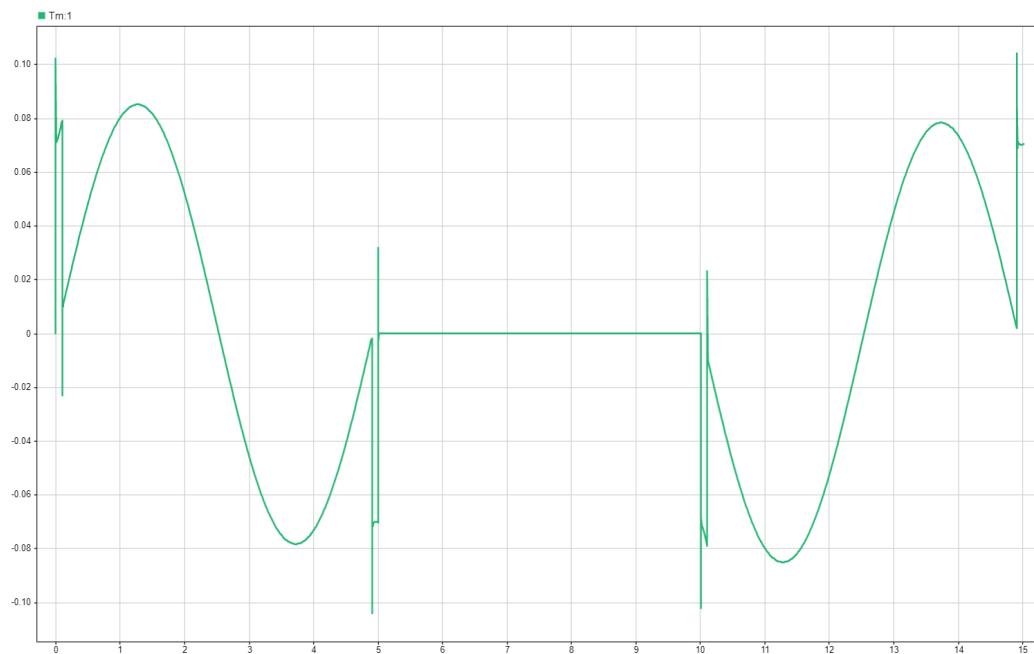


Fig. 4.27: Torque motor corregido

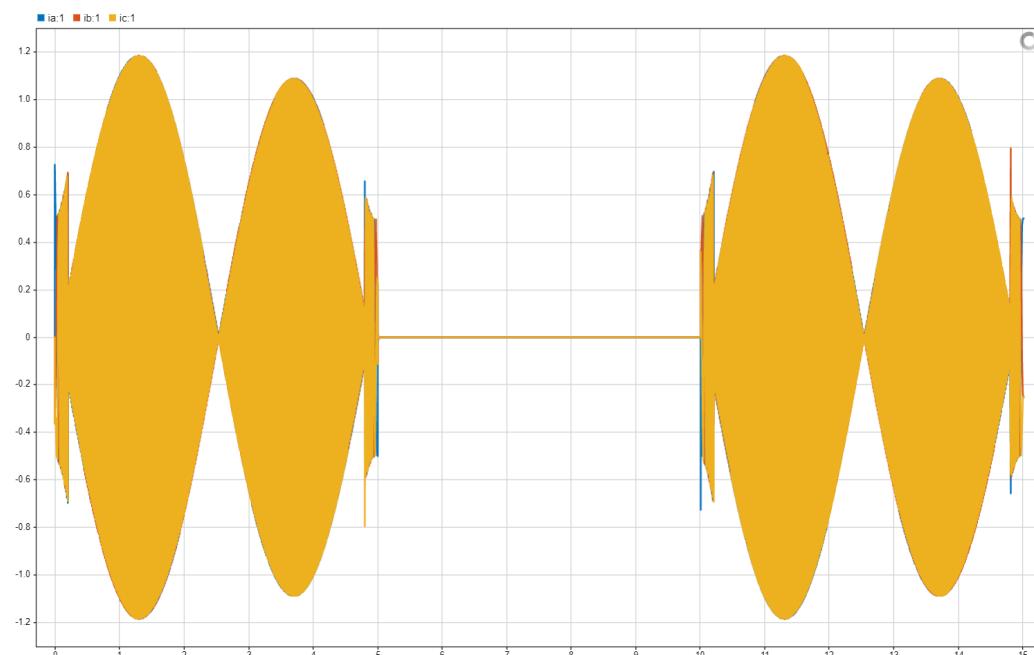
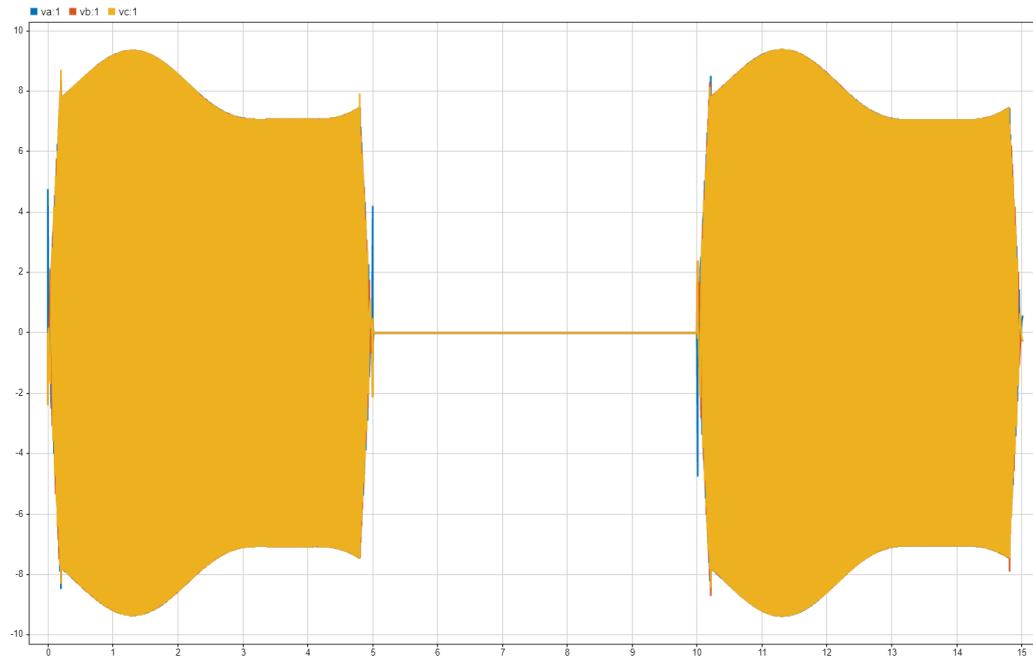


Fig. 4.28: Corrientes I_a , I_b e I_c

Fig. 4.29: Tensiones V_a , V_b y V_c

Como se pudo ver, las amplitudes de los gráficos disminuyeron, quedando dentro de los límites de operación de la máquina.

4.6.1 Mejora del observador. Acción integral

Durante las simulaciones, se identificó un error de estado estacionario en respuesta a la aplicación de una perturbación de torque T'_l . El observador desarrollado opera como un controlador PD, generando una salida proporcional al estado estimado y también a su derivada. Para mejorar la respuesta, se añade una acción integral diseñada para reducir el error en estado estacionario a cero, y se re-diseña el observador. Inicialmente, se define una nueva variable de estado $x_I(t)$ tal que:

$$\dot{x}_I(t) = y(t) - \tilde{y}(t) = \theta_m(t) - \tilde{\theta}_m(t) \quad (4.26)$$

La acción integral $u_I(t)$ queda definida por:

$$u_I(t) = J_{eq}k_i x_I(t) \quad (4.27)$$

donde k_i es la ganancia integral. Así, el estado aumentado se expresa como:

$$\tilde{x}_{\text{aug}}(t) = \begin{bmatrix} \tilde{x}(t) \\ x_I(t) \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

La entrada de control ahora tiene dos aportes: la consigna de torque $T_m^*(t)$ y la acción integral, de este modo el modelo aumentado del observador:

$$\begin{cases} \tilde{x}(t) = [A - K_e C] \tilde{x}(t) + B_c (T_m^*(t) + J_{eq}k_i x_I(t)) + K_e C x(t) \\ \dot{x}_I(t) = C(x(t) - \tilde{x}(t)) \\ \tilde{y}(t) = C \tilde{x}(t) \end{cases} \quad (4.29)$$

Luego de reemplazar por las expresiones de los vectores y matrices previamente definidos, se

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

alcanza la forma matricial:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}(t) \\ \dot{x}_I(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - K_e C & B_c J_{\text{eq}} k_i \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}(t) \\ x_I(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_c \\ 0 \end{bmatrix} T_m^{*'}(t) + \begin{bmatrix} K_e C \\ C \end{bmatrix} x(t) \\ y(t) = \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}(t) \\ x_I(t) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4.30)$$

Cuya forma expandida es:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\tilde{\theta}}_m(t) \\ \dot{\tilde{\omega}}_m(t) \\ \dot{x}_I(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_\theta & 1 & 0 \\ -k_\omega & 0 & k_i \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\theta}_m(t) \\ \tilde{\omega}_m(t) \\ x_I(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_{\text{eq}}} \\ 0 \end{bmatrix} T_m^{*'}(t) + \begin{bmatrix} k_\theta & 0 \\ k_\omega & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_m(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix} \\ y(t) = \tilde{\theta}_m(t) \end{cases} \quad (4.31)$$

Tal como se hizo anteriormente, se busca determinar los valores de las ganancias del observador. El nuevo polinomio característico:

$$p(s) = \begin{vmatrix} s + k_\theta & -1 & 0 \\ k_\omega & s & -k_i \\ 1 & 0 & s \end{vmatrix} = s^3 + s^2 k_\theta + s k_\omega + k_i \quad (4.32)$$

El polinomio deseado, ahora de 3er orden y con los 3 polos en $p = -3200\text{rad/s}$:

$$p_d(s) = (s + 3200)^3 = s^3 + 9600s^2 + 3 \cdot 3200^2 + 3200^3 \quad (4.33)$$

Luego

$$\begin{cases} k_\theta = 9.6 \cdot 10^3 \text{ rad/s} \\ k_\omega = 3.072 \cdot 10^7 \text{ rad}^2/\text{s}^2 \\ k_i = 3.2768 \cdot 10^{10} \text{ rad}^3/\text{s}^3 \end{cases} \quad (4.34)$$

El diagrama de bloques:

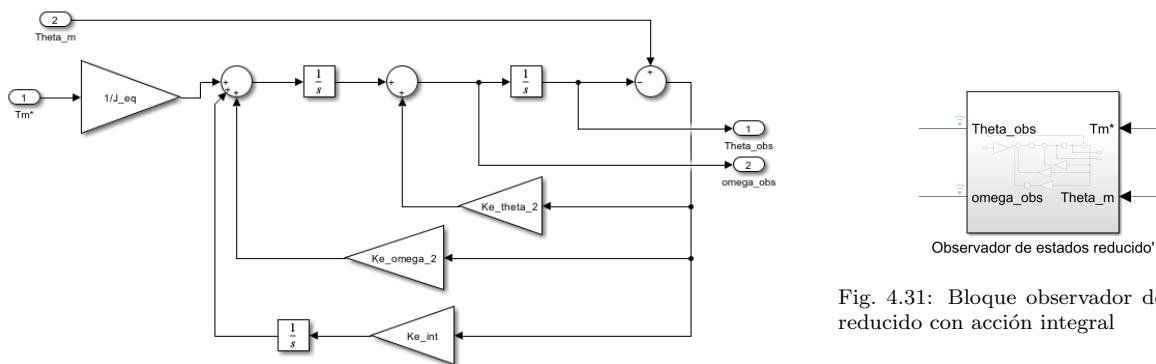


Fig. 4.31: Bloque observador de estados reducido con acción integral

Fig. 4.30: Observador de estados reducido con acción integral

A continuación se aprecia la mejora al momento de aplicar una perturbación entre la posición observada y la posición del motor:

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

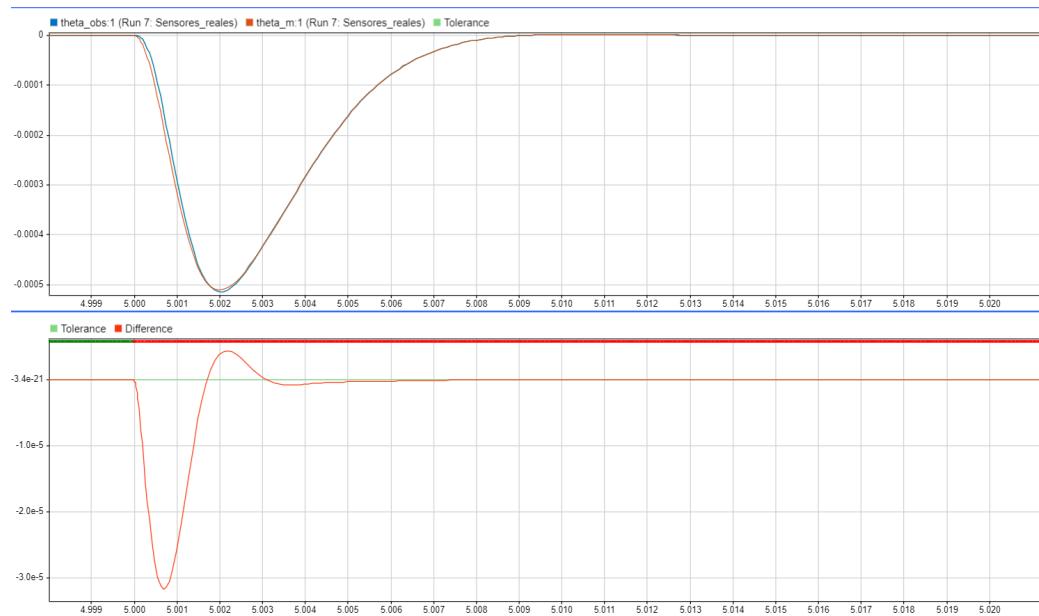


Fig. 4.32: Posición del eje motor frente a perturbación (θ_{obs} vs. θ_m)

4.7 Comportamiento térmico

En esta sección se analizará como evoluciona la temperatura de los devanados frente a una consigna de velocidades cíclica (20 ciclos del perfil de velocidades trapezoidal analizado anteriormente). A continuación se muestra un gráfico el cual muestra como evoluciona la temperatura, convergiendo a los 47°C aproximadamente, sin una carga en su extremo:

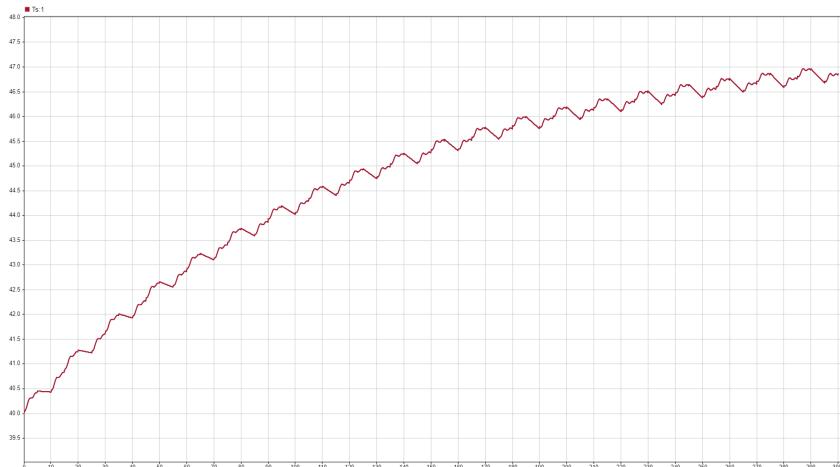
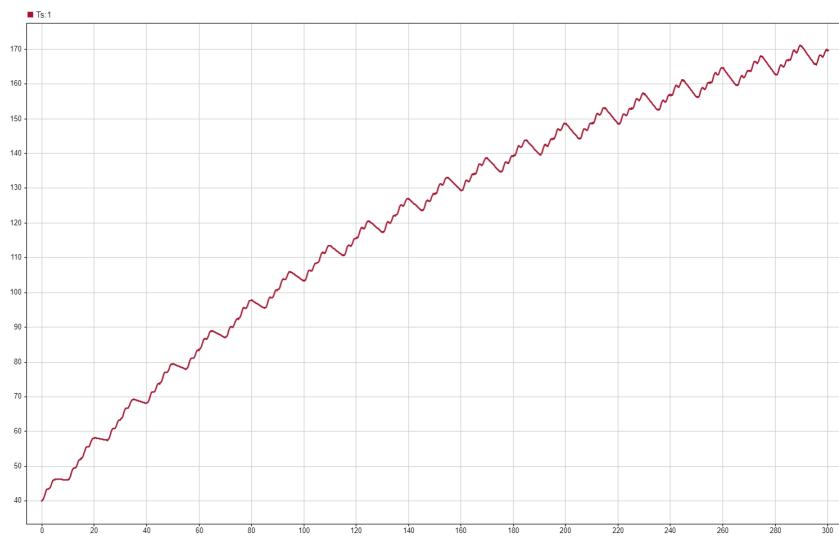


Fig. 4.33: T_s sin carga frente a consiga cíclica

Sin embargo, al colocar una carga de 1.5Kg en su extremo, se ve como su temperatura aumenta significativamente, superando el límite de $T_s = 115^\circ\text{C}$ que soporta el devanado.

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSMFig. 4.34: T_s con carga frente a consigna cíclica

Por este motivo se decide optar por otro perfil de velocidades más suave realizado con interpolación quíntuple. A continuación se muestra el gráfico correspondiente a la velocidad y a la posición obtenidos:

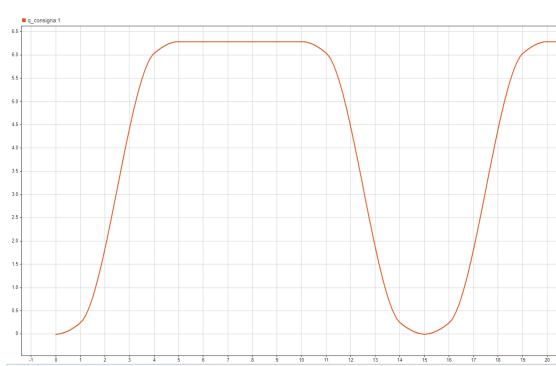


Fig. 4.35: Consigna de posición modificada

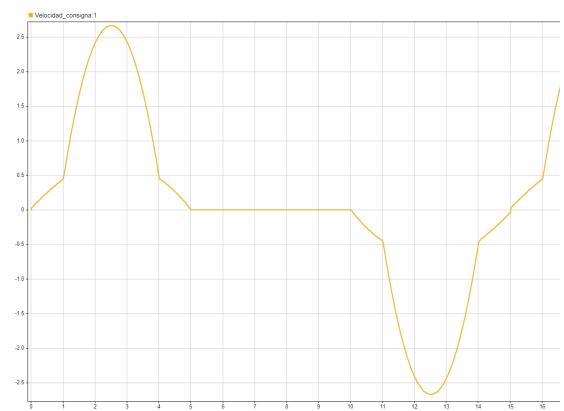
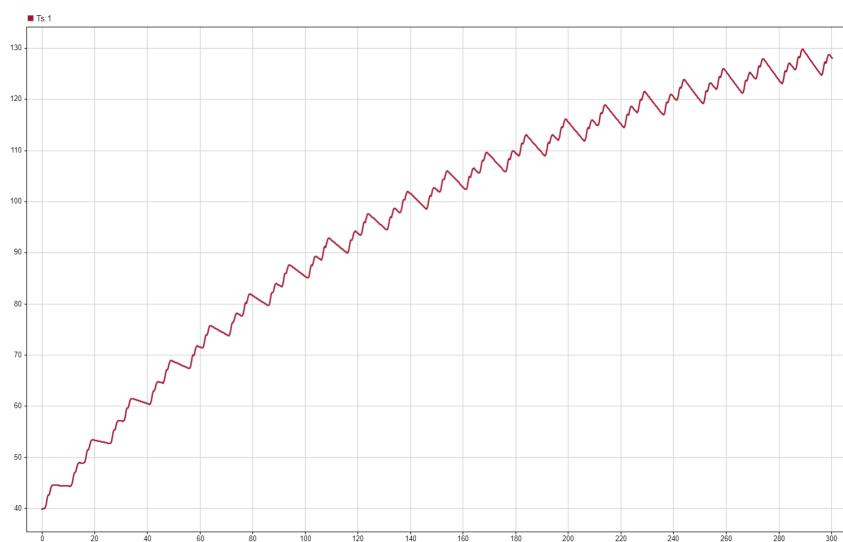


Fig. 4.36: Perfil de velocidad de la consigna modificada

Con este perfil se puede ver que la temperatura converge a un valor inferior, pero sigue siendo mayor que el máximo permitido.

Fig. 4.37: T_s con carga frente a consigna cíclica corregida

En conclusión, el perfil de velocidades deberá ser modificado de tal manera que la temperatura

no sobrepase el límite cuando se realiza un movimiento cíclico de 0 a $2^{\circ}\pi$ con una masa de 1.5Kg en su extremo.

4.8 Sensores no ideales

A continuación, se evalúa la variación en desempeño del sistema al considerar la respuesta no ideal (ancho de banda limitado) de los sensores y acondicionadores de señal. Los sensores se modelan de acuerdo a las siguientes especificaciones:

- Sensor de Corrientes: Modelo LP en SS 2º orden, $\omega_n = 6000 \text{ rad/s}$, $\zeta = 1$
- Sensor de Posición angular $\theta_m(t)$: Modelo LP en SS 2º orden, $\omega_n = 2000 \text{ rad/s}$, $\zeta = 1$
- Sensor de Temperatura $T_s^\circ(t)$: Modelo LP en SS 1º orden, $\tau = 20 \text{ s}$

La función de transferencia para un filtro pasa-bajo de 2º orden es:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\omega_n\zeta s + \omega_n^2} \quad (4.35)$$

Para un sistema LTI, también puede ser definida en términos de las matrices de la representación en el espacio de estados:

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (4.36)$$

donde la matriz A viene dada por:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ \omega_n^2 & -2\omega_n\zeta \end{bmatrix}$$

por pertenecer a un sistema de 2º orden. Igualando las funciones de transferencia se obtiene:

$$B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad D = [0]$$

De esta forma, los sensores de corriente de devanados y de posición angular quedan definidos por:

$$A_{iabc} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 6000^2 & -12000 \end{bmatrix}, \quad B_{iabc} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C_{iabc} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad D_{iabc} = [0]$$

$$A_{pos} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 2000^2 & -4000 \end{bmatrix}, \quad B_{pos} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C_{pos} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad D_{pos} = [0]$$

Luego, para el filtro pasa-bajo de 1º orden:

$$G(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (4.37)$$

Procediendo de forma análoga se obtiene la representación en SS del sensor de temperatura:

$$A_{T_s^\circ} = \left[-\frac{1}{\tau} \right] = [-0.05], \quad B_{T_s^\circ} = [1], \quad C_{T_s^\circ} = \left[\frac{1}{\tau} \right] = [0.05], \quad D_{T_s^\circ} = [0]$$

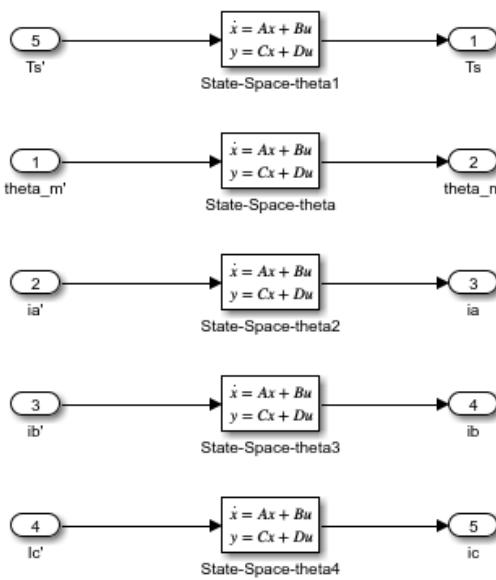
Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

Fig. 4.38

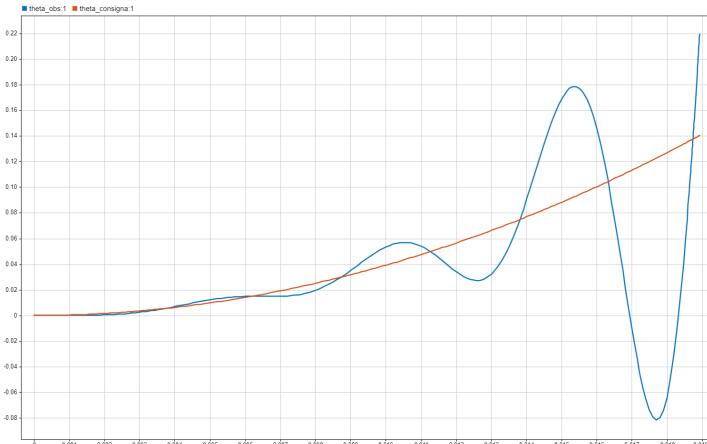
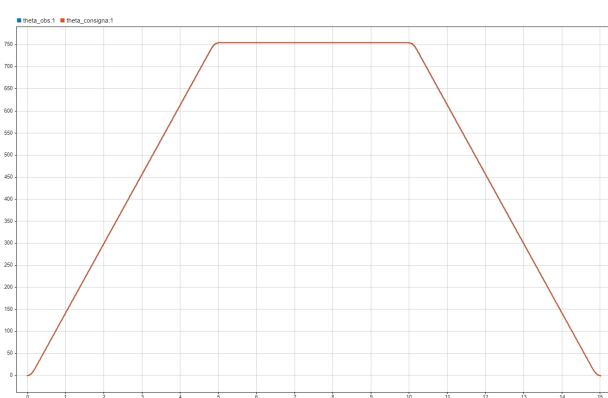
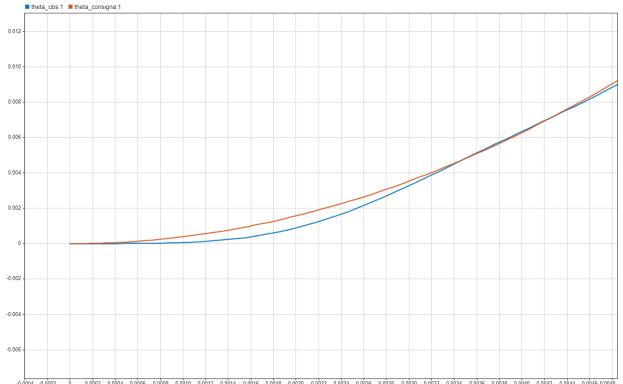
Fig. 4.39: Perfil de posición para sensor de posición con $\omega_n = 2000$ rad/s

Fig. 4.40: Modulador de torque

Fig. 4.41: Perfil de posición para sensor de posición con $\omega_n = 5500$ rad/s

Inicialmente, se implementaron los filtros según las especificaciones establecidas. Sin embargo, la simulación se detuvo debido a un valor de paso extremadamente pequeño, asociado a un modelo muy rígido. Esta rigidez indica la coexistencia de dinámicas muy rápidas junto con otras lentas en el sistema, lo que obliga al solver a emplear pasos de tiempo muy pequeños para capturar con precisión las rápidas transiciones. El filtro implementado no logró captar las dinámicas más rápidas de la planta, generando oscilaciones inestables en la respuesta de posición. Para abordar este problema, se incrementó gradualmente la frecuencia de corte del filtro hasta alcanzar $\omega_n = 5500$ rad/s, lo cual permitió un buen seguimiento de la consigna de

posición.

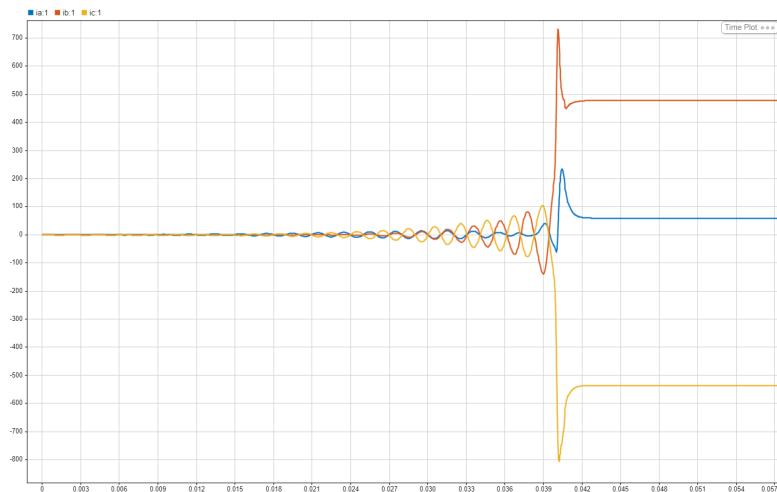


Fig. 4.42: Sensores no ideales de corriente con $\omega_n = 6000$ rad/s

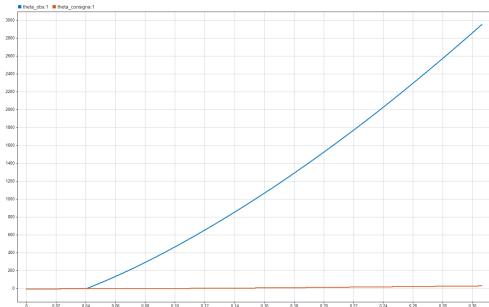


Fig. 4.43: Perfil de posición, sensor no ideal de corriente con $\omega_n = 6000$ rad/s

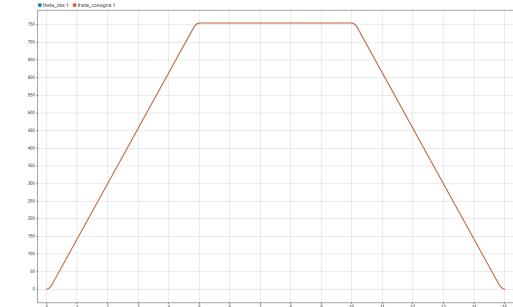


Fig. 4.44: Perfil de posición, sensor no ideal de corriente con $\omega_n = 9000$ rad/s

En la figura (), se puede observar que las corrientes medidas por los sensores no ideales muestran amplitudes excesivamente grandes. Para caracterizar la degradación en el desempeño, se compararon los perfiles de posición. El seguimiento de la consigna resultó aceptable a partir de una frecuencia de $\omega_n = 9000$ rad/s, además de lograrse una disminución en las magnitudes de la corriente.

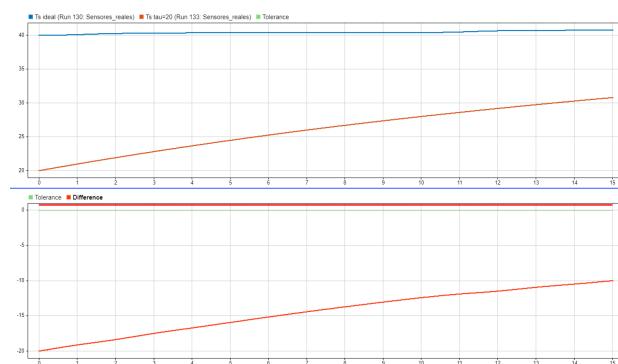


Fig. 4.45: Sensores no ideal de temperatura con $\tau = 20$ s



Fig. 4.46: Sensores no ideal de temperatura con $\tau = 0.03$ s

Dado que la dinámica de la planta es casi invariante con respecto a la temperatura, se compararon directamente las curvas de temperatura para el análisis del sensor correspondiente. Se observó que, con $\tau = 20$ s, el error era considerable pues el sensor no permite el paso de las señales de alta frecuencia. Al disminuir τ a 0.3 s, se obtuvo una curva de temperatura que approxima aceptablemente a la ideal, mejorando significativamente la precisión de las mediciones.

4.9 Modulador de tensión trifásico no ideal

Se analiza si el rendimiento del sistema se degrada al considerar un modulador trifásico de tensión no ideal, modelado como un filtro pasa-bajos con saturación y de ganancia unitaria. Los requerimientos:

- Saturación de tensión: $|v(t)| \leq \sqrt{2} \cdot \frac{V_{sl\max}}{\sqrt{3}}$, donde $V_{sl\max} = 24 \text{ V}_{ca \text{ rms}}$
- Ancho de banda de tensión $v(t)$: Modelo LP en SS 2º orden, $\omega_n = 6000 \text{ rad/s}$, $\xi = 1$

El modelo en espacios de estados es análogo al desarrollado para los sensores, con la incorporación de bloques de saturación. Las matrices correspondientes son:

$$A_v = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 6000^2 & -12000 \end{bmatrix}, \quad B_v = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C_v = [0 \ 1], \quad D_v = [0]$$

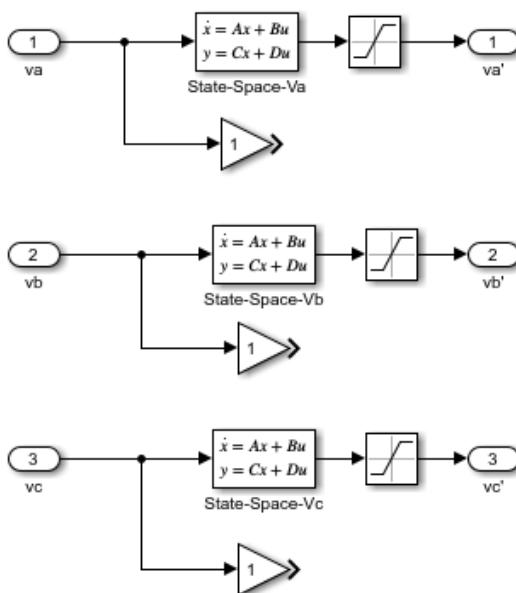


Fig. 4.47: Modulador, filtro pasa bajo y bloque saturador/s

Para la frecuencia especificada inicialmente, se obtuvo un perfil de posición que se aproxima a la consigna con un error notable. Sin embargo, al iterar hasta una $\omega_n = 30,000$, se logró una precisión considerable en el seguimiento, aunque con un ligero retraso debido al filtrado de altas frecuencias.

Además, se evaluaron las tensiones de salida del modulador bajo carga máxima. En esta condición, fue necesario aumentar la frecuencia hasta $\omega_n = 60,000$. Como se observa en la Fig. 4.48, el retraso se vuelve insignificante y, lo más importante, no se alcanzan tensiones de saturación.

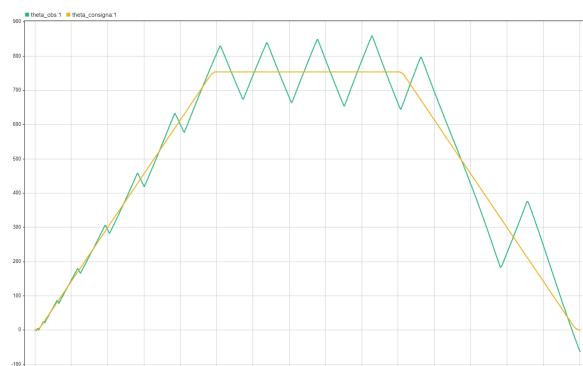


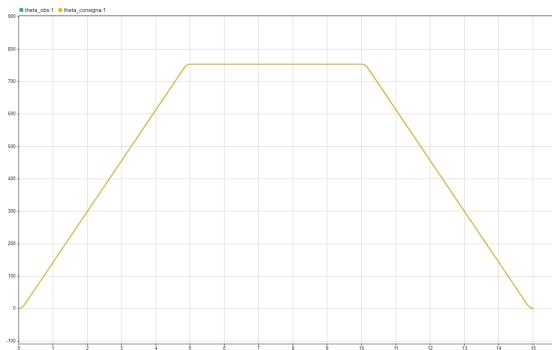
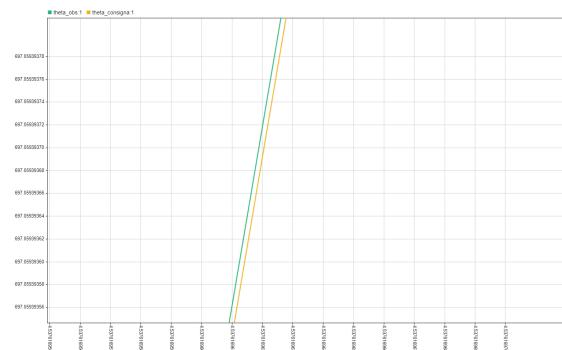
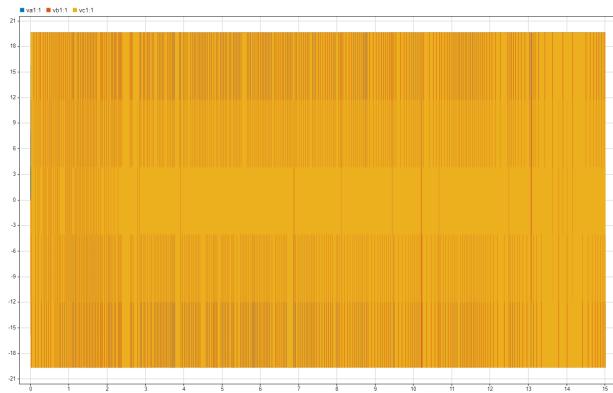
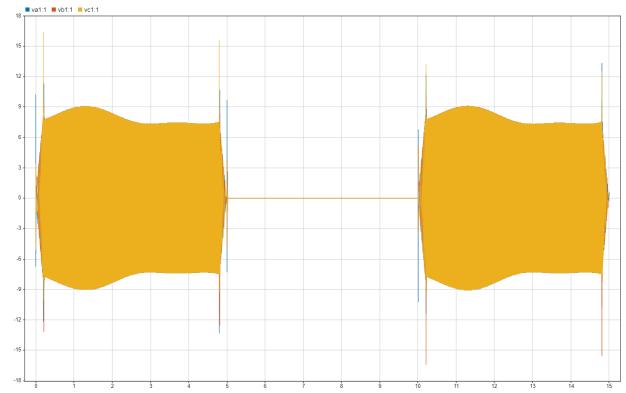
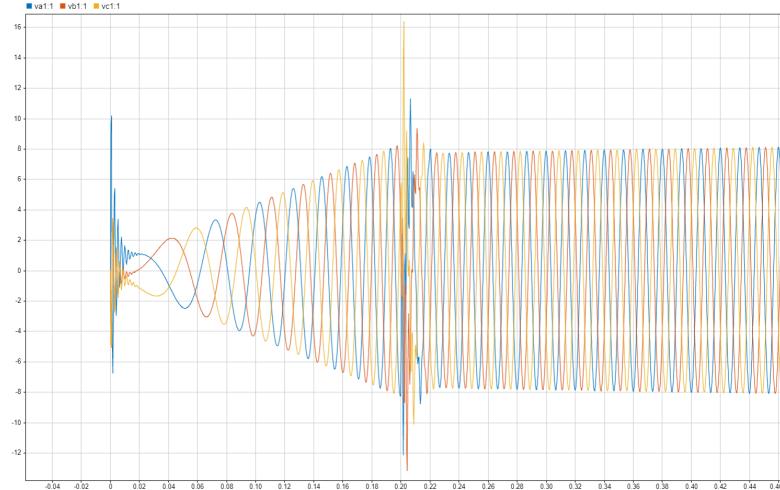
Fig. 4.48: Perfil de posición, modulador con $\omega_n = 6000$ rad/sFig. 4.49: Perfil de posición, modulador con $\omega_n = 60000$ rad/s

Fig. 4.50: Zoom

Fig. 4.51: Tensiones de salida bajo carga máxima, modulador con $\omega_n = 6000$ rad/sFig. 4.52: Tensiones de salida bajo carga máxima, modulador con $\omega_n = 60000$ rad/sFig. 4.53: Zoom. Carga máxima y $\omega_n = 60000$ rad/s

4.10 Controlador completo discreto

Se llevó a cabo una emulación de un controlador digital, una práctica común en ingeniería debido a que el análisis y diseño en el dominio continuo son más intuitivos y están bien documentados. Además, los microcontroladores y procesadores digitales ofrecen prestaciones superiores a las técnicas analógicas, como los amplificadores operacionales, en términos de complejidad, flexibilidad, velocidad, precisión y exactitud.

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

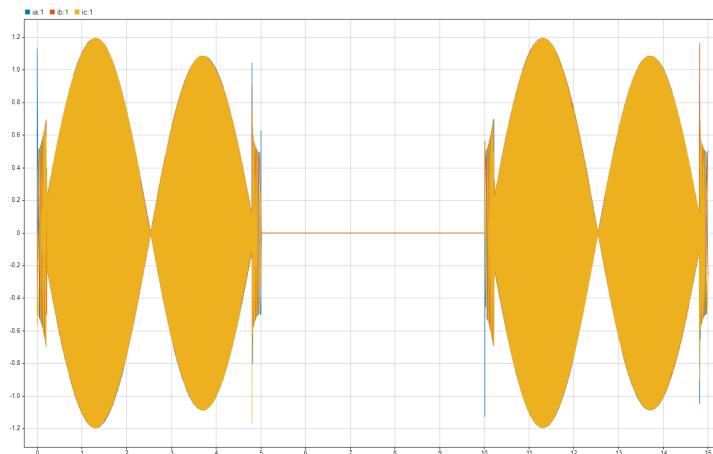


Fig. 4.54: Perfil de posición para sensor de posición con $\omega_n = 2000$ rad/s

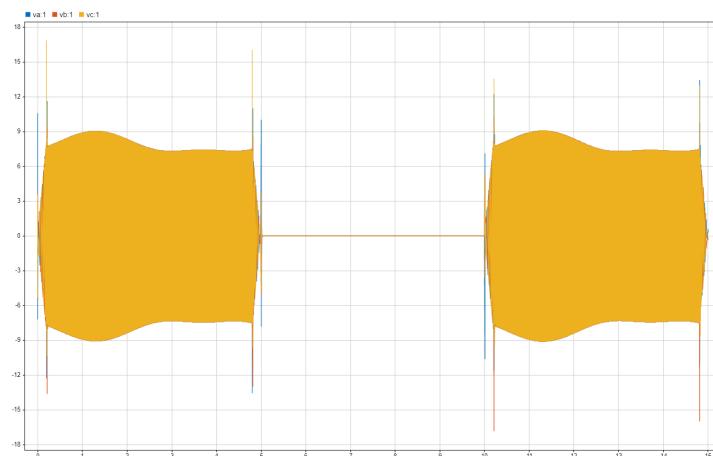


Fig. 4.55: Perfil de posición para sensor de posición con $\omega_n = 2000$ rad/s

Para la emulación del sistema en tiempo discreto, se utilizó un retenedor de orden cero (ZOH) para almacenar el valor de la señal en cada instante de muestreo. Este enfoque permite que la señal se mantenga constante entre dos instantes de muestreo consecutivos, proporcionando una base adecuada para realizar las aproximaciones discretas necesarias en el controlador. La discretización del controlador se logró aplicando técnicas de cálculo numérico sobre los valores muestreados de las señales, en los modelos de control ya desarrollados (basado en integradores).

Para la aproximación de las integrales, se eligió el método de los trapecios, dado por la ecuación:

$$I_e(t_k) = I_e(t_{k-1}) + \frac{T_s}{2} [e(t_k) + e(t_{k-1})]$$

Esta fórmula permite una integración precisa pero lo suficientemente simple para una aplicación de control en tiempo real.

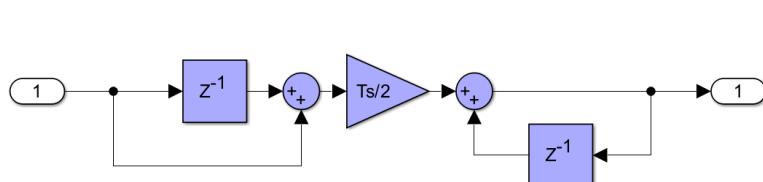
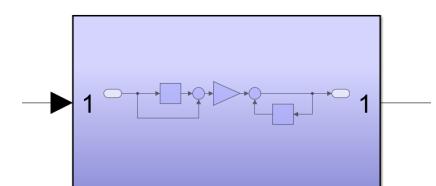


Fig. 4.56: Integrador por trapecios



Bloque integrador por trapecios

Fig. 4.57: Bloque de integración

Aspectos relevantes para esta implementación incluyen la asignación de un T_s adecuado, seleccionado en función de los polos dominantes (rápidos) a lazo cerrado, que son los del observador.

Proyecto global integrador: control de accionamiento CA con PMSM

Además, dado que las señales de consigna fueron modeladas en el tiempo continuo, se utilizaron bloques ZOH para discretizarlas.

$$T_s = \frac{2\pi}{10 \cdot 3200}$$

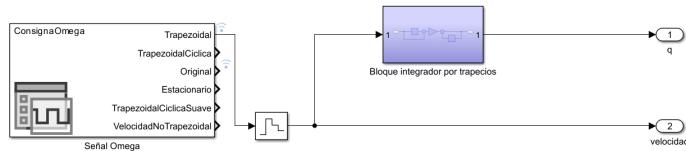


Fig. 4.58: Perfil de posición para sensor de posición con $\omega_n = 2000$ rad/s

Además se cambiaron los integradores de señales continuas en el bloque del controlador PID y en el bloque del Observador por los integradores en forma discreta mencionados.

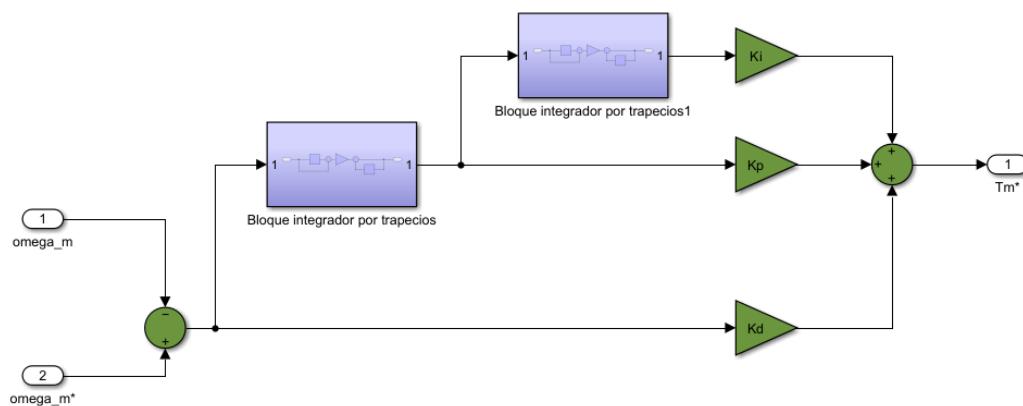


Fig. 4.59: PID discretizado

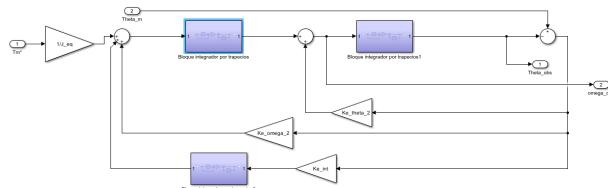


Fig. 4.60: Observador discretizado

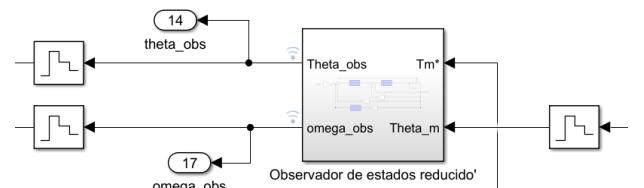


Fig. 4.61: Bloque del observador discretizado

A continuación se puede apreciar la discretización en las señales del observador de la posición y del torque motor:

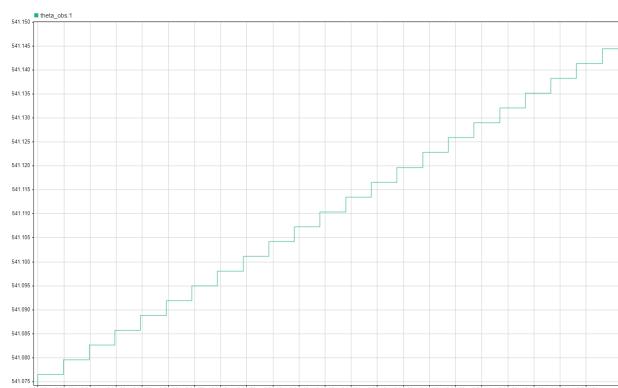


Fig. 4.62: Posición discretizada

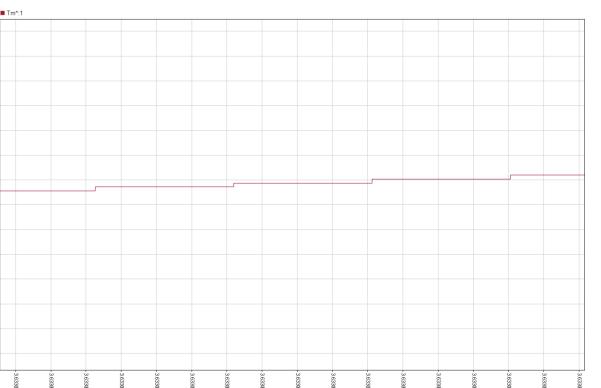


Fig. 4.63: Torque motor discretizado

5. Versión Final Completa del Controlador

Luego de aplicar todas las mejoras y ajustes necesarios, se presenta el diagrama de bloques completo para las siguientes especificaciones:

Sensor de posición	$\omega_n = 5500 \text{ rad/s}$
Sensor de corriente	$\omega_n = 9000 \text{ rad/s}$
Sensor de temperatura	$\tau = 0.3 \text{ s}$
Modulador no ideal de tensión	$\omega_n = 60000 \text{ rad/s}$
Controlador discreto	$T_s = 1.96 \times 10^{-5} \text{ s}$

Table 5.1: Especificaciones de los componentes del controlador

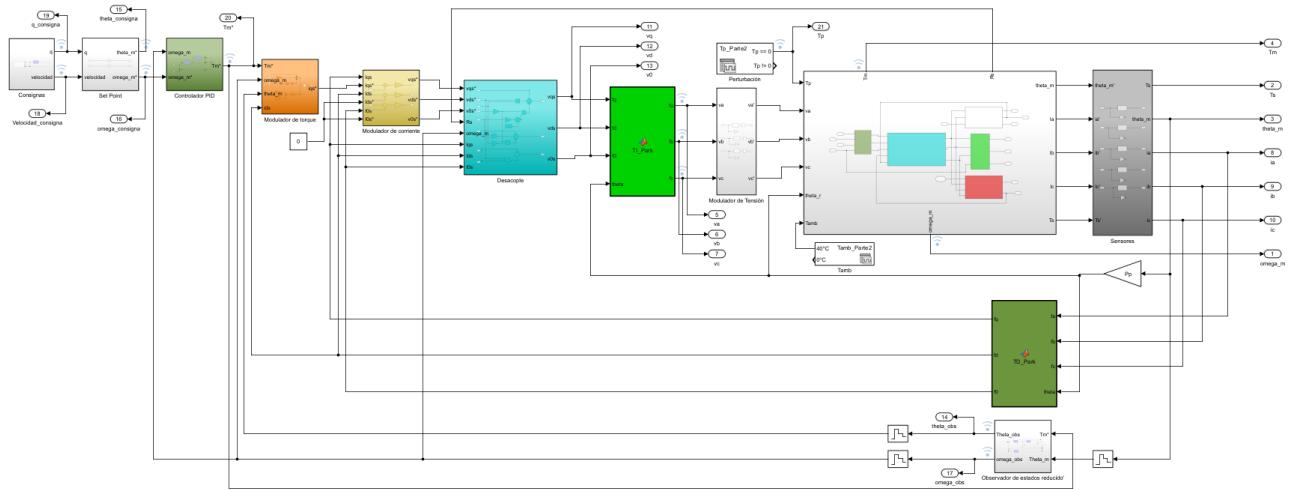


Fig. 5.1: Diagrama de bloques completo

6. Conclusión

En el presente informe, se han abordado y analizado múltiples aspectos del control de accionamiento de un motor sincrónico de imanes permanentes (PMSM). A lo largo del desarrollo del proyecto, se realizaron simulaciones para evaluar el desempeño del sistema bajo diferentes condiciones operativas y perturbaciones externas.

El proyecto logró el diseño e implementación de un controlador efectivo y robusto, capaz de seguir consignas y rechazar perturbaciones de manera eficiente. Las simulaciones realizadas demostraron la eficacia del controlador diseñado, pudiendo mantener el sistema dentro de los límites operativos seguros. Un punto clave fue el ajuste preciso de los parámetros del controlador, alejándose de condiciones idealizadas como el uso de sensores y moduladores de tensión ideales, para lograr una representación más realista del sistema.

Se identificó que la consigna de posición trapezoidal genera sobreaceleraciones y picos de aceleración que exceden los límites de operación de la máquina. Para mitigar este problema, se implementó un perfil trapezoidal en la consigna de velocidad, lo que mejoró significativamente las sobreaceleraciones y, consecuentemente, redujo los incrementos de corriente, velocidad y torque. No obstante, se sugiere una mejora adicional mediante la implementación de una interpolación quíntuple en la consigna de posición, lo cual llevaría a curvas de velocidad y aceleración mucho más suaves y controladas.

La técnica de control en cascada resultó ser muy efectiva debido a que permitió una mejor gestión de las dinámicas del sistema, ofreciendo un control preciso y estable.

7. Referencias

- [1] Ing. Gabriel Julián. "Proyecto global integrador: Control de accionamiento de CA con motor síncrono de imanes permanentes"
- [2] Ing. Gabriel Julián. "Guía para preparar el informe técnico"
- [3] P. Krause, O. Wasyczuk, S. D. Sudhoff, and S. Pekarek. "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems", 3rd ed., IEEE-Wiley, 2013.
- [4] G. Franklin, J. Powell, and A. Emami-Naeini. "Feedback Control of Dynamic Systems", 7th ed., Pearson, 2015.
- [5] MathWorks "<https://la.mathworks.com>"
- [6] Katsuhiko Ogata. "Ingeniería de control moderna"
- [7] Kevin M. Lynch and Frank C. Park. "Modern Robotics: Mechanics, Planning, and Control", May 3, 2017.