

# Design lead-lag compensators for permanent magnet synchronous motor in W-plane <sup>\*</sup>

Christian Aldrete-Maldonado, Vincent Villela-Salinas <sup>\*</sup>,  
Paul A. Valle, Luis N. Coria

*\* Postgraduate Program in Engineering Sciences, Dynamics Systems and Control, Tecnológico Nacional de México/ IT Tijuana, Blvd. Alberto Limon Padilla s/n, Tijuana 22454, México (e-mail: christian.aldrete18@tectijuana.edu.mx, vincent.villela193@tectijuana.edu.mx, paul.valle@tectijuana.edu.mx, luis.coria@tectijuana.edu.mx)*

---

**Abstract:** This work proposes the design of a lead-lag compensator for a permanent-magnet synchronous motor applying the Tustin method to obtain stability as a tool to avoid a separated transformation for continuous and discrete time. Therefore some problems of the adaptation between S-plane and Z-plane can be circumvented. As a main tool to achieve control and improve the transient response, the root locus approach is applied. The results are corroborated with experiments.

*Keywords:* W-plane, PMSM, lead-lag compensator, root locus, Tustin method.

---

## 1. INTRODUCCIÓN

El motor síncrono de imán permanente (PMSM, por sus siglas en inglés) cuenta con características implícitas que han expandido el espectro de sus aplicaciones, tales como la fiabilidad en tareas precisas y su excelente eficiencia, Tong et al. (2019). Sin embargo, su operación presenta retos importantes, como el uso de técnicas de control de motores trifásicos, implicando transformaciones y el uso de controladores en cascada.

El control de campo orientado (FOC, por sus siglas en inglés) es una de las técnicas de control más utilizadas para controlar motores trifásicos, por tanto, el PMSM se puede controlar de manera similar a un motor de corriente continua al tener control independiente de las componentes del vector de corriente del estátor, Zhang et al. (2022); Ramu (2017). El esquema FOC tradicional se basa en el diseño en cascada de controladores proporcionales-integrales (PI), sin embargo, al diseñar en plano S e implementar los controladores en la plataforma, dado que es un sistema discreto, opera en plano Z, lo cual genera discrepancias en el desempeño de los controladores, complicando así el diseño de un controlador o compensador para ser discretizado.

Un control preciso de este tipo de motores requiere el uso de dispositivos digitales de alta precisión como DSP, por lo que el diseño del controlador se realiza en el plano Z. Sin embargo, cuando se trabaja con sistemas en tiempo discreto resulta complicado diseñar un controlador o compensador, dadas las propiedades del plano Z, Ogata (1996), y la relación con la estabilidad que el sistema tendrá en el plano S, DiStefano et al. (1990), por lo que se opta por usar el plano W como un modo de diseño donde se logra estabilidad en ambos planos, Gohari (2006).

Para acceder al plano W, se hace uso de la transformada bilineal, Kar (2020), la cual permite analizar un sistema en tiempo discreto como si fuera un sistema continuo, brindando así todas las herramientas del control clásico, Raymond et al. (2002); Fernández-Cantí (2013); Zayas Gato et al. (2020); Kuo (1996).

La transformada bilineal, permite obtener el modelo de la planta discretizada en un dominio similar al tiempo continuo, Nise (2015), donde es importante resaltar que el modelo de la planta obtenido en plano W tendrá mayor grado de precisión dependiendo del tiempo de muestreo del sistema discreto, Toledo Chojolán (2007); Guerra Torres (2001); Ramos Lara (2007); Zavalishin (2018). De esta forma, en sistemas donde el tiempo de muestreo es en grandes intervalos se pierde fidelidad al sistema continuo, es decir, se tendrá un comportamiento similar al modelo de la planta en plano S, pero con discrepancias que pueden hacer inestable el sistema. Por otra parte, en intervalos de muestreo pequeños se tiene una mayor precisión para

---

<sup>\*</sup> Los autores agradecen al TecNM con los proyectos PRODEP ITTIJ-CA-10 y 20229.24-P. Este trabajo fue desarrollado en el marco de la “Red Internacional de Control y Cómputo Aplicados” soportada por el TecNM.

trabajar con las mismas herramientas que en plano S, dado que los polos del sistema presentan variaciones mínimas Ogata (1996).

Sin embargo, la transformada bilineal también presenta retos, siendo uno de ellos el pasar de un sistema de fase mínima a un sistema de fase no mínima, la relación entre el la fase del sistema en tiempo continuo y la fase del sistema en el plano W, Abbas et al. (2017), polos variando su valor en plano W respecto al plano S por un tiempo de muestreo con un intervalo grande, agregar ceros a la planta, estabilidad en un rango específico Bhowmick and Lanzon (2022); Ferrante et al. (2017); Liu and Xiong (2018), entre otras, sin embargo, mediante el uso de varias técnicas de control se puede lograr una implementación funcional, tal como se observa en Cui et al. (2018), se aplicó el método de Tustin, lo que implica el uso de la transformada bilineal.

La contribución del artículo consiste en desarrollar un método para conseguir estabilidad al diseñar compensadores en sistemas discretos evitando incompatibilidad entre el plano-S y el plano Z, optando por el método del lugar geométrico de las raíces, Ogata (2010b); Roberge (1975); Ogata (2002, 2010a), para incluir aspectos de la respuesta transitoria del sistema. En este trabajo se considera el diseño de un compensador de adelanto-atraso utilizando el método de Tustin y se corrobora aplicándolo a un PMSM de manera experimental.

El resto del artículo se organiza de la siguiente manera. La sección 2 presenta el modelo matemático del PMSM en plano-W. La sección 3 presenta el diseño de compensadores. La sección 4 presenta resultados experimentales. Finalmente, en la sección 5 se presentan las conclusiones del artículo.

## 2. MODELO MATEMÁTICO PMSM

### 2.1 Modelado lineal del PMSM en plano W

El modelo de dos fases  $dq$  del PMSM esta dado por

$$\frac{d}{dt}i_d = -\frac{R}{L}i_d + pi_q\omega_r + \frac{u_d}{L}, \quad (1a)$$

$$\frac{d}{dt}i_q = -\frac{R}{L}i_q - pi_d\omega_r - \frac{\Psi}{L}\omega_r + \frac{u_q}{L}, \quad (1b)$$

$$\dot{\omega}_r = \frac{K_m}{J}i_q - \frac{F}{J}\omega_r - \frac{T_l}{J}, \quad (1c)$$

donde  $R$  es la resistencia del estator,  $L$  es la inductancia del estator,  $\psi$  es el enlace de flujo de imán del rotor,  $K_m$  es la constante del par,  $J$  es la inercia del motor,  $F$  es la fricción viscosa,  $i_d$  e  $i_q$  son las corrientes del estator  $u_d$  y  $u_q$  son los voltajes de entrada del estator y  $\omega_r$  es la velocidad angular mecánica del rotor.

A partir del modelo de referencia rotatorio (1) se realizan las respectivas modificaciones para presentar dos sistemas de ecuaciones lineales. Los modelos del PMSM están dados por (2) para la planta de corriente ( $i_q$ ) y (3) para la planta de velocidad ( $\omega_r$ )

$$\dot{x} = A_1x + B_1u_q, \quad (2a)$$

$$y_1 = C_1x, \quad (2b)$$

y

$$\dot{x} = A_2x + B_2i_q^*, \quad (3a)$$

$$y_2 = C_2x, \quad (3b)$$

donde se define

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{\Psi}{L} \\ 0 & \frac{K_m}{J} & -\frac{F}{J} \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, C_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}^T, \quad (4)$$

y

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{\Psi}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{F}{J} \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{K_m}{J} \end{bmatrix}, C_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}^T. \quad (5)$$

Se realizó el cálculo de las funciones de transferencia de corriente y velocidad con

$$G_{i_q}(s) = C_1(sI - A_1)^{-1}B_1, \quad (6a)$$

$$G_{\omega_r}(s) = C_2(sI - A_2)^{-1}B_2. \quad (6b)$$

Discretizando cada planta con un retenedor de orden cero para simplificar cálculos, se consigue

$$G_{i_q}(z) = Z \left[ \frac{1 - e^{-Ts}}{s} * G_{i_q}(s) \right], \quad (7a)$$

$$G_{\omega_r}(z) = Z \left[ \frac{1 - e^{-Ts}}{s} * G_{\omega_r}(s) \right], \quad (7b)$$

para pasarlo al plano W se utiliza la transformada bilineal

$$z = \frac{1 + \frac{T}{2}w}{1 - \frac{T}{2}w} \leftrightarrow w = \frac{2}{T} \frac{z - 1}{z + 1}, \quad (8)$$

donde T representa el tiempo de muestreo, por tanto

$$G_{i_q}(w) = G_{i_q}(z) \Big|_{z \rightarrow \frac{1 + \frac{T}{2}w}{1 - \frac{T}{2}w}}, \quad (9a)$$

$$G_{\omega_r}(w) = G_{\omega_r}(z) \Big|_{z \rightarrow \frac{1 + \frac{T}{2}w}{1 - \frac{T}{2}w}}, \quad (9b)$$

evaluando  $z$  de cada planta discretizada en (7) con (8).

## 3. DISEÑO DE COMPENSADORES

Esta sección se dedica a desarrollar una metodología para diseñar compensadores de adelanto y atraso.

### 3.1 Compensador de adelanto

El compensador de adelanto se concentra en compensar la deficiencia del ángulo existente de la planta dados unos polos deseados en lazo cerrado. Los polos son seleccionados bajo los criterios de respuesta en frecuencia, al establecer un factor de amortiguamiento ( $\zeta$ ) y una frecuencia natural no amortiguada ( $\omega_n$ ). El compensador de adelanto es

$$G_{C1}(w) = K_C \frac{w + \frac{1}{T_1}}{w + \frac{1}{\alpha T_1}}, \quad (10)$$

con  $0 < \alpha < 1$ , donde  $\alpha$  es el factor de atenuación del compensador de adelanto,  $K_C$  es la ganancia del compensador de adelanto y  $T_1$  es la constante de tiempo.

A continuación, se realiza un análisis matemático para determinar los parámetros del compensador de adelanto. Al calcular la deficiencia del ángulo ( $\theta$ ), esta se iguala con la fase de la ecuación (10) de la siguiente manera

$$\theta = \angle G_{C1}(w) |_{w=w_d} = \angle \left( w_d + \frac{1}{T_1} \right) - \angle \left( w_d + \frac{1}{\alpha T_1} \right), \quad (11)$$

donde  $w_d$  representa el polo complejo conjugado deseado.

Para que el compensador aporte con un ángulo positivo, se debe asegurar que la fase del cero en (10) sea positiva, para ello se establece

$$\theta - \angle \left( w_d + \frac{1}{T_1} \right) < 0, \quad (12)$$

al expresar (12) como función trigonométrica, se tiene

$$\theta - \arctan \left( \frac{\text{Im}(w_d)}{\text{Re}(w_d) + \frac{1}{T_1}} \right) < 0, \quad (13)$$

donde  $\text{Im}(w_d)$  es la parte imaginaria y  $\text{Re}(w_d)$  es la parte real del polo deseado.

Resolviendo para  $T_1$  se consigue la siguiente desigualdad

$$T_1 > \frac{\tan(\theta)}{\text{Im}(w_d) - \text{Re}(w_d) \tan(\theta)}, \quad (14)$$

al seleccionar una  $T_1$  que cumpla con (14), es posible calcular el cero del compensador en (10) como

$$\theta_Z = \arctan \left( \frac{\text{Im}(w_d)}{\text{Re}(w_d) + \frac{1}{T_1}} \right), \quad (15)$$

luego, se considera (11) nuevamente y se reescribe como

$$\theta = \theta_Z - \arctan \left( \frac{\text{Im}(w_d)}{\text{Re}(w_d) + \frac{1}{\alpha T_1}} \right), \quad (16)$$

después de algunas manipulaciones algebraicas en (16), el factor de atenuación se calcula con

$$\alpha = \frac{\tan(\theta_Z - \theta)}{T_1 [\text{Im}(w_d) - \text{Re}(w_d) \tan(\theta_Z - \theta)]}. \quad (17)$$

Para determinar la máxima atenuación que es posible conseguir se calcula el máximo de la función  $\alpha(T_1)$ . Para ello, se considera la relación trigonométrica de suma de tangentes

$$\tan(u \pm v) = \frac{\tan(u) \pm \tan(v)}{1 \pm \tan(u) \tan(v)}. \quad (18)$$

Para expresar la función tangente en (17) como

$$\tan(\theta_Z - \theta) = \frac{\text{Im}(w_d) - \gamma \left[ \text{Re}(w_d) + \frac{1}{T_1} \right]}{\gamma \text{Im}(w_d) + \text{Re}(w_d) + \frac{1}{T_1}}, \quad (19)$$

con  $\gamma = \tan(\theta)$ .

Enseguida, se sustituye (19) en (17), lo que resulta

$$\alpha(T_1) = \frac{b - \frac{\gamma}{T_1}}{cT_1 + \text{Im}(w_d) + \gamma \text{Re}(w_d)}, \quad (20)$$

con  $b = \text{Im}(w_d) - \gamma \text{Re}(w_d)$  y  $c = \gamma (\text{Re}^2(w_d) + \text{Im}^2(w_d))$ .

Al derivar la función  $\alpha(T_1)$ , resulta

$$\frac{d\alpha}{dT_1} = \frac{-bcT_1^2 + 2\gamma cT_1 + \gamma (\text{Im}(w_d) + \gamma \text{Re}(w_d))}{T_1^2 (cT_1 + \text{Im}(w_d) + \gamma \text{Re}(w_d))^2}, \quad (21)$$

para encontrar el máximo de (21), se evalúa  $\frac{d\alpha}{dT_1} = 0$ , esto resulta en encontrar las raíces de la siguiente expresión cuadrática

$$R_1 = -bcT_1^2 + 2\gamma cT_1 + \gamma b = 0, \quad (22)$$

enseguida, se sustituye la raíz de mayor magnitud de (22) en (20)

$$\alpha_{\max} = \alpha(\lambda_{\max}(R_1)), \quad (23)$$

donde  $\lambda_{\max}$  es la raíz de mayor magnitud.

Definido  $T_1$  y  $\alpha$ , se evalúa

$$K_C = \left| \frac{1}{G'_{C1}(w) * G(w)} \right|_{w \rightarrow w_d}, \quad (24)$$

para obtener la ganancia del compensador de adelanto, donde  $G'_{C1}(w)$  es el compensador sin considerar la ganancia y  $G(w)$  la función de transferencia con la que se este trabajando.

### 3.2 Compensador de atraso

En este caso, el compensador de atraso tiene la función de aumentar la constante de error de velocidad, lo que disminuye el error en estado estable sin alterar significativamente el lugar geométrico de los polos dominantes previamente establecidos en el diseño del compensador de adelanto.

La forma del compensador de atraso considerado es

$$G_{C2}(w) = \frac{w + \frac{1}{T_2}}{w + \frac{1}{\beta T_2}}, \quad (25)$$

donde  $\beta > 1$ ; de manera similar al compensador de adelanto se selecciona un valor de la constante de tiempo ( $T_2$ ) y se define un valor de la constante de error de posición ( $K_v$ ) para minimizar el error en estado estable.

Para empezar se asegura que el ángulo contribuido por el compensador de atraso no modifique los polos deseados o dominantes actuales, se acota

$$\theta_{\min} < \angle G_{C2}(w) |_{w=w_d} < 0^\circ, \quad (26)$$

donde  $\theta_{\min}$  representa el ángulo mínimo permitido para el compensador de atraso sin que afecte el lugar geométrico de las raíces, siendo su valor menor  $-5^\circ$ .

De acuerdo a una  $K_v$  deseada, se calcula el valor de  $\beta$  con la constante de error de velocidad actual de la función de transferencia ( $K_{va}$ )

$$\beta = \frac{K_v}{K_{va}}, \quad (27)$$

después se encuentra un dominio para el cual los valores de  $T_2$  cumplen con (26).

Utilizando la siguiente relación trigonométrica

$$\arctan(u) \pm \arctan(v) = \arctan \left( \frac{u \pm v}{1 \mp uv} \right), \quad (28)$$

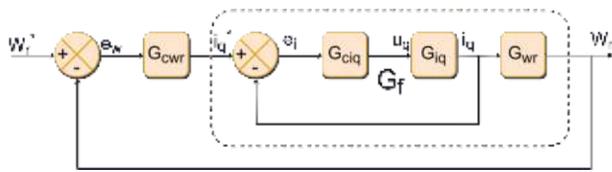


Fig. 1. Diagrama a bloques del sistema a controlar.

la desigualdad (25) se redefine como

$$\theta_{\min} < \arctan\left(\frac{\beta(1-\beta)Im(w_d)T_2}{a\beta T_2^2 + (1+\beta)Re(w_d)T_2 + 1}\right) < 0^\circ, \quad (29)$$

con  $a = Re^2(w_d) + Im^2(w_d)$ , al desarrollar la desigualdad (29) del lado izquierdo y seleccionando  $\theta_{\min} < 0$

$$\arctan(\theta_{\min}) < \frac{\beta(1-\beta)Im(w_d)T_2}{a\beta T_2^2 + (1+\beta)Re(w_d)T_2 + 1}, \quad (30)$$

reescribiendo se obtiene

$$R_2 = T_2^2 + \left[\frac{(1+\beta)\tan(\theta_{\min})Re(w_d) - \beta(1-\beta)Im(w_d)}{a\beta \tan(\theta_{\min})}\right]T_2 + \frac{1}{a\beta} > 0. \quad (31)$$

Para seleccionar una  $T_2$  que cumpla con (31), resolver la ecuación cuadrática  $R_2 = 0$  y elegir la raíz de mayor magnitud, tal que

$$T_2 > \lambda_{\max}(R_2). \quad (32)$$

### 3.3 Metodología de diseño para compensador de adelanto-atraso

A continuación se describe una metodología general para el diseño del compensador de adelanto atraso, incluyendo los pasos para calcular los parámetros del compensador de adelanto y atraso a partir de las condiciones definidas en la sección 3.1 y 3.2.

#### Compensador de adelanto

- I. Definir el factor de amortiguamiento ( $\zeta$ ) y la frecuencia natural no amortiguada ( $\omega_n$ ) para establecer los polos deseados ( $w_d$ ) en lazo cerrado.
- II. Calcular la deficiencia del ángulo ( $\theta$ ).
- III. Resolver (22), luego elegir una  $T_1$  que cumpla con (14).
- IV. Calcular el máximo valor de atenuación posible conseguir con (23). En caso de no satisfacer el requerimiento de atenuación, volver al paso I.
- V. Enseguida, asegurarse que los polos en lazo cerrado deseados sean dominantes, en caso de que no sea así, volver al paso I.
- VI. Calcular valor del cero con  $T_1$ , el polo con  $T_1$  y  $\alpha$  calculado en (20) y la ganancia con (24).

#### Compensador de atraso

- I. Calcular la constante de error de velocidad actual del sistema para proponer una constante de error de velocidad deseada ( $K_v$ ) y determinar  $\beta$  con (27).
- II. Seleccionar un valor de  $T_2$  que cumpla con la condición de (32).
- III. Calcular valor del cero con  $T_2$  y el polo con  $T_2$  y  $\beta$ .
- IV. En caso de que los polos deseados ( $w_d$ ) sean alterados significativamente en el lugar geométrico de las raíces o no se cumpla con (26), volver al paso I.

## 4. RESULTADOS

Tabla 1. Parámetros y especificaciones del motor MBE.300E.500.

Símbolos	Valores	Unidades
$R$	4.3	ohm
$L$	$3.56 \times 10^{-4}$	H
$K_m$	$36.8 \times 10^{-3}$	Nm/A
$\psi$	$24.5 \times 10^{-3}$	Nm/A
$p$	1	
$F$	$3 \times 10^{-6}$	Nms
$J$	$1.1 \times 10^{-6}$	kgm <sup>2</sup>

Tabla 2. Parámetros de los compensadores en el lazo externo de corriente.

Símbolos	Caso 1	Caso 2
$T_1$	$9.8086 \times 10^{-5}$	$9.8086 \times 10^{-5}$
$T_2$	0.001	0.001
$K_C$	84199.6749	23392.9369
$\alpha$	0.41616	0.78894
$\beta$	1.3095	2.67
$K_v$	150	150

Tabla 3. Parámetros de los compensadores en el lazo externo de velocidad.

Símbolos	Caso 1	Caso 2
$T_1$	12	1
$T_2$	0.018	0.1
$K_C$	64.8279	7.2711
$\alpha$	0.10891	0.22877
$\beta$	$5.5432 \times 10^3$	794.5998
$K_v$	133500	133500

En esta investigación se contempla la implementación de un compensador de adelanto-atraso para un PMSM por medio de la metodología descrita en la sección 3.3, cuyos lazos de control se describen en la Figura 1. Primero se diseño el compensador para el lazo interno de corriente y posteriormente se siguió el mismo procedimiento para el lazo externo de velocidad.

Como se observa en la Figura 1, los compensadores son  $G_{ciq}$  para la planta de corriente  $i_q$  y  $G_{cwr}$  para la planta de velocidad  $\omega_r$ .

Las plantas del sistema calculadas mediante el procedimiento de la sección 2 en plano W y con los parámetros de la Tabla 1 quedaron como

$$G_{i_q}(w) = \frac{-0.1257w^2 + 2514w + 6870}{w^2 + 1.085 \times 10^4 + 2.097 \times 10^6}, \quad (33a)$$

$$G_{\omega_r}(w) = \frac{-1.673w + 3.345 \times 10^4}{w + 2.727}. \quad (33b)$$

Para cada planta del sistema se considero un integrador, resultando en una opción viable para el desarrollo del diseño de compensadores mediante el método del lugar geométrico de las raíces.

Fueron propuestos dos casos, en la Tabla 2 y 3 se aprecian los parámetros seleccionados para cada compensador, en ambos casos  $T_1$  definido con la ecuación (14),  $T_2$  con (32),  $K_C$  con (24),  $\alpha$  con (17) y  $\beta$  con (27).

En el caso 1 se presenta una respuesta rápida en la planta de corriente y la planta de velocidad y en el segundo caso se presenta una respuesta ideal en la planta de corriente y la planta de velocidad.

#### 4.1 Controlador de corriente

Dado que la planta de corriente opera más rápido que la planta de velocidad (100 ns), se requería una respuesta transitoria que se estabilizara en menos de 1.5 ms. Para lograr esto, se ajustaron el coeficiente de amortiguamiento y la frecuencia natural no amortiguada, con el objetivo de obtener diferentes tiempos de respuesta.

- En el primer caso se logró una respuesta donde se perciben ligeras oscilaciones y un intento por parte del compensador de seguir la referencia de corriente de una forma un tanto drástica, seleccionando un factor de amortiguamiento  $\zeta = 0.5$  y una frecuencia natural no amortiguada  $\omega_n = 15000$ , Figura 2a.
- En el segundo caso se logra una respuesta ideal por parte del compensador, donde se se minimizaron las oscilaciones del caso anterior, seleccionando un factor de amortiguamiento  $\zeta = 0.75$  y una frecuencia natural no amortiguada  $\omega_n = 8000$ , Figura 2b.

#### 4.2 Controlador de velocidad

La planta de velocidad tiene un intervalo de tiempo de muestreo mayor que la planta de corriente (1 ms). A continuación, se describe cada caso según la respuesta obtenida al implementar el controlador con los parámetros correspondientes.

- En el primer caso se tiene una respuesta que presenta estabilidad con ligeras oscilaciones, asimismo, se observa que no presenta una respuesta subamortiguada común dado a que se tienen dos crestas en la salida, seleccionando un factor de amortiguamiento  $\zeta = 0.8$  y una frecuencia natural no amortiguada  $\omega_n = 1500$ , Figura 3a.
- En el segundo caso se consigue una respuesta ideal, siendo que se tiene la forma clásica de una respuesta subamortiguada y sin las oscilaciones mencionadas en el caso anterior, de modo que al agregar una carga (0.015 Nm como máximo), el sistema es capaz de lidiar con ella, seleccionando un factor de amortiguamiento  $\zeta = 0.5$  y una frecuencia natural no amortiguada  $\omega_n = 500$ , Figura 3b.

## 5. CONCLUSIONES

Se diseñaron compensadores de adelanto-atraso para un PMSM utilizando el método del lugar geométrico de las raíces, logrando obtener una respuesta satisfactoria con

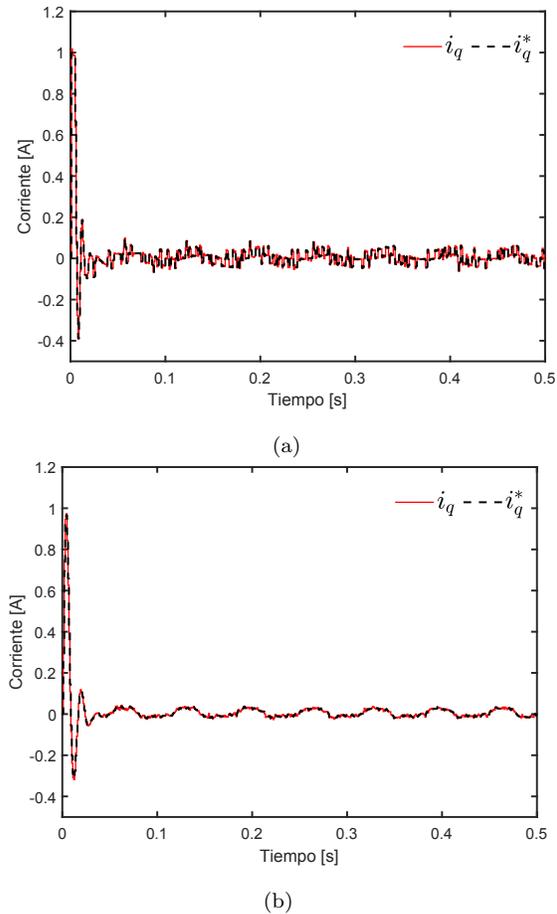


Fig. 2. Resultados de la implementación del compensador adelanto-atraso en la planta de corriente. (a) Caso 1: Respuesta del sistema con ligeras perturbaciones y (b) Caso 2: Respuesta suave y fiel respecto al seguimiento de la corriente  $i_q$ .

parámetros propuestos ( $\zeta$ ,  $\omega_n$  y  $K_v$ ) y con parámetros acotados por la metodología (constantes de tiempo  $T_1$  y  $T_2$ ).

La aportación principal de este artículo resulta en proponer de una metodología para diseñar compensadores de adelanto-atraso que es funcional tanto en plano W como en plano S, de modo que se facilita y simplifica el diseño y sintonización.

Como trabajo futuro dadas las características similares del plano W con el plano S y el beneficio de usar las mismas herramientas de diseño, se pretende implementar la metodología propuesta en este trabajo a otro tipo de aplicaciones electromecánicas y abordar el diseño de observadores mediante el método de Tustin.

## REFERENCIAS

- Abbas, G., Gu, J., Farooq, U., and Raza, A. (2017). Problems in constructing a discrete-time controller

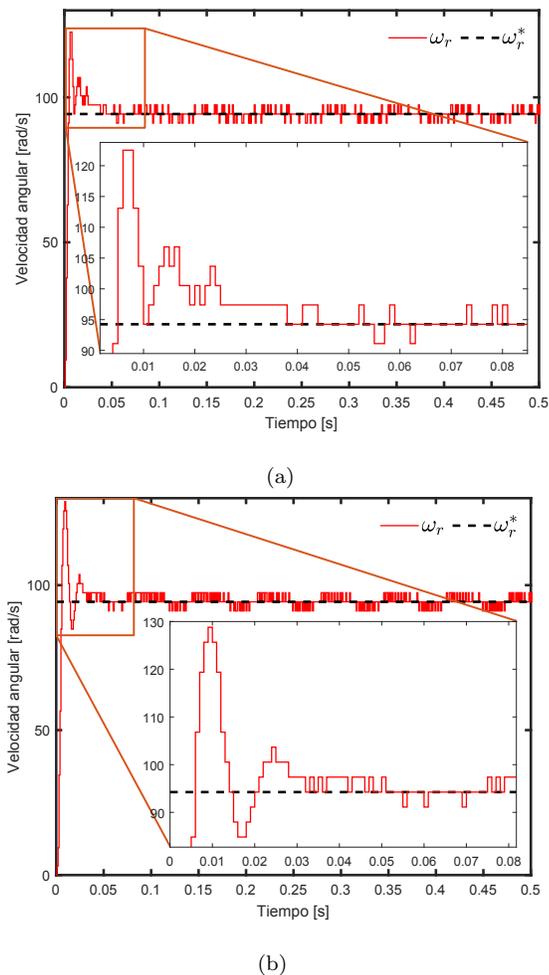


Fig. 3. Resultados de la implementación del compensador adelanto-atraso en la planta de velocidad. (a) Respuesta a un escalón unitario con ligeras perturbaciones y (b) Respuesta a un escalón unitario con caso subamortiguado ideal.

using frequency response plots in w-plane. *Department of Electrical Engineering, The University of Lahore.*

Bhowmick, P. and Lanzon, A. (2022). On discrete-time output negative imaginary systems. *IEEE CONTROL SYSTEMS LETTERS*, 6, 1124–1129.

Cui, Y., Huang, W., Su, N., and Bu, F. (2018). Adaptive full-order observer for induction motor based on bilinear transformation method. *21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 1649–1653.

DiStefano, J.J., Stubberud, A.R., and Williams, I.J. (1990). *Feedback and control systems*. McGraw-Hill.

Fernández-Cantí, R.M. (2013). *Sistemas Electrónicos de Control*. UPC.

Ferrante, A., Lanzon, A., and Ntogramatzidis, L. (2017). Discrete-time negative imaginary systems. *Elsevier Ltd*, 79, 1–10.

Gohari, P. (2006). Discrete equivalents. *ELEC 6061*, 1–10.

Guerra Torres, C. (2001). *Diseño de controladores y de observadores para sistemas no lineales*. Master's thesis, Universidad Autónoma de Nuevo León.

Kar, I. (2020). A new method to compute the z-transform of a product of two functions. In *2020 IEEE 5th international conference on signal and image processing (ICSIP)*, 670–674. IEEE.

Kuo, B.C. (1996). *Sistemas de control automático*. Prentice Hall.

Liu, M. and Xiong, J. (2018). Bilinear transformation for discrete-time positive real and negative imaginary systems. DOI 10.1109/TAC.2018.2797180, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1–6.

Nise, N.S. (2015). *CONTROL SYSTEMS ENGINEERING*. Wiley.

Ogata, K. (1996). *Sistemas de control en tiempo discreto*. Pearson Education.

Ogata, K. (2002). *Modern Control Engineering*. Prentice Hall.

Ogata, K. (2010a). *Ingeniería de control moderna*. Pearson.

Ogata, K. (2010b). *Modern Control Engineering*. Prentice Hall.

Ramos Lara, R. (2007). *Sistemas digitales de instrumentación y control*. Departamento de ingeniería electrónica.

Ramu, K. (2017). *Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives*. CRC press.

Raymond, T.S., Bahram, S., Clement, J.S.J., and Gene, H.H. (2002). *Design of feedback control systems*. Oxford University Press.

Roberge, J.K. (1975). *Operational amplifiers: Theory and practice*. Massachusetts Institute of Technology.

Toledo Chojoján, S.E. (2007). *DISEÑO DE CONTROLADORES PID EN TIEMPO DISCRETO, Y ANÁLISIS DE RESPUESTA UTILIZANDO HERRAMIENTAS COMPUTACIONALES*. Master's thesis, Universidad de San Carlos de Guatemala.

Tong, W., Dai, S., Wu, S., and Tang, R. (2019). Performance comparison between an amorphous metal pmsm and a silicon steel pmsm. *IEEE Transactions on Magnetics*, 55(6), 1–5.

Zavalishin, V. (2018). *THE ART OF VA FILTER DESIGN*. Native instruments.

Zayas Gato, F., Quintián Pardo, H., Jove Pérez, E., Casteleiro Roca, J.L., and Calvo Rolle, J.L. (2020). *Diseño de controladores PID*. Universidad de Coruña.

Zhang, G., Wang, G., Zhao, N., and Xu, D. (2022). *Permanent Magnet Synchronous Motor Drives for Gearless Traction Elevators*. Springer.