

Diseño robusto del estabilizador de un sistema de potencia con ubicación de polos

Salvador Saucedo Flores¹ y José A. Ortega Herrera²

¹ SEPI-ESIME Zacatenco, IPN Correo ssaucedo@ieece.org

² SEPI-ESIME-IPN Correo oeha430210@hotmail.com

Resumen: Este trabajo presenta un método postmoderno para la síntesis del estabilizador de un generador conectado a un bus infinito. Se usa la transformación fraccional lineal para formar un modelo que incluya la incertidumbre de los parámetros del conjunto excitador-estabilizador. Se propone un objetivo mixto, H_2/H_∞ , mismo que se minimiza mediante la técnica de las LMIs, incluyendo además ubicación de polos en cierta región de interés. Al resolver el problema de la optimización dicha, se obtienen los parámetros del regulador que hace que exista estabilidad en una gama muy amplia de puntos de operación. Se presenta un ejemplo de diseño con el toolbox LMI de MATLAB con la simulación respectiva con SIMULINK.

Palabras clave: Desigualdades lineales de matrices (LMIs), control robusto, sistemas de potencia, diseño H_2/H_∞ , sistemas inciertos, ubicación de polos, PSS.

Abstract: A postmodern design method is used to synthesize the stabilizer of a generator connected to an infinite bus. It uses the linear fractional transformation to include, in a compact way, the parameters uncertainty for an exciter-generator set. A mixed criterion H_2/H_∞ is then minimized by LMI techniques. Aside, a zone in the complex plane is chosen to place the closed loop poles for the system, in order to meet some performance specifications. When the optimization problem is solved, the controller parameters to achieve stability over many operating points are obtained. A design example using MATLAB is presented followed by its simulation.

Introducción

El requisito más fuerte para obtener un servicio confiable de transmisión de la energía eléctrica es mantener a los generadores sincrónicos trabajando en paralelo y con la capacidad adecuada para responder a las demandas de carga. Si en cierto instante un generador sale de sincronía con respecto a los demás pueden ocurrir variaciones importantes tanto en voltaje como en corriente y se pueden generar cortes por

protección en ciertas líneas de transmisión. Si una máquina tiende a ir más rápido más lento, las condiciones de sincronismo la hacen mantener el ritmo adecuado. Sin embargo, tales condiciones pueden no ser adecuadas para mantener el sincronismo éste se puede perder de manera transitoria. Es entonces el momento en que estabilizador del sistema local entra en juego para regresar al punto de operación previo, [1].

Uno de los problemas cruciales para lograr la estabilidad de los sistemas de potencia es el control de señales de poca variación alrededor de un punto de operación. oscilaciones de pequeña magnitud y baja frecuencia si persisten por periodos prolongados pueden ocasionar pérdidas en la capacidad de transferencia de potencia. Ya que nuestra preocupación es la desconexión de líneas, las fluctuaciones potencia que pueden ser toleradas dependen de muchas condiciones, entre las que está el nivel de carga y los impactos a los cuales el sistema está sujeto.

Los estabilizadores de sistemas de potencias (PSS = Power System Stabilizer) se considerado desde hace más de sesenta años como una herramienta útil para amortiguar las oscilaciones electromecánicas en sistemas de potencia [2]. El modelo linealizado puede ser empleado para este estudio y un PSS convencional se puede considerar como un controlador de una entrada y una salida, montado en la máquina generadora. La entrada al PSS que aquí usamos es la velocidad de la flecha de máquina, pero también se pueden usar como entradas al PSS la frecuencia del bus alterna o la segunda derivada de la señal de potencia. La salida del PSS se aplica en sumador de entrada del regulador de voltaje, como una señal suplementaria al control del excitador [3]. Se han empleado otros esquemas de regulación, ver [4] para control difuso y [1] para el diseño clásico de Bode del PSS.

Al experimentar cambios en las condiciones de operación se da una variación grande correspondiente en el comportamiento dinámico en el modelo de pequeñas señales un sistema de potencia. Esto puede interpretarse como incertidumbre paramétrica el modelo linealizado de señales pequeñas. Por ello, el objetivo de este trabajo es diseño robusto del PSS de modo que las oscilaciones sean amortiguadas en una gama muy amplia de puntos de operación. El trabajo fue motivado por dos contribuciones recientes [5]-[6], que usan ambas programación no lineal para el diseño. Se siguió metodología de [5], con tres cambios significativos: primero, se usó un modelo sexto orden en lugar del de cuarto orden de ellos; segundo, se hicieron menos simplificaciones para calcular el modelo; y por último se hizo truncamiento para reducir el orden del controlador y se agregó la red de lavado "wash-out", que en no hicieron.

Se usa el toolbox LMI para aplicar esta técnica relativamente nueva al diseño compensador. Es bien sabido que las especificaciones para el diseño de PSSs son coeficiente de amortiguamiento y la velocidad de respuesta y que ambas se traduce en una región adecuada para la operación en lazo cerrado del conjunto. Además, sabe que obtener estabilidad y rendimiento sobre una gama muy amplia del valor los parámetros del sistema se logra al fijar una cota superior a la norma H_∞ de función de transferencia en lazo cerrado. Una restricción dada por una región dond

ubicar los polos y una cota razonable sobre la norma H_∞ se puede formular como una optimización convexa, la cual se puede resolver con técnicas LMI. Además, si se desea limitar el esfuerzo de la señal de control conviene adicionar a lo anterior una función objetivo cuadrática H_2 , cosa que aquí se ilustra [7].

Control Óptimo Mixto H_2/H_∞ con Ubicación de Polos

Dado el modelo LTI

$$\left. \begin{aligned} dx/dt &= Ax + B_1\omega + B_2u \\ z_1 &= C_1x + D_{11}\omega + D_{12}u \\ z_2 &= C_2x + D_{21}\omega + D_{22}u \\ y &= C_yx + D_{y1}\omega + D_{y2}u \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

donde x es el estado del sistema, u es el vector de control, y es el vector de salida y z_1 y z_2 son salidas ficticias propuestas para poder definir los objetivos, w es una entrada real o ficticia, según se ilustra en la figura 1. Se desea diseñar un regulador que se aplique sobre el estado x , o la salida y , de modo que se satisfagan tres criterios: primero, que la ganancia RMS de la entrada w_1 hacia la salida z_1 sea igual o menor que cierto límite prefijado; segundo, que la ganancia H_2 norma de la entrada w_2 hacia la salida z_2 también sea igual o inferior a otro límite prefijado; y tercero, que la velocidad de respuesta y tasa de amortiguamiento sean apropiados, lo que se especifica como que los polos de lazo cerrado del sistema queden ubicados dentro de cierta región en el plano complejo que asegure estabilidad y el rendimiento ya dicho. En particular aquí se usará un regulador al que se le aplica la señal escalar de salida, con función de transferencia que en el dominio de Laplace, y en estado espacio, queda:

$$\left. \begin{aligned} U(s) &= K(s)Y(s) \\ K(s): \quad &\begin{cases} \dot{x}_K = A_K x_K + B_K y \\ u = C_K x_K + D_K y \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

En los últimos años se han generado rutinas muy efectivas que resuelven de modo iterativo el problema enunciado arriba [8]. El criterio cuadrático H_2 , para el caso SISO (una entrada, una salida), si D_{21} es cero es igual a

$$J = \int_0^\infty (C_2 y^2 C_2^T + D_{22} u^2 D_{22}^T) dt \quad (3)$$

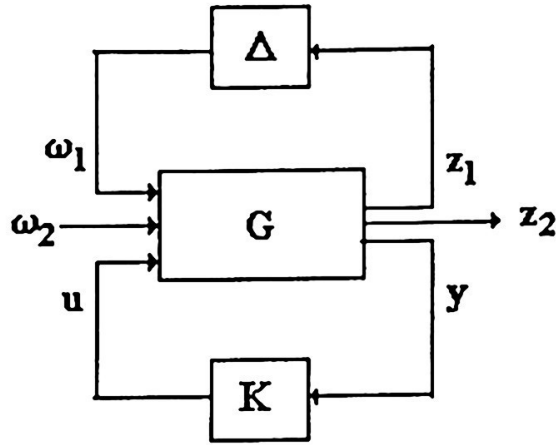


Figura 1. Diagrama que muestra la transformación fraccional lineal para representar la incertidumbre y la realimentación para estabilizar el sistema, [9].

Se emplea la técnica LMI para resolver el problema enunciado, definiendo primero región donde deben quedar los eigenvalores de lazo cerrado. Una región LMI en plano complejo se define mediante dos matrices L y M de modo que

$$D = \{z \in \mathbb{C} : L + zM + \bar{z}M^T < 0\} \quad (4)$$

donde L y M son matrices reales tales que $L = L^T$. La función característica de una región LMI viene dada por

$$f_D(z) = L + zM + \bar{z}M^T \quad (5)$$

Por ejemplo, para un sector cónico con vértice en el origen y ángulo interior 2θ función característica viene dada por [8]:

$$f_D(z) = \begin{bmatrix} \sin\theta (z + \bar{z}) & \cos\theta (z - \bar{z}) \\ \cos\theta (z - \bar{z}) & \sin\theta (z + \bar{z}) \end{bmatrix}$$

Las intersecciones de regiones LMI también son regiones LMI y cualquier región convexa simétrica al eje real se puede aproximar mediante una región LMI. En sección 4 se abundará en este tópico.

Modelo Incierto del Sistema de Potencia

La representación unifilar de una máquina conectada a un bus infinito se muestra la figura 2. El generador está dotado de un excitador estático tipo 1 y un regulador automático de voltaje (AVR), que cuentan con estabilizador local para lograr avance de fase en lazo abierto. La tabla 1 ofrece el valor de los parámetros del sistema. Para

el análisis de pequeñas oscilaciones se puede despreciar los transitorios rápidos de los devanados. Ver la simbología al final.

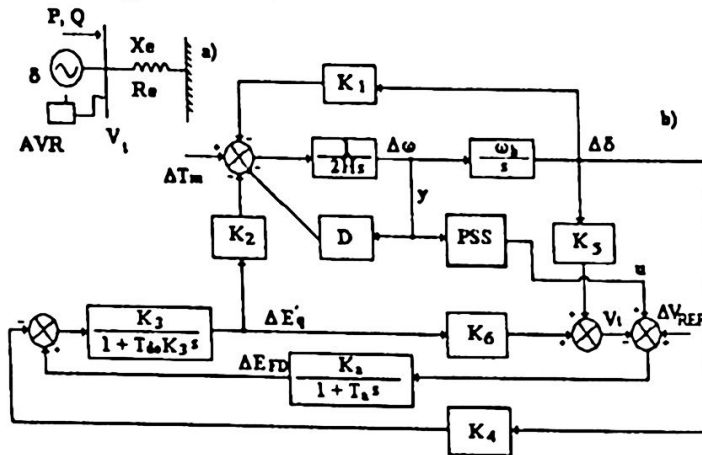


Figura 2. Modelo de la máquina de potencia con bus infinito. (a) Representación unifilar y (b) Diagrama a bloques del sistema linealizado con el estabilizador.

Las condiciones de operación del sistema en cuestión está completamente definido por los valores de la potencia real P y la potencia reactiva Q en las terminales del generador y la impedancia de la línea de transmisión X_e . Se calculó el modelo lineal asumiendo que P , Q y X_e varían independientemente sobre los rangos (0.4 a 1.0), (-0.2 a 0.4) y (0.2 a 0.6) respectivamente, en pasos de valor 0.2, lo que arroja 48 modelos, de sexto orden cada uno, para reflejar la incertidumbre de los parámetros. En el estado espacio estos modelos vienen dados por:

$$dx/dt = A_i x + Bu \quad i=1,2,\dots,48 \quad (6)$$

donde la matriz de estado, de acuerdo con la figura 2, viene dada por:

$$A_i = \begin{bmatrix} 0 & \omega_h & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{K_1}{2H} & -\frac{D}{2H} & -\frac{K_2}{2H} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{K_4}{T_{d0}} & 0 & -\frac{1}{K_3 T_{d0}} & \frac{1}{T_{d0}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{K_7}{T_E} & \frac{1}{T_E} & 0 \\ -\frac{K_1 K_5}{T_A} & 0 & -\frac{K_1 K_6}{T_A} & 0 & -\frac{1}{T_A} & -\frac{K_A}{T_A} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{K_7 K_F}{T_E T_F} & \frac{K_F}{T_E T_F} & -\frac{1}{T_F} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$x = [\Delta\delta \quad \Delta\omega \quad \Delta E'_q \quad \Delta E_{FD} \quad \Delta V_R \quad \Delta V_{ST}]$ es el vector de estado.

$B_2 = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad K_A/T_A \quad 0]$ es la matriz de control y

$C_y = [0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]$ es la matriz de salida, donde [10]:

$$K_1 = \frac{E_{qo} V_{io}}{\Delta z} (r_e \text{sen} \delta + (x_e + x_d')(x_e + x_q) \cos \delta) + \frac{I_{qo} V_{io}}{\Delta z} (x_q - x_d')(x_e + x_q) \text{sen} \delta - r_e (x_e - x_d') \cos \delta \quad (8)$$

$$K_2 = \frac{r_e E_{qo}}{\Delta z} + I_{qo} \left(1 + \frac{(x_d - x_d')(x_q + x_e)}{\Delta z} \right) \quad (9)$$

$$K_3 = \frac{1}{1 + \frac{(x_d - x_d')(x_q + x_e)}{\Delta z}} \quad (10)$$

$$K_4 = \frac{V_{io} (x_d - x_d')}{\Delta z} ((x_e + x_q) \text{sen} \delta - r_e \cos \delta) \quad (11)$$

$$K_5 = \frac{V_{qo} V_{io} x_d'}{V_{io} \Delta z} (r_e \cos \delta - (x_e + x_q) \text{sen} \delta) + \frac{V_{do} V_{io} x_q}{V_{io} \Delta z} (r_e \text{sen} \delta + (x_e + x_d') \cos \delta) \quad (12)$$

$$K_6 = \frac{V_{qo}}{V_{io}} \left(-X_d' (x_e + x_q) \Delta z \right) + \frac{V_{do} x_q r_e}{V_{io} \Delta z} \quad (13)$$

$$\Delta z = (r_e + r_s)^2 + (x_e + x_q)(x_e + x_d') \quad (14)$$

Donde la corriente entregada por el generador es

$$I_e = \text{conj} \left(\frac{P + jQ}{V_{io}} \right) \quad (15)$$

Los voltajes generado y en terminales son

$$E_{qe} = V_{io} + ((r_s + r_e) + (x_q + x_e)j) I_e$$

$$V_t = V_{io} + (r_e + jx_e) I_e \quad (16)$$

con

$$\delta = \text{ang}(E_{qe}), \quad E_{qo} = |E_{qe}|, \quad V_{io} = \frac{\overline{E_{qe}}}{E_{qo}} V_t = V_{qo} - jV_{do}, \quad [10].$$

$$K_7 = K_E + A_{fx} B_{fx} e^{B_{fx} E_{fd}}$$

x_d	x_d'	x_q	T_{do}	V_{io}	H
1.790pu	0.355pu	1.660pu	7.9s	1.01pu	3.77s
ω_b	K_A	T_A	r_e	r_s	D
377rad/s	50	0.06s	0.027pu	0.0048pu	2.0s
K_1	K_2	K_3	K_4	K_5	K_6
1.092	0.920	0.345	1.221	0.0385	0.480

Tabla 1. Datos del sistema: 3600 RPM, 18KV, 920 MVA, 0.9PF. Los valores de las Ks son para el caso específico $P = 0.6$; $Q = -0.2$ y $X_e = 0.4$. Proyecto 10.4 de [10]. Cuenta con

estabilizador del AVR con $K_F = 0.0832$ y $T_F = 1.0$ y el excitador es tipo 1 con $T_E = 0.0520$ y $K_E = -0.0465$.

Representación del Modelo Incierto

Dado el modelo lineal

$$\left. \begin{aligned} dx/dt &= Ax + B_2 u \\ y &= C_1 x \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

La incertidumbre del modelo se puede representar como una transformación fraccional lineal como se explica a continuación. Se agrega al modelo (17) una entrada ficticia ω_1 y una salida ficticia z_1 .

$$dx/dt = Ax + B_1 \omega + B_2 u, \quad z_1 = C_1 x \quad (18)$$

y apliquemos una realimentación $\omega_1 = \Delta x$, donde Δ es una matriz real que satisface

$$\|\Delta\| \leq 1 \quad (19)$$

La dinámica de (18) viene dictada por

$$dx/dt = (A + B_1 \Delta C_1)x + B_2 u = A_i x + B_2 u \quad (20)$$

y con la elección adecuada de las matrices B_1 y C_1 , todos los modelos que representan al modelo incierto (3) pueden ser cubiertos por (18) en el sentido de que cualquier matriz posible del sistema A_i puede ser generada al elegir una matriz Δ cuya norma será menor que la unidad.

Usando el procedimiento S de [7] es fácil demostrar que el sistema (18) es estable para todas las Δ adecuadas si

$$\|C_1(sI - A)^{-1}B_1\|_{\infty} < 1 \quad (21)$$

Este resultado se puede aplicar al metasisistema de la figura 1, donde el modelo físico de la planta ha sido aumentado con la entrada ficticia ω_1 y la salida ficticia z_1 para modelar las incertidumbres de la planta y la salida z_2 para incluir un criterio cuadrático de rendimiento que se discutió en la primera sección. El sistema aumentado tiene la representación dada en (1). La formulación del problema se dio en la sección inicial y sólo se aclara que en este caso se resolvió usando el comando `hinfmix` del toolbox LMI de MATLAB para diseñar el bloque PSS del sistema dado en la figura 2, con una constante de tiempo dominante de 3s y una tasa de amortiguamiento ξ mayor que 0.14. La ganancia estática del PSS debe ser cero, por lo que se debe agregar a la solución dada por `hinfmix` una red de lavado ("wash-out").

Al aplicar el procedimiento recién descrito al diseño del estabilizador del sistema de potencia, el modelo incierto, representado por 48 modelos lineales, debe ser expresado en términos de las matrices B_1 y C_1 en (1). Para tal fin, escribir la matriz del sistema en cierto punto de operación como:

$$A_i = A_o + \bar{A}_i ; \quad \bar{A}_i = B_1 \Delta_i C_1 \quad (22)$$

donde A_o representa la condición nominal de operación. Las matrices B_1 y C_1 deben elegirse de modo que la matriz Δ_i satisfaga (22) y (19). El primer requisito es que

$$\bar{A}_i \in \text{Im } B_1 ; \bar{A}_i^T \in \text{Im } C_1 ; i = 1, 2, \dots, N.$$

Se definen ahora dos matrices Φ_B y Φ_C de orden $n \times N \cdot n$, donde $n = 6$ es el orden del modelo y $N = 48$ es el número de modelos linealizados usados, como

$$\left. \begin{aligned} \Phi_B &= \begin{bmatrix} A_1 & \bar{A}_2 & \dots & \bar{A}_N \end{bmatrix} \\ \Phi_C &= \begin{bmatrix} A_1^T & \bar{A}_2^T & \dots & \bar{A}_N^T \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

Al aplicar la descomposición de valores singulares de tales matrices

$$\Phi_B = U_B \Lambda_B V_B^T ; \quad \Phi_C = U_C \Lambda_C V_C^T \quad (24)$$

Si ahora se calculan los rangos de tales matrices $r_B = \text{rango}(\Phi_B)$ y $r_C = \text{rango}(\Phi_C)$, entonces existen Δ_i que satisfacen (22) para $i = 1, 2, \dots, N$, si las matrices B_1 y C_1 se eligen, en primera instancia, como

$$B_1 = B_1' \quad y \quad C_1 = C_1', \text{ donde}$$

$$B_1' = \begin{bmatrix} u_1 & u_2 & \dots & u_{r_B} \end{bmatrix} \quad C_1' = \begin{bmatrix} v_1 & v_2 & \dots & v_{r_C} \end{bmatrix}$$

y u_i y v_i son las columnas de U_B y U_C , respectivamente. Las descomposiciones se realizaron con el comando `svd` de MATLAB. Los elementos de las matrices

$$\Lambda_B = \text{diag}(\lambda_1^b, \lambda_2^b, \dots) \quad \Lambda_C = \text{diag}(\lambda_1^c, \lambda_2^c, \dots)$$

son los valores principales, ordenados en magnitud decreciente, de Φ_B y Φ_C , respectivamente. Si desde algún cierto valor principal, éste resulta muy pequeño relativamente, se puede reducir el rango y por tanto el orden de la incertidumbre.

Para satisfacer (22) y (19) las columnas de B_1 y las hileras de C_1 requieren de ser escaladas dos veces. Esto se logra como sigue.

$$\left. \begin{aligned} \Lambda_B &= \text{diag}(\lambda_1^b, \lambda_2^b, \dots, \lambda_{r_B}^b) \\ \Lambda_{C^*} &= \text{diag}(\lambda_1^c, \lambda_2^c, \dots, \lambda_{r_{C^*}}^c) \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

y hacer $B_1^* = B_1 \Lambda_B$ $C_1^* = \Lambda_{C^*} C_1$, como un primer escalamiento. En (22) sustituir B_1 por B_1^* y C_1 por C_1^* y resolver para Δ_i en todos los puntos de operación y calcular la norma máxima $\gamma = \max_i \|\Delta_i\|$. Entonces existirá una Δ_i que satisfará a (22) y a (5) para cualquier punto de operación si las matrices B_1 y C_1 se eligen, ver [9], como

$$B_1 = \gamma^{1/2} B_1^* \quad C_1 = \gamma^{1/2} C_1^* \text{ lo que constituye un segundo escalamiento.}$$

Diseño Robusto del PSS

Para implementar el modelo incierto se debe elegir una matriz nominal del sistema A_0 y calcular a continuación las matrices B_1 y C_1 . La figura 3 exhibe los polos más lentos de lazo abierto de los 48 puntos de operación elegidos. El sistema nominal se eligió como

$$A_0 = \frac{A_{\min} + A_{\max}}{2}$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 377.0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.1547 & -0.2653 & -0.1642 & 0 & 0 & 0 \\ -0.2112 & 0 & -0.3851 & 0.1266 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.3477 & 19.231 & 0 \\ 43.407 & 0 & -321.32 & 0 & -16.667 & -833.33 \\ 0 & 0 & 0 & 0.0289 & 1.60 & -1.00 \end{bmatrix}$$

donde $A_{\max}$ y $A_{\min}$ son matrices cuyos elementos son los valores máximo y mínimo, de los correspondientes elementos de las matrices A_i para $i = 1, 2, \dots, 48$. Esta representación incierta está aproximadamente en el centro de los 48 modelos lineales. En la figura 3 se muestran también los polos de A_0 . El valor de γ quedó en $3.81 \cdot 10^{-4}$, y los valores principales de la descomposición quedaron

$$\Lambda_B = \text{diag}(825.6, 2.04, 0.55, 0.23, 0, 0)$$

$$\Lambda_{C^*} = \text{diag}(686.9, 457.9, 2.04, 0, 0, 0)$$

esto es, considerando el decrecimiento rápido de Λ_B su rango numérico se tomó como $r_B = 1$, y de manera semejante $r_C = 2$. Al realizar en sucesión los dos escalamientos del punto anterior, queda:

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0.0042 & 0.0051 & 0 & -16.11 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0.9197 & 0 & -13.370 & 0 & 0 & 0 \\ 8.9132 & 0 & 0.6131 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

que en combinación con (19) representa el rango aceptable de la variación de parámetros del modelo de la planta. La figura 4 ilustra que las 48 matrices satisfacen (19).

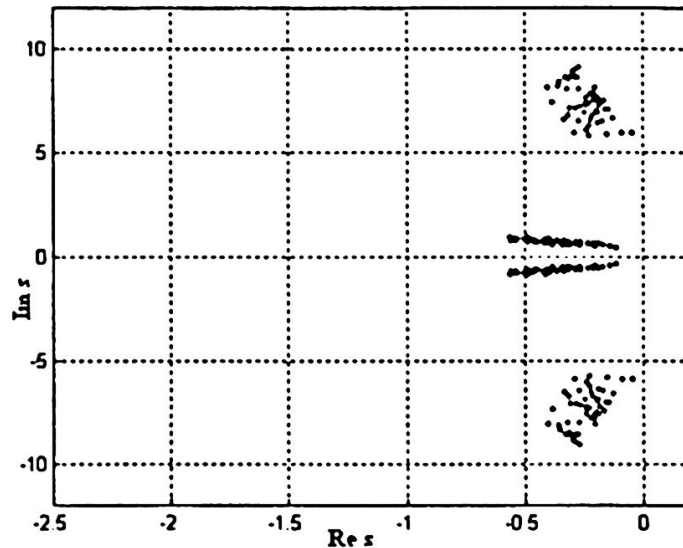


Figura 3. Polos dominantes de lazo abierto del generador en todos los puntos aceptados de operación. Los polos de la matriz nominal A_0 se representan con círculos de mayor área.

A continuación se usó la función `hinfmix` del toolbox LMI de MATLAB para diseñar el controlador robusto del sistema (1) con $A = A_0$, y B_1 y C_1 como se calcularon antes. Los parámetros de ajuste son: a) Los pesos para la función cuadrática de rendimiento dada en (3) que se fijó como

$$C_2 = \begin{bmatrix} C_y \\ 0 \end{bmatrix}, D_{22} = \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix}$$

donde C_y es la matriz de salida en (17) y q es un valor positivo para acotar magnitud del control; b) los parámetros $(\sigma_1, \sigma_0, \beta)$ de las restricciones para ubicación de polos que se exhibe en la figura 5. Se selecciona así una región LMI definida por un sector cónico, con $\sigma_0 = -0.5$, $\beta = 8^\circ$, para satisfacer especificaciones de velocidad de respuesta y de tasa de amortiguamiento; la segunda región fue el semiplano a la derecha de $\sigma_1 = -9$ para evitar dinámicas muy rápidas. se usó la barra horizontal. El valor de q se fijó en 1.

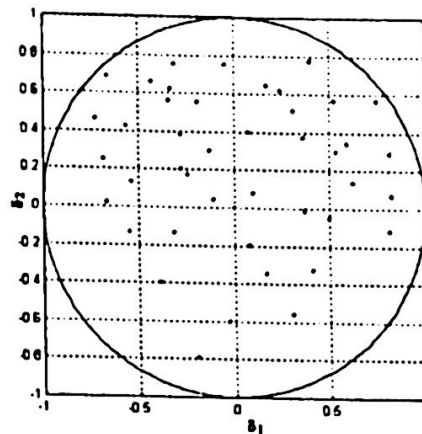


Figura 4. Dispersión de las matrices $\Delta_i = [\delta_{1i} \delta_{2i}]$ calculadas con (22). Notar que todas quedan dentro del círculo unitario.

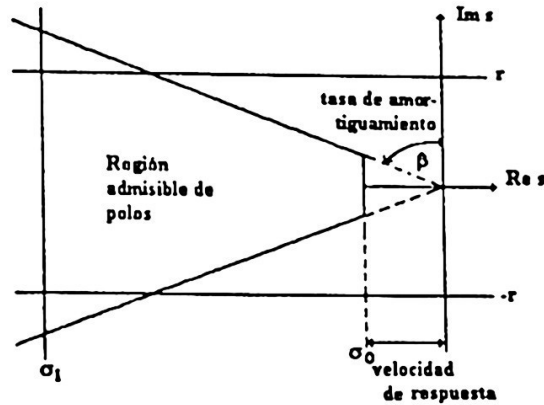


Figura 5. Región LMI definida por tres regiones: un sector cónico, a la derecha de una abscisa (semiplano) y una barra horizontal entre $-r$ y r .

A continuación se empleó el comando `schmr`, de truncamiento balanceado, para reducir el orden del controlador quedando éste de tercer grado. Al afectar ese resultado con la función de transferencia de la red de lavado queda:

$$K(s) = 10.30 \frac{s^4 + 31.00s^3 - 610.6s^2 + 269.9s}{s^4 + 17.75s^3 + 133.4s^2 + 136.2s + 25.99}$$

Los polos de lazo cerrado se dan en la figura 6, aunque algunos de ellos no quedan estrictamente en la región LMI, debido al efecto de la reducción del orden del controlador y de la red de lavado, cuya función de transferencia es: $2.75s/(4s + 1)$.

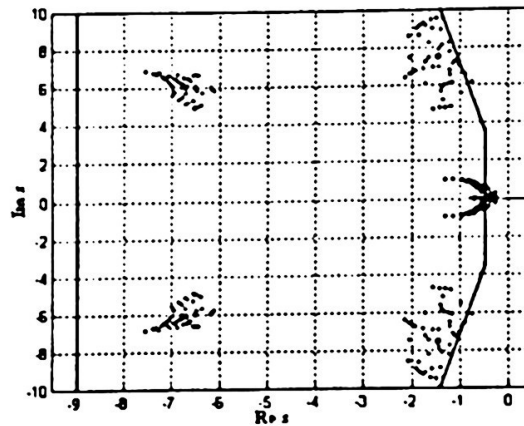


Figura 6. Valores principales más lentos de lazo cerrado. La región LMI viene dada por la intersección de dos regiones LMI, en sólido. El lazo cerrado para la matriz nominal se da con círculos de mayor área.

Resultados de la Simulación

La ubicación de los parámetros de la región LMI (σ_1 , σ_0 , β) se puede usar como un ajuste fino para mejorar las especificaciones originales incluyendo también el pico de la respuesta. Por ejemplo moviendo a la izquierda el valor de σ_0 tenemos más esfuerzo en el control pero menor pico en la respuesta, y viceversa. La figura 7 ilustra el resultado de la simulación con un 10% de escalón unitario en la variable de perturbación ΔV_{REF} , para tres casos diferentes. Se usaron modelos lineales.

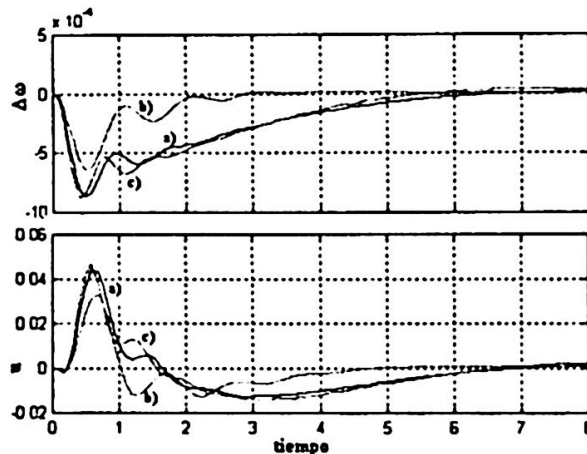


Figura 7. Respuesta a un cambio de 10% en escalón en la perturbación. (a) $P = 0.4$, $Q = 0.4$, $X_e = 0.2$; (b) $P = 0.6$, $Q = 0.0$, $X_e = 0.6$. (c) $P = 0.8$, $Q = 0.4$, $X_e = 0.2$.

Las figuras 8 y 9 ilustran la respuesta a cambios en el par mecánico de +10% en instante 1.666 y luego de menos 20% en el instante 8.333, para la condición inicial $= 0.6$, $Q = 0.4$ y $X_e = 0.2$; para el PSS encontrado aquí en trazo sólido, para el PSS propuesto por Ong, capítulo 10 de [10] en guión; y el lazo abierto en punteado. Se usó para esta corrida el modelo no lineal, dado en el CD que acompaña al texto de [10].

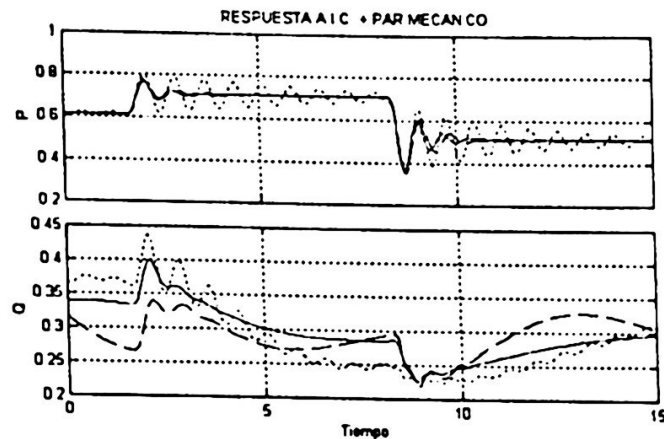


Figura 8. Potencia real y reactiva generadas con cambios en el par mecánico ΔT_m .

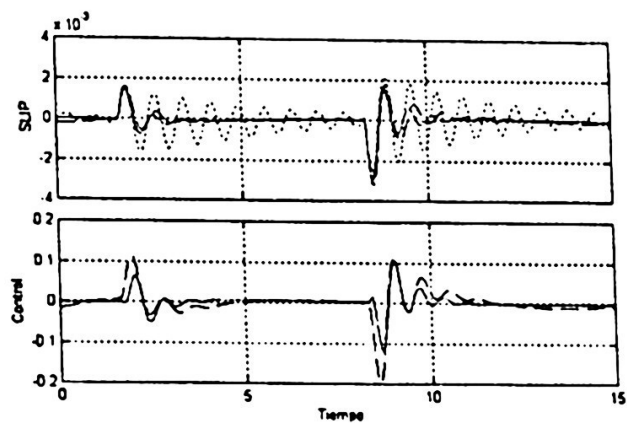


Figura 9. Cambio en la sincronía para cambios en el par mecánico y la señal de control de ambos PSSs.

Conclusiones

El método seguido es una solución automática para el diseño de sistemas lineales inciertos, brindando buenas características dinámicas en la respuesta a la perturbación. El mantener la sincronía de equipo tan delicado es un magnífico motivo para el desarrollo del ejemplo mostrado.

Se puso especial énfasis en usar un modelo matemático del generador sin hacer muchas simplificaciones con la idea de que el alumnado pueda simular sus propios ejemplos. Los datos se pueden cambiar fácilmente para diseñar el PSS de otras máquinas de forma expedita. Los files para ejecutar con MATLAB el diseño y la simulación para el ejemplo (aunque usando un modelo sin estabilizador local, de cuarto orden) se pueden descargar de [11] y modificarlas fácilmente para tener el caso presentado.

Simbología

Δ	Desviación pequeña,	x_e	Reactancia de la línea,
V_R	Voltaje del AVR	r_s	Resistencia estator
V_{ST}	Voltaje de estabilización	H	Constante de inercia del rotor
x'_d	Reactancia transitoria en eje d	D	Fricción viscosa del rotor
r_e	Resistencia en la línea,	K_A	Ganancia estática del AVR
E_{FD}	Voltaje de campo	T_A	Constante de retardo del AVR
x_q	Reactancia sincronía del eje q	T'_{do}	Cte. de retardo en eje d
δ	V_{io} Voltaje de bus infinito		Angulo del rotor,
x_d	Reactancia sincronía del eje d	$\Delta\omega$	deslizamiento
V_t	Voltaje en terminales,	AVR	Regulador automático de voltaje
w_b	Velocidad base		

Referencias

- [1] *Anderson, P. M. y A. A. Fouad* Power System Control and Stability, IEEE PRESS, 1994.
- [2] *Schleif, F. R., H. D. Hunkins, E. E. Hattan y W. B. Gish* "Control of Rotating Exciters for power system damping", IEEE Trans PAS 88, pp. 1259-66 1969.
- [3] *L. Rouco, F.L. Pagola*, "An Eigenvalue Sensitivity Approach to Location and Controller Design Controllable Series Capacitors for Damping Power Systems Electromechanical Oscillations". IEEE Trans. on Power S., Vol. PWRS-12, No. 4, Nov.1997, pp. 1660-1666.
- [4] *P. Hoang, K. Tomsovic, Pullman. WA*, "Design and Analysis of an Adaptive fuzzy power system stabilizer", IEEE Trans. on E. Conversion, Vol. 11, No. 2, Junio 1996, pp. 455-461.
- [5] *Werner, H. , P. Korba y T. C. Yang* "Robust Tuning of Power System Stabilizers Using LMI-Techniques," IEEE Trans. CST, vol. 11, no. 1, pp. 147-151, enero 2003.
- [6] *Rao, P. S. e I. Sen* "Robust Tuning of Power System Stabilizers Using QFT", IEEE Trans. CST, vol. 7, no. 4, pp. 478-489, Julio, 1999.
- [7] *Akparian, P. G. Becker, P. Gahinet y H. Kajiwarra* "LMI Techniques in Control Engineering- From theory to practice", Proc. IEEE Conf. DCW, 1996.
- [8] *Chilali, M. , P. Gahinet y P. Apkarian* "Robust pole placement in LMI regions" IEEE Trans on AC, vol. 44, no. 12 pp. 2257-2270, Dic. 1999.
- [9] *B. R. Barmish* New Tools for Robustness of linear Systems, New York McMillan, 1993.
- [10] *Ong, C. M.* Dynamic Simulation of Electric Machinery, Prentice-Hall, 1998.
- [11] www.prodigyweb.net.mx/saucedo8 (Descargar PSS).