

ANÁLISIS Y DISEÑO DE CONTROLADORES PI VECTORIAL, ÓPTIMO LQR, H-INFINITO PARA UN SISTEMA DE SUSPENSIÓN MAGNÉTICA

(Analysis and design of controllers vectorial PI, optimal LQR,
H-infinite for a system of magnetic suspension)

Oscar Oswaldo Rodríguez Díaz*, Fabián Rolando Jiménez López**

*Escuela de Ingeniería de Electrónica, UPTC-Sogamoso, Grupo de Investigación GIRA, oscarorodriguez@yahoo.es

**Facultad Ingeniería Electrónica, USTA, Grupo de Investigación GIRA, fjimenez@ustatunja.edu.co

(Recibido mayo 15 de 2006 y aceptado septiembre 22 de 2006)

Resumen:

Este artículo presenta el modelamiento, análisis y diseño de los controladores robustos aplicados a un sistema de la suspensión magnética. Primero, con el modelo no lineal y linealizando el sistema alrededor de un punto de la operación se obtiene el modelo nominal; las especificaciones del desempeño que se requieren para obtener el conjunto de los modelos de incertidumbres limitadas. Diseñan los controladores (PI Vectorial, LQR, Hinf). Se comparan los diferentes controladores y se evalúa su comportamiento.

Palabras clave: sistema de suspensión magnética, modelo de incertidumbres, transformada fraccional lineal, control robusto.

Abstract:

This paper presents the modeling, analysis and design of robust controllers applied to magnetic suspension system. First, from the nonlinear model and linearizing the system around a operation point obtains the nominal model; the specifications of performance settle down required to obtain the set of models of bounded uncertainties. Design controllers (PI Vectorial, LQR, Hinf). The different controllers compared and evaluated.

Key words: magnetic suspension systems, nominal model, uncertain model, linear fractional transformation, robust control.

1. INTRODUCCIÓN

Uno de los problemas de los sistemas de desplazamiento son los desgastes mecánicos por efectos de la fricción, los sistemas de suspensión magnética, por el contrario, presentan ventajas en este aspecto debido a que no sufren de ésta. Gracias a esta condición dicha tecnología está siendo utilizada en aplicaciones industriales (rodamientos magnéticos), en sistemas de transporte (vehículos levitados magnéticamente) y desplazamiento de piezas sin contacto físico (industria militar) entre otros.

El sistema de suspensión magnética documentado en este escrito es intrínsecamente inestable y por tanto necesita aplicar la teoría de control realimentado para estabilizar el sistema, algunas técnicas de control clásico son utilizadas para este fin, pero presentan deficiencias debidas a incertidumbres que no son tenidas en cuenta en el diseño y que alteran su comportamiento real.

Por tal razón se propone diseñar estrategias un poco más robustas para estabilizar el sistema, ya que esta teoría tiene la característica de permitir obtener información acerca de las limitaciones, estabilidad y desempeño del controlador.

El documento consta de los siguientes análisis:

- Descripción del sistema a partir de ecuaciones diferenciales no lineales

- Modelamiento del sistema nominal
- Análisis de incertidumbres
- Caracterización de incertidumbres
- Diseño de controladores
- Análisis de los controladores

2. DESCRIPCIÓN DEL PROCESO

En la Figura 1, se presenta el sistema de suspensión magnética, el cual busca que una esfera de acero se suspenda (levite) gracias a la acción de la fuerza electromagnética generada en un electroimán por la acción de la corriente que fluye en la bobina.

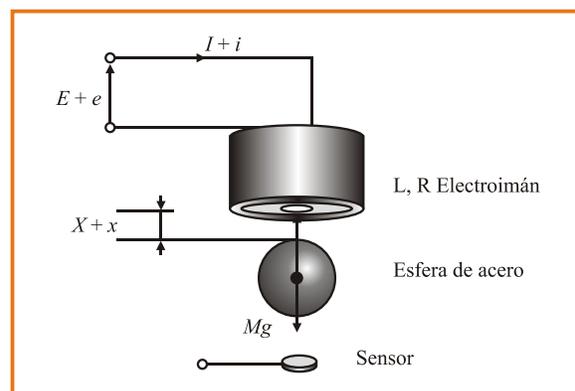


Figura1. Sistema de suspensión magnética de una esfera.

Tabla 1. Características nominales del sistema de suspensión magnética

Parámetro	Valor Mínimo	Valor Nominal	Valor Máximo
$M(Kg)$	1.7	1.75	1.8
$x_0(m)$	0.0047	0.005	0.053
$i_0(A)$	1.15	1.23	1.33
$k(Nm^2/A^2)$	2.64e-4	2.84e-4	3.07e-4
$L(H)$	5.18e-1	5.58e-1	6.08e-1
$R(W)$	25.6	26.6	27.6

Donde M es la masa de la esfera en kilogramos (Kgr), E es la tensión aplicada al electroimán en voltios (V), I es la corriente que fluye en la bobina en amperios (A), L es el valor de la inductancia en henrios (H), R es el valor de la resistencia en ohmios (Ω), X es el desplazamiento existente entre la esfera y el electroimán en metros (m), g es la gravedad en (m/seg²).

Para el análisis del sistema robusto se parte de los parámetros nominales y de las posibles variaciones del sistema ya sea por efectos externos o por efectos de la respuesta en frecuencia de algunos dispositivos internos de éste.

La tabla 1 representa los valores nominales, mínimos y máximos para, los cuales el sistema está en la capacidad de ser descrito para esta aplicación.

La ecuación diferencial no lineal se obtiene a partir de ciertas consideraciones del proceso real que no afectan de manera fuerte la aproximación matemática a ser analizada.

Utilizando Newton la ecuación que describe la dinámica del sistema, para ello se halla la expresión de la energía magnética acumulada en la bobina, para luego derivarla y así obtener la fuerza que se ejerce sobre la esfera; utilizando Newton la ecuación que describe la dinámica del sistema encontrado es:

$$M \frac{d^2 x(t)}{dt^2} = Mg - f(t) \quad (1)$$

$$f(t) = k \left(\frac{I + i(t)}{X + x(t)} \right)^2 \quad (2)$$

$$L \frac{d^2 i(t)}{dt^2} + R(i(t) + I) = E + e(t) \quad (3)$$

Se observa la no linealidad fuerte en la ecuación de la fuerza electromagnética (F) ecuación 2. El desplazamiento (X) de la esfera está descrito en la ecuación 1, y por último la ecuación 3 representa el comportamiento de la corriente que circula por la bobina del electroimán.

2.1 Modelo Nominal

2.1.1 Representación en espacio de estados:

Determinando como variables de estado el sistema se tiene:

$$\dot{x}_1 = x_2, \quad \dot{x}_2 = x_3, \quad \dot{x}_3 = i, \quad e = u$$

Por tanto la representación en espacio de estados está dada por:

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (4)$$

$$\dot{x}_2 = g - \frac{k}{M} \left(\frac{x_3 + i_0}{x_1 + x_0} \right)^2 \quad (5)$$

$$\dot{x}_3 = -\frac{R}{M}(x_3 + i_0) + \frac{e}{L} + \frac{e_0}{L} \quad (6)$$

Para determinar el punto de equilibrio se despeja de las ecuaciones de estado igualando a cero, se obtiene:

$$i_0 = \sqrt{\frac{g x_0^2 M}{k}} \quad (7)$$

Reemplazando los valores de la tabla 1 se verifica que la corriente i_0 corresponde al valor de la corriente nominal.

Linealizando el sistema alrededor del punto de equilibrio y obteniendo el modelo de función de transferencia se tiene:

$$G(s) = \frac{X(s)}{I(s)} = \frac{-K_i}{(Ms^2 - K_x)(Ls + R)} \quad (8)$$

Donde:

$$K_i = \frac{2ki_0}{x_0^2} \quad y \quad K_x = \frac{2ki_0^2}{x_0^3}$$

Reemplazando los valores nominales para cada parámetro en la función de transferencia se tiene:

$$G_{nom} = \frac{-27.92}{0.976S^3 + 46.5S^2 - 3828S - 182} \quad (9)$$

Donde G_{nom} se denominará de ahora en adelante la función de transferencia del sistema nominal.

3. ESPECIFICACIONES DE DESEMPEÑO

Se enuncian las consideraciones del desempeño deseado para ello se comienza con el error, se desea que en estado estacionario la distancia entre la esfera y la bobina se mantenga en X_0 , y se rechace pequeñas perturbaciones en la esfera; como se desea error de estado estacionario nulo, se debe tener un polo en el origen. Como no es posible colocar un polo en cero en esta

función de peso, ya que se colocaría una transferencia inestable, se aproxima éste por medio de un polo muy pequeño.

Se tiene ruido de medición de la distancia x , por tanto hay que diseñar un filtro en la entrada de medición de tal manera que rechace las señales de entrada de alta frecuencia.

La acción de control debe ser penalizada en alta frecuencia con alguna función de peso, ya que se tiene una relación directa de la señal de control y la respuesta del sistema para evitar saturaciones del actuador a altas frecuencias.

Se deben evitar picos excesivos en la corriente, para evitar daños de tipo físico al electroimán.

4. CARACTERIZACIÓN Y MODELAMIENTO DE LAS INCERTIDUMBRES

El modelo nominal está analizado para el punto de equilibrio dado, pero se pueden presentar pequeñas variaciones del modelo por diferentes causas para ello se plantean las siguientes incertidumbres de la planta nominal.

4.1 Caracterización de las incertidumbres

4.1.1 Incertidumbres por errores en la linealización:

Causados por error en la linealización de la fuerza electromagnética, definidas por:

$$K_i = K_{i0} + w_i \delta_i \quad (10)$$

$$K_x = K_{x0} + w_x \delta_x \quad (11)$$

Donde:

$$K_{x0} = \frac{2ki_0^2}{x_0^3} \quad y \quad K_{i0} = \frac{2ki_0}{x_0^2}$$

4.1.2 Incertidumbres Paramétricas:

Se pueden presentar pequeños cambios en la masa, ejemplo cambios generados por un error en la medición física de la masa, se tiene por lo tanto:

$$\frac{1}{M} = \frac{1}{M_0 + w_M \delta_M}, \quad |\delta_M| \leq 1 \quad (12)$$

4.1.3 Incertidumbres debidas a dinámicas no modeladas:

Para este caso se pueden presentar variaciones de la inductancia y la resistencia por efectos de cambios en la frecuencia.

$$G_{RL}(s) = \frac{1}{L_0 S + R_0} + w_{add} \Delta_i(s), \quad |\Delta_i(jw)| \leq 1 \quad (13)$$

Donde Wadd es la función de peso de la dinámica no modelada, los w_x , w_i , w_M representan los pesos de cada una de las incertidumbres del modelo de la planta, y especifican el grado de importancia en caso de cambios en cada una de las incertidumbres.

4.2 Modelamiento de las incertidumbres

Para el Modelamiento de las incertidumbres se plantea de la siguiente manera.

4.2.1 Para incertidumbres por error en la linealización:

De las ecuaciones 10 y 11 se consideran perturbaciones del 20% del valor de los parámetros nominales, es decir:

$$K_i = 27.91(1+0.2\delta_i)$$

$$K_x = 6860(1+0.2\delta_x)$$

Se verifica que éstas incertidumbres son de tipo aditivas y estructuradas.

4.2.2 Para incertidumbres por parámetros:

De la ecuación 12 se consideran perturbaciones del 10% del valor de los parámetros nominales, es decir:

$$\frac{1}{M} = \frac{1}{1.75(1+0.1\delta_M)}$$

Se verifica que la incertidumbre es multiplicativa inversa y estructurada.

4.2.3 Para incertidumbres por dinámicas no modeladas:

$$G_{RL}(s) = \frac{1}{L_0 S + R_0} + w_{add} \Delta_i(s), \quad |\Delta_i(jw)| \leq 1$$

Para calcular la función de peso Wadd, se consideran todas variaciones de parámetros en un rango de frecuencias, y se grafican de tal manera que se elige una función cuya magnitud cubra todas las variaciones por efecto de respuesta en frecuencia variando R y L con respecto a las otras incertidumbres como se representa en la Figura 2.

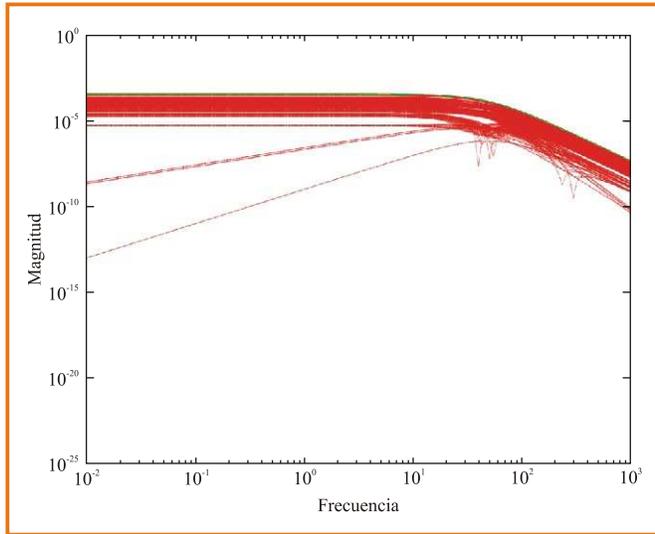


Figura 2. Conjunto de modelos de incertidumbres no modeladas.

El tipo de incertidumbre es no estructurada aditiva, por lo cual se grafica las variaciones en frecuencia de:

$$|G\theta(j\omega) - G(j\omega)| \quad (14)$$

Mediante el comando `mf=ginput(10)` de Matlab, que permite ubicar puntos en la gráfica para obtener modelo que cubre todas las variaciones de incertidumbres, luego de obtener matriz de datos de frecuencia vs magnitud de los puntos se debe ingresar, el orden deseado de la función de peso. La respuesta de estas simulaciones está dada en la figura 3 y a partir del programa se tiene la función de peso para incertidumbres no modeladas.

$$W_{add} = \frac{1.9034e - 6(s + 27.76)(s + 98.63)}{(s + 82.13)(s + 17.15)} \quad (15)$$

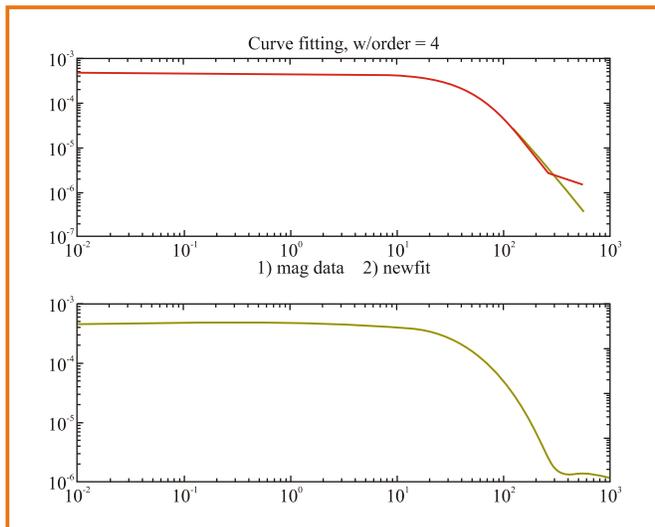


Figura 3. Función de peso de Wadd.

5. ANÁLISIS DEL MODELO NOMINAL Y DEL MODELO DE INCERTIDUMBRE

5.1 Modelo Nominal

El modelo nominal está representado en el siguiente diagrama de bloques:

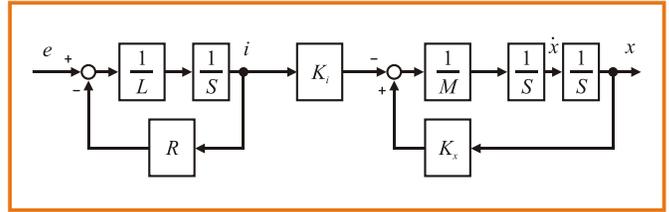


Figura 4. Modelo nominal.

5.2 Modelo de Incertidumbres del sistema nominal

Como ya se analizó anteriormente se tienen incertidumbres de varios tipos para representarlo en diagramas de bloque.

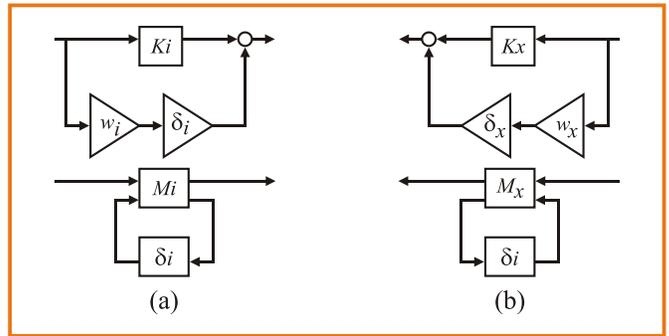


Figura 5. Incertidumbres de Ki y Kx.

La Figura 5 representa las incertidumbres aditivas e inversa multiplicativa para las constantes Ki y Kx. De la misma forma en la Figura 6(a) representa la incertidumbre por efecto de variación de la masa y la Figura 6(b) es aditiva para las incertidumbres no modeladas.

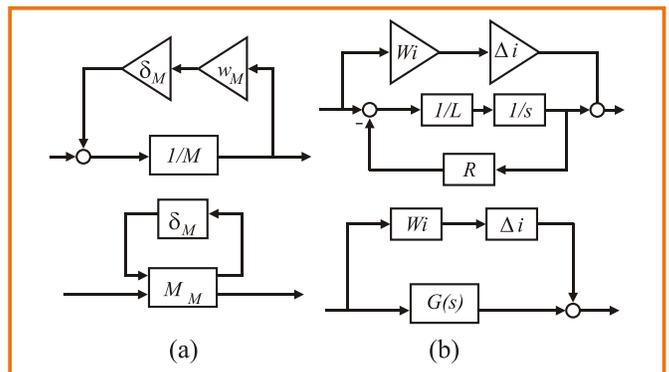


Figura 6. Incertidumbres de M y L y R.

Realizando la interconexión mediante el system interconnection en Matlab de todos los modelos con incertidumbre para la planta.

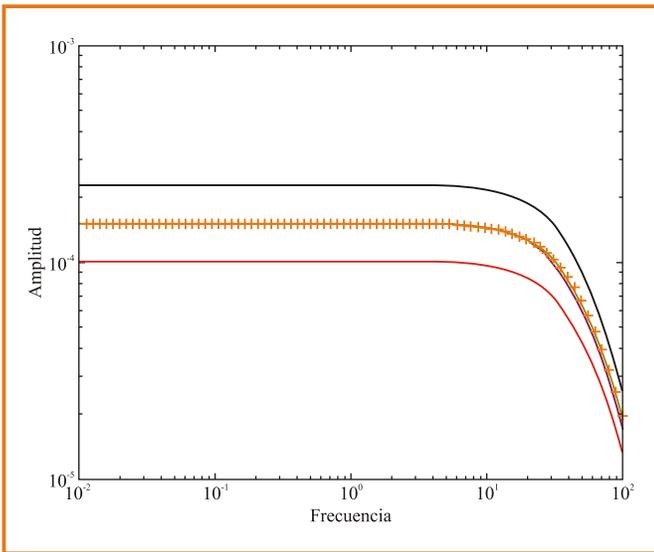


Figura 7. Planta nominal y conjunto de plantas.

En la Figura 7 están representadas la máxima y la mínima desviación de las incertidumbres por las líneas punteadas, la línea continua de la mitad representa la respuesta en frecuencia de la función de transferencia del sistema nominal. En la Figura 8 está representado la planta generalizada con las funciones de peso para cada incertidumbre, de igual manera se representa el sistema de forma organizada para entrada salida e incertidumbres.

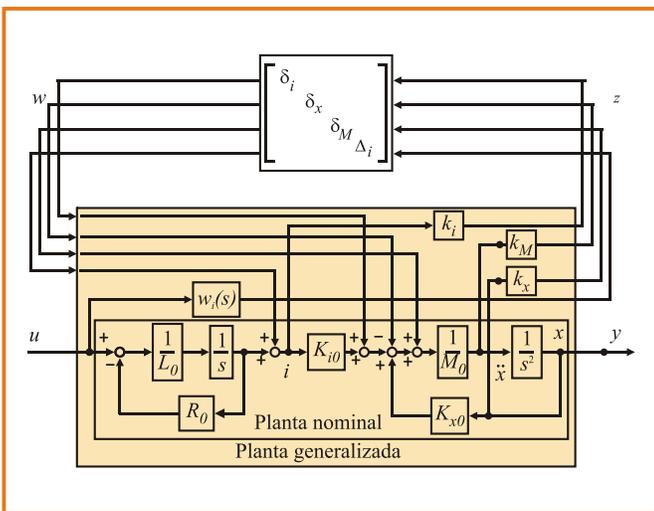


Figura 8. Planta generalizada con funciones de peso.

6. MODELO DE PERTURBACIONES EXTERNAS

En la Figura 9 esta representado todo el sistema incluyendo las perturbaciones externas con las funciones de peso que cumplen con los requerimientos de desempeño.

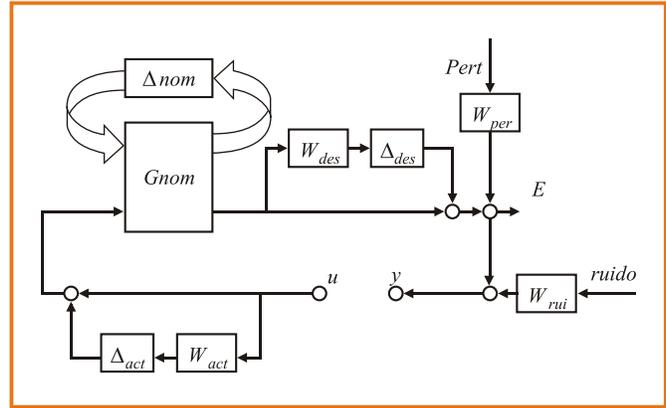


Figura 9. Modelo planta, perturbaciones e incertidumbres.

Realizando la interconexión del sistema y realizando la iteración de las funciones de desempeño y la planta generalizada se obtiene la Figura 10.

En la Figura 10 está la respuesta en frecuencia de las posibles plantas con todas las perturbaciones, de la misma forma empleada para la obtención de la función de peso para las incertidumbres dadas por las dinámicas no modeladas se puntea la función que abarque todas las respuestas del sistema y se obtiene la siguiente función de peso.

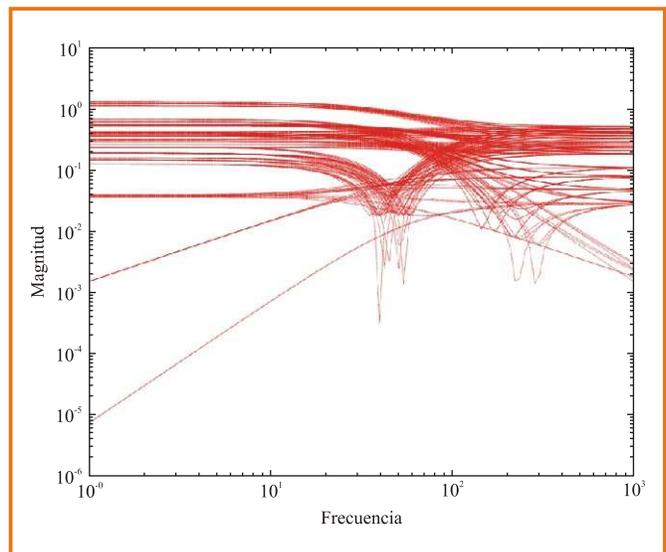


Figura 10. conjunto de modelos para sistema con perturbaciones.

7. DISEÑO DE CONTROLADORES

Inicialmente se realiza el diseño de un controlador PI vectorial y un control óptimo LQR con el modelo nominal para después realizar el diseño del controlador robusto H-infinito aplicado al sistema de suspensión magnética. El problema se plantea como un problema de desempeño robusto, con incertidumbre multiplicativa de la planta en la entrada debida a los actuadores, perturbaciones a la salida y una función de peso de sensibilidad a la salida.

7.1 Controlador PI Vectorial

Este controlador se emplea realimentación de variables de estado utilizando una acción de control integral. Como el sistema es observable y controlable se puede lograr asignación de polos y modificar la respuesta transitoria y la acción de control integral permite eliminar errores de estado estacionario aceptables. Se diseña el controlador asignando polos en $(-2+j, -2-j, -3, -5)$ para el sistema aumentado.

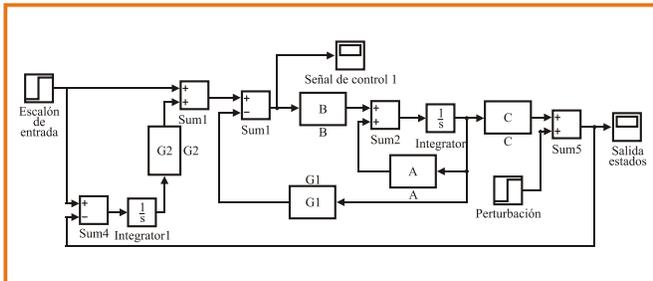


Figura 11. Sistema de control PI Vectorial para el sistema de suspensión.

7.2 Controlador Óptimo LQR

Para estabilizar la esfera en la posición deseada por realimentación, se diseña K de forma que la señal de control e establezca al sistema utilizando un observador de estados. Para ello K debe ubicar los valores propios de $A + BK$ en el semiplano izquierdo del plano complejo en régimen estacionario. Por Matlab se demuestra que el sistema es observable y controlable, entonces se supone que todos los estados son detectables. La estructura del sistema de control LQR implementado en MATLAB es el mostrado en las Figuras 12 y 13 sin y con observador respectivamente.

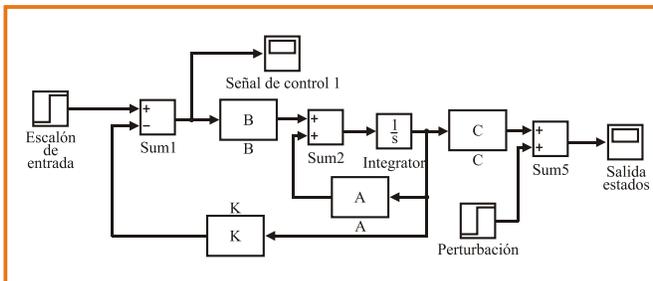


Figura 12. Sistema de control LQR por RVE para el sistema de suspensión.

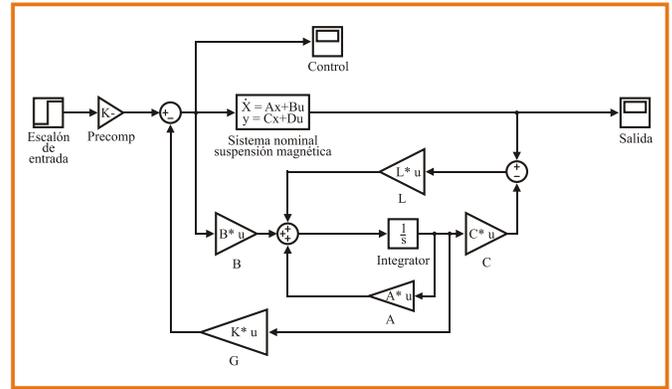


Figura 13. Sistema de control LQR con observador para el sistema de suspensión.

Para obtener el regulador lineal cuadrático axial: $G := \{Gnom(I + \Delta del Wdel) : \Delta del \text{ stable, } \|\Delta del\|_\infty < 1\}$. La función de peso de incertidumbre calculada $Wdel(s)$ indica las variaciones del modelo nominal y se define que selecciona el control óptimo. Se asume la matriz Q y R de la siguiente manera :

$$Q = C^*C, \quad R = 1 \quad (17)$$

En este caso se seleccionan polos del observador en $(-10+3j, -10-3j, -5)$ de tal forma que $A + LC$ sea Hurwitz. Recordando que valores propios rápidos (grandes pero negativos) hacen que los estados estimados converjan rápidamente a los reales.

7.3 Controlador H-Infinito

A partir del modelo de incertidumbres obtenido se propone un modelo con la estructura mostrada en la Figura 14 que describe la topología a lazo cerrado para la síntesis del controlador robusto, la cual incluye la estructura de realimentación de la planta y el controlador teniendo en cuenta la asociación de elementos como modelos de la incertidumbre y objetivos de desempeño.

La caja punteada representa el sistema de suspensión magnética real, con la función de transferencia de incertidumbres asociada $Ginc$. Además w_{del} y Δdel , parametrizan la incertidumbre en el modelo. Esta incertidumbre es de tipo multiplicativo en la entrada de la planta.

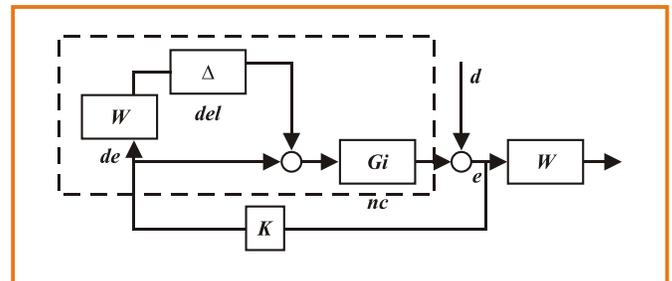


Figura 14. Modelo de incertidumbre con perturbaciones.

La función w_{del} calculada refleja la cantidad de incertidumbre en el modelo. La función Δdel es estable y desconocida, a excepción de la condición de la norma, donde $\|\Delta del\|_{\infty} < 1$. La función de objetivo de desempeño de d hacia e debe ser pequeña y la función W_p refleja la importancia relativa de los diferentes rangos de frecuencia de operación del sistema.

El objetivo del diseño del control es obtener un controlador estabilizante K tal que para todas las posibles perturbaciones con $\|\Delta del\|_{\infty} < 1$, el sistema a lazo cerrado perturbado permanezca estable, y la función de sensibilidad ponderada perturbada $S(\Delta del) := W_p(I + P(I + \Delta del W_{del})K)^{-1}$ tenga norma $\|S(\Delta del)\|_{\infty} < 1$.

Se obtienen la representación en espacio de estados del sistema nominal y se establece la estructura de la incertidumbre de tipo multiplicativo como:

$$W_{del} = 0.000005 \frac{0.001s + 1}{0.1s + 1} \quad (18)$$

El desempeño del sistema a lazo cerrado se evalúa usando la función de transferencia de sensibilidad de salida $(I + GK)^{-1}$. Un buen desempeño será caracterizado en términos de la norma infinito ponderada sobre esta función de transferencia. La función W_p establece que el desempeño nominal es alcanzado si $\|WP(I + GK)^{-1}\|_{\infty} < 1$. Como en el modelamiento de incertidumbres, la función de peso W_p es usada para normalizar las especificaciones, en este caso, se define que:

$$W_p = 0.5 \frac{s + 3}{s + 0.03} \quad (19)$$

Las gráficas de las funciones de peso establecidas se muestran en la Figura 15:

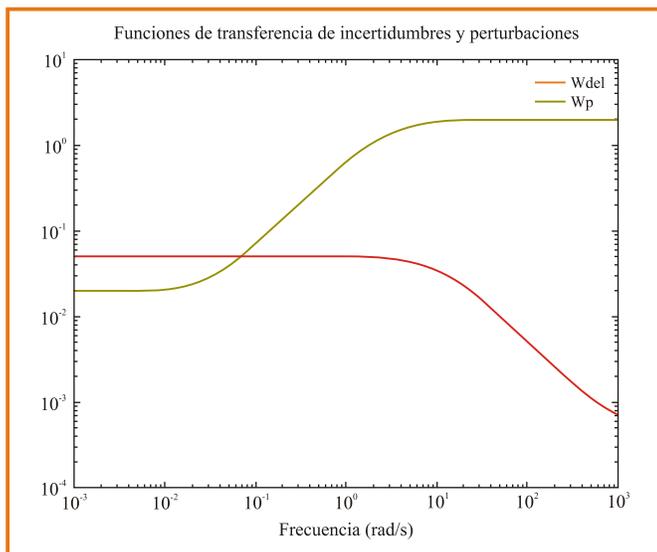


Figura 15. Respuesta en frecuencia de los pesos obtenidos para el modelo de incertidumbre con perturbaciones.

Ahora se diseña un controlador H-infinito que es el primer paso para obtener la iteración $D-K$. Este diseño parte del llamado sistema interconectado a lazo abierto. Ya definido el diseño Loop Shaping, se utiliza el comando $hinf\text{syn}$ de Matlab el cual obtiene la ley de control óptima del sistema H-Infinito a partir de la estructura del sistema a lazo abierto. La sintaxis de este comando es:

$$[k, \text{clp}] = \text{hinf\text{syn}}(p, \text{nmeas}, \text{ncon}, \text{glow}, \text{ghigh}, \text{tol})$$

Teniendo en cuenta un número de entradas 1, número de controles 1, límites mínimos y máximos de bisección de 0.8 y 10000 con una tolerancia de 0.6 se obtiene el diseño de un controlador que cumple con las especificaciones con un valor de gama obtenido de 724. La función de transferencia del controlador obtenido es:

$$K = \frac{3.343e013 s^4 + 4.479e015 s^3 + 1.608e017 s^2 + 1.197e018 s + 3.579e016}{s^5 + 2.3e007 s^4 + 2.9e010 s^3 + 7.247e012 s^2 + 2.718e013 s + 8.089e011}$$

8. ANÁLISIS DE ROBUSTEZ

8.1 Controlador Loop Shaping

Considerando el diseño por H-Infinito realizado en la sección previa, la idea es que se rechacen perturbaciones por encima 1 rad/s en la presencia de incertidumbres en la planta cerca de 100 rad/s. Lo primero es graficar los valores singulares del sistema de suspensión magnética. La gráfica de estabilidad robusta y desempeño nominal del lazo se observa en la Figura 16.

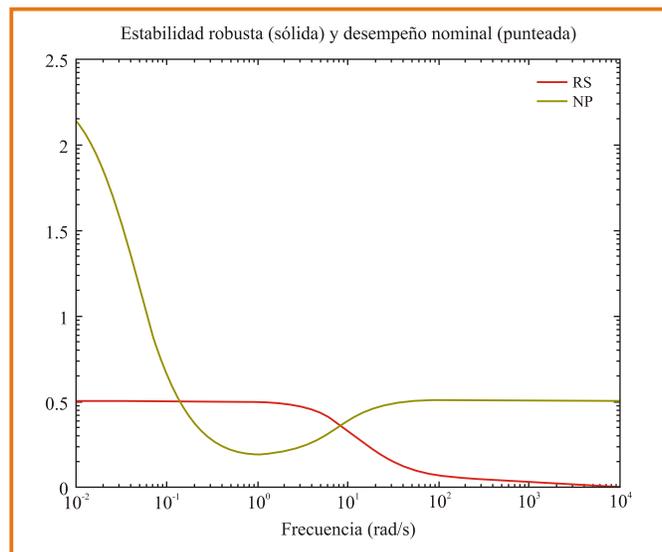


Figura 16. Estabilidad Robusta RS y Desempeño Nominal NP del control H-Infinito.

En esta figura se aprecia que el sistema controlado con el controlador H-Infinito donde alcanza su desempeño nominal. Es decir la curva de valores singulares de la función sensibilidad ponderada nominal de salida, tiene su valor pico en 0.5. De igual manera alcanza su estabilidad robusta debido a que los valores singulares de la función de sensibilidad complementaria ponderada de entrada tienen un valor pico de 0.

El desempeño robusto del sistema de suspensión magnética con los controladores diseñados se realiza utilizando μ análisis.

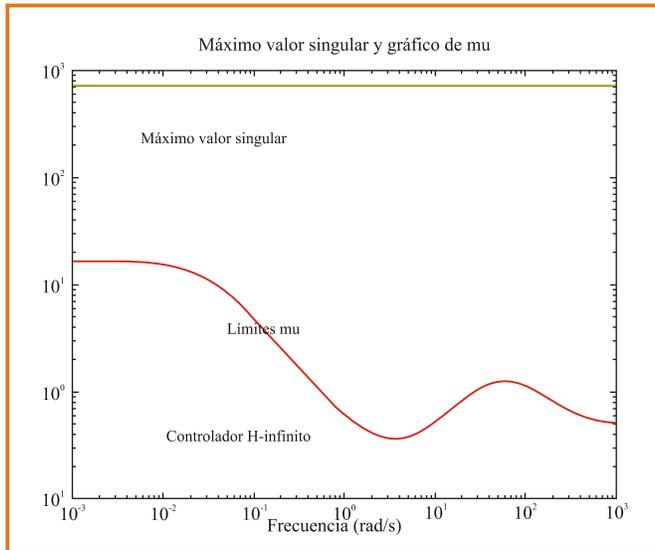


Figura 17. Desempeño Robusto sistema de suspensión magnética a LC con controlador H-Infinito.

El desempeño robusto con respecto a las incertidumbres y funciones de peso de desempeño se logra si y solo si para cada frecuencia $\mu\Delta(\cdot) < 1$ en su respuesta de frecuencia a lazo cerrado. Se definió la estructura de Δ de forma de bloques llenos y se utilizó el comando *mu* que entregó los límites superior e inferior de los valores singulares estructurados del vector de respuesta en frecuencia a lazo cerrado. El cálculo del desempeño robusto se muestra en la Figura 17.

Se observa que el sistema sí alcanza estabilidad robusta. Los valores singulares estructurados μ son mayores en altas frecuencias. Entonces se puede decir que el controlador loop shaping no alcanza estabilidad robusta. Se observa que μ alcanza un valor pico en 11.3 a una frecuencia de 80 rad/s. Esto significa que existe una perturbación Δ con $\|\Delta\|_\infty = 1/11.3$, para la cual la sensibilidad ponderada perturbada llega a ser mayor que 11.3.

9. COMPARACIÓN CON OTROS CONTROLADORES

Se presentan los controladores con entrada de referencia nula y condición inicial $x = [0; 0; 0]^T$. Esto equivale a soltar la esfera desde una distancia cero del electroimán. Los resultados son los

mostrados en las Figuras 18 - 20. En el diseño de sistemas de control clásicos se observa que la respuesta ante el escalón son apropiadas siendo más rápida la respuesta del sistema LQR óptimo. Adicionalmente la señal de control necesaria para estabilizar el sistema es mucho más elevada para el sistema PI Vectorial. La desventaja de estos sistemas es que la señal de corriente presenta picos muy elevados que son nocivos para el desempeño del sistema.

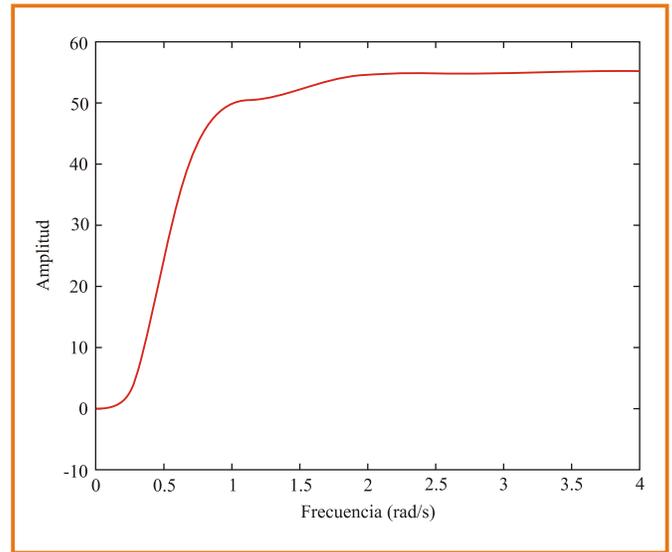


Figura 18. Respuesta al escalón con el control PI vectorial.

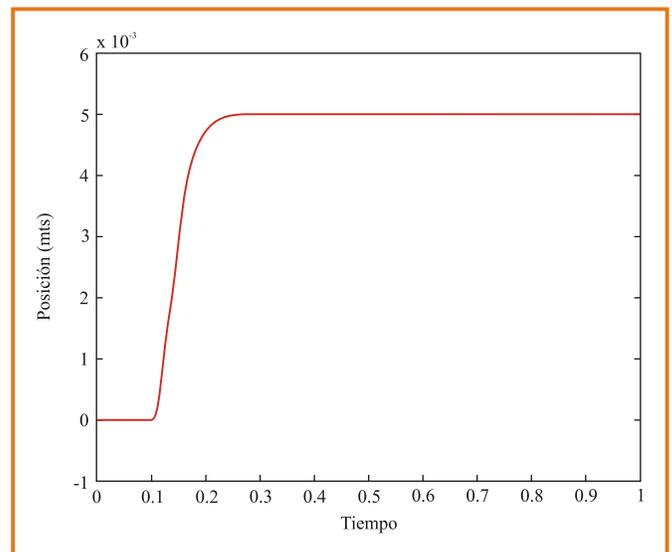


Figura 19. Respuesta al escalón con el control LQR óptimo.

Para el controlador robusto se obtienen las siguientes respuestas. El controlador H-Infinito tiene pico de corriente bajo, El comportamiento es correcto ante variaciones en los parámetros de la planta.

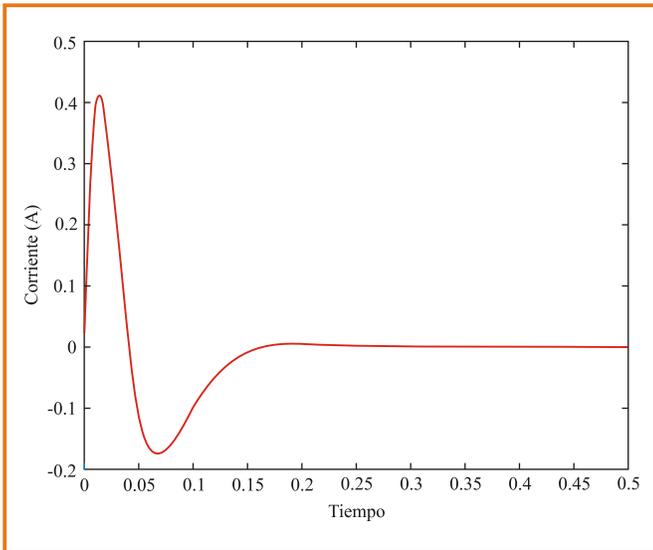


Figura 20. Señal del estado de la corriente para el sistema de suspensión magnética utilizando controlador H-Infinito.

10. CONCLUSIONES

Se puede concluir que la dinámica del controlador LQR es superior a la del PI Vectorial en el caso de los controladores clásicos, su principal desventaja radica en su pobre rechazo a perturbaciones aunque su respuesta es muy buena, en cuanto al tiempo de establecimiento aunque la señal de control es elevada.

De igual manera se concluye que las diferencias fundamentales entre los controladores diseñados según resultados muestran que los tiempos de establecimiento de los controladores es

aceptable, pero, además se observa que los picos de corriente son menores con el H-infinito, tanto en la respuesta a condiciones iniciales como en la respuesta al escalón.

La diferencia predominante entre los diseños clásicos y robustos es inminentemente el rechazo a perturbaciones como el ruido de medición, que es rechazado mejor por con el H-Infinito. En cuanto a la respuesta frecuencial y análisis de robustez el controlador H-Infinito tiene una mejor respuesta en frecuencia que los controladores clásicos. Los controladores robustos tratan de sacar lo mejor de todas las condiciones propuestas, no se puede pretender obtener buena respuesta a todas las condiciones pedidas, en este caso al controlador se le pidió buen seguimiento, error nulo, límite en la actuación, estabilidad robusta ante incertidumbres y rechazo a ruidos de medición.

11. REFERENCIAS

- G. Balas, J. Doyle, “ μ -Analysis and Synthesis Toolbox User’s Guide Version 3 for use to MATLAB”. Math Works Inc.
- S. Tuna, “How to control a suspensión magnetic system in two months”. 2001.
- M. Fujita., T. Namerikawa. “Modeling and Robustness Analysis of a Magnetic suspensión System Considering Structural Uncertainties” Proc. Of the 36th CDC, pp 2529-2564, 1997.
- M. Fujita., T. Namerikawa. “ μ Synthesis of an electromagnetic suspensión System” IEEE Ttransactions Automatic Control. Vol. 40, no 3, pp. 530-536, 1995.
- S. Skogestad, I. Postlethwaite. “Multivariable Feedback Control Análisis and Design”. 2001.
- H. Bosgra. “Design Methods for Control Systems” 2003.
- G. Dullerud, F. Paganini. “A Course in Robust Control Theory a convex approach” University of Illinois“. 2002.
- Modern Control Engineering, P. N Paraskevopoulos, 2003.