

Resolviendo

$$\dot{s}(t) = \dot{x}_d(t) - ax(t) - bu(t) - L_1\bar{x}(t) = 0 \quad (8.3.9)$$

para la entrada del control equivalente $u(t)$ se tiene

$$bu_{eq}(t) = \dot{x}_d(t) - ax(t) - L_1\bar{x}(t) \quad (8.3.10)$$

sustituyendo la expresión (8.3.10) en la ecuación de la planta (8.1.1) y considerando la dinámica del accionador (8.1.2) permite obtener:

$$\begin{aligned} (\mathbf{m}^2 p^3 + \mathbf{m}(2 - a\mathbf{m})p^2 + (1 - 2a\mathbf{m})p + L_1)x(t) &= h^*(x, x_d, t) \\ h^*(x, x_d, t) &= (p + L_1)x_d(t) + (\mathbf{m}p + 1)^2 d(x, t) \end{aligned} \quad (8.3.11)$$

la ecuación (8.3.11) es semejante a (8.2.3) excepto por dos detalles. Primeramente, la trayectoria deseada $x_d(t)$ se integra en la ecuación de perturbación $h^*(x, x_d, t)$ en forma diferente cuando $h^*(x, x_d, t)$. Segundo, el lado izquierdo de la ecuación de acotamiento en la estabilidad (8.2.5) se modifica a:

$$L_1 + a < \frac{2}{\mathbf{m}}(1 - a\mathbf{m})^2 \quad (8.3.12)$$

Las semejanzas analíticas entre los métodos de la capa límite y la basada en observadores de estado es solo aparente, debido a que se ha considerado un sistema de primer orden. Compare la simulación basada en observador de estado de la figura 8.10 con la simulación de la capa límite de la figura 8.8. Ambas muestran un comportamiento similar con un pequeño sobre impulso cuando se alcanza la región de deslizamiento. Note que para la solución basada en observador, el estado $\hat{x}(t)$ alcanza los modos deslizantes con una acción conmutativa discontinua (el área oscura en la figura 8.10(b)), en donde el estado real $x(t)$ sigue la dinámica del observador sin la presencia del chattering.

La solución basada en el observador requiere más esfuerzo durante el proceso de diseño del controlador. Sin embargo, en muchas aplicaciones de control, los observadores de estado son partes vitales en el funcionamiento global del sistema y pueden estar contemplados en el diseño del compensador. Note que el diseño del actual compensador depende de las especificaciones del sistema; tanto los observadores completos como los de orden reducido pueden ser utilizados. Más aún, los observadores proveen más flexibilidad. En el ejemplo estudiado en este capítulo, los observadores (8.3.1) pueden ser incluidos extensivamente para estimar las perturbaciones bajo la suposición de que $d(t)$ es pequeño:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}(t) &= ax(t) + \hat{d}(t) + bu(t) + L_1\bar{x}(t) \\ \dot{\hat{d}}(t) &= L_2\bar{x}(t) \end{aligned} \quad (8.3.13)$$

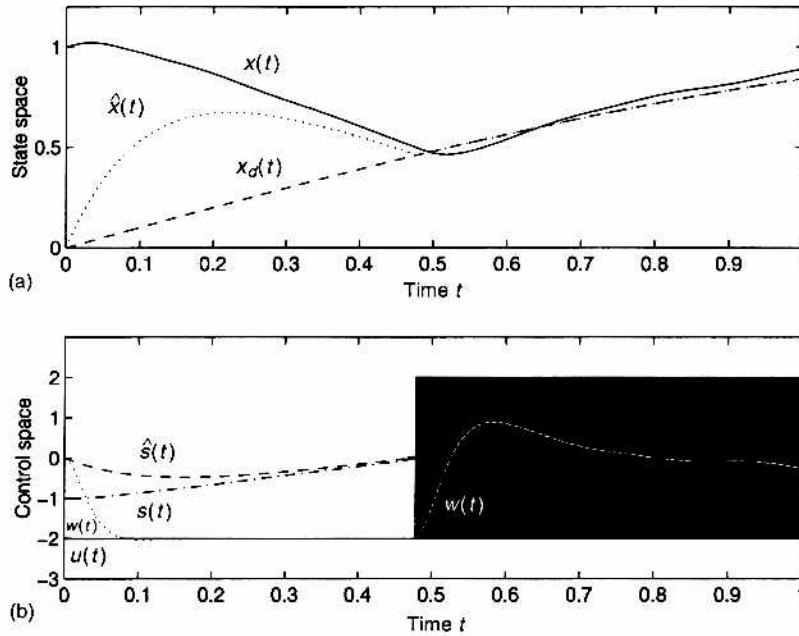


Figura 8.10 El observador en el lazo de control principal permite al sistema liberar el chattering de las trayectorias de estado a pesar de la acción de control discontinua después de que la región de deslizamiento se ha alcanzado. La salida de la planta $x(t)$ sigue a la salida del observador $\hat{x}(t)$ de acuerdo a la dinámica del error observada. (a) Señales de salida, de referencia y observada; (b) Señales de acción de control de entrada y variables deslizantes.

Donde L_1 y L_2 determinan la dinámica del observador. La simulación en la figura 8.11 muestra el desempeño en el seguimiento de el observador en (8.3.13) mejor que el diseñado inicialmente en (8.3.1), i.e. $\hat{x}(t)$ sigue muy cerca de $x(t)$ antes y después de alcanzar la región de deslizamiento.

8.4 Solución mediante la forma regular

Tanto el método de la capa límite como la basada en observadores de estado para la solución del problema del chattering suponen que las dinámicas no modeladas son completamente desconocidas. En las aplicaciones prácticas, sin embargo, al menos se contempla información parcial de las dinámicas no modeladas, además de contar con sensores

que permiten medir la acción de control. Los controladores eléctricos industriales (electric drivers) presentan los modelos operativos de fábrica, pero por lo general presentan parámetros que son desconocidos. Por lo tanto, en el diseño de un controlador, estas dinámicas pueden ser incluidas para mejorar el desempeño del sistema en forma global.

Debido a que las dinámicas del accionador y las de la planta están en bloques separados, i.e. la salida del accionador son las entradas a la planta, una estructura de control en cascada puede implementarse mediante el esquema de diseño de la “forma regular”; observe la sección 3.3, la sección 5.6 o Drakunov (1990).

Figura 8.11 El mejoramiento del desempeño en el seguimiento se logra aumentando el orden del observador en el lazo de control auxiliar. Después de alcanzar la región de deslizamiento $s(t) = 0$, la señal de salida de la planta rápidamente se acerca al valor de referencia $x_d(t)$. (a) señales de salida de la planta, salida observada y variable de referencia; (b) acciones de control y variables de deslizamiento.

La idea básica es la de diseñar un compensador en cascada en dos pasos. En el primer paso, se deriva un controlador continuo para la planta bajo la suposición de que la señal de entrada a la planta es la entrada de control del sistema en forma global, definiendo como la acción de control “deseada” $w_d(t)$. El segundo paso, la entrada del accionador $u(t)$, i.e. la entrada real de control al sistema, se utiliza para asegurar que el accionador de salida siga a la salida deseada exactamente el control en modos deslizantes con $w(t) = w_d(t)$. Este método es el caso especial de la estructura de control en cascada tal como se utiliza en los esquemas basados en bloques de control (Drakunov 1984, 1990) y el método del integrador en “Backstepping” (Krstic 1995).

La forma regular que previene el chattering es difícil cuando se trabaja con amplificadores eléctricos que presentan la entrada de control discontinua. Particularmente para sistemas electromecánicos, los beneficios del control en modos deslizantes puede ser totalmente explotada basándose en un buen diseño para controladores eléctricos y convertidores de potencia (capítulos 10 y 11).

Suponiendo al accionador como la principal fuente de dinámica no modelada, considere la siguiente función de transferencia

$$w(t) = \frac{\hat{w}^2}{p^2 + 2\hat{w}p + \hat{w}^2} u(t) = \frac{1}{(\hat{np} + 1)^2} u(t) \quad (8.4.1)$$

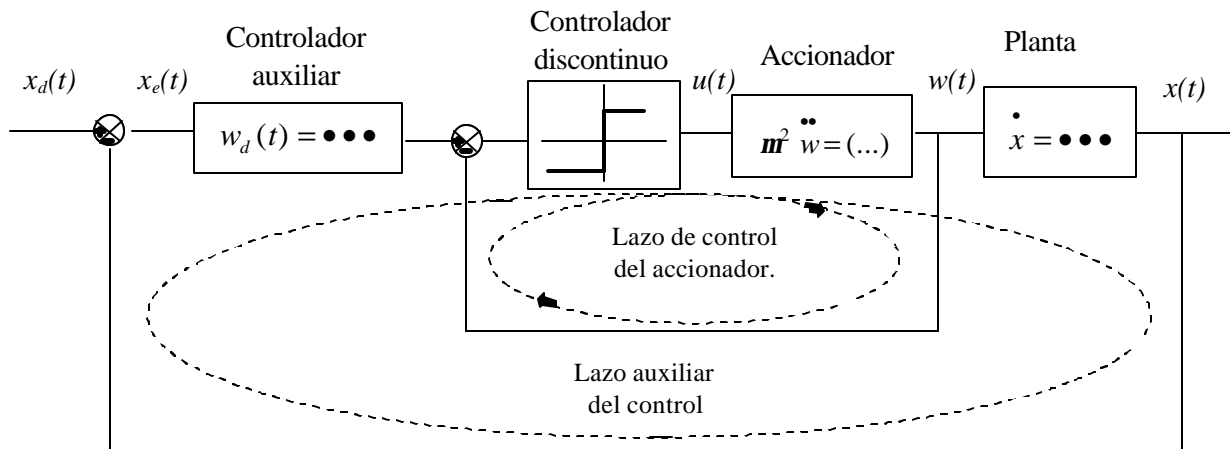


Figura 8.12 Controlador en cascada con lazos de control para el controlador auxiliar continuo y accionador discontinuo.

Donde $w = 1/\eta$ es un estimado para el ancho de banda del accionador, $u(t)$ es la entrada de control global y $w(t)$ es la medición del esfuerzo de control. En el capítulo 10 se presenta una dinámicas más realistas de los accionadores. El diagrama a bloques de un sistema de control completo se muestra en la figura 8.12. Note que el método de la forma regular no se aplica a sistemas con dinámicas sin modelar debido a que es necesario medir la respuesta del accionador de potencia. En caso de no poder medir la señal de entrada, los métodos basados en observadores deberán de implementarse para impedir el fenómeno del chattering.

El primer paso de diseño, la ley de control auxiliar se deriva de la planta (8.1.1) con el fin de alcanzar la trayectoria de referencia x_d . Cualquier metodología de diseño lineal o no lineal puede implementarse, pero es importante de asegurar el seguimiento de la referencia tomando en cuenta la limitación en el ancho de banda en la dinámica del accionador. En otras palabras, la razón de cambio del controlador auxiliar debe de ser acotada para:

$$|\dot{w}_d(t)| \leq w_d^+ \quad (8.4.2)$$

Dependiendo del orden de la dinámica del accionador, será necesario considerar otras acotaciones relacionadas con los términos en derivadas superiores de $w_d(t)$. Para el sistema (8.1.1) un controlador lineal de primer orden:

$$w_d(t) = C(x_d(t) - x(t)) = Cx_e(t) \quad (8.4.3)$$

con la ganancia proporcional $C > 0$ deberá utilizarse a fin de obtener la dinámica del error:

$$\dot{x}_e(t) = b(-Cx_e(t) + g(x, x_d, t)) \quad (8.4.4)$$

donde la acotación superior g^+ para la función de perturbaciones $g(x, x_d, t)$ está dada en (8.1.7). La dinámica del error en (8.4.4) es estable, pero esta perturbada por $g(x, x_d, t)$. Si la

señal esta disponible, el desempeño del controlador (8.4.3) puede mejorarse mediante la retroalimentación de la perturbación estimada $\hat{g}(x, x_d, t)$ como:

$$w_d(t) = Cx_e(t) + \frac{1}{\hat{b}} \hat{g}(x, x_d, t) \quad (8.4.5)$$

El segundo paso del diseño es manejar el error $w_e(t) = w_d(t) - w(t)$ entre la salida deseada $w_d(t)$ en (8.4.3) o (8.4.5) y el valor actual $w(t)$ a cero. Debido a que el lazo interno del control esta libre de las dinámicas no modeladas, es posible implementar un controlador en modos deslizantes:

$$u(t) = (\hat{m}p + 1)^2 w_d(t) + M \text{sign}(s(t)) \quad (8.4.6)$$

con una variable deslizante de segundo orden

$$s(t) = K \dot{w}_e(t) + w_e(t) \quad (K > 0) \quad (8.4.7)$$

El control en (8.4.6) y (8.4.7) supone que la primera y segunda derivadas con respecto al tiempo de $w_d(t)$ en (8.4.3) o (8.4.5) y la primer derivada de la salida del accionador $\dot{w}(t)$, están disponibles, e.g. desde un observador. El controlador en (8.4.6) lleva a la dinámica del error del lazo interno:

$$\ddot{m}^2 \ddot{w}_e(t) + 2\dot{m} \dot{w}_e(t) + w_e(t) + M \text{sign}(s(t)) = p(\ddot{m}^2 p + \dot{m}) w_d(t) \quad (8.4.8)$$

donde $\ddot{m} = \ddot{m} - \dot{m}$ es la estimación del error en la dinámica y p es la variables de Laplace. Siguiendo la metodología de diseño convencional del control en modos deslizantes, se puede demostrar que las variables $s(t)$ y $\dot{s}(t)$ tienen diferentes signos para las variables acotadas $\dot{w}_d(t)$, $\ddot{w}_d(t)$ y una magnitud suficientemente alta pero finita del recurso de control M . Debido a que los modos deslizantes obligan a las trayectorias de estado se desplacen hacia la región $s(t) = 0$ con $w_e(t)$ decayendo a cero como se determino en K en (8.4.7). Consecuentemente, las especificaciones de control en (8.4.3) o (8.4.5) se implementa directamente en la planta (8.1.1).

En la simulación mostrada en la figura 8.13, la salida deseada del accionador estaba limitada de acuerdo a los límites del accionador real, i.e. $-M \leq w_d(t) \leq M$. La variable deslizante en (8.4.7) converge a cero en un tiempo finito. Después de esto, $s(t) = 0$ y la conmutación del controla a una frecuencia infinita (teórica), resultando en la respuesta graficada sobre el área oscura de la figura 8.13(b). Al mismo tiempo, $x(t)$ converge a $x_d(t)$, pero el seguimiento no es exacto debido a que se ha implementado un control lineal (8.4.3).

8.5 Solución basada en el rechazo a las perturbaciones

La solución basada en la forma regular de la sección anterior cuenta con un controlador continuo para efectuar el seguimiento de la trayectoria deseada $x_d(t)$ mediante la salida $x(t)$ de la planta (8.1.1). El controlador lineal (8.4.3) ha crecido al incluir un estimador de las perturbaciones $g(x, x_d, t)$ en (8.4.5). A menudo las estimaciones no están disponibles en forma inmediata. El método mediante el rechazo a las perturbaciones que se presenta a continuación significa que se evitará el fenómeno del chattering en el lazo principal del control mediante la obtención de una estimación precisa de las perturbaciones. Este método puede visualizarse como un caso especial del llamado modo deslizante integral. Un conocimiento más profundo acerca de los modos deslizantes integrales están descritos en las secciones 6.3 y 7.5; en la sección 12.4.1 se discute un ejemplo de aplicación.

La idea principal del rechazo a perturbaciones mediante los modos deslizantes es la de componer al controlador global de una parte continua y de otra discontinua., i.e.

$$u(t) = u_c(t) + u_d(t) \quad (8.5.1)$$

La idea de implementar una acción de control combinada de una parte continua y otra discontinua ha sido planteada por muchos autores; existe una encuesta en DeCarlo *et al.* (1988). La componente continua $u_c(t)$ se utiliza para controlar el comportamiento global del sistema; la componente discontinua $u_d(t)$ se utiliza para rechazar las perturbaciones y para suprimir las incertidumbres paramétricas. El diagrama a bloques se presenta en la figura 8.14.

Para el sistema (8.1.1), suponga que la trayectoria deseada $x_d(t)$ sea conocida pero la perturbación externa $d(x, t)$ es desconocida. Suponga también que el parámetro b es conocido pero el a es desconocido. Un controlador continuo con retroalimentación lineal y compensador en la trayectoria directa para seguir a la señal de referencia $x_d(t)$ puede ser diseñado como:

$$u_c(t) = \frac{1}{b} \left(Cx_e(t) + \dot{x}_d(t) \right) \quad (8.5.2)$$

donde $C > 0$ es una ganancia de retroalimentación proporcional para el seguimiento del error $x_e(t) = x_d(t) - x(t)$. Sustituyendo (8.5.2) con un término para el rechazo de la perturbación $u_d(t)$ igualado a cero, i.e. $u(t) = u_c(t)$, en la dinámica del sistema (8.1.1) sin la dinámica del accionador (8.1.2); esto permite que la dinámica del error sea estable:

$$\dot{x}_e(t) + Cx_e(t) = f(x, t) \quad (8.5.3)$$

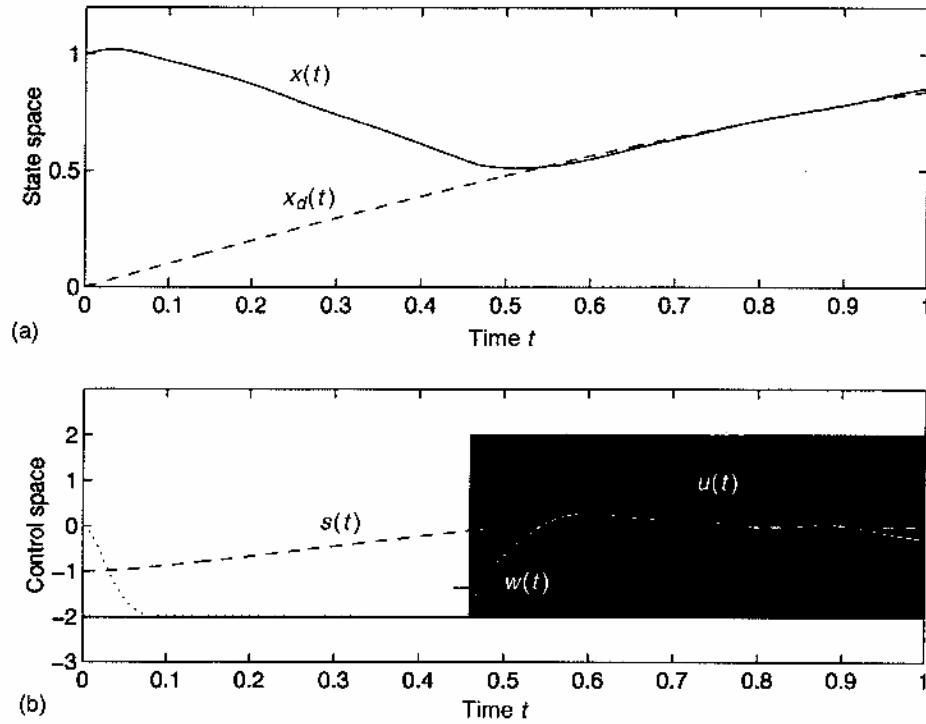


Figura 8.13 Estructura del compensador en cascada para prevención del chattering. A pesar de la acción de control discontinua en el lazo de control del accionador, la salida de la planta $x(t)$ sigue al valor de referencia $x_d(t)$ sin la presencia de oscilaciones. (a) señales de salida y referencia, (b) Señal de control de entrada y variables deslizantes.

La cual esta perturbada por la función $f(x,t) = -ax(t) - d(x,t)$. Si la función $f(x,t) \neq 0$, la señal de error de seguimiento no tenderá a cero. La resultados de la simulación se muestran en la figura 8.15 donde se observa que una pobre ganancia C , da por resultado un seguimiento imperfecto de la trayectoria $x_d(t)$.

El segundo término de la ecuación del controlador (8.5.1) se diseña como un estimador de las perturbaciones utilizando modos de control deslizantes con el fin de reducir la señal $f(x,t)$. Definiendo la región de deslizamiento como:

$$s(t) = x_e(t) + z(t) \quad (8.5.4)$$

donde $z(t)$ es una variable de deslizamiento auxiliar con:

$$\dot{z}(t) = -\dot{x}_d(t) = bu(t) - bM\text{sign}(s(t)) \quad (8.5.5)$$

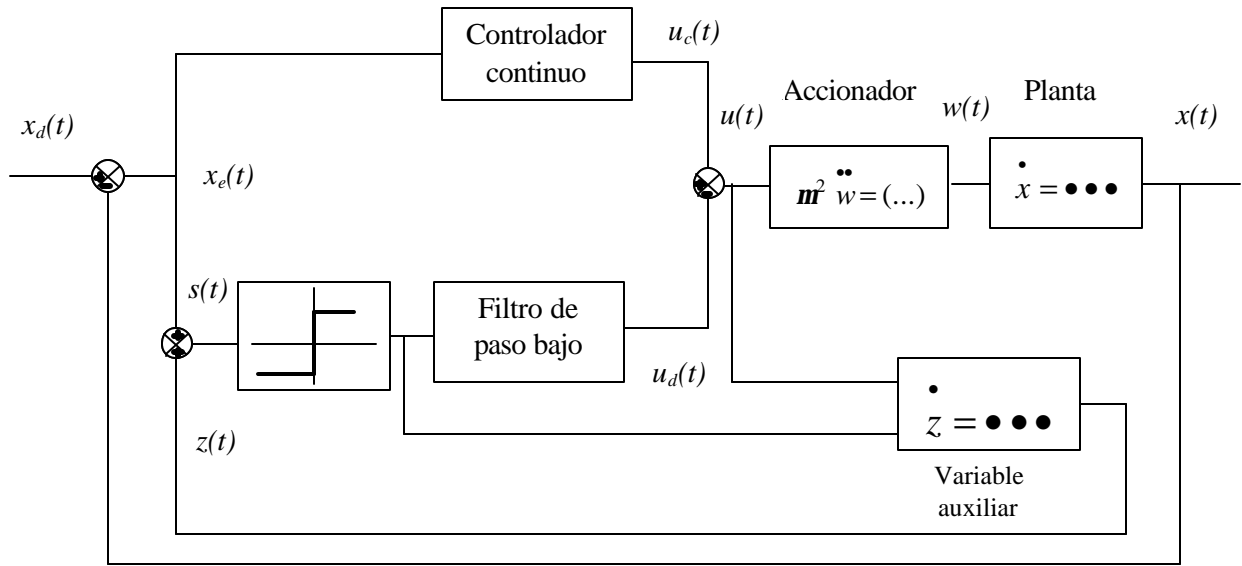


Figura 8.14 Rechazo a perturbaciones mediante el uso de los modos deslizantes con un lazo del controlador auxiliar para evitar el chattering. Un controlador continuo $u_c(t)$ se une a la acción de control discontinua $u_d(t)$ el cual posee un filtro de paso bajo y una función especial para el cálculo de la variable auxiliar $z(t)$.

Diferenciando a la variable de deslizamiento $s(t)$ en (8.5.4) y sustituyendo la ecuación de la planta (8.1.1) y la variable de deslizamiento auxiliar (8.5.5) se obtiene:

$$\begin{aligned} \dot{s}(t) &= \dot{x}_e(t) + \dot{z}(t) \\ &= -ax(t) - d(x, t) + b(u(t) - w(t)) - bM\text{sign}(s(t)) \\ &< a^+|x(t)| + d^+ + b \left| \left(\frac{m^2 p^2 + 2mp}{(mp + 1)^2} \right) u(t) \right| - bM\text{sign}(s(t)) \end{aligned} \quad (8.5.6)$$

el tercer término del último renglón de (8.5.6) es la diferencia entre la entrada del accionador y la salida; está decae rápidamente de acuerdo a la dinámica del accionador (8.1.2). Este término puede ser completamente eliminado si es posible medir la señal de salida del accionador, lo que llevaría a volver escribir la ecuación (8.5.5) como:

$$\dot{z}(t) = -\dot{x}_d(t) + bw(t) - bM\text{sign}(s(t)) \quad (8.5.7)$$

El análisis de estabilidad sobre la región de deslizamiento $s(t) = 0$ puede establecerse utilizando la función candidata de Lyapunov:

$$V(t) = \frac{1}{2} s^2(t) \quad (8.5.8)$$

Diferenciando (8.5.8) y sustituyendo (8.5.6) se obtiene:

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= s(t) \dot{s}(t) \\ &< |s(t)| \left(a^+ |x(t)| + d^+ + b m \left(\frac{mp^2 + 2p}{(mp + 1)^2} \right) |u(t)| \right) - bM |s(t)| \end{aligned} \quad (8.5.9)$$

Suponiendo pequeña la constante de tiempo m del accionador, los modos deslizantes existen para valores suficientemente grandes de:

$$M > \frac{1}{b} (a^+ |x(t)| + d^+) \quad (8.5.10)$$

y alcanzar $s(t) = 0$ en un intervalo de tiempo finito. Seleccionando las condiciones iniciales para la variable deslizante auxiliar $z(t)$ en (8.5.5) como $z(0) = -x_e(0)$ elimina el alargamiento en la fase al establecerse $s(t) = 0$ en (8.5.4). Mientras el sistema en modos deslizantes, el movimiento de las trayectorias pueden examinarse utilizando el método del control equivalente.

Resolviendo para $\dot{s}(t) = 0$ en la ecuación (8.5.6) bajo la suposición de que $w(t) = u(t)$ para el término de discontinuidad se encuentra el término del control equivalente continuo:

$$\begin{aligned} u_{d_{eq}}(t) &= \frac{1}{b} (-ax(t) - d(x, t)) \\ &= \frac{f(x, t)}{b} \end{aligned} \quad (8.5.11)$$

el cual entrega un estimado preciso de las perturbaciones en el error de la dinámica de (8.5.3) del sistema trabajando tan solo con el control continuo. Así, definiendo el segundo término en (8.5.1) como:

$$u_d(t) = u_{d_{eq}}(t) \quad (8.5.12)$$

permite obtener precisión en el seguimiento cuya dinámica del error es:

$$\dot{x}_e(t) + Cx_e(t) = 0 \quad (8.5.13)$$

en lugar de (8.5.3) bajo $u(t) = u_c(t)$. La ecuación (8.5.13) asegura el seguimiento asintótico de $x_d(t)$ ante perturbaciones. El control equivalente $u_{d_{eq}}(t)$ puede obtenerse promediando las componentes de conmutación

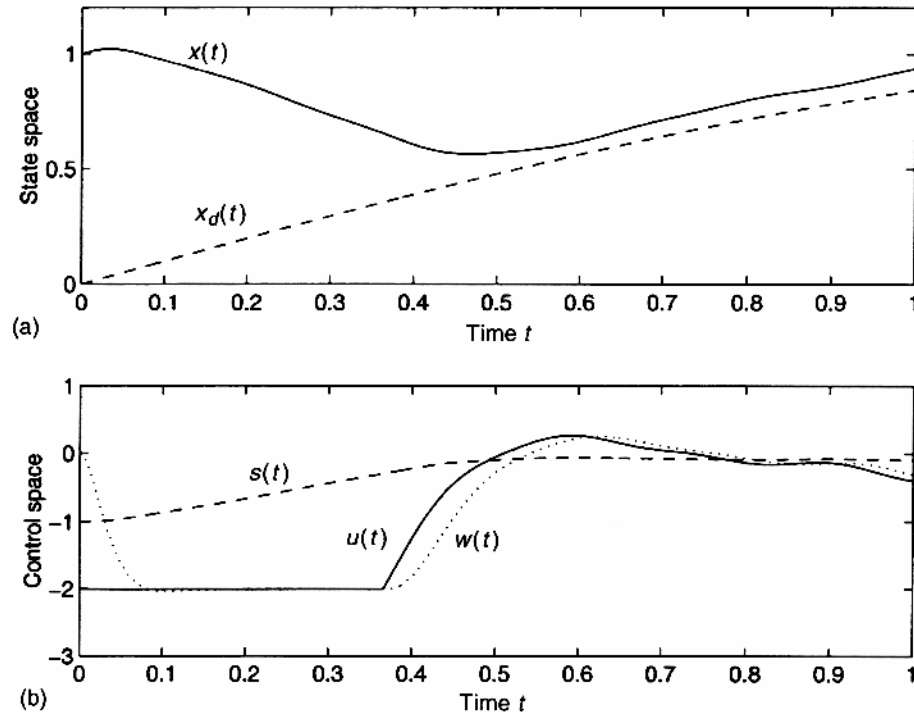


Figura 8.15 El Controlador $u_c(t)$, lleva a un seguimiento inexacto de la trayectoria de referencia $x_d(t)$, debido a que el sistema en lazo cerrado está perturbado por una dinámica de la planta desconocida $ax(t)$ y la perturbación externa $d(x, t)$: (a) Señales de salida del sistema y de referencia de entrada, (b) entradas de control y variable deslizante.

discontinuas en el lado derecho de la ecuación (8.5.5), e.g. mediante el filtro de paso bajo:

$$u_{d_{eq}}(t) = u_{d_{ave}}(t)$$

$$u_{d_{ave}}(t) = \frac{M}{(ep + 1)} \text{sign}(s(t)) \quad (8.5.14)$$

donde p denota la variable de Laplace y $e > 0$ es una constante de tiempo pequeña. El controlador que rechaza las perturbaciones $u_d(t)$ en (8.5.14) está constituida por una señal

continua. Fue demostrado por Utkin (1992) que el promedio de la señal discontinua después del filtro y definida por (8.5.14) es igual al control equivalente (8.5.11). En los sistemas que tienen la habilidad de utilizar el control discontinuo, el filtro de paso bajo puede ser omitido completamente.

La simulación de la figura 8.16 muestra una mejora en el desempeño del controlador mediante el estimador de perturbación y muestra que $s(t)=0$ para todo tiempo, debido a que $z(0)=-x_e(0)$. La estimación de $u_{d_{ave}}(t)$ sigue las perturbaciones de $f(x,t)$ en forma consistente, con un pequeño retraso introducido por el valor promedio del filtro de paso bajo en (8.5.14).

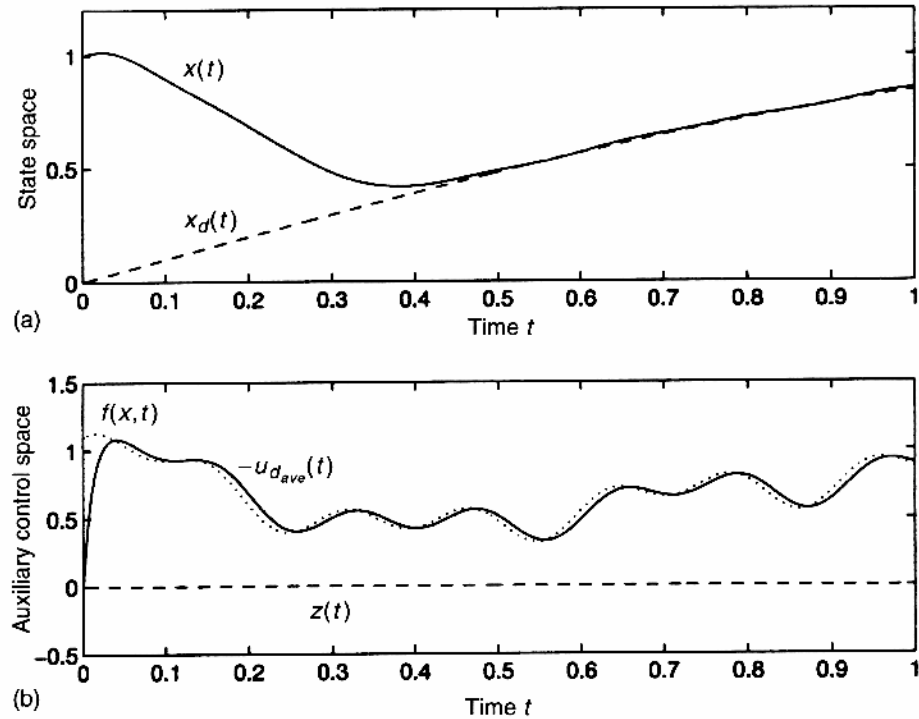


Figura 8.16 Desempeño del controlador $u_c(t)$, en un sistema lineal retroalimentado en donde se ha mejorado sustancialmente su desempeño gracias al rechazo ante las perturbaciones del controlador $u_d(t)$ basado en la variable auxiliar $z(t)$ para la estimación de la dinámica no modelada de la planta $ax(t)$ y las perturbaciones externas $d(x,t)$; este hecho puede resumirse mediante $f(x,t)=-ax(t)-d(x,t)$: (a) Señales de salida de la planta y de referencia de entrada (b) variable deslizante auxiliar y estimación de las perturbaciones /incertidumbres.

EL sistema en lazo cerrado está libre del fenómeno chattering a pesar de las discontinuidades en (8.5.5) debido a que el término que rechaza las perturbaciones $u_d(t)$ es continuo. Sin embargo, $x(t)$ sigue a $x_d(t)$ con mucha precisión, debido al rechazo de las perturbaciones $f(x,t)$, el cual también contiene incertidumbres en el parámetro a del sistema (8.1.1). Note que

el rechazo a la incertidumbre paramétrica no supone como constantes a dichos parámetros, más bien permite contabilizar la variación de estos.

8.5 Comparando las diferentes soluciones

En las aplicaciones control con los modos deslizantes, las dinámicas sin modelar en el lazo de control a menudo son excitadas por la operación discontinua, obteniendo oscilaciones en las trayectorias de estado. Debido al ruido acústico que se perciben de estas oscilaciones en los componentes mecánicos, este fenómeno es conocido como chattering. En este capítulo se presenta el problema del chattering y se presentaron cuatro soluciones. Los cuatro métodos resolvían el problema del chattering a través del lazo de control. A fin de prevenir exitosamente el problema del chattering, todos los métodos requieren una estimación de las constantes de tiempo o del ancho de banda de las dinámicas no modeladas. En lugar de obtener un seguimiento preciso de la salida con respecto a la referencia, tal como se desarrolla en los modos deslizantes ideales, se toleró un pequeño error de seguimiento.

En general, el desempeño que puede alcanzar un sistema de control depende de la operación de los sensores y accionadores, conocimiento del comportamiento del sistema, i.e. la precisión del modelo presentado, y de la disposición de las variables para su medición. Por ejemplo, un sistema con un accionador lento no puede rechazar completamente perturbaciones rápidas, hecho que no se toma en cuenta en la metodología de diseño del control utilizado. Bajo condiciones ideales, un controlador en modos deslizantes es capaz de explotar las potencialidades del sistema. Bajo condiciones realistas, el esquema de prevención del chattering debe seleccionarse teniendo en cuenta las especificaciones del sistema y para asegurar un buen desempeño del sistema.

El primer método sustituye las discontinuidades en los modos deslizantes de un controlador mediante una función de saturación y encontrar movimiento en la capa límite de la región de deslizamiento en lugar de un deslizamiento verdadero dentro de la región. Efectivamente, la metodología de los modos deslizantes para el diseño de un controlador continuo de alta ganancia el cual respeta los límites en los recursos del control.

El segundo método cambia la acción de conmutación del controlador en modos deslizantes en un observador auxiliar, engañando a las dinámicas no modeladas dentro del lazo principal y alcanza los modos deslizantes dentro del lazo del observador. La planta sigue la trayectoria ideal del observador de acuerdo a su desempeño. Debido a que la entrada del control a la planta es aún en naturaleza discontinua, este método es ideal para sistemas los cuales aún tienen un observador en la estructura del control o para sistemas con entradas de control inherentemente discontinuas tales como los voltajes en los amplificadores eléctricos (drivers). La implementación de un controlador continuo en un sistema con entradas discontinuas generalmente requiere modulación del ancho del pulso (PWM), en donde se evita la implementación directa de los modos deslizantes en el control y en los observadores de estado.

El tercer método es diseñado principalmente para sistemas en donde el conocimiento de las dinámicas no modeladas y las mediciones intermedias son disponibles, e.g. conocer la dinámica del accionador. Tales sistemas consisten de bloques separados que pueden ser controlados mediante estructuras en cascada los cuales evitan el chattering mediante un seguimiento explícito de las dinámicas sin modelar tomadas en cuenta para el diseño del

controlador. En este sentido ya no son más dinámicas sin modelar, sino que son parte del modelo global del sistema.

El último método combina un controlador continuo otro discontinuo para desarrollar un buen desempeño sin la presencia del chattering. La parte continua es para controlar el movimiento general y la parte discontinua es para rechazar la influencia de la incertidumbre paramétrica y de las perturbaciones. Este método es un caso especial de los modos deslizantes integrales y es útil especialmente para sistemas con grandes incertidumbres y/o perturbaciones.

Los cuatro métodos poseen ventajas y desventajas las cuales dependen de las especificaciones del sistema. Cuando se diseña un controlador en modos deslizantes para un sistema dado, el método de prevención del chattering usualmente requiere una consideración rigurosa de todos los detalles; desafortunadamente, no existe un libro de texto que visualice a todos los sistemas para plantear una solución general.

Referencias bibliográficas

- Bondarev, A. G., Bondarev, S.A., Kostyleva, N.E. y Utkin, V.I., 1985, Modos deslizantes en sistemas con observadores de estado asintóticos, *Automation and Remote Control*, 46(6), 49-64.
- DeCarlo, R.A., Zak, S.H. y Matthews, G.P., 1988, Control con estructura variable de sistemas no lineales multivariables: un tutorial, *Proceedings of the IEEE*, 76, 212-32.
- Drakunov, S.V. *et al.*, 1984, Un principio jerárquico de la descomposición de los sistemas de control basado en la separación de movimiento, *Preprints of the 9th IFAC Congress*, Budapest Vol. V, pp. 134-39.
- Drakunov, S.V. *et al.*, 1990, Principio de control de bloques I, II, *Automation and Remote Control*, 51, 601-9 y 52, 737-46.
- Kokotovic, P.V., 1984 O'Malley, R.B. y Sannuti, P., 1976, Perturbación singular y reducción en orden en teoría del control, *Automatica*, 12, 123-32.
- Kokotovic, P.V., 1984, Aplicaciones de las técnicas de perturbación singular para problemas de control, *SIAM Review*, 26, 501-50.
- Krstic, M., Kanellakopoulos, I. Y Kokotovic, P., 1995, Diseño de controles no lineales y adaptivos, New York: J. Wiley.
- Leitmann, G., 1981, En la eficiencia del control no lineal en sistemas con incertidumbre, *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, 102, 95-102.
- Slotine, J.-J. Y Sastry, S.S. 1983, Control del seguimiento de los sistemas no lineales utilizando superficies deslizantes, con aplicaciones a robots manipuladores, *International Journal of Control*, 38, 465-92.
- Slotine, J.J., 1984, Diseño de controladores deslizantes para controladores no lineales, *International Journal of Control*, 40, 421-34.
- Utkin, V.I., 1992, Modos deslizantes en control y optimización, Berlín: Springer-Verlag.
- Utkin, V.I., 1993, Aplicaciones con tendencias a la teoría de los modos deslizantes, *Proceedings of the IEEE Industrial Electronics Conference, Maui HA*, pp. 1937-42.

