

COMPENSACION FEEDFORWARD PARA CONTROLADORES DE ESTRUCTURA VARIABLE EMPLEADOS EN SISTEMAS ELECTRONICOS DE POTENCIA.

J.A. Solsona
Sec. CICPBA

R.J. Mantz
Inv. CICPBA

E.J. Tacconi
Inv. CONIGET

LEICI - Fac. de Ing. - UNLP - C.C. 91 - 1900 La Plata - Argentina
TE: (54-21)45643 - E-mail: LEICI1@CESPIVM2.BITNET

RESUMEN

Este trabajo propone una compensación feedforward para rechazar perturbaciones en sistemas no lineales, del tipo afín en la variable de control, que trabajan bajo control en modo de deslizamiento real. Se obtiene la ley con que debe ser modificado el ciclo de trabajo de las llaves involucradas en el control, para obtener un efectivo rechazo de las perturbaciones.

Se hace hincapié en la aplicación de la técnica propuesta a sistemas electrónicos de potencia que emplean la estrategia de control de PWM realimentado.

ABSTRACT

In this paper feedforward compensation in order to reject disturbances for affine nonlinear systems using real sliding mode control strategy is proposed. The law of the modified duty cycle of the switches in order to reject the disturbances is obtained.

Application to power electronic systems using the feedback PWM strategy is presented.

I.-INTRODUCCION

El control por modo de deslizamiento [1] [2] se ha manifestado como una metodología apta para el diseño de estrategias de control en sistemas que emplean accionadores con dispositivos actuando como llaves. Su aplicación a sistemas del tipo afín analíticos ha sido tratada en [3]. El caso particular de los convertidores electrónicos de potencia, los cuales pueden ser modelados como sistemas dinámicos bilineales donde la acción de control conmuta entre dos posibles valores, puede encontrarse en [4] y [5].

El empleo de la técnica de control por modo de deslizamiento permite establecer de un modo claro y sencillo la relación que debe satisfacerse entre la ley de realimentación, expresada como una superficie en el espacio de estado, y las características del sistema dinámico de lazo abierto para obtener un funcionamiento de lazo cerrado determinado.

Si el accionador, tal cual propone el método, conmuta a frecuencia infinita no existe ninguna diferencia entre el contenido armónico de la señal de salida y el contenido armónico de la señal de referencia. Obviamente, esta idealización no ocurre en los sistemas reales, pero el método puede ser empleado para calcular el ciclo de trabajo de la llave cuando su frecuencia de conmutación es finita [6]. Bajo estas condiciones de trabajo existirá un contenido armónico de alta frecuencia

en la señal de salida, pero este puede ser despreciado si el sistema está bien diseñado.

En general, los convertidores electrónicos se encuentran sometidos a perturbaciones tales como, apartamientos en el valor nominal de la fuente de energía primaria y variaciones en el valor de la corriente de carga, las cuales pueden ser medidas.

En el presente trabajo se propone un método para calcular una compensación, tipo feedforward, para rechazar perturbaciones medibles de frecuencia menor que la de conmutación del actuador, cuando el sistema se encuentra trabajando bajo control en modo de deslizamiento real.

En la sección II se hace un breve resumen de los principales aspectos de la estrategia de control por modo de deslizamiento ideal. En la sección III se establece el método para calcular el ciclo de trabajo de las llaves en base a los resultados obtenidos en la sección II. En la sección IV se obtiene la ley con que se debe modificar el ciclo de trabajo cuando el sistema está sometido a perturbaciones y se muestra que ésta puede ser interpretada como una compensación feedforward. En la sección V se desarrolla un ejemplo de aplicación y en la sección VI se presentan las conclusiones.

II.- CONTROL POR MODO DE DESLIZAMIENTO EN SISTEMAS ELECTRONICOS DE POTENCIA.

Una gran mayoría de los sistemas electrónicos de potencia pueden ser modelados como:

$$\dot{x} = f_0(x,t) + g_0(x,t) u(t) \quad (1)$$

donde x es el vector de estado, $(\dot{})$ significa derivada con respecto al tiempo, $f_0(x,t)$ y $g_0(x,t)$ son funciones continuas con derivadas acotadas con respecto a x , y $u(t)$ es la señal de comando la cual puede tomar, únicamente, dos valores que se denominarán u_{max} y u_{min} .

Si se tiene un sistema como el modelado por la ecuación (1), se puede establecer una estrategia por control en modo de deslizamiento sobre una superficie preestablecida, definida en el espacio de estado por la ecuación $s(x,t)=0$, si y sólo si se satisface la ecuación (2): [2][3]

$$u_{min} \leq u_{eq}(t) = -(L_{g_0 s})(L_{f_0}^{-1} s + \frac{\partial s}{\partial t}) \leq u_{max} \quad (2)$$

donde $L_{g_0 s}$ es la derivada de Lie [7] en la dirección del campo g_0 , $L_{f_0 s}$ es la derivada de Lie en la dirección del campo f_0 y $\frac{\partial s}{\partial t}$ es la derivada parcial de s con respecto a t .

La señal $u_{eq}(t)$ se denomina control equivalente y representa una señal continua la cual debe estar comprendida entre los valores u_{min} y u_{max} , donde $u_{max} > u_{min}$, para que el control por modo de deslizamiento exista.

La estrategia de conmutación que debe utilizarse es la dada por la ecuación (3):[8]

$$u = \begin{cases} u_{min} & \text{si } s \cdot L_{g_0 s} > 0 \\ u_{max} & \text{si } s \cdot L_{g_0 s} < 0 \end{cases} \quad (3)$$

La dinámica del sistema equivalente está dada por:

$$\dot{x}_{eq} = f_0(x,t) + g_0(x,t) u_{eq}(t) \quad (4)$$

III.- CONTROL POR MODO DE DESLIZAMIENTO REAL.

El control por modo de deslizamiento ideal supone que las llaves involucradas en el control conmutan de estado a frecuencia infinita. De esta manera, una vez que el sistema alcanza la superficie de deslizamiento se desplaza sobre ésta, sin abandonarla, hasta alcanzar el estado estacionario. Bajo estas condiciones de funcionamiento la estrategia de control es muy robusta. [3]

En los sistemas reales las llaves conmutan a una frecuencia finita. Esto provoca un pequeño apartamiento, de la trayectoria del sistema a lazo cerrado, de la superficie de deslizamiento [8]. Sin embargo, la metodología de la sección II puede ser utilizada para calcular el ciclo de trabajo de la llave de manera que sea posible conformar una señal de PWM adecuada para los requerimientos del

sistema de lazo cerrado.

Supóngase que se implementa la señal de PWM, tal cual se muestra en la figura 1, donde $f_{con}=1/T$, es la frecuencia de conmutación del actuador.

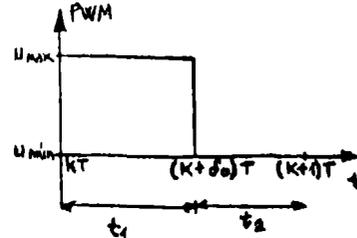


figura 1: Implementación de la señal de PWM.

Se puede calcular el ciclo de trabajo del actuador (δ_0) en el instante kT a partir de:

$$u_{max}(kT) \cdot t_1 + u_{min}(kT) \cdot t_2 = u_{eq}(kT) \cdot T \quad (5)$$

donde t_1 es el tiempo que la llave está en la posición u_{max} y $t_2 = T - t_1$ es el tiempo que el actuador está en la posición u_{min} . A partir de la ecuación (5) se obtiene la ecuación (6).

$$u_{max}(kT)\delta_0(kT) + u_{min}(kT)[1-\delta_0(kT)] = u_{eq}(kT) \quad (6)$$

donde $\delta_0(kT) = t_1/T$, es el ciclo de trabajo de la llave.

De la ecuación (6) se obtiene:

$$\delta_0 = \frac{u_{eq} - u_{min}}{u_{max} - u_{min}} \quad (7)$$

IV.- COMPENSACION FEEDFORWARD.

Como ha sido comentado, en muchos casos los sistemas están sometidos a perturbaciones que pueden ser medidas.

Un modelo para el sistema perturbado es

$$\begin{aligned} \dot{x} &= (f_0(x,t) + \Delta f(x,t)) + (g_0(x,t) + \Delta g(x,t)) u(t) \\ &= f_p(x,t) + g_p(x,t) u(t) \end{aligned} \quad (8)$$

donde las funciones $\Delta f(x,t)$ y $\Delta g(x,t)$ satisfacen los mismos requerimientos que las funciones $f_0(x,t)$ y $g_0(x,t)$.

La dinámica equivalente del sistema perturbado está dada por la ecuación (9):

$$\dot{x} = f_p(x, t) + g_p(x, t) \cdot u_{eqp} \quad (9)$$

donde

$$u_{min} \leq u_{eqp}(t) = -(Lg_p)^{-1} (Lfp + \partial B / \partial t) \leq u_{max} \quad (10)$$

donde u_{eqp} es la señal continua que debe estar comprendida entre u_{min} y u_{max} para que el sistema perturbado no abandone la superficie de deslizamiento.

Para que el sistema perturbado tenga la misma dinámica equivalente que el sistema sin perturbar se debe satisfacer:

$$f_p(x, t) + g_p(x, t) \cdot u_{eqp} = f_0(x, t) + g_0(x, t) u_{eq0}(t) \quad (11)$$

De la ecuación (11) se obtiene:

$$g_p \cdot u_{eqp} = f_0 - f_p + g_0 \cdot u_{eq0} \quad (12)$$

La relación entre el ciclo de trabajo y la señal $u_{eqp}(kT)$ está dada por la ecuación (13):

$$u_{max}(kT) \delta_p(kT) + u_{min}(kT) [1 - \delta_p(kT)] = u_{eqp}(kT) \quad (13)$$

Luego, denominando:

$$\Delta f = f_p - f_0; \Delta u = u_{max} - u_{min}; \Delta g = g_p - g_0 \quad (14)$$

y combinando las ecuaciones (8), (12), (13) y (14) se obtiene:

$$\delta_p = a \delta_0 + b \quad (15)$$

donde

$$a = \frac{g_p^T g_0}{g_p^T g_p}$$

$$b = - \frac{g_p^T \Delta f + g_p^T \Delta g u_{min}}{g_p^T g_p \Delta u}$$

La ecuación (15) define el valor que debe tener el ciclo de trabajo del sistema perturbado para rechazar las perturbaciones. Esta compensación puede ser implementada si se miden las perturbaciones Δf y Δg .

V.- Ejemplo de aplicación

En la figura 2 se muestra un esquema, donde interactúan elementos lineales y llaves. Esta topología puede asociarse al modelo simplificado de un convertidor CC-CC de tipo elevador.

El modelo de estado del sistema es:

$$\dot{x} = \frac{V_i}{L} - \frac{V_o}{L} (1-u) \quad (16)$$

donde V_i es la tensión de entrada, V_o es la tensión de salida y el estado x se corresponde con la corriente en la inductancia.

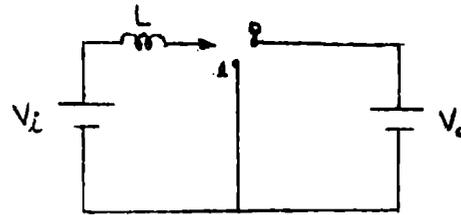


figura 2: esquema del sistema a controlar

El objetivo del control es reducido a mantener la corriente media por el inductor constante.

Si se produce una perturbación en la tensión de entrada de valor ΔV_i , la ecuación del sistema perturbado es:

$$\dot{x} = \frac{V_i + \Delta V_i}{L} - \frac{V_o}{L} (1-u) \quad (17)$$

En este caso particular, la señal de comando u toma el valor 1 o 0. Teniendo en cuenta esta consideración, el ciclo de trabajo δ_p calculado según la ecuación (15) es:

$$\delta_p = \delta_0 - \frac{\Delta V_i}{V_o} \quad (18)$$

En la figura 3 se muestran los resultados obtenidos en la simulación, si se elige una superficie de deslizamiento de tipo proporcional-integral y aparece una perturbación en $t=0.1$ de tipo escalón de amplitud ΔV_i en la tensión de entrada. Los valores de los parámetros son:

$$V_i: 2 \quad V_o: 4 \quad L: 1 \quad \Delta V_i: -0.2$$

$$I_{ref}: 1 \quad f_{con}: 10^4$$

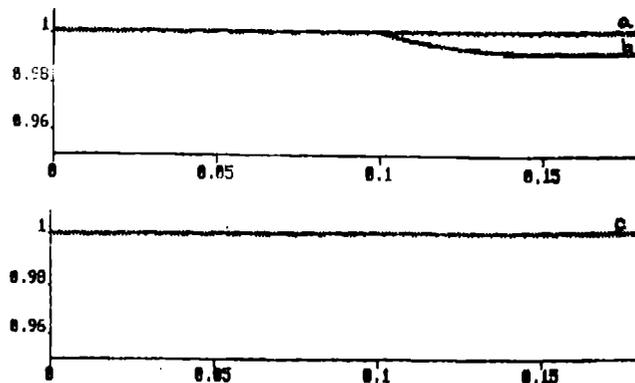


figura 3: corriente en el inductor: a) sistema sin perturbar. b) sistema perturbado. c) sistema compensado.

VI.- CONCLUSIONES

Se ha presentado una estrategia de compensación feedforward para rechazar perturbaciones en sistemas que se encuentran trabajando bajo control por modo de deslizamiento real.

Se ha obtenido la ley de compensación, ecuación (15), la cual permite establecer el ciclo de trabajo del sistema compensado en función de la medida de las perturbaciones.

Como se puede observar en los resultados obtenidos en el ejemplo este tipo de compensación permite mejorar las características de regulación del sistema. Su empleo puede ser de mucha utilidad en sistemas electrónicos de potencia.

REFERENCIAS:

- [1] V.I Utkin.; "Sliding mode and their applications in variable structure systems"; MIR, 1978.
- [2] R. De Carlo, S. Zak, P. Matthews; "Variable structure control of nonlinear multivariable systems: A tutorial"; Proc. IEEE, Vol. 76, pp. 212-232, march 1988.
- [3] H. Sira-Ramirez; "Differential geometric methods in variable-structure control"; Int. Journal of Control, Vol. 48, No. 4, pp. 1359-1390, 1988.
- [4] H. Sira-Ramirez; "Sliding motions in bilinear switched networks"; IEEE Trans. on Circuits and Systems, Vol. CAS-34, No.8, pp. 919-933, Aug. 1987.
- [5] M. Carpita, M. Marchesoni, M. Oberti, L. Puglisi; "Power conditioning system using sliding mode control", PESC'88 Record, pp. 626-633, 1988.
- [6] H. Buhler, "Reglage par mode de glissement"; Presses Polytechniques Romandes, 1986.
- [7] A. Isidori; "Nonlinear control systems. An introduction", 2nd. edition, Springer Verlag, 1989.
- [8] J. Solsona, C. Rivetta, R. Mantz; "Controladores de estructura variable para sistemas electrónicos de potencia."; XII Simposio nacional de control automático AADECA'90, Argentina, 1990.

BIOGRAFIAS

JORGE ALBERTO SOLSONA se graduó como Ingeniero en Electrónica en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de La Plata (UNLP), en 1986.

Desde su graduación es integrante del Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación (LEICI) de la Facultad de Ingeniería de la UNLP. Es becario de la CICpBA.

Su área de interés es la teoría del control y su aplicación a sistemas electrónicos de potencia.

RICARDO JULIAN MANTZ se graduó como Ingeniero en Telecomunicaciones en la Universidad Nacional de La Plata (UNLP), Argentina en 1979.

Desde su graduación es integrante del Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación de la Facultad de Ingeniería de la UNLP.

Es Profesor Adjunto de la Facultad de Ingeniería de la UNLP y miembro de la CICpBA. Su área de interés es el control de sistemas.

EUGENIO JORGE TACCONI se graduó como Ingeniero en Telecomunicaciones en la Universidad Nacional de La Plata (UNLP), Argentina en 1968.

Luego de su graduación trabajó en el desarrollo de instrumentación electrónica en el Laboratorio de Física experimental de la UNLP. Es integrante del Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación de la Facultad de Ingeniería de la UNLP.

Es Profesor Titular dedicación exclusiva de la Facultad de Ingeniería de la UNLP y miembro del CONICET.