

Diseño de un Controlador para el Rechazo Selectivo de Armónicos de Tensión en un Inversor CC-CA

Shane Malo, Roberto Griñó,
 Instituto de Organización y Control de Sistemas Industriales (IOC),
 Universidad Politécnica de Cataluña (UPC),
 Barcelona, España.
 E-mail:shane.malo@upc.edu, roberto.grino@upc.edu

Resumen— Los inversores cc-ca (corriente continua-corriente alterna) son necesarios en numerosas aplicaciones. El inversor cc-ca de puente completo ha sido tratado ampliamente tanto en aplicaciones industriales como en la literatura. Cuando la naturaleza de la carga a alimentar no es conocida *a priori*, algunas consideraciones deben hacerse para poder asegurar la calidad de las señales entregadas por el inversor. Cuando un inversor cc-ca de puente completo alimenta cargas no lineales, armónicos impares son introducidos en la forma de onda del voltaje de salida del inversor. Con el propósito de producir una buena señal de voltaje con forma sinusoidal, la estrategia de control debe ser capaz de rechazar perturbaciones periódicas a la salida. “Adaptive Feed-Forward Cancellation (AFC)” es una técnica de control que ha sido usada con éxito para rechazar, de manera selectiva, perturbaciones a la salida de sistemas mecánicos en tiempo continuo. Este trabajo trata el uso de AFC para controlar el voltaje de salida en un sistema eléctrico, en este caso, un inversor cc-ca de puente completo, para producir una señal estándar de voltaje de ca europea, 230 Vrms y 50 Hz. El diseño del controlador ha sido realizado directamente en el dominio- z . Se han realizado consideraciones acerca de los posibles problemas numéricos que pueden aparecer en la implementación de este tipo de controladores mediante computadoras digitales.

Palabras Clave: Control AFC, inversor cc-ca de puente completo, armónicos, cargas no lineales, distorsión armónica total, factor de cresta, rechazo de perturbaciones periódicas.

I. INTRODUCCIÓN

Alimentar una carga aislada mediante un sistema de inversión de cc-ca no es una tarea fácil, generalmente debido al desconocimiento de la naturaleza de la carga a alimentar (lineal o no lineal), y a la necesidad de mantener las características deseadas del voltaje de salida del sistema (frecuencia, amplitud, distorsión armónica total (“Total Harmonic Distortion” THD), etc.), dentro de ciertos límites que determinan la calidad de la señal provista. Cargas no lineales, tales como rectificadores de diodos y luces fluorescentes con balastos electrónicos [1], introducen armónicos impares de la frecuencia fundamental de ca, generalmente 50 Hz o 60 Hz, en la forma de onda del voltaje de salida del sistema de inversión cc-ca. “Adaptive Feed-Forward Cancellation (AFC)” es una técnica de control que permite rechazar o atenuar, de una manera selectiva, armónicos específicos cuando las señales de perturbación son periódicas. AFC ha sido utilizado con éxito para el control de sistemas mecánicos [2], [3], [4], para rechazar perturbaciones periódicas que son armónicos de una

frecuencia fundamental determinada. Es interesante notar que bajo ciertas condiciones [5]-[6], el problema resuelto mediante AFC es equivalente al uso del Principio del Modelo Interno (“Internal Model Principle” IMP) [7], y por lo tanto, puede esperarse un rechazo perfecto de las perturbaciones para los armónicos seleccionados. El IMP afirma que un modelo de la perturbación debe ser incluido en la función de transferencia de lazo abierto, siendo necesario entonces el conocimiento previo de la señal de perturbación. El diseño y la equivalencia de los controladores diseñados mediante AFC y el IMP ha sido tratado en [8]-[9], y un enfoque de diseño mediante “loop shaping” es presentado en [2] con el objetivo de servir al diseñador como base para la selección adecuada de los parámetros de diseño.

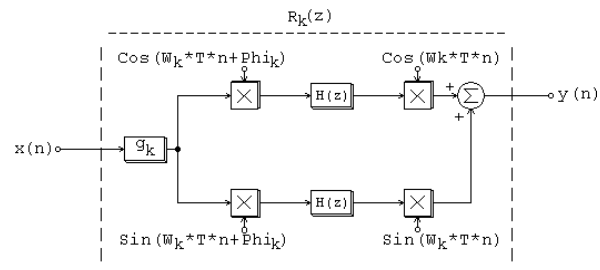


Fig. 1. Estructura modificada del resonador AFC.

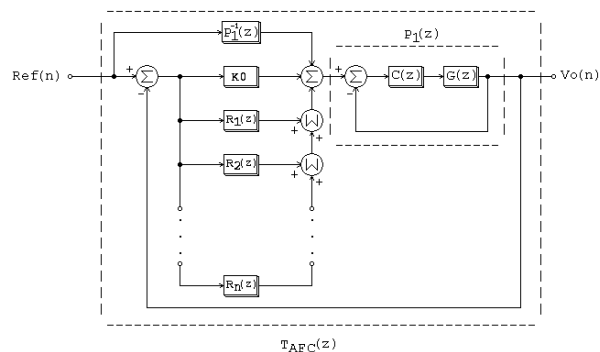


Fig. 2. Lazo cerrado AFC modificado.

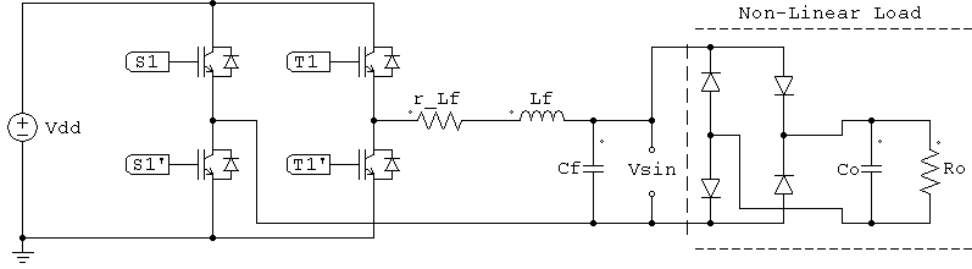


Fig. 3. Inversor cc-ca de puente completo con una carga no lineal (rectificador de diodos de puente completo con una carga RC).

II. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Los enfoques de AFC tratados en [2], [3], [4], [5], [6], [8], [9] asumen diseño del controlador y variables en tiempo continuo, no obstante, la práctica totalidad de los controladores son implementados mediante computadores digitales y, por lo tanto, en tiempo discreto. La novedad de este trabajo yace en el diseño del controlador AFC directamente en tiempo discreto y la aplicación a sistemas de electrónica de potencia, en este caso, un inversor de voltaje de puente completo cc-ca. Los resonadores $R_k(z)$ (ver Fig.1) que constituyen el núcleo del controlador AFC (ver Fig.2) son construidos directamente en el dominio- z , observándose algunas diferencias respecto de su comportamiento en tiempo continuo. Se ha agregado un bloque proporcional con constante K_0 con el objetivo de ayudar en el seguimiento de la referencia. El bloque “Feed-Forward” se incluye con el objetivo de reforzar la señal de referencia en la entrada del lazo interior, y el controlador $C(z)$ debe proveer tanto ancho de banda como sea posible alcanzando buenos márgenes de estabilidad [2].

La estructura modificada del resonador AFC que se presenta en la Fig. 1 puede expresarse mediante la función de transferencia.

$$R_k(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1}{2}g_k [H(ze^{-j\omega_k T_s})e^{-j\varphi_k} + H(ze^{j\omega_k T_s})e^{j\varphi_k}] \quad (1)$$

Los bloques $H(z)$ en $R_k(z)$, se escogen de manera que sean el sistema de primer orden $H(z) = z/(z - a)$, y en consecuencia, la Ec. (1) toma la forma:

$$R_k(z) = g_k \frac{\cos(\varphi_k)z^2 - a \cos(\omega_k T_s + \varphi_k)z}{z^2 - 2a \cos(\omega_k T_s)z + a^2} \quad (2)$$

En el caso de que $a = 1$, entonces $H(z)$ toma la forma de un integrador “Backward Euler” $H(z) = z/(z - 1)$. Esto tiene como efecto la ubicación de una ganancia infinita en cada resonador $R_k(z)$ a su correspondiente frecuencia ω_k . El efecto de la contribución de cada resonador $R_k(z)$ a la función de transferencia de lazo abierto total puede apreciarse por la ganancia infinita presente en cada una de las frecuencias ω_k , teniendo tantos picos de frecuencia infinita, como resonadores

hay presentes en el sistema. Si los resonadores son implementados mediante la Ec. (2), ganancia infinita a frecuencia ω_k significa que el denominador de (2) toma el valor de cero a tal frecuencia. Este hecho puede llegar a introducir problemas numéricos cuando el controlador se encuentra en operación en tiempo real. Para evitar la aparición de este tipo de problemas, altas ganancias finitas pueden utilizarse en cambio, esto puede conseguirse seleccionando $a < 1$ en $H(z)$. En tal caso, los picos de ganancia serán finitos, pero más grandes mientras a más se acerque a 1.

III. DISEÑO DEL CONTROLADOR

Este nuevo enfoque en el diseño del controlador AFC ha sido usado para controlar el voltaje de salida de un inversor cc-ca de puente completo (ver Fig.3), siguiendo el esquema de “loop shaping” para la selección de los valores de los parámetros presentado en [2]. El voltaje de salida deberá seguir una señal sinusoidal de referencia con una frecuencia fundamental de 50 Hz y 230 Vrms. Se ha planeado que el rechazo a las perturbaciones tome lugar en los primeros 25 armónicos y se ha diseñado un controlador $C(z)$ para que el lazo cerrado interior tenga un ancho de banda tan grande como sea posible. La Fig. 4 muestra el diagrama de Bode para la función de transferencia del lazo cerrado interior $P_1(z) = G(z)C(z)/(1 + G(z)C(z))$, El ancho de banda alcanzado es de al rededor de 300 Hz, lo que permite tener buen seguimiento y al mismo tiempo buen rechazo de perturbaciones a la frecuencia objetivo de 50 Hz. La Fig. 5 muestra el diagrama de Bode para la función de transferencia de sensibilidad del lazo cerrado interior $S_1(z) = 1/(1 + G(z)C(z))$. La ganancia pico de $S_1(z)$ se encuentra por debajo de los 5 dB, lo que representa un buen margen de estabilidad para el lazo interior, Doyle *et al.* [10]. Los márgenes de estabilidad para el lazo abierto $G(z)C(z)$ se muestran en niveles aceptables, teniendo un margen de ganancia de 19.3 dB y un margen de fase de 47°.

La Fig. 6 muestra el diagrama de Bode para la función de transferencia total en lazo abierto del sistema AFC. Los parámetros K_0 y g_k han sido seleccionados empíricamente de modo que el sistema en lazo cerrado alcance valores en

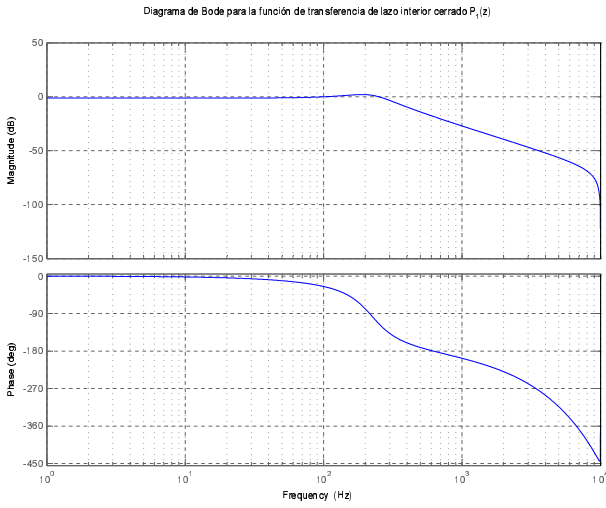


Fig. 4. Diagrama de Bode para la función de transferencia del lazo interior cerrado .

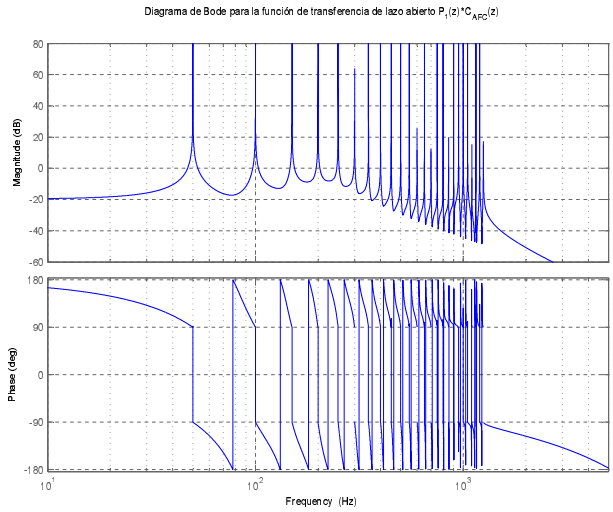


Fig. 6. Diagrama de Bode para el lazo abierto con el controlador AFC.

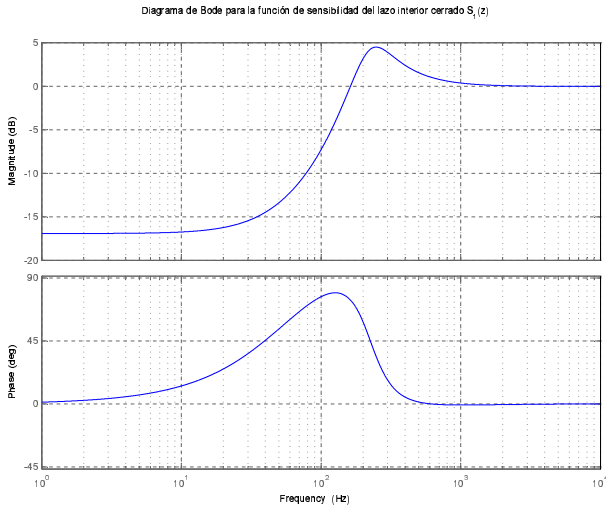


Fig. 5. Diagrama de Bode para la función de sensibilidad del lazo interior cerrado.

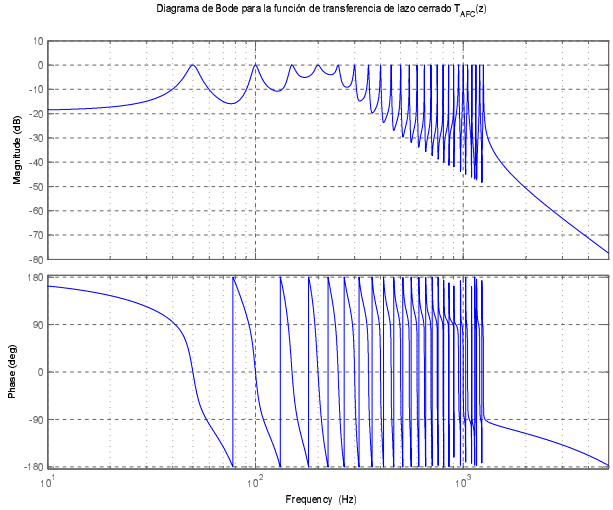


Fig. 7. Diagrama de Bode para el lazo cerrado con el controlador AFC.

los márgenes de ganancia y fase dentro de rangos aceptables, mientras se alcanza buen rechazo de perturbaciones en los armónicos deseados. La selección de los parámetros φ_k ha sido realizada siguiendo el criterio presentado en [2] para tiempo continuo, en el cual, el desfase del resonador $R_k(z)$ es igual a la fase de la función de transferencia del lazo cerrado interior a la frecuencia ω_k ($\varphi_k = \angle P_1(\omega_k)$). Este principio, resultado del análisis del comportamiento de los resonadores en tiempo continuo, tiene un efecto totalmente equivalente en los resonadores de tiempo discreto. Los resonadores $R_k(z)$ han sido construidos utilizando el parámetro $a = 1$ y, por ende, $H(z)$ toma la forma de un integrador “Backward Euler”. Como se ha expresado anteriormente, cuando se escoge $a = 1$, ganancias infinitas son ubicadas en los armónicos de la frecuencia fundamental, en este caso 50 Hz. Las ganancias finitas que se presentan en la Fig. 6 se deben a problemas de representación gráfica, éstas ganancias son, de hecho, infinitas.

El camino “Feed-Forward” $P_1^{-1}(z)$ ha sido diseñado para reforzar el seguimiento de la referencia por el lazo interno, esto se ha logrado haciendo que $P_1^{-1}(z)$ sea un bloque proporcional, cuya ganancia es igual al inverso de la ganancia del lazo interno a 50 Hz (aprox. 314 rad/sec = ω_1), es decir $P_1^{-1}(z) = 1/P_1(\omega_1)$.

La Fig. 7 muestra el diagrama de Bode para el lazo cerrado con el controlador AFC. Las características de seguimiento perfecto de la referencia así como rechazo a perturbaciones en la salida se muestran mediante las ganancias de 0 dB en las frecuencias deseadas.

IV. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

La Fig. 8 muestra las formas de onda del voltaje de salida y la corriente de salida para el sistema inversor conmutado

cc-ca¹ alimentando un rectificador de diodos de puente completo con un filtro C y una carga R en condición de máxima carga (2.25 kVA). Bajo estas condiciones de trabajo, la distorsión armónica total (THD²) del voltaje de salida se encuentra por debajo del 1.7% mientras que la corriente de salida del inversor tiene un valor rms de 17.16A, y un factor de cresta (“Crest Factor” CF) de 3.14 con un THD de 130%.

Al momento de la redacción de este artículo, el trabajo de construcción del montaje experimental aún no había sido completado, por lo tanto, la experimentación fue posible solamente mediante simulación numérica. Las simulaciones fueron realizadas en un sistema conmutado, a 20kHz, usando modulación de ancho de pulso (PWM) común, con pulso centrado y actualización simple. En las simulaciones han sido incluidas las pérdidas de los semiconductores, tales como el voltaje de saturación de 2V presente en los módulos de los IGBTs, así como 1V de caída en los diodos antiparalelos a los IGBTs. Un tiempo muerto de 2 μ sec ha sido incluido entre las señales complementarias del módulo de PWM. Un retardo de 1 ciclo de conmutación se ha incluido para tomar en cuenta la carga del registro de control del PWM.

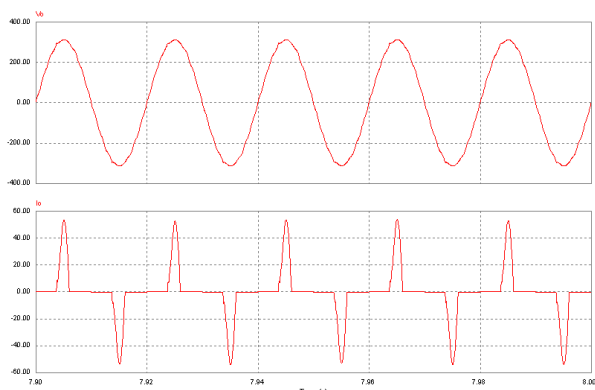


Fig. 8. Forma de onda experimental del voltaje de salida del inversor cc-ca de puente completo conmutado a 2.25 kVA con carga no lineal.

V. MONTAJE EXPERIMENTAL

El trabajo de construcción del montaje experimental se encuentra en proceso, esta sección presenta una descripción general del dispositivo de procesamiento digital y de las etapas de sensores y de potencia.

Un procesador ADSP21364 de punto flotante de la casa Analog Devices es usado como unidad de cómputo. Dos convertidores a/d de 14 bits y 8 canales con muestreo simultáneo MAX1324ECM de Maxim son usados como interfaces entre los sensores y el procesador. Sensores de

¹Los componentes usados en las simulaciones numéricas tienen los siguientes valores: $V_{dd} = 400$ V, $L_f = 800$ μ H, $r_{L_f} = 70$ m Ω , $C_f = 45$ μ F, $C_o = 7960$ μ F, $R_o = 40$ Ω . Estas cantidades corresponden a los valores de los componentes que están siendo instalados en el montaje experimental que actualmente se encuentra en construcción.

²El valor de THD se calcula respecto de la fundamental de la señal periódica.

corriente y tensión de efecto Hall LEM LA55-P y LA100-P son utilizados para obtener las lecturas de las señales a controlar.

En la etapa de potencia se utilizan módulos de IGBTs Semikron SKM100GB123D con caídas de voltaje de 2 V para los transistores y 0.8 V de caída para cada uno de los diodos antiparalelos. El filtro LC de salida del inversor cc-ca de puente completo lo forman una inductancia $L_f = 800$ μ H, con resistencia parásita $r_{L_f} = 70$ m Ω y un condensador de $C_f = 45$ μ F.

La conmutación de los dispositivos se llevará a cabo a 20 kHz, utilizando modulación de ancho de pulso (PWM) común, con pulso centrado y una sola actualización del valor del ancho de pulso por período de conmutación.

VI. CONCLUSIONES

El rechazo a las perturbaciones introducidas por cada uno de los armónicos puede mejorarse incrementando selectivamente el valor de la ganancia g_k en el resonador $R_k(z)$. Los valores del avance de fase φ_k de los resonadores han sido seleccionados de acuerdo con el valor de fase en el lazo cerrado interior a la frecuencia ω_k ($\angle P_1(\omega_k)$) siguiendo el mismo principio presentado en [2]. El efecto de utilizar este desfase en los resonadores implementados en tiempo discreto, es completamente equivalente a los resultados obtenidos en tiempo continuo.

Las ganancias g_k de los resonadores y K_0 del bloque proporcional permanecen libres como parámetros de diseño. Aunque en este trabajo se ha utilizado un ajuste empírico de los parámetros g_k y K_0 , éste conjunto puede ser generado por algún método de optimización que tome en cuenta las restricciones adecuadas. La aplicación de AFC para el rechazo de perturbaciones periódicas a la salida de un sistema es factible cuando, tanto las referencias a seguir, como las perturbaciones a rechazar son de frecuencia fija.

El uso del valor $a = 1$ puede llegar a introducir problemas numéricos dependiendo de la implementación y la potencia computacional del dispositivo de procesamiento que se use. En este caso la unidad de cómputo tiene la suficiente precisión como para que los efectos de los problemas numéricos generados por esta causa no se manifiesten de manera considerable. Sin embargo, el valor de a puede cambiarse en aquellas implementaciones que así lo requieran.

Los resultados obtenidos hasta ahora son muy prometedores respecto de la aplicación de este esquema de control a sistemas de electrónica de potencia. Es importante tomar nota del bajo valor de THD del voltaje de salida alcanzado a plena carga cuando se utiliza una carga no lineal que demanda grandes corrientes al inversor en las armónicas impares de la frecuencia fundamental de ca.

VII. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido realizado con el apoyo del Ministerio de Educación y Ciencia (MEC) de España, bajo el proyecto DPI2004-06871-C02-02. El trabajo de Shane Malo es realizado con el apoyo del Departamento de Universidades, Investigación y Sociedad de la Información de la Generalidad de Cataluña y el Fondo Social Europeo, mediante una beca de formación de personal investigador (FI) con número de expediente 2007FIR 00118.

REFERENCIAS

- [1] D. Pileggi, E. Gulachenski, C. Root, and A. E. T.J. Gentile, "The effect of modern compact fluorescent lights on voltage distortion," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, no. 3, pp. 1451–1459, July 1993.
- [2] M. Byl, S. Ludwick, and D. Trumper, "A loop shaping perspective for tuning controllers with adaptive feedforward cancellation," *Precision Engineering*, vol. 29, no. 1, pp. 27–40, January 2005.
- [3] M. Bodson, "Rejection of periodic disturbances of unknown and time-varying frequency," *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, vol. 19, no. 2-3, pp. 67–88, March 2005.
- [4] S. Ludwick, "A rotary fast tool servo for diamond turning of asymmetric optics," Ph.D. dissertation, Department of Mechanical Engineering, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, MA., 1999.
- [5] M. Bodson, A. Sacks, and P. Khosla, "Harmonic generation in adaptive feedforward cancellation schemes," in *Proceedings of the 31st IEEE Conference on Decision and Control*, vol. 2, 16-18 December 1992, pp. 1261–1266.
- [6] —, "Harmonic generation in adaptive feedforward cancellation schemes," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 39, no. 9, pp. 1939–1944, September 1994.
- [7] B. Francis and W. Mohan, "Internal model principle in control theory," *Automatica*, vol. 12, pp. 457–465, 1976.
- [8] W. Messner and M. Bodson, "Design of adaptive feedforward controllers using internal model equivalence," in *American Control Conference*, vol. 2, 1619-1623, 29 June-1 July 1994.
- [9] M. Bodson, "Equivalence between adaptive cancellation algorithms and linear time-varying compensators," in *43rd IEEE Conference on Decision and Control, CDC*, vol. 1, 14-17 December 2004, pp. 638–643.
- [10] J. Doyle, B. Francis, and A. Tannenbaum, *Feedback Control Theory*. Macmillan Publishing Co., 1990, ch. Chapter 3: Basic Concepts, pp. 27–38.