

Control de Potencia PID en un Sistema DS-CDMA con Detección Multi-usuario

Martínez-López F. J.
CIEP, Facultad de Ingeniería, UASLP
San Luis Potosí, S.L.P., México
Email: fjml@uaslp.mx

Campos-Delgado D. U.
Facultad de Ciencias, UASLP
San Luis Potosí, S.L.P., México
Email: ducd@fciencias.uaslp.mx

Luna-Rivera J. M.
Facultad de Ciencias, UASLP
San Luis Potosí, S.L.P., México
Email: mlr@fciencias.uaslp.mx

Resumen—En este artículo se realiza un análisis de la robustez de un algoritmo de control de potencia distribuido con acción proporcional, integral y derivativa (PID). El análisis se realiza con respecto a las limitaciones de cuantización en el error retroalimentado y retardo en la actualización del nivel de potencia de transmisión. El control del nivel de potencia se realiza para un canal *uplink* (unidad móvil a estación base) de un sistema de acceso múltiple por división de códigos con secuencia directa (Direct Sequence-Code Division Multiple Access, DS-CDMA), en conjunto con el uso de detectores de acceso múltiple. En base a la descomposición espectral de la matriz de códigos en el sistema DS-CDMA, se establecen expresiones analíticas capaces de estimar la relación señal a ruido-interferencia (Signal-to-Noise plus Interference Ratio, SNIR).

Palabras clave: Detectores Multiusuario, Redes inalámbricas, Control Distribuido.

I. INTRODUCCIÓN

Hoy en día, la técnica de acceso múltiple por división de códigos (Code Division Multiple Access, CDMA) representa una de las tecnologías con mayor impacto dentro de los sistemas de comunicación inalámbricos, superando técnicas tales como: acceso múltiple por división de frecuencia (Frequency Division Multiple Access, FDMA) y acceso múltiple por división de tiempo (Time Division Multiple Access, TDMA) (Jung et al., 1993). En un sistema CDMA todos los usuarios transmiten al mismo tiempo y sobre el mismo ancho de banda (Pickholtz et al., 1982). En esta técnica de transmisión a cada usuario se le asigna un código único que modula la señal a transmitir (Lee, 1991). Sin embargo, uno de los principales problemas de la tecnología CDMA es la interferencia de acceso múltiple (Multiple Access Interference, MAI) ocasionada por las unidades móviles en la red, característica que limita la capacidad del sistema (Pickholtz et al., 1982). Para contrarrestar los diversos factores de interferencia, cada usuario debe transmitir con un determinado nivel de potencia variable que depende de la carga del sistema, y está determinado por mecanismos de control por retroalimentación (Gunnarsson y Gustafsson, 2003). El control de potencia representa una técnica efectiva para combatir interferencias en los sistemas CDMA (Osery, 2000). Además, es necesario realizarlo debido al efecto cerca-lejos por el cual, si todos los usuarios usaran el mismo nivel de potencia, las señales de los

emisores más cercanos llegarían a la estación base (Base Station, BS) con una potencia mayor, quedando los más lejanos enmascarados. El sistema debe también mantener los distintos requerimientos de calidad de servicio (Quality of Service, QoS) que demanden los usuarios de la red (Yun y Messerschmitt, 1994). Una forma de evaluar QoS es en base a la relación señal a ruido-interferencia (SNIR) en cada usuario móvil.

Los algoritmos de control de potencia pueden dividirse en centralizados (Centralized Power Control, CPC) y distribuidos (Distributed Power Control, DPC). La mayoría de las investigaciones realizadas, están enfocadas a utilizar algoritmos DPC debido a que son más simples, requieren de menor información y son más fáciles de implementar en la unidad móvil (Popescu y Rose, 2003; Zander, 1992). En trabajos recientes se han propuesto diversas estrategias para DPC (Paul et al., 2005; Yun y Messerschmitt, 1994; Zhu y Dong, 2003). Sobresaliendo por su simplicidad entre otras, estrategias de control clásico: controladores proporcionales, proporcionales integrales (PI) y proporcional integral con parte derivativa (PID). Sin embargo, algunas incógnitas persisten tales como: robustez del algoritmo de control con respecto a perturbaciones, retardos o falta de información (limitaciones en la cuantización de la señal de error retroalimentada) (Fan et al., 2004). Además del control de potencia, el uso de detectores multi-usuario (Multi-User Detectors, MUD's) permite reducir el efecto MAI a diferencia del detector convencional (Matched Filter, MF). La aplicación de este tipo de detección en el canal *uplink* no representa problema alguno, en función de que la estación base cuenta con los recursos suficientes para implementarla. Por tal motivo, diversas investigaciones están enfocadas al estudio de algoritmos de control de potencia en conjunto con MUD's (Meshkati et al., 2005).

En este trabajo es considerado un controlador de potencia clásico PID y diversos MUD's, además del detector convencional MF. La finalidad de este trabajo es evaluar el desempeño del algoritmo de control PID con respecto a las limitaciones de cuantización en el error retroalimentado y retardo en la actualización del nivel de potencia en la transmisión, considerando una estrategia conjunta de control de potencia y detección multi-usuario. Para lograr el objetivo, se analizará una aproximación para la estimación del SNIR

para cada usuario en todos los detectores considerados. Sin embargo, el problema del ajuste de parámetros de control, aun cuando es de gran importancia para el desempeño del control de potencia, no es abordado en este trabajo por limitaciones de espacio.

El presente trabajo está organizado de la siguiente forma. En la Sección II se describe el modelo para el canal *uplink* de un sistema DS-CDMA. La Sección III describe el algoritmo de control de potencia utilizado. En la Sección IV se plantea la estimación del SNIR, para cada detector multiusuario, en función del análisis espectral de la matriz de códigos. Los resultados por simulación son mostrados y discutidos en la Sección V. Por último, se derivan algunas conclusiones del trabajo en la Sección VI.

II. MODELO DEL SISTEMA

Las señales de ganancia y los niveles de potencia en un sistema de comunicación inalámbrica, pueden ser expresadas usando escalas logarítmicas (dB o dBm) o escalas lineales. Para evitar confusión los valores utilizados se encuentran en escala lineal, a menos que se indique lo contrario.

II-A. Modelo simplificado de una estación base

Un sistema de comunicación inalámbrico DS-CDMA consta de dos líneas de transmisión para cada usuario, un canal *uplink* y un canal *downlink*, ver Figura 1. Un

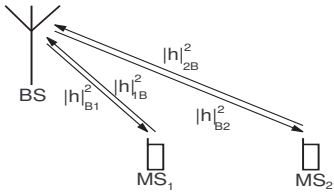


Figura 1. Modelo de transmisión de radio simplificado.

canal de comunicación puede caracterizarse por una ganancia de potencia $|h[k]|^2$ que consta de tres componentes: pérdida por trayectoria, desvanecimiento por sombra y por multi-trayecto (Pickholtz et al., 1982). Para realizar una comunicación a través de cada canal, caracterizado por la ganancia $|h[k]|^2$, se transmite usando la potencia $p[k]$. Así, el receptor percibe la señal de potencia ($P[k] = p[k]|h[k]|^2$), además de la potencia de la interferencia de acceso multiple ($I[k]$) causada por otros usuarios dentro de la misma red y por último la potencia de ruido térmico en el receptor ($v[k] = \sigma^2$, donde σ^2 es la varianza del ruido). El factor de calidad de servicio en la recepción de datos del usuario- i se relaciona con el parámetro SNIR ($\gamma_i[k]$) definido como:

$$\gamma_i[k] = \frac{p_i[k] |h_i[k]|^2}{I_i[k] + v[k]}. \quad (1)$$

Considerando una transmisión libre de errores y asumiendo que el término de la interferencia más el ruido ($I[k] + v[k]$) tienen una distribución Gaussiana, es posible determinar la máxima razón de datos transmitidos $R[k]$ haciendo uso del teorema de Shannon (Shannon, 1956). Es claro que

el control de potencia puede verse como un medio para compensar las variaciones del canal introducidas en $|h[k]|^2$. Sin embargo, el objetivo principal es mantener constante el valor SNIR y por lo tanto sostener una razón de transmisión de datos constante. Es preciso resaltar que los requerimientos de la razón de datos transmitidos depende del servicio a proporcionar (transmisión de voz, datos, multimedia, etc.).

En específico, para el control de potencia distribuido en el canal *uplink*, considerando una BS con U usuarios móviles, el término SNIR en la BS correspondiente al usuario i está dado por la siguiente expresión al instante k :

$$\gamma_i[k] = \frac{p_i[k] |h_i[k]|^2}{\sum_{j \neq i} p_j[k] |h_j[k]|^2 + v[k]}. \quad (2)$$

La ecuación (2) es la representación convencional del valor SNIR correspondiente a un detector MF, excluyendo el efecto de la codificación.

II-B. Modelo completo del canal *uplink*

En este trabajo se considera el canal *uplink* de un sistema DS-CDMA, con una ganancia de procesamiento N (definida como la relación de la duración por símbolo con respecto de la duración de un valor de la secuencia código). Se asumen U usuarios activos en la red y solamente una célula. Por lo tanto, se considera que todos los usuarios transmiten a un receptor común, ubicado en un punto de concentración (BS). Un esquema general del modelo se presenta en la Figura 2. Por lo tanto, la estación base recibe

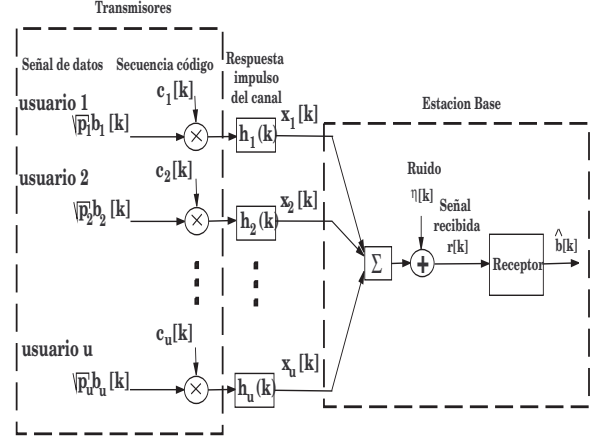


Figura 2. Modelo de transmisión del canal *uplink*.

la señal codificada de cada usuario ($x_i[k]$), determinada por

$$x_i[k] = c_i[k]h_i[k]\sqrt{p_i[k]}b_i[k] \quad (3)$$

donde $b_i[k] \in \{-1, +1\}$ denota el k -ésimo bit del usuario i , $p_i[k]$ la potencia de transmisión y $h_i[k]$ ganancia del canal. A cada usuario se le asigna una secuencia código $c_i[k] = [c_{i,1}[k], \dots, c_{i,N}[k]]^T$ donde $c_{i,n}[k] \in \{1/\sqrt{N}, -1/\sqrt{N}\}$, $n = 1, \dots, N$. En general, si se asume sincronización en los símbolos recibidos y un canal de acceso multiple donde cada usuario tiene diferente ganancia de canal ($h_i[k]$),

entonces el receptor observa una señal compuesta por la suma de la información de todos los usuarios en el mismo tiempo y frecuencia.

$$r[k] = C\hat{b}[k] + \eta[k], \quad (4)$$

donde

- $C = [c_1[k] \cdots c_U[k]] \in R^{N \times U}$ es la matriz de códigos con $\|C\|^2 = U$.
- $\tilde{b}[k] \in R^{U \times 1}$ es un vector que concentra la información de los datos transmitidos, la potencia con que se transmiten y la ganancia del canal para cada uno de los usuarios en el instante k :

$$\tilde{b}[k] = \begin{bmatrix} \sqrt{p_1[k]}h_1[k]b_1[k] \\ \sqrt{p_2[k]}h_2[k]b_2[k] \\ \vdots \\ \sqrt{p_u[k]}h_u[k]b_u[k] \end{bmatrix}.$$

- $\eta[k] \in R^{N \times 1}$ representa el vector de muestras de ruido Gaussiano con media cero y varianza σ^2

El modelo asume que la potencia y la ganancia del canal no cambian, por lo menos durante el intervalo de un símbolo. En general el uso de detectores lineales multi-usuario para un sistema DS-CDMA ayudan a mitigar el efecto MAI y mejorar la estimación de los bits de información (Koulakiotis y Aghvami, 1996; Moshavi, 1996). La aplicación de un detector lineal implica una transformación del tipo $\mathbf{X} \in \mathbb{R}^{U \times N}$ a la señal recibida $r(k)$ de la siguiente manera

$$\hat{\mathbf{b}}[k] = \mathbf{X}r[k] = \mathbf{X}(\mathbf{C}\tilde{\mathbf{b}}[k] + \boldsymbol{\eta}[k]). \quad (5)$$

III. CONTROL DE POTENCIA

El problema de control de potencia para cada usuario puede formularse mediante un diagrama de bloques estándar como se muestra en la Figura 3, donde la perturbación

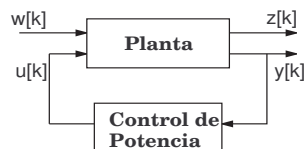


Figura 3. Formulación del control de potencia.

externa $w[k]$ comprende la ganancia de potencia del canal $|h_i[k]|^2$, la interferencia $I_i[k]$ y el ruido térmico $v[k]$. La señal de control $u[k]$ corresponde al nivel de potencia en la transmisión, $p_i[k]$. A la salida de la planta se tiene $z[k] = \gamma_i^o[k]$, la calidad de la señal recibida (SNIR) y $y[k] = \gamma_i^{obj} - \gamma_i[k]$ representa el error entre la calidad del servicio deseado (SNIR objetivo) y el obtenido. En consecuencia el objetivo de control de potencia se plantea en alcanzar un valor de SNIR objetivo en todos los usuarios de la red, y de esta manera satisfacer los requerimientos del término QoS (Yun y Messerschmitt, 1994).

III-A. Modelo del control de potencia

El modelo del control de potencia adoptado, para un solo usuario, se presenta en (Gunnarsson y Gustafsson, 2003) basado en un diseño logarítmico-lineal. El modelo cuenta con un lazo cuya función es asignar la potencia requerida para obtener el SNIR objetivo y así compensar las señales de perturbación, ver Figura 4. Para facilitar el análisis se

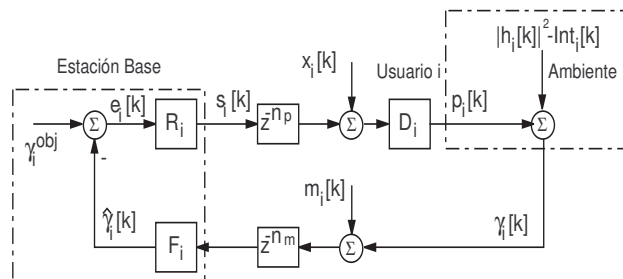


Figura 4. Lazo interno del algoritmo de control de potencia.

toman las siguientes consideraciones:

- Transmisión del error realizada sin modulación
 $R_i(e_i[k]) = e_i[k]$.
- El ruido en la medición del SNIR, $m_i[k]$, y los errores en la señal retroalimentada, $x_i[k]$, se consideran despreciables.
- El filtro F_i estima perfectamente el valor SNIR ($\hat{\gamma}_i[k] = \gamma_i[k]$).
- Algoritmo de control de potencia indicado por D_i .
- Retraso causado por la transmisión del error (n_p), desde 0 hasta 10 muestras.
- Retraso nulo en la medición, $n_m = 0$.
- El algoritmo de control causa una unidad de retraso, por lo tanto el retraso total $n_{RT} = 1 + n_p + n_m$.
- Las secciones dentro de los recuadros punteados se encuentran en escala logarítmica, el resto en escala lineal.
- $Int_i[k]$ incluye la interferencia y el ruido, en escala lineal, y está determinado por $Int_i[k] = I_i[k] + v_i[k]$.

El esquema de control de potencia lineal utilizado es un PID propuesto en la literatura (Paul et al., 2005), el conjunto de ecuaciones que define a este controlador son:

$$p_i[k] = \alpha e_i[k] + \beta x_i[k] + \theta(e_i[k] - e_i[k-1])$$

$$e_i[k] = \left[1 - \frac{\gamma^{obj}}{\gamma_i[k-1]} \right] p_i[k-1]$$

$$x_i[k] = x_i[k-1] + e_i[k]$$

donde α , β y θ son los parámetros del controlador. Notar que el error se define de una manera porcentual con un peso dado por el valor de potencia previo, sin embargo cuando $\gamma_i[k-1] = \gamma^{obj}$ se tiene $e_i[k] = 0$.

IV. ESTIMACIÓN DEL FACTOR SNIR EN RECEPTORES LINEALES

Con la intención de evaluar QoS mediante diferentes detectores lineales, es posible derivar expresiones para estimar

el factor SNIR en función de la descomposición espectral de la matriz de códigos presentada en (Martínez et al., 2005). Reescribiendo (5) como

$$\hat{\mathbf{b}}[k] = \mathbf{\Lambda}_d \mathbf{b}[k] + \mathbf{\Lambda}_{nd} \mathbf{b}[k] + \boldsymbol{\mu}[k], \quad (6)$$

donde $\mathbf{\Lambda}_d = \text{diag}(\mathbf{X}\mathbf{C})$ es una matrix diagonal que contiene información correspondiente de los datos estimados, $\mathbf{\Lambda}_{nd} = \mathbf{X}\mathbf{C} - \mathbf{\Lambda}_d$ que corresponde a la información del término MAI. Por ultimo, $\boldsymbol{\mu}[k]$ indica las muestras de ruido térmico resultante de multiplicar $\mathbf{X}$ por $\boldsymbol{\eta}[k]$. Consecuentemente, podemos mostrar que el valor SNIR global a la salida del detector en la BS se puede expresar por

$$\gamma[k] = \frac{E\{\|\mathbf{\Lambda}_d \mathbf{b}[k]\|^2\}}{E\{\|\mathbf{\Lambda}_{nd} \mathbf{b}[k]\|^2\} + E\{\|\boldsymbol{\mu}[k]\|^2\}}$$

donde $E\{\|\cdot\|^2\}$ es el valor esperado de la energía en la señal.

IV-A. Descomposición espectral de la matriz de códigos

Considerando la matriz de códigos $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{N \times U}$, (rango completo) es posible obtener su descomposición en valores singulares como $\mathbf{C} = \mathbf{W}\boldsymbol{\Sigma}\mathbf{V}^*$ donde $\mathbf{W}$ y $\mathbf{V}$ son las matrices unitarias definidas de la siguiente manera

$$\begin{aligned} \mathbf{W} &= [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_N] \in \mathbb{R}^{N \times N} \\ \mathbf{V} &= [\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_U] \in \mathbb{R}^{U \times U} \end{aligned}$$

con $\mathbf{w}_i$ y $\mathbf{v}_j$ como vectores unitarios de dimensión $N \times 1$ y $U \times 1$ respectivamente. La matriz $\boldsymbol{\Sigma}$ está definida como

$$\boldsymbol{\Sigma} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Sigma}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}$$

donde $\boldsymbol{\Sigma}_1 \in \mathbb{R}^{p \times p}$ es una matriz que contiene los valores singulares (ρ_i) con $p = \min\{U, N\}$ como el valor mínimo entre U y N , entonces $\boldsymbol{\Sigma}_1 = \text{diag}[\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_p]$ contiene los valores singulares en orden descendente. La matriz $\mathbf{C}$ puede ser alternativamente escrita en su expansión reducida, tal que

$$\mathbf{C} = \mathbf{W}_1 \boldsymbol{\Sigma}_1 \mathbf{V}^* = \sum_{l=1}^p \rho_l \mathbf{w}_l \mathbf{v}_l^*$$

donde $\mathbf{W}_1 = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_U] \in \mathbb{R}^{N \times U}$ y $\boldsymbol{\Sigma}_1 \in \mathbb{R}^{U \times U}$.

IV-B. Estimación del factor SNIR

El detector convencional MF establece el estimador más simple y basa su detección en la matriz de transformación $\mathbf{X} = \mathbf{C}^*$. A diferencia de los estimadores multi-usuario, este tipo de detector ignora la información de otros usuarios a los cuales considera como señales de ruido. La estimación de un dato mediante este detector es representada por expresión $\hat{\mathbf{b}}[k] = \mathbf{C}^* \mathbf{C} \tilde{\mathbf{b}}[k] + \mathbf{C}^* \boldsymbol{\eta}[k]$. El SNIR global para este tipo de receptor en el tiempo k se muestra por la ecuación siguiente

$$\gamma^{MF} = \frac{\sum_{i=1}^U p_i |h_i|^2}{\sum_{i=1}^U p_i |h_i|^2 \left[\sum_{j=1, j \neq i}^U \left(\sum_{l=1}^U \rho_l^2 v_{li} v_{lj} \right)^2 \right] + U \sigma^2}.$$

El Decorrelador (Moshavi, 1996) es otro detector lineal que tiene como característica principal la cancelación total del término MAI. La transformación aplicada por el detector Decorrelador es $\mathbf{X} = (\mathbf{C}^* \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^*$, resultando en una estimación del dato como $\hat{\mathbf{b}}[k] = \tilde{\mathbf{b}}[k] + (\mathbf{C}^* \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^* \boldsymbol{\eta}[k]$. Esta transformación resulta en el cálculo del término SNIR global como

$$\gamma^{DE} = \frac{\sum_{i=1}^U p_i |h_i|^2}{\sigma^2 \sum_{l=1}^U \rho_l^{-2}}.$$

Una desventaja del Decorrelador es que aumenta el término de ruido térmico en el dato estimado.

El detector proyector, con transformación $\mathbf{X} = \mathbf{V} \mathbf{W}_1^*$ está basado en la descomposición de valores singulares de la matriz de códigos (Martínez et al., 2005). En este caso el vector de datos estimado $\hat{\mathbf{b}}(k)$ está determinado por

$$\hat{\mathbf{b}}[k] = \mathbf{V} \boldsymbol{\Sigma}_1 \mathbf{V}^* \tilde{\mathbf{b}}[k] + \mathbf{V} \mathbf{W}_1^* \boldsymbol{\eta}[k].$$

El valor SNIR para este detector se expresa de la siguiente manera

$$\gamma^{PR} = \frac{\sum_{i=1}^U p_i |h_i|^2 \left(\sum_{l=1}^U \rho_l v_{li}^2 \right)^2}{\sum_{i=1}^U p_i |h_i|^2 \left[\sum_{j=1, j \neq i}^U \left(\sum_{l=1}^U \rho_l v_{li} v_{lj} \right)^2 \right] + U \sigma^2}.$$

Por último, se presenta el detector óptimo que utiliza un esquema de minimización del error cuadrático medio (Minimum Mean Squared Error, MMSE) entre el dato estimado y el dato transmitido (Koulakiotis y Aghvami, 1996). La estimación del dato se obtiene mediante la matriz de transformación $\mathbf{X} = (\sigma^2 \mathbf{I} + \mathbf{C}^* \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^*$ tal que

$$\hat{\mathbf{b}}(k) = (\sigma^2 \mathbf{I} + \mathbf{C}^* \mathbf{C})^{-1} (\mathbf{C}^* \mathbf{C} \tilde{\mathbf{b}}[k] + \mathbf{C}^* \boldsymbol{\eta}[k])$$

y el SNIR global se establece por

$$\gamma^{MM} = \frac{\sum_{i=1}^U p_i |h_i|^2 \left[\sum_{l=1}^U \frac{\rho_l^2 v_{li}^2}{\rho_l^2 + \sigma^2} \right]^2}{\sum_{i=1}^U p_i |h_i|^2 \left[\sum_{j=1, j \neq i}^U \left(\sum_{l=1}^U \frac{\rho_l^2 v_{li} v_{lj}}{\rho_l^2 + \sigma^2} \right)^2 \right] + U \sigma^2}.$$

Una aproximación del término SNIR para el usuario- i en el sistema (γ_i^{MF} , γ_i^{DE} , γ_i^{PR} y γ_i^{MM}) puede ser obtenida, para cada uno de los detectores considerados, a partir del SNIR global disponible en la estación base. La aproximación asume que todos los usuarios tienen el mismo nivel de MAI y de ruido, por lo que se considera el promedio de ambos valores en cada una de las siguientes expresiones

$$\begin{aligned} \gamma_i^{MF} &= \frac{p_i |h_i|^2}{\frac{1}{U} \sum_{i=1}^U p_i |h_i|^2 \left[\sum_{j=1, j \neq i}^U \left(\sum_{l=1}^U \rho_l^2 v_{li} v_{lj} \right)^2 \right] + \sigma^2}, \\ \gamma_i^{DE} &= \frac{p_i |h_i|^2}{\frac{1}{U} \sigma^2 \sum_{l=1}^U \rho_l^{-2}}, \\ \gamma_i^{PR} &= \frac{p_i |h_i|^2 \left(\sum_{l=1}^U \rho_l v_{li}^2 \right)^2}{\frac{1}{U} \sum_{i=1}^U p_i |h_i|^2 \left[\sum_{j=1, j \neq i}^U \left(\sum_{l=1}^U \rho_l v_{li} v_{lj} \right)^2 \right] + \sigma^2}, \\ \gamma_i^{MM} &= \frac{p_i |h_i|^2 \left[\sum_{l=1}^U \frac{\rho_l^2 v_{li}^2}{\rho_l^2 + \sigma^2} \right]^2}{\frac{1}{U} \sum_{i=1}^U p_i |h_i|^2 \left[\sum_{j=1, j \neq i}^U \left(\sum_{l=1}^U \frac{\rho_l^2 v_{li} v_{lj}}{\rho_l^2 + \sigma^2} \right)^2 \right] + \sigma^2}. \end{aligned}$$

V. RESULTADOS

Los resultados presentados en esta sección se obtuvieron con el apoyo del simulador "Rudimentary Network Emulator" (RUNE) (Zander et al., 2001). El sistema considerado consiste solo de una célula de radio $r = 1$ km, con una antena omnidireccional en la estación base. Se consideran 20 usuarios con movimiento, velocidad y aceleración aleatorias. La velocidad y aceleración promedio de los usuarios es de 10 m/s y 1 m/s^2 respectivamente. La ganancia de procesamiento se fija en $N = 64$, la potencia del ruido en -60 dBm y la frecuencia de muestreo para la actualización de la potencia es de 1500 Hz. Los parámetros del controlador $\alpha = -0.15$, $\beta = -1$ y $\theta = -0.003$, han sido tomados de la literatura (Paul et al., 2005) y se consideran constantes para todas las simulaciones.

El análisis de robustez del controlador de potencia distribuido PID es realizado bajo las siguientes consideraciones:

- La cuantización del error retroalimentado, entre el SNIR y el SNIR objetivo, se obtiene tomando desde 8 hasta 16 bits, siete son asignados a los números enteros y los restantes para los decimales.
- Los retardos considerados son de 1 hasta 10 muestras.

V-A. Efectos de la cuantización y retardos

En estos resultados, se utiliza la ecuación (2) en la estimación del SNIR para cada usuario. En las Figuras 5 y 6 se presenta el comportamiento del término SNIR de tres usuarios como función de las iteraciones en el esquema de control de potencia. Se utilizaron cuantizadores de 16 y 10 bits en la representación de la señal de error retroalimentada ($\gamma^{obj} - \gamma_i[k]$), considerando 1 y 5 muestras de retardo en la actualización de la potencia y un SNIR objetivo variable para cada usuario. Los resultados de la simulación muestran

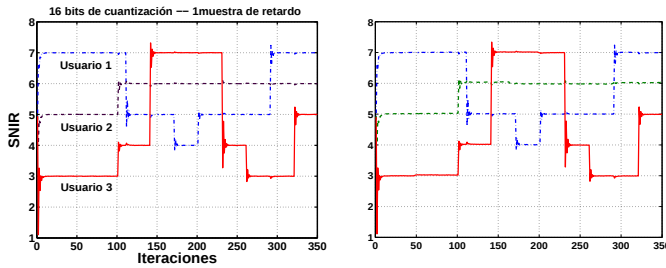


Figura 5. SNIR(γ_i) de tres usuarios con cuantizador de 16 bits.

claramente que para el control de potencia analizado, con una resolución de 16 bits en la transmisión del error, el efecto del retardo es prácticamente imperceptible. Al considerar un cuantizador de 10 bits para la transmisión del error, se puede observar que ninguno de los usuarios se estabiliza en la SNIR deseada, indistintamente del retardo fijado. Esto implica claramente que el efecto de cuantización de la señal de error a retroalimentar es más significativo que el efecto del retardo en la actualización de potencia para el modelo del sistema presentado.

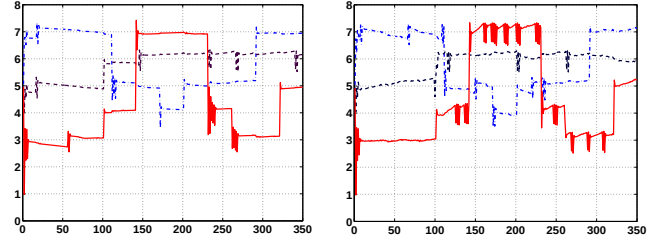


Figura 6. SNIR(γ_i) de tres usuarios con cuantizador de 10 bits.

V-B. Error del DPC con Detectores Multiusuario

En los siguientes resultados se presenta la dinámica del error promedio durante el periodo de transmisión ($t=0.1$ seg), en función del número de bits para retroalimentar el error ($\gamma^{obj} - \gamma_i[k]$) y del retardo en la actualización de la potencia para cada detector multiusuario considerado. En esta sección el error promedio para cada usuario se obtiene mediante la siguiente expresión

$$error_i = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{k=1}^M [\gamma_i[k] - \gamma^{obj}]^2}$$

donde M es el número de iteraciones (muestreos del sistema) en la simulación. El error mostrado en las gráficas es el promedio del error de todos los usuarios, considerando un SNIR objetivo de 7dB. Las gráficas presentadas en

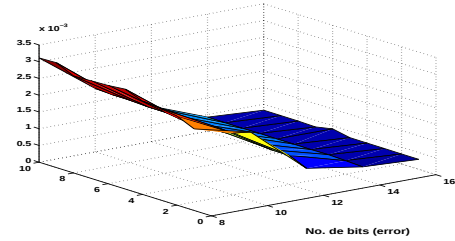


Figura 7. Error usando SNIR del detector Decorrelador (γ_i^{DE}).

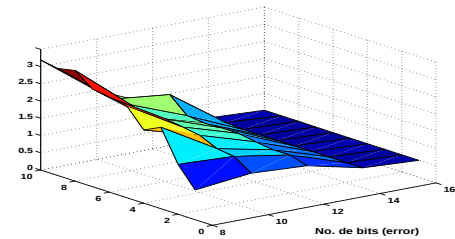


Figura 8. Error usando SNIR del detector Proyector (γ_i^{PR}).

las Figuras 7 y 8, corroboran el resultado que implica el incremento del error a medida que se reduce el número de bits utilizados para su retroalimentación. En tanto que el impacto del retraso en la señal retroalimentada es significativo únicamente para el detector Proyector y el detector MMSE con el algoritmo de control (PID) utilizado, donde existe un claro deterioro del desempeño al aumentar el retardo.

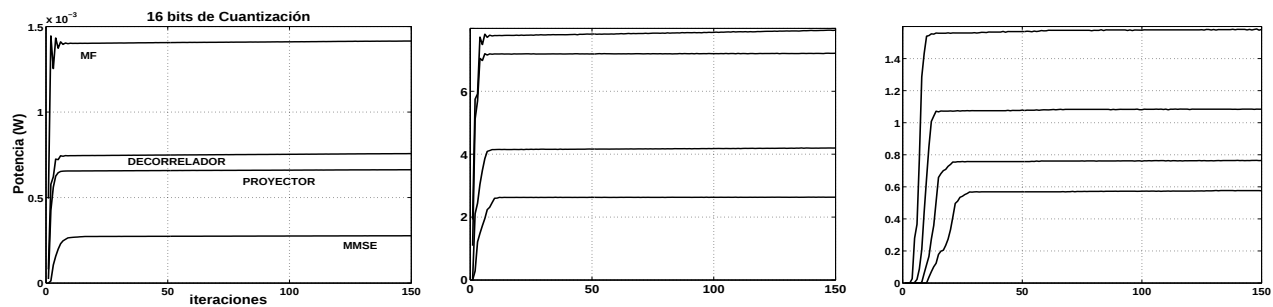


Figura 9. Potencia de transmisión requerida con 16, 14 y 10 bits de cuantización, usando detectores multi-usuario en conjunto con el DPC.

V-C. Potencia requerida por el DPC con Detectores Multi-usuario

Por último, en la Figura 9 se muestran las gráficas de desempeño, en base al nivel de potencia promedio requerido por un usuario para transmitir con un valor SNIR deseado (7dB). Los gráficos muestran los resultados de utilizar una estrategia conjunta del DPC con MUD's, para diversas cantidades de bits en la cuantización (16,14 y 10 bits). En estos resultados, el control de potencia se aplica solo en el usuario evaluado y el resto se mantiene con un nivel de potencia en la transmisión fijado en 1mW. El número de usuarios se incrementa a 40 y el nivel de potencia del ruido se establece en -90 dBm, con la finalidad de resaltar el efecto del termino MAI.

En los resultados se observa, que el desempeño relativo mostrado por los MUD's se mantiene con las diferentes limitaciones de cuantización. A excepción del Decorrelador que sufre deterioro en su desempeño relativo conforme el número de bits para transmitir el error se reduce, mostrando con 10 bits un desempeño inferior al del MF (requiere mayor potencia). Notar que existe un incremento de la potencia promedio para todos los MUD's correspondiente a obtener una lectura más exacta de la señal de error entre $\gamma_i[k]$ (SNIR) y γ^{obj} (SNIR-objetivo).

VI. CONCLUSIONES

En este artículo se propone evaluar la calidad de servicio en términos de la relación señal-ruido interferencia de un canal *uplink* en un sistema de comunicación inalámbrica DS-CDMA. Se plantea una estrategia para obtener el valor del SNIR de un sistema de comunicación DS-CDMA, basada en la descomposición espectral de la matriz de códigos. A través del trabajo desarrollado se observa que las limitaciones en la cuantización tienen un mayor impacto que los posibles retardos en la actualización de potencia en el sistema. El retraso en la señal retroalimentada es significativa únicamente en el detector Proyector y el MMSE. Para los diferentes MUD's, a excepción del Decorrelador, se mantiene el desempeño relativo en base al nivel de potencia requerida, con diferentes limitaciones de cuantización. Los resultados también muestran los beneficios de usar detectores multiusuario en la reducción de la señal de error y manejo de la potencia de transmisión.

VII. AGRADECIMIENTOS

Martínez-López F. J. agradece el apoyo económico recibido de CONACYT a través de la beca doctoral 166690.

REFERENCIAS

- P. Jung, P. W. Baeir and A. Steil (1993). Advantages of CDMA and Spread Spectrum Techniques over FDMA and TDMA in Cellular Mobiles Radio Applications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* **42**, 357–364.
- R. L. Pickholtz, D. L. Schilling and L. B. Milstein (1982). Theory of Spread Spectrum Communications-A Tutorial. *IEEE Transactions on Communications* **30**, 855–884.
- W. C. Y. Lee (1991). Overview of cellular CDMA. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* **40**, 291–302.
- F. Gunnarsson and F. Gustafsson (2003). Control theory aspects of control in UMTS. *Control engineering practice* **11**, 1113–1125.
- A. E. Osery (2000). Distributed power control in CDMA Cellular Systems. *IEEE Antennas and Propagation Magazine* **42**, 152–158.
- L. C. Yun and D. G. Messerschmitt (1994). Power Control for Variable QoS on a CDMA Channel. *Proc. IEEE MILCOM, For Monmouth, NJ*, 178–182.
- D. C. Popescu and C. Rose (2003). Interference Avoidance and Power Control for Uplink CDMA Systems. *58th IEEE Vehicular Technologies Conference - VTC 2003, Orlando, Florida* **3**, 1473–1477.
- J. Zander (1992). Performance of optimum transmitter power control in cellular radio systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* **41**, 305–311.
- A. Paul, M. Akar and U. Mitra (2005). Adaptive Power Control for Wireless Network Using Multiple controllers and Switching. *IEEE Transactions on neural networks* **16**, 1212–1218.
- L. S. Zhu and S. Dong (2003). Fast convergence distributed power control algorithm for WCDMA systems. *IEEE Proc. Commun* **150**, 134–140.
- X. Fan, M. Arcak and J. T. Wen (2004). Robustness of CDMA Power Control Against Disturbances and Time-Delays. *American Control Conference, Boston, Massachusetts*, 3622–3627.
- F. Meshkati, H. V. Poor, S. C. Schwartz and N. B. Mandayam (2005). An Energy-Efficient Approach to Power Control and Receiver Design in Wireless Data Networks. *IEEE Transactions on Communications* **53**, 1885–1894.
- C. E. Shannon (1956). The zero error capacity of a noisy channel. *IEEE Transactions on Information Theory* **2** S8–S19.
- S. B. Moshavi (1996). Multi-User Detection for DS-CDMA Communications. *IEEE Communications Magazine*, 124–136.
- D. Koulakiotis and A. H. Aghvami (1996). Data Detection Techniques for DS/CDMA Mobile Systems: A review. *IEEE Personal Communications*, 124–136.
- F. J. Martínez-López, D. U. Campos-Delgado y J. M. Luna-Rivera (2005). Performance Analysis of Linear CDMA Detectors Using SVD Methods. *17th International Conference on Wireless Communications, Calgary, Alberta, Canada*, 424–432.
- J. Zander, S. L. Kim, M. Almgren (2001). *Radio Resource Management for Wireless Networks*. Artech House. Hardcover.