

COMUNICACIONES VIA RADIO: ANALISIS COMPARATIVO DE LAS PRESTACIONES TECNICAS DE IGUALACION CON MODELOS DE CANAL Y MEDIDAS DE CANAL EXPERIMENTALES.

Fernando CASADEVALL, Antonio VALDOVINOS y Nuria ZAYAS
Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones
Universidad Politécnica de Cataluña
Apdo. 30002, 08080 Barcelona
Tfno:(93) 4017195. FAX:(93) 4017200

ABSTRACT

1. INTRODUCCION

La transmisión de datos vía radio en interiores es una atractiva propuesta puesto que proporciona una total movilidad al creciente número de equipos terminales situados en grandes edificios, hospitales, almacenes comerciales, fábricas, etc. Sin embargo los sistemas de radiocomunicaciones se ven afectados por desvanecimientos selectivos de frecuencia ocasionados por la propagación multicamino. Dichos desvanecimientos dan lugar a la aparición de interferencia entre símbolos (ISI), lo que ocasiona una tasa de error irreducible y limita la máxima velocidad de transmisión de datos para la que el sistema es capaz de garantizar una cierta calidad. Con el fin de mejorar las prestaciones del sistema y garantizar una transmisión aceptable se utilizan técnicas de igualación adaptativa basadas en la implementación de filtros igualadores de canal tanto LTE (Linear Transversal Equalizers) como DFE (Decision Feedback Equalizer).

En este trabajo se analizan las prestaciones de las citadas técnicas de igualación mediante la simulación de un sistema de transmisión en la que el canal se genera a partir de diversos modelos caracterizados por un Power Delay Profile y un fading rápido estadística Rayleigh. Los resultados obtenidos con estos modelos de canal son comparados con los obtenidos a partir de medidas experimentales de canal realizadas en la Universidad Politécnica de Cataluña, tanto en entornos indoor como outdoor. Las modulaciones analizadas son 4-QAM y 16-QAM.

2. MODELO DE TRANSMISION

En la figura 1 se muestra el modelo equivalente paso bajo del sistema considerado. La señal transmitida puede formularse como:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} (a_k + jb_k) \delta(t - kT) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k \delta(t - kT)$$

donde $\{a_k\}$ y $\{b_k\}$ son secuencias de datos de duración T transmitidas en los canales de fase y cuadratura respectivamente y que toman valores $\pm 1, \pm 3, \dots, \pm M^{1/2} - 1$, siendo $M=4$ para 4-QAM y $M=16$ para 16-QAM. Además tanto $\{a_k\}$ y $\{b_k\}$ son variables aleatorias estadísticamente independientes. La función de transferencia global $H_T(f) H_R(f)$ es del tipo coseno realzado con un factor de roll-off 0.5, de forma que el filtrado se reparte por igual entre el transmisor y el receptor. Por otra parte $h_c(t)$ representa la respuesta impulsional del canal. En el caso de canales reales se han utilizado directamente las medidas experimentales de $h_c(t)$ realizadas en entornos indoor y outdoor. En el caso en el que el canal ha sido simulado, se ha considerado a éste que, supuesto estacionario en sentido amplio, presenta una función de transferencia que es el resultado de la suma de múltiples frentes de ondas incorrelados y que está caracterizado por la función del Power Delay Profile $P(t)$ [1]. Una medida de la dispersión temporal introducida por el canal lo da el denominado mean-square delay spread τ . A partir de $P(t)$, obtenemos una muestra de la respuesta impulsional del canal según la fórmula siguiente:

sentido amplio, presenta una función de transferencia que es el resultado de la suma de múltiples frentes de ondas incorrelados y que está caracterizado por la función del Power Delay Profile $P(t)$ [1]. Una medida de la dispersión temporal introducida por el canal la da el denominado mean-square delay spread τ . A partir de $P(t)$, obtenemos una muestra de la respuesta impulsional del canal según la fórmula siguiente:

$$h_c(t) = \sqrt{T_m} \sum_{n=1}^D (h_{i_n} + j h_{q_n}) \delta(t - nT_m)$$

donde h_{i_n} y h_{q_n} son variables aleatorias gaussianas de media cero y varianza $P(nT_m/2)$, T_m es el tiempo entre muestras y D el número de muestras necesarias para representar de forma precisa el canal. Se han utilizado diversas funciones de Power Delay Profile correspondientes a diferentes tipos de entornos. Estas funciones han sido obtenidas de los estudios publicados por el COST-207 [2] y cuyos perfiles podemos observar en las gráficas 2,3,4 y 5. Los entornos que modelan son respectivamente, una área rural (RA), un área urbana (TU), un área urbana abrupta (BU) y un terreno montañoso (HT).

Continuando el análisis de nuestro modelo de transmisión, podemos expresar la señal recibida como:

$$r(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} [a_k h^R(t-kt) - b_k h^I(t-kT)] + j \sum_{k=-\infty}^{\infty} [b_k h^R(t-kT) + a_k h^I(t-kT)] + n_x(t) + j n_y(t)$$

donde

$$h(t) = h^R + j h^I = [F^{-1} [H_T(f) H_R(f)] * h_c(t)] G e^{j\theta}$$

con * el operador convolución, F^{-1} denota la transformada inversa de Fourier, G es un factor de ganancia introducido para considerar la presencia del control automático de ganancia (CAG) y por último el factor de fase representa el efecto del recuperador de portadora, el cual hallamos minimizando el error cuadrático medio de la señal a la salida del receptor.

Se ha considerado asimismo un circuito recuperador de sincronismo de bit generado a partir de una no linealidad cuadrática e igualadores de canal lineales y no lineales [3]. La señal a la salida del igualador lineal en el instante de muestreo kT es :

$$y_k = \sum_{l=-N}^M W_l x_{k-l}$$

A la salida del igualador no lineal, tenemos:

$$y_k = \sum_{j=-N}^0 W_j x_{k-j} + \sum_{j=1}^M V_j \hat{c}_{k-j}$$

donde x_k es la señal a la entrada del igualador.

Los coeficientes de los igualadores se calculan a partir de la minimización del error cuadrático medio mínimo (MMSE), definido según la expresión siguiente:

$$\rho = E[|\epsilon_k|^2] = E[\epsilon_k \epsilon_k^*] = E[(y_k - c_k)(y_k - c_k)^*]$$

3. RESULTADOS

Los criterios utilizados para evaluar la calidad del sistema son dos. Por un lado la probabilidad de error en el bit y por otro la probabilidad de corte, definida como:

$$P_c = Prob (P_e > 10^{-\gamma})$$

donde P_e es la probabilidad de error en el bit y γ es una constante que varía entre 0 y 6. Para calcular la integral de la probabilidad de error, hemos utilizado el método de Levy [4]. Además, con objeto de comparar las prestaciones de los dos esquemas de modulación, así como los resultados con canales reales y los obtenidos por simulación, hemos usado la velocidad de transmisión R_b como parámetro de normalización.

Hemos obtenido resultados con los cuatro modelos de canal citados anteriormente, considerando dos y seis etapas en cada igualador. No obstante, los resultados presentados en este trabajo corresponde a los dos modelos más contrastables, el modelo TU (Urban Area) y el modelo HT (Hilly Terrain). Los resultados obtenidos con los otros dos modelos, Urban Area (RA) y Hilly Urban Area (BU), son similares a los del modelo Urban Area (TU). En las figuras 3 y 4 se muestra, para una modulación 4-QAM, la evolución de la probabilidad de corte para una tasa de error de 10^{-3} en función de la dispersión temporal normalizada. De la observación de estas figuras podemos extraer que para valores de τR_b pequeños, el valor de la probabilidad de corte tiende a un valor asintótico del 10%, además el efecto de los igualadores es prácticamente inapreciable ya que valores pequeños de τR_b implican velocidades de transmisión bajas, para las que la calidad del sistema depende más de la relación señal ruido que del efecto selectivo del canal. A medida que los valores de τR_b aumentan, se observa que las prestaciones del sistema mejoran al utilizar técnicas de igualación, sobre todo se aprecia una mejora considerable con el igualador no lineal de 6 etapas. Para este caso y considerando el modelo de canal TU, el sistema es capaz de garantizar una probabilidad de corte del 1% para valores de τR_b hasta 4. Respecto al modelo HT, los valores no difieren prácticamente de los de TU, en cuanto a probabilidad de corte y valores de τR_b se refiere. Sin embargo, en el modelo HT estas probabilidades de corte corresponden a velocidades de transmisión 5 veces más pequeñas que en el modelo TU, ya que el valor de la dispersión temporal (mean-square delay spread) de este último es 5 veces menor que el de HT. Es por tanto evidente que las prestaciones de un entorno modelado según TU son mejores respecto al HT pues permite velocidades de transmisión más alta para una mismo valor de probabilidad de corte. Finalmente, comentar que para valores grandes de τR_b la interferencia intersimbólica de la señal recibida se incrementa considerablemente y el igualador no puede compensarla por completo.

Los resultados obtenidos con canales reales se han evaluado en términos de probabilidad de error ya que el número de canales con los que contábamos no era suficientemente elevado como para garantizar un error aceptable en el cálculo de probabilidades de corte. En estos resultados se han considerado también igualadores de 2 y 6 etapas. En la figura 2 mostramos las gráficas de probabilidad de error en un función de τR_b correspondiente a un entorno outdoor. Podemos comparar la figura 2 con la 3 correspondiente a la probabilidad del modelo de canal HT. Observamos que las curvas en ambas gráficas tienen tendencias similares con la salvedad que en los canales reales la probabilidad de error es aproximadamente un orden menor hasta valores de τR_b igual a 1. El motivo de esta diferencia, está en el hecho de que las medidas de los canales se han realizado con visión directa entre emisor y receptor, lo que hace que la respuesta impulsional sea el resultado de un rayo directo y rayos reflejados, mientras que los modelos de canal no contemplan la existencia visión directa entre emisor y receptor, con lo cual la potencia de la señal recibida es menor, de ahí que la probabilidad de error aumente.

4. CONCLUSIONES

En este trabajo se han analizado las prestaciones de las técnicas de igualación aplicadas a un sistema de transmisión vía radio que utiliza modulaciones 4-QAM y 16-QAM. Asimismo se ha realizado un estudio comparativo de la prestaciones del sistema con canales simulados a partir de modelos y medidas de canal experimentales. A partir de los resultados obtenidos se puede concluir que un sistema sin ningún tipo de protección presenta unas prestaciones muy limitadas, que son mejoradas al utilizar técnicas de igualación cuando el canal introduce un nivel bajo de distorsión. No ocurre lo mismo cuando el nivel de interferencia es elevado, en tal caso los igualadores no son capaces de compensarla.

Por otra parte, los resultados obtenidos con canales reales nos permiten validar en cierta medida los modelos de canal utilizados y las técnicas de igualación aplicadas.

5. AGRADECIMIENTOS

Este documento refleja parte del trabajo financiado por la CICYT TIC 714/90.

6. REFERENCIAS

- [1] J.G PROAKIS, "Digital Communications", McGraw Hill, 1983. Chapter 7.
- [2] R.W. LORENZ, "COST 207: Proposals for Simulation of Radio Channels", EURO-COST, Darmstadt, Febrero 1991.
- [3] F.J. CASADEVALL, A. VALDOVINOS, "Equalizer Techniques in Indoor Radio Enviroments". EUSIPCO-92, Bruselas, Agosto 1992.
- [4] A. LEVY, "Fast Error Evaluation in the Presence of Intersymbol Interference", IEEE Trans. Communications, 1985, COM-33 (5),pp 479-481.

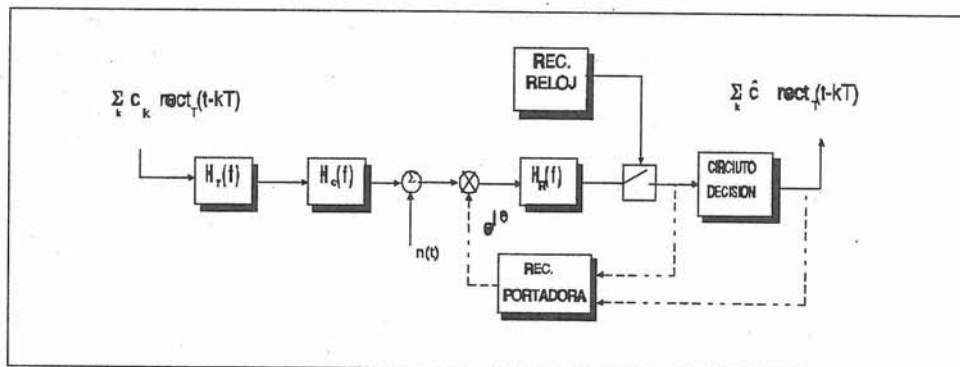


Figura 1. Modelo equivalente paso-bajo del sistema de transmisión.

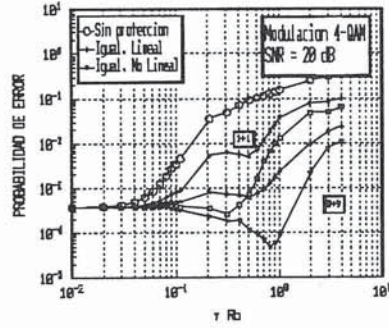


Figura 2. Canal Real Outdoor

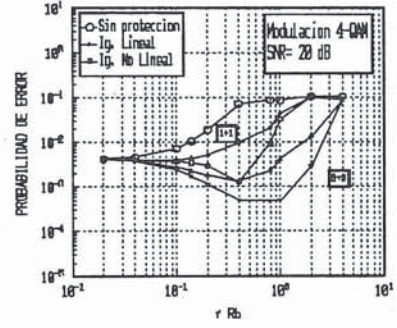


Figura 3. Modelo de Canal HT

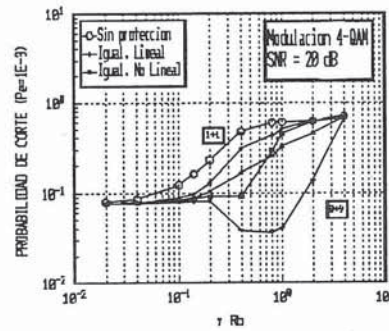


Figura 4. Modelo de canal HT

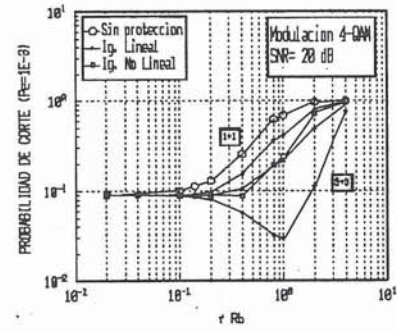


Figura 5. Modelo de Canal TU