

PRECODIFICACIÓN TOMLINSON-HARASHIMA PARA REDES LOCALES INALÁMBRICAS CON DUPLEXACIÓN EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

J.F. Paris, M.C. Aguayo-Torres y J.T. Entrambasaguas
 Departamento de Ingeniería de Comunicaciones
 E.T.S.I.Telecomunicación - Universidad de Málaga
 Tlf. (95)2137179 - Fax (95)2132027 - paris@ic.uma.es

In wireless TDD environments where the channel is slowly varying and reciprocal in nature, Tomlinson-Harashima precoding (THP) is proposed in order to overcome the limitations of decision feedback equalisation (DFE) systems. In this paper, both systems are compared for a time-varying and frequency-selective radio channel.

1. INTRODUCCIÓN

En el contexto de las redes locales inalámbricas (WLAN) de alta velocidad para la transmisión digital de datos, los sistemas de equalización del canal clásicamente propuestos se han basado en la realimentación de la decisión (DFE) [1]. Esta técnica presenta dos inconvenientes importantes: el fenómeno de la propagación de errores y la dificultad para ser combinada con las técnicas de codificación en rejilla (TCM) [2].

Recientemente, la técnica de precodificación de Tomlinson-Harashima (THP) clásicamente usada en módem para canal telefónico, ha sido propuesta como alternativa interesante para superar dichos problemas en entornos WLAN dúplex en el tiempo (TDD), con la ventaja adicional de poder desplazar parte de la complejidad al transmisor al ser una técnica de pre-equalización [3]. Dicha técnica presenta como principal inconveniente la necesidad de conocer de forma precisa la respuesta del canal en el transmisor. Sin embargo, esto es posible en los entornos TDD donde el canal radio es por naturaleza recíproco y habitualmente lentamente variable.

En esta comunicación ambas técnicas THP y DFE son analizadas y comparadas mediante simulación en el contexto de un sistema WLAN-TDD, de forma que se propone la técnica THP por ser más adecuada para un nivel de complejidad similar.

2. DESCRIPCIÓN GENERAL

En la figura 1 se presenta un modelo banda base complejo del sistema basado en THP que incluye: el modelo de canal, los bloques de control y un canal de señalización.

El canal radio variante en el tiempo y selectivo en frecuencia se puede modelar mediante un sistema discreto con respuesta al impulso $h[n,k]$ más ruido blanco y gaussiano $n[k]$, de forma que la señal recibida $r[k]$ está dada por

$$r[k] = \sum_{n=0}^{N-1} h[n,k]y[k-n] + n[k] \quad (1)$$

donde N es el número de muestras que dura la respuesta al impulso del canal.

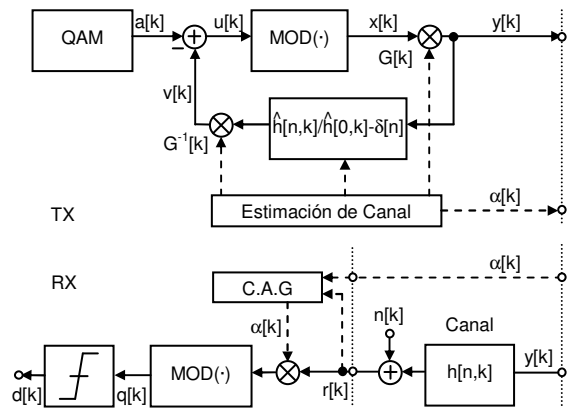


Figura 1. Sistema basado en THP.

Una vez que el transmisor ha estimado la respuesta del canal, el filtro de realimentación del transmisor predice la interferencia intersímbolo (ISI) $v[k]$ y la cancela del símbolo $a[k]$ perteneciente a la constelación $M \times M$ -QAM de partida. La operación módulo complejo $Mod(\cdot)$ se define como

$$Mod(x[k]) = \text{Re}\{x[k]\} + 2 \cdot M \cdot i[k] + j \cdot (\text{Im}\{x[k]\} + 2 \cdot M \cdot r[k]) \quad (2)$$

con $i[k]$ y $r[k]$ enteros tales que $\text{Re}\{x[k]\}, \text{Im}\{x[k]\} \in [-M, M]$. Ésta permite reducir la potencia media y de pico de $x[k]$ y proporcionar estabilidad para las realizaciones del canal que no son de fase mínima [2]. La constante compleja $G[k]$ fija la potencia media de salida del transmisor y pre-equaliza la fase del primer rayo $h[0,k]$.

En el receptor, aunque la señal $r[k]$ se presenta sin ISI, es necesario compensar la amplitud del primer rayo mediante $\alpha[k]$ (p.e usando pilotos y un algoritmo de ajuste similar al propuesto en [3]). En cualquier caso, esta circunstancia sólo supone una pequeña sobrecarga de complejidad por el bloque C.A.G. y un exceso en la información de señalización asumible. Por otra parte, es necesario

deshacer el efecto de la operación $Mod(\cdot)$ en el transmisor, con otra operación idéntica.

3. SIMULACIONES

El sistema descrito y uno análogo basado en DFE se han simulado asumiendo estimación de canal perfecta (instantánea y no ruidosa) para un modelo de canal típico urbano (TU) como el definido en COST207 [4].

La frecuencia de muestreo es de $1/T = 2$ MHz (donde T es el periodo de símbolo), la frecuencia de la portadora 1.8 GHz y el inverso de la frecuencia Doppler $f_D^{-1} = 1600T$. El ensanchamiento eficaz de la respuesta al impulso (“*delay spread*”) equivale aproximadamente a 2 periodos de símbolo.

En primer lugar se ha estudiado la penalización por exceso de potencia media y de pico que se produce en el transmisor del sistema THP respecto al DFE debido a la pre-cancelación del ISI, medido justo antes de normalizar la potencia media de salida (en $x[k]$). De la tabla 1 se observa como tal efecto es de escasa importancia cuando la constelación es 2x2-QAM o superior, confirmando los resultados teóricos que indican que tal exceso tiende a ser 0 dB e independiente del canal a medida que M aumenta [5].

| CONST. | TH con $Mod(\cdot)$ | |
|---------|------------------------|---------------------------------|
| | $E[x[k] \cdot x[k]^*]$ | $\text{Max}(x[k] \cdot x[k]^*)$ |
| BPSK | +2.8 dB | +7.7 dB |
| 2x2-QAM | +1.0 dB | +5.6 dB |
| 4x4-QAM | +0.2 dB | +4.9 dB |

Tabla 1. Exceso de potencia del THP.

En la figura 2 y 3 se condensan los resultados de las simulaciones en forma de tasa de error de bit (BER) para ambos sistemas respecto la relación señal a ruido media en el canal SNR . Conviene señalar que en ambas figuras el comportamiento del sistema DFE sin tener en cuenta el efecto de la propagación de errores (DFE-I) se ha usado como referencia.

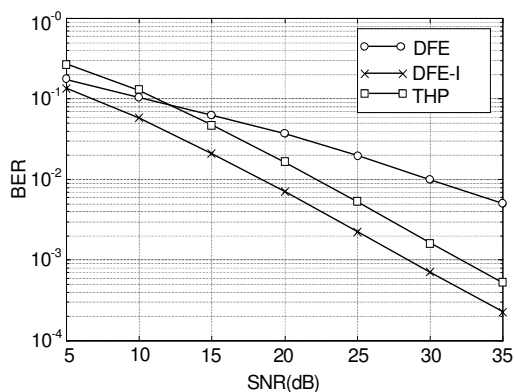


Figura 2. BER para 2x2-QAM.

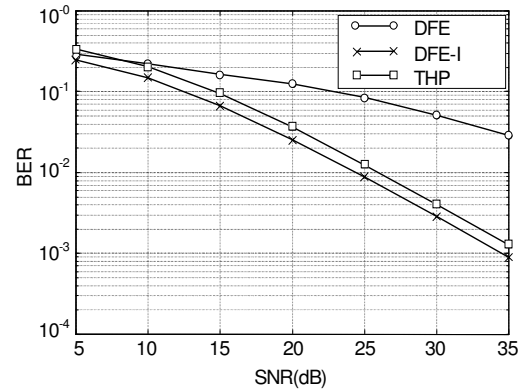


Figura 3. BER para 4x4-QAM.

De las figuras 2 y 3 se desprende que mientras para SNR bajas el DFE se comporta ligeramente mejor (debido al exceso potencia y al bloque $Mod(\cdot)$ que altera las regiones de decisión), el THP es claramente superior para las SNR habituales (sobre todo en constelaciones grandes), estando muy próximo a la BER alcanzada con DFE-I.

4. CONCLUSIONES

En esta comunicación se ha analizado la conveniencia de usar precodificación de Tomlinson-Harashima (THP) en vez de DFE como sistema de ecualización en redes locales inalámbricas dúplex en el tiempo. Mediante simulaciones comparativas se ha puesto de manifiesto que, manteniendo un nivel de complejidad y de información de señalización similar, la ecualización basada en THP mejora la BER, permite añadir TCM de forma natural y abre la posibilidad de desplazar parte de la complejidad del sistema al transmisor.

5. REFERENCIAS

- [1] TELLADO-MOURELO, J., WESEL, E.K., and CIOFFI, J.M.: ‘Adaptive DFE for GMSK in indoor radio channels’, *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 1996, **14**, (3), pp. 492-501
- [2] FORNEY, G.D., and EYUBOGLU, M.V.: ‘Combined equalisation and coding using precoding’. *IEEE Commun. Mag.*, 1991, **29**, (12), pp. 25-2
- [3] BADRA, R.E., and DANESHRAJ, B.: ‘Asymmetric physical layer design for high-speed wireless digital communications’, *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 1999, **17**, (10), pp. 1712-1724
- [4] ETSI/GSM Rec. 05.05, annex 4: ‘Propagation conditions’. Sept., 1999, pp. 18-21
- [5] LEE, E.A., and MESSERSCHMITT, D.G.: ‘Digital communications’, Kluwer Academic Publishers, 2ª Ed. 1994.