Comunicaciones Inalámbricas: OFDM

(2da parte)

Por Ing. Víctor Román Sanz Fajardo, Ing. en Telecomunicaciones y Electrónica, Centro de Gestión, Unidad de Negocios Móvil, ETECSA e Ing. Osmany Vera Carballés, Ing. en Telecomunicaciones y Electrónica, UEN III, PCmax, Tecnología informática, COPEXTEL S.A.
victor.sanz@cubacel.cu
dpt4@pcmax.copextel.com.cu

Introducción

En un enlace de comunicaciones donde esté presente la técnica OFDM, los bits son modulados sobre las subportadoras de alguna forma, frecuentemente en PSK o QAM. Para estimar los bits en el receptor, se requiere conocer acerca de la fase y amplitud de referencia en la constelación de cada subportadora. En general, la constelación de cada subportadora muestra un desplazamiento de fase aleatorio y una amplitud cambiante, este es causado por el corrimiento de frecuencia, el corrimiento en tiempo y el desvanecimiento selectivo de frecuencia. Para seguir a estas variaciones de fase y amplitud, existen dos métodos diferentes.

El primero es la detección coherente, que emplea la estimación de las fases y amplitudes de referencia para determinar la mejor decisión posible dentro de la constelación de cada subportadora. El principal problema de este método está en cómo encontrar los valores de referencia sin introducir demasiadas cabeceras de los símbolos de adaptación.

El segundo método es la detección diferencial, el cual no hace uso de los valores de referencia, solamente analiza la diferencia de fase o amplitud entre dos valores QAM. La detección diferencial puede ser implementada tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia. Para el primer caso, cada subportadora es comparada con la subportadora del símbolo OFDM anterior. En el caso de la detección diferencial implementada en el dominio de la frecuencia, cada subportadora es comparada con la subportadora adyacente en el mismo símbolo OFDM. La detección diferencial implica codificación diferencial, la cual no está recomendada en el estándar IEEE 802.11a.

Detección coherente

En la figura 1 se muestra el diagrama en bloques de un receptor OFDM simple, con una etapa de detección coherente. Después de la recepción y selección de la señal, se realiza la conversión de formato analógico a digital, la Transformada Rápida de Fourier —del inglés, *Fast Fourier Transform* (FFT)— se usa para la demodulación en *N* subportadoras que conforman la señal OFDM. Para cada símbolo, la FFT a su salida entrega *N* valores QAM. Sin embargo, estos valores contienen variaciones en sus amplitudes y desplazamientos de fase aleatorios causados por la respuesta del canal y posibles variaciones en la frecuencia del oscilador local, entre otras. La tarea del bloque estimador de canal es aprender las amplitudes y fases de referencia para todas las subportadoras, de forma tal que los valores QAM puedan ser convertidos a decisiones binarias favorables.

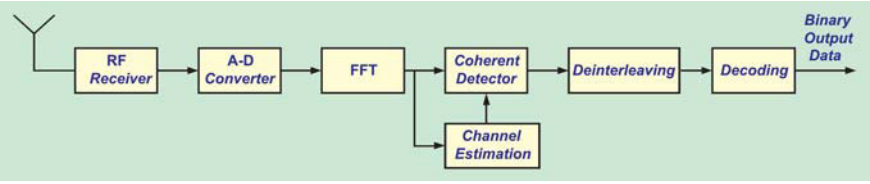


Figura 1 Diagrama en bloque de un receptor simple OFDM con detección coherente

Estimador de canal de dos dimensiones

Los canales de radiocomunicaciones generalmente tienen desvanecimientos tanto en tiempo como en frecuencia. Por lo tanto, es necesario un estimador de canal para evaluar las amplitudes y fases de las subportadoras del sistema. Una de las formas de lograr esta tarea es la estimación en dos dimensiones, la cual se realiza mediante la estimación de los valores de referencias. En este caso, la señal tiene cuatro subportadoras que contienen los valores conocidos para la estimación.

Para lograrse la interpolación en el proceso de estimación, tanto en tiempo como en frecuencia, los espacios entre subportadoras pilotos deben cumplir con el teorema de muestreo de Nyquist, el intervalo de las muestras debe ser más pequeño que el inverso del doble del ancho de banda de la señal muestreada.

Para el caso de OFDM, esto significa que existe un mínimo espacio entre subportadoras y un mínimo espacio entre símbolos de la señal piloto. Pero si se escoge un espacio mucho más pequeño que el mínimo requerido, puede hacerse una buena estimación con un algoritmo relativamente fácil. Mientras más señales pilotos se usen, más disminuirá la Relación Señal a Ruido —del inglés, *Signal to Noise Ratio* (SNR)—. La densidad de señales pilotos es una relación de compromiso entre la respuesta de la estimación del canal y la disminución de la SNR.

Para determinar el mínimo espaciamiento entre las señales pilotos tanto en tiempo como en frecuencia, se necesita encontrar el ancho de banda de la variación del canal en tiempo y en frecuencia. Este ancho de banda es igual al error producido por el efecto Doppler y se conoce como esparcimiento Doppler B_d en el do-minio del tiempo, la máxima demora de este esparcimiento en el dominio de la frecuencia se denota como τ_{max} [1], de aquí que los requerimientos de los esparcimientos entre las señales pilotos en tiempo y frecuencia estén dados por:

$$S_t = \frac{1}{B_d} \quad (1)$$

$$S_f = \frac{1}{\tau_{max}} \quad (2)$$

Estas ecuaciones simples pueden ser usadas para la estimación del límite teórico del sistema propuesto en el estándar. En términos de efecto Doppler, y considerando que las señales pilotos son transmitidas continuamente, el espacio entre señales pilotos no tiene un límite.

El espaciamiento en frecuencia impone un límite debido al esparcimiento sufrido. Las señales pilotos son las subportadoras -21, -7, 7 y 21. Esto significa que el espacio entre señales pilotos es 4,375 MHz debido a (21x0,3125 MHz), en estas condiciones, el máximo será permitido hasta 228 ns.

En la literatura, son varios los algoritmos para estimar el canal OFDM, uno de ellos es explicado en [2], este algoritmo puede ser usado con los parámetros indicados por el estándar. Conforme con esto, las señales pilotos deben ser moduladas en BPSK —del inglés, *Binary Phase-Shift Keying*— por una secuencia pseudo binaria para evitar la generación de líneas espectrales. La contribución de las subportadoras pilotos para los *N* símbolos OFDM es producida por la secuencia de la serie de Fourier dada a continuación:

$$P_{-26,26} = \{0,0,0,0,1,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,1,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,1,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,-1,0,0,0,0,0\} \quad (3)$$

La polaridad de las subportadoras pilotos es controlada por la secuencia p_n, la cual es una extensión cíclica de los 127 elementos de secuencia, p_n está dada por:

$$P_{0,\ldots,126} = \{1,1,1,1,-1,-1,1,1,-1,-1,1,-1,1,1,-1,-1,1,1,-1,-1,1,-1,1,1,-1,-1,1,1,1,1,1,1,-1,-1,1,1,-1,-1,1,1,1,1,-1,-1,1,-1,1,1,-1,-1,1,-1,1,1,-1,-1,1,1,1,1,-1,-1,1,-1,1,1,-1,-1,1,-1,1,1,-1,-1,1,1,1,1,-1,-1,1,-1,1,1,-1,-1,1,1,1,1,-1,-1,1,-1,1,1,-1,-1,1,-1,1,1,-1,-1,1,1,1,1,-1,-1,1,-1,1,1,-1,-1,1,-1,1,1,-1,-1,1,1,1,1,-1,-1,1,-1,1,1,-1,-1,1,-1,1,1,-1,-1,1,1,1,1,-1,-1,1,-1,1,1,-1,-1,1,-1,1,1,-1,-1,1\} \quad (4)$$

La secuencia p_n puede ser generada por el circuito mostrado en la figura 2, el estado inicial es todos en "1" y para remplazar todos los "1" con "-1" y todos los "0" con "1". Cada elemento de la secuencia es usado para un símbolo OFDM.

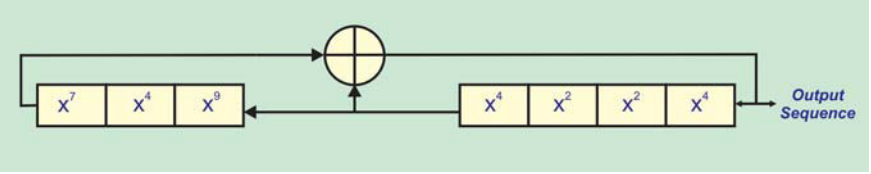


Figura 2 Generador de secuencia para las subportadoras pilotos

La localización en frecuencias de las subportadoras pilotos es mostrada en la figura 3.

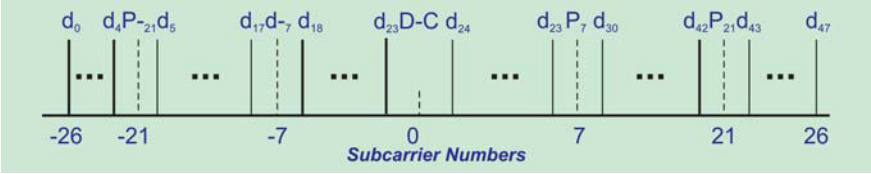


Figura 3 Localización espectral de las subportadoras pilotos

Las técnicas de estimación de canal fueron diseñadas para evaluar un canal cambiante en tiempo y frecuencia. Estas técnicas son especialmente apropiadas para sistemas de transmisión continua como los sistemas de transmisión de audio y video digital tanto juntos como por separado. Esto se tuvo en consideración en el estándar y, de acuerdo con [2], se reconoce que estos sistemas no son muy recomendables para transmisiones de paquetes por dos razones.

La primera, en muchos sistemas de transmisión de paquetes, como el caso WLAN, las longitudes de los paquetes son bastante cortas para considerar el canal constante durante la longitud de un paquete. Esto significa que no hay necesidad de estimar el tiempo de atenuación, lo cual simplifica grandemente la problemática de estimación del canal.

La segunda usa pilotos espaciados sobre varios símbolos OFDM de datos, que introduce una demora de varios símbolos antes de que la primera estimación del canal sea calculada. Un retardo siempre es indeseable en transmisión de paquetes como es en el caso del estándar IEEE 802.11a para WLANs, el cual requiere de un Reconocimiento —en inglés *Acknowledgement* (ACK)—, después de cada paquete transmitido. Cualquier demora en la recepción de un paquete también demorará el ACK y comenzará a disminuir la tasa de transferencia efectiva del sistema.

Una desventaja es que el receptor necesitará almacenar varios símbolos OFDM, esto implica que el receptor requiera tener circuitos adicionales para esta función. Sin embargo, en las aplicaciones con atenuaciones y errores provocados por efecto Doppler, como la señal entre un Punto de Acceso —del inglés, *Access Point* (AP)— y un suscriptor colocado en un automóvil moviéndose por una autopista, las señales pilotos pueden ser convenientes para mejorar la relación Bits/Error (BER). Los canales móviles introducen distorsión por multitrayectorias, la amplitud y fase de la señal se degradan y las características del canal cambian debido al movimiento del subscriptor. A menudo el problema está en decidir cuándo y cómo se insertan los símbolos pilotos. El espaciamiento entre los símbolos pilotos será el más pequeño posible para permitir una estimación confiable del canal y, a la vez, lo suficientemente espaciado para no aumentar demasiado las cabeceras.

El impacto de los símbolos pilotos fue estudiado por Carvers [3], él hizo un exhaustivo análisis teórico para sistemas de una sola portadora. Este autor puntualiza en su análisis que el 14 % de los símbolos enviados sean del tipo pilotos para hacer viables y manejables grandes valores de Doppler —$f_d T_s = 0{,}05$—; esto significa que el esquema estándar de símbolos pilotos pudiera ser redundante.

Así mismo, F. Tufvesson y T. Maseng [4] analizaron varios esquemas de símbolos pilotos para sistemas OFDM, ellos concluyeron que la habilidad para estimar el canal fiablemente cuando está cambiando, por ejemplo, un auto en movimiento, se hace muy dependiente del esquema de símbolos pilotos que se use.

Reestructurando el esquema de símbolos pilotos es posible, en algunos casos, manipular hasta 10 veces la mayor frecuencia Doppler y reducir el número de símbolos necesarios para esta frecuencia, manteniendo constante el BER. Alternativamente pueden usarse nuevos esquemas de símbolos pilotos para variar el BER y con ellos la tasa efectiva de transferencia de datos.

El método de estimación del canal es una función muy importante en los receptores OFDM, porque lo hacen más resistentes al desvanecimiento y al efecto Doppler, sobre todo, en sistemas móviles.

El problema de los picos de potencia en OFDM

Uno de los problemas más serios en las transmisiones de OFDM es que tiene una relación de potencia pico promedio muy elevada. En otras palabras, este problema aparece cuando las amplitudes de la señal transmitida se hacen extremas. La señal OFDM es básicamente la suma de N variables aleatorias complejas, cada una de las cuales es una señal compleja modulada en diferentes frecuencias. En algunos casos, todos los componentes de la señal se pueden sumar en fase y producen una salida prolongada. En otros casos, las señales se cancelan produciendo un cero a la salida. Debido a esto la Relación de Potencia Pico contra Potencia Promedio (PAR) en los sistemas OFDM es muy grande.

Han existido muchas investigaciones referentes a la problemática del PAR en los sistemas OFDM [5, 6, 7, 8]. En las siguientes secciones se verán algunas de las más comunes e importantes técnicas para lograr superar esta problemática.

Linealidad de los amplificadores

En la práctica los amplificadores reales tienen un rango de entrada sobre el cual tienen una curva de transferencia lineal. Normalmente la linealidad de los amplificadores no ideales se mide usando el punto de compresión a 1 dB, que se define como la potencia de entrada a la cual la potencia de salida del amplificador es menor de 1dB que la potencia de salida obtenida con un amplificador ideal.

Este problema de la PAR debe tenerse en cuenta mucho más en el transmisor. Para evitar los recortes en la forma de onda transmitida, los amplificadores que componen toda la estructura del transmisor deben tener un gran rango dinámico, de tal forma que incluyan en su respuesta de frecuencia los picos de las formas de onda transmitidas, esto encarece el sistema considerablemente y se requiere un gran consumo de energía. Los Conversores Digitales a Analógicos (DAC) y los Analógicos a Digitales (ADC) que posea el sistema deben tener también un gran rango dinámico.

Recorte

Una característica importante de la PAR en OFDM es el hecho de que el promedio de símbolos OFDM transmitidos con gran PAR es pequeño y disminuye con el aumento del número de subportadoras. Por lo tanto en este caso, una solución simple al problema de la PAR podría ser el recorte, limitando los picos de las amplitudes a un nivel máximo. Aunque esta solución presenta algunas desventajas:

- El recorte produce un tipo de autointerferencia que provoca una degradación del BER.
- La distorsión no lineal provocada por el recorte aumenta la radiación fuera de banda.

El aumento de la radiación fuera de banda está dado por el hecho de que la operación de recorte es una multiplicación del símbolo OFDM con una función rectangular que vale 1 si la amplitud está por debajo del umbral y, un valor más pequeño, si la amplitud está por encima del umbral. Esta forma de onda rectangular aumenta la radiación fuera de banda y como resultado el espectro tiene un comportamiento en forma *roll-off* que es inversamente proporcional a la frecuencia.

El problema del espectro *roll-off* puede superarse en alguna medida aplicando el mecanismo de ventana a la forma de onda rectangular recortada. Varios mecanismos de ventana son propuestos en la literatura, los más comunes son el Gausiano, Coseno alzado, Hamming y Kaiser.

Estudios de simulaciones han demostrado que una ligera degradación del BER ocurre con el recorte. Cuando se aplica el mecanismo de ventana, el comportamiento del BER es peor que aplicando solamente el recorte, debido a que una gran porción de la señal es más afectada por este mecanismo que por el recorte.

El *backoff* requerido por el amplificador de potencia puede ser determinado por la relación entre la atenuación de las componentes espectrales fuera de banda y las componentes espectrales en banda. Se ha demostrado que el mecanismo de ventana ofrece 3 dB de ganancia en el *backoff* requerido cuando se compara con el recorte.

Control de errores mediante codificación

Uno de los problemas del recorte es la degradación del BER. Específicamente, los símbolos que tienen una PAR elevada son vulnerables a errores. Para reducir este efecto, puede aplicarse la codificación de los símbolos mediante un codificador que utilice la técnica FEC —Corrección de Errores hacia Adelante—. Cuando la codificación se aplica, los errores pueden ser corregidos por los símbolos redundantes.

Cancelación de picos

Otro método para eliminar los picos en una señal OFDM es restándole una función de referencia ajustada y de duración cambiante para que cada sustracción reduzca el pico de potencia, por lo menos, de una muestra de la señal. Esta función es escogida de forma tal que tenga aproximadamente el mismo ancho de banda que la señal transmitida. La función de cancelación de picos más usada es la función por tener buenas propiedades en el dominio de la frecuencia para el objetivo que se desea alcanzar. La función puede limitarse en tiempo multiplicándola con una ventana de coseno alzado.

Se ha demostrado que la técnica de cancelación de picos genera menos interferencia fuera de banda que las técnicas de recorte y el mecanismo de ventana. Otra ventaja importante de la técnica de cancelación de picos es que puede implementarse digitalmente a través de la IFFT en el transmisor.

Empleo de código para reducción de PAR

Una buena solución para disminuir el problema de la PAR es el uso de técnicas de codificación. La PAR puede ser reducida mediante el uso de un código que solamente produzca símbolos OFDM, los cuales tendrán una PAR reducida a un nivel deseado. La relación entre la PAR y la codificación es que mientras mayor sea la reducción de la PAR se necesitará una velocidad de código más baja.

Se ha demostrado que es posible construir códigos $R = 3/4$ que proporcionan una PAR máxima de 3 dB. Otro resultado interesante es que las propiedades de correlación de secuencias complementarias pueden traducirse en una pequeña relación PAR de -3dB cuando estos códigos son usados para modular un símbolo OFDM.

Estos resultados están basados en el uso de las secuencias complementarias de Golay para la generación de estos códigos. Las secuencias complementarias de Golay son pares de secuencias para las cuales la suma de la función de autocorrelación [9] es cero, para todos los retardos que no son cero.

Se han publicado muchas investigaciones sobre el uso del código Golay [8] para las transmisiones de OFDM que tratan sobre la generación eficiente de estos códigos y el óptimo proceso de decodificación entre otras propiedades interesantes.

Técnica de cifrado de símbolos

La idea básica de esta técnica es que, para cada símbolo OFDM, la secuencia de entrada es cifrada para un cierto número de secuencias cifradoras. La señal de salida lograda se transmite con una pequeña PAR.

Si la PAR para un símbolo OFDM tiene una probabilidad de excederse p un cierto nivel sin cifrado. Este mismo símbolo tiene la probabilidad de excederse p^k un cierto nivel con cifrado, donde la secuencia de cifrado tiene k códigos cifradores. Como $p^k > p$, puede inducirse que el cifrado reduce la probabilidad de ocurrencias de símbolos con PAR elevada.

Conclusiones

La técnica OFDM es una aplicación muy importante en los sistemas WLANs y el desarrollo del estándar IEEE 802.11a promete tener no sólo un gran mercado, sino también varias aplicaciones en ambientes muy diversos.

En términos de inconvenientes OFDM tiene las siguientes desventajas:

- En la creación de los símbolos OFDM puede generarse ruido con un intervalo dinámico muy amplio, lo que requiere en el sistema amplificadores de potencia de Radio Frecuencia (RF) con una relación máximo pico de potencia contra potencia promedio (PAR) muy grande.
- Es más sensible al desplazamiento y fluctuación en frecuencia de las subportadoras que los sistemas FDM convencionales debido a un pequeño error de escape en la DFT.

Debido a la amplia variedad de fabricantes, soluciones tecnológicas, equipamientos y oportunidades comerciales este trabajo se ha orientado a presentar las consideraciones sólo previstas en el estándar IEEE 802.11a para la técnica OFDM desde un punto de vista práctico debido a la propia peculiaridad de la organización normalizadora, la IEEE.

Referencias bibliográficas

[1] Proakis, J. G. *Digital Communications*. Third edition. USA: Prentice Hall, 1995.

[2] Van Nee, R., Prasad R. *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Boston: Artech House, 2000, pp. 80-81.

[3] Cavers, J. K. "An Analysis of Pilot Symbol Assisted Modulation for Rayleigh Fading Channels". *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 40, no. 4 (noviembre de 1991): 686-693.

[4] Tufvesson, F., Maseng, T. "Pilot Assisted Channel Estimation for OFDM in Mobile Cellular Systems" (vol. 3). IEEE 47th Vehicular Technology Conference Technology in Motion, Phoenix, AZ, USA, 4 al 7 de mayo de 1997, pp.1639-1643.

[5] May, T., Rohling, H. "Reducing the Peak to Average Power Ratio of OFDM Radio Transmission Systems". Proceedings of IEEE VTC '98, Ottawa, Canada, del 18 al 21 de mayo de 1998, pp. 2474-2478.

[6] Li, X., Cimini, L. J: "Effects of Clipping and Filtering on the Performance of OFDM". Proceedings of IEEE VTC'97, País, 1997, pp. 1634-1638.

[7] Wilkinson, T. A., Jones, A. E. "Minimization of the Peak-To-Mean Envelope Power Ratio of Multi-Carrier Transmission Schemes by Block Coding". Proceedings of the IEEE VTC'95, Chicago, USA, julio de 1995, pp. 825-829.

[8] Davis, J. A., Jedwab, J. "Peak-to-Mean Power Control and Error Correction for OFDM Transmission Using Golay Sequences and Reed-Muller Codes". *Electronics Letters*, vol. 33, 1997.

[9] Carlson, A. Bruce. *Communication Systems*. First edition. USA: McGraw-Hill, 1968, pp. 56-60.