

TÉCNICAS DE PROCESADO DE SEÑAL BASADAS EN MÚLTIPLES ANTENAS PARA REDES INALÁMBRICAS CON MODULACIONES OFDM



Marcel Palou Agostinho, Antonio Pascual Iserte

*Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones
Universitat Politècnica de Catalunya (UPC)
e-mail: marcel.palou@estudiant.upc.es, tonip@gps.tsc.upc.es*

Resumen - En este artículo se discuten las aplicaciones de múltiples antenas en recepción para modulaciones OFDM aplicadas en el ámbito de la red WLAN HiperLAN/2. Se enmarca la problemática y se repasa brevemente las características del sistema. Posteriormente, se discuten diversos algoritmos tanto en el dominio frecuencial como el temporal, para intentar explotar al máximo la limitación de datos finitos de la secuencia de entrenamiento. Se evalúan dichos algoritmos en un simulador de la capa física de HL/2. Se resuelve que las olvidadas técnicas en el dominio temporal mejoran en las prestaciones, imponiéndose a sus competidoras del dominio frecuencial

INTRODUCCIÓN Y ANTECEDENTES

La era de las comunicaciones es ya una realidad en la mayoría de los países, promovida por un rapidísimo aumento de la demanda por parte no sólo de la sociedad en general, sino también del mundo empresarial. Además de las comunicaciones de voz, la principal característica de los sistemas actuales, y de los que aún están por venir en un futuro inmediato, es la interconectividad que se requiere con redes de datos de forma inalámbrica, de manera que se puedan proporcionar servicios de muy diversa naturaleza en cualquier sitio y en cualquier momento. Este último punto muestra uno de los grandes retos en el campo de las radiocomunicaciones, sector donde el espectro radioeléctrico es un bien escaso y preciado. La popular telefonía móvil, con su variante de 3ª generación intenta resolver en parte este problema con un aprovechamiento del espectro mediante técnicas CDMA (Code Division Multiple Access), pese a que su arrancada se prevé complicada y costosa, y las velocidades que se podrán conseguir serán muy moderadas. LMDS (Local Multipoint Distribution System) resuelve con nota el problema de gran ancho de banda, pese a que se queda muy limitado en términos de movilidad. Es en este vacío donde aparecen las WLAN (Wireless Local Area Network), redes cuyo

objetivo inicial era el de proporcionar los mismos servicios que las convencionales LAN, pero sin necesidad de un cableado, y que se están convirtiendo en la alternativa más rentable sobre las otras redes de acceso a datos inalámbricas de alta velocidad. Éstas rompen sin contemplaciones el compromiso entre coste y velocidad, mediante el uso de bandas libres, por otro lado con entornos hostiles en interferencias.

En el sector de las WLAN encontramos el estándar americano IEEE 802.11, una de las redes radio más extendidas actualmente, como resultado de la evolución de la convencional Ethernet (IEEE 802.3). Las velocidades pueden variar bastante hasta conseguir un máximo de 54 Mbps en la variante 802.11a que trabaja a 5.3 GHz. Concretamente, el estándar IEEE 802.11a utiliza la modulación OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), que aprovecha el ancho de banda disponible dividiendo el canal de comunicación en sub-bandas. Este tipo de modulación se combina con una potente codificación de canal (turbo códigos) y el uso de constelaciones de diversa densidad, adecuándose a las condiciones del canal y de la velocidad de transmisión deseada.

A nivel estratégico, Europa necesita el desarrollo también de un estándar de redes WLAN propio, por lo que la ETSI ha desarrollado el HiperLAN/2 (HL/2). A diferencia del estándar americano, HL/2 se enmarca a nivel de arquitectura, entre su homóloga 802.11 y la red de telefonía de 3ª generación. Usa la modulación OFDM, que se caracteriza por ser muy robusta (a interferencias y multi camino) y con una gran eficiencia espectral.

Debido a las dificultades que presenta la transmisión a través del canal radio por la presencia de interferencias, el ancho de banda limitado, los desvanecimientos (también llamados fading), el efecto Doppler, y también a las fuertes y crecientes demandas de tráfico y de número de usuarios en este tipo de redes, es necesario recurrir a sistemas de mejora de la calidad del señal, mediante incremento de la SNR (Relación señal a ruido) y C/I (Relación señal a interferente). Entre las diversas estrategias a seguir, una solución atractiva y que ha llamado la atención de los investigadores en los últimos años es el uso de terminales y/o puntos de acceso con múltiples antenas. El uso de múltiples antenas es muy atractivo a nivel de sistema, ya que gracias a él, se puede permitir un

fuerte rechazo de frecuencias, una reducción del nivel de ruido y sobretodo, una reducción muy elevada del nivel de interferencias (filtraje espacio-temporal). En conclusión, mediante múltiples antenas la cantidad de tráfico que puede cursar la red, y el número de usuarios a los que se les puede prestar servicio de forma simultánea se ve incrementado de forma muy importante.

HIPERLAN/2, DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

HL/2 es un estándar europeo desarrollado por la ETSI para las WLAN [2]. Basado en la modulación OFDM y operando en la banda de los 5.3 GHz (aunque por su modularidad, puede emplazarse en otras bandas con ligeros cambios en la etapa de RF), puede ofrecer velocidades de hasta 54 Mbps en la capa física y de hasta 25 Mbps en la capa de enlace.

El estándar HL/2 especifica una red de acceso radio que puede ser usada con gran variedad de redes núcleo (ATM, Ethernet, ...). Esto es posible gracias a la flexibilidad de la arquitectura, que se basa en independizar las capas físicas y de enlace. Las capas de convergencia específicas para cada red núcleo posibilitan el acceso, y pasan los paquetes de datos de las diferentes redes núcleo a SDU (Service Data Units) con las que trabaja la DLC (Data Link Control) y que asimismo traspasa a las capas de enlace y física. La pila de protocolos se muestra en la figura que sigue.

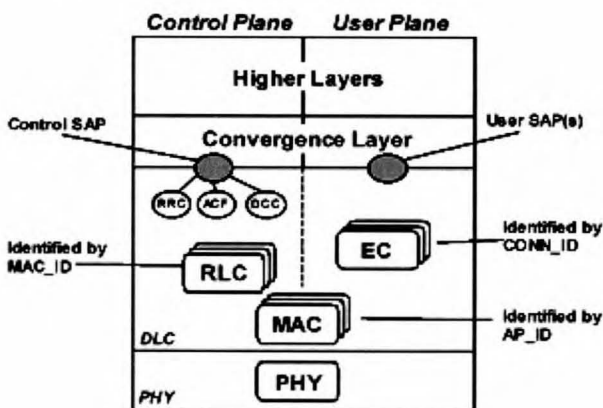


Figura 1: Pila de protocolos de HL/2

El protocolo DLC opera orientado a conexión, creando para cada conexión DLC una instancia EC (Error Control). Las capas de convergencia (CL) son fundamentales para adaptar las peticiones de servicio de las capas superiores al servicio que ofrece la DLC, y convertir los paquetes de capas superiores (pueden ser de longitud fija o variable) en paquetes de longitud fija (SDU) mediante la segmentación y el padding, con los que trabaja la DLC. En la figura que sigue se observa esta convergencia.

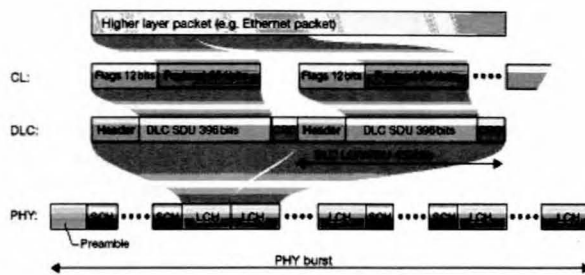


Figura 2: Estructura de tramas de HL/2

Cada SDU está compuesto por 384 bits de datos y 12 bits de flags, que se encapsulan en la DLC en un LCH PDU, con 432 bits (54 bytes) añadiendo una redundancia cíclica (CRC) y una cabecera. Además del LCH (Long Transport Channel), que es el canal de transporte de información, también existe el SCH (Short Transport Channel), que consta de 72 bits por PDU (Packet Data Unit).

La capa de enlace (DLC) está formada por una subcapa de control del enlace radio (RLC, Radio Link Control), un protocolo de control de errores (validación de paquetes por parte del receptor) y un protocolo de control de acceso al medio (control central de recursos, TDMA/TDD). De entre sus funciones destacan todo lo relativo con la asociación/desasociación de la red, análisis y síntesis de los BCCH (Broadcast Control Channel) y FCCH (Frame Control Channel), buffering con las CL, la selección dinámica de frecuencias y el control de potencia.

La capa física (PHY) [3] se encarga de transmitir de forma eficiente las ráfagas de longitud variable provenientes de la DLC, donde éstas constan de un preámbulo y un «payload». El payload se compone de un tren de SCH y LCH PDUs. Como ya se ha comentado anteriormente, en la capa PHY se utiliza la modulación OFDM, debido a su buen comportamiento en medios dispersivos. Las modulaciones de cada subportadora siguen esquemas QAM de distinta densidad. Notar que cada subportadora soporta tasas de bit bajas, pero sumadas se obtienen velocidades de hasta 54 Mbps en capa física. Se definen radiocanales de 20 MHz. El procesamiento, la modulación y demodulación se realiza de forma digital bajo una frecuencia de muestreo de 20 MHz.

Para relajar las especificaciones de los filtros conformadores, se usan 52 subportadoras de las cuales sólo 48 llevan información (las otras 4 son pilotos). La duración del prefijo cíclico (CP) es de 800 ns, lo que permite buenas prestaciones en canales indoor y outdoor con o sin LOS (línea de vista).

La capa PHY proporciona diferentes modos de trabajo, con diversas tasas de bit, de tipo de codificación de canal (códigos convolucionales de tasa madre 1/2 adaptables a

tasas de $9/16$ y $3/4$, en orden de mayor a menor protección) y modulación de subportadoras. Los 7 modos que se ofrecen son los descritos en la figura que sigue.

Mode	Modulation	Code rate	Physical layer bit rate
1	BPSK	1/2	6 Mbit/s
2	BPSK	3/4	9 Mbit/s
3	QPSK	1/2	12 Mbit/s
4	QPSK	3/4	18 Mbit/s
5	16QAM	9/16	27 Mbit/s
6	16QAM	3/4	36 Mbit/s
7	64QAM	3/4	54 Mbit/s

Figura 3: Modo de operación HiperLan/2

Toda ráfaga PHY incluye un preámbulo (distinto según el tipo de canal, control, broadcast, uplink,...), en el caso del uplink, el preámbulo se usa a modo de secuencia de entrenamiento y posibilita la estimación de canal y el ajuste de la frecuencia. Además de estas utilidades, y como veremos en los siguientes apartados, el preámbulo permite diseñar de forma adecuada los parámetros del sistema de múltiples antenas o array.

HL/2 soporta movibilidades del terminal como mínimo de 10 m/s. Además incluye mecanismos para poder trabajar en medios dispersivos y con altos niveles de interferencia. De esta forma proporciona una comunicación eficaz con bajos niveles de SNR, manteniendo la QoS, lo que lleva a un compromiso entre el rango y la tasa de bruta de datos [4].

BREVE DESCRIPCIÓN MODULACIÓN OFDM

La multiplexación por división en frecuencia (FDM) es una tecnología para transmitir múltiples señales simultáneamente por el mismo medio. Cada señal va modulada bajo una portadora independiente a una frecuencia determinada. OFDM es una técnica de espectro ensanchado que distribuye el flujo de datos entre un gran número de frecuencias portadoras equiespaciadas, lo que reduce el bit rate de cada subportadora, o lo que es lo mismo, alargando el tiempo de símbolo. Este espaciado concreto proporciona la 'ortogonalidad', que permite un solapamiento espectral y que el receptor demodule correctamente cada subportadora por separado. Mediante la IFFT se genera el símbolo temporal a transmitirse. Los beneficios de la OFDM son varios, tiene una alta eficiencia espectral, es muy robusto frente a interferentes, y a la distorsión debido al multitrayecto (que produce ISI). Por la naturaleza de multiportadora, OFDM puede pensarse también como una técnica de acceso múltiple (servicios por portadoras distintas)

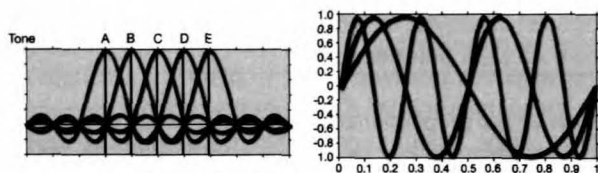


Figura 4: Simbolo OFDM en frecuencia y tiempo respectivamente

Como ya es conocido, la modulación OFDM añade una copia temporal de las últimas muestras al principio de cada símbolo (llamado prefijo cíclico (CP)), que puede interpretarse como una banda de guarda. Evita la ISI y la ICI. En un sistema bien diseñado, su duración debe ser mayor que la longitud efectiva del canal (asegurarnos que el símbolo actual está limpio del anterior. A nivel de cómputo facilita también las cosas, puesto que se puede interpretar una convolución circular entre el canal y el símbolo.

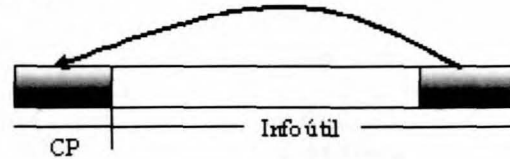


Figura 5: Prefijo cíclico y simbolo OFDM

SISTEMAS CON MÚLTIPLES ANTENAS

Tradicionalmente los sistemas de radiocomunicación se han basado en una antena transmisora y una de receptora, es lo que denomina sistema SISO (Single Input Single Output). Hace ya varios años se desarrollaron sistemas de múltiples antenas para combatir los perniciosos efectos del fading rápido. Un caso típico son los enlaces radio, con 1 antena transmisora y 2 receptoras que se usan de diversidad espacial para combatir los desvanecimientos rápidos. Intuitivamente se denota que si las antenas están suficientemente alejadas, los caminos de la señal deseada para llegar a cada una de ellas serán independientes, por lo que muy difícilmente se verán afectados por fadings simultáneamente.

Técnicas más avanzadas de arrays se basan en la suma o combinación de las señales recibidas por las diversas antenas multiplicando previamente cada una de esas señales por unos coeficientes con un determinado módulo y fase. Mediante esta técnica se pueden generar haces de directividad hacia regiones del espacio predeterminadas, y simultáneamente y de forma contraria, provocar nulos de recepción en ciertas regiones del diagrama de radiación desde las que pueden provenir señales interferentes (Fig. 6).

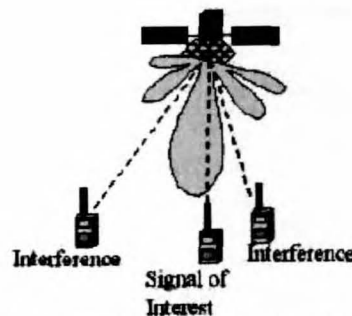


Figura 6 Realce de la señal deseada y cancelación de interferencias

Este diagrama de radiación se controla electrónicamente,

variando su forma mediante el ajuste dinámico de los coeficientes que multiplican a las señales recibidas por las distintas antenas [5]. Tradicionalmente el diseño electrónico del haz se realizaba en la etapa de radiofrecuencia, lo que provocaba difíciles y costosas implementaciones hardware. Actualmente, y gracias al gran rendimiento de los DSP (Digital Signal Processors), esta conformación de haz se realiza en banda base, lo que proporciona una mayor versatilidad, facilidad, y abaratamiento de costes, posibilitando una saga de aplicaciones desconocidas o poco realizables hasta el momento. También debido al procesado en banda base se permite de forma natural conformar diversos beamformers bajo un solo array físico, lo que permite sistemas con múltiples usuarios, con mejora de la señal para cada uno de los usuarios (Fig. 7), o las llamadas Smart Antennas.

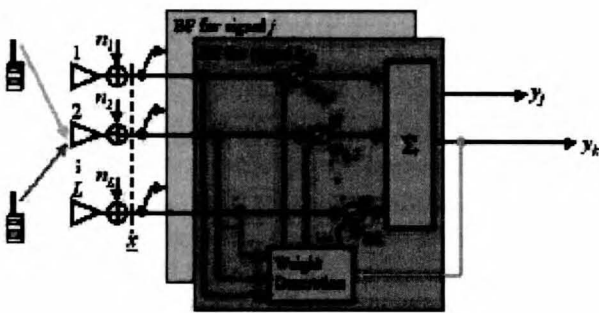


Figura 7 Sistema multi usuario con *smart antennas*

En el entorno de las comunicaciones móviles, donde las interferencias pueden existir, y donde además es deseable que se pueda soportar una gran densidad de usuarios, las técnicas de múltiples antenas han ido vinculadas de forma intrínseca a una mejora de la calidad de la señal, y de forma consecuente, de las prestaciones del sistema. Tradicionalmente se tratan de sistemas SIMO (Single Input Multiple Output) en configuración uplink, con una sola antena en un extremo (terminal móvil) y diversas antenas en el otro extremo (estación base).

El nivel más alto de complejidad corresponde a un diseño conjunto de ambos extremos de la comunicación, con múltiples antenas también en ambos extremos, configurando los denominados sistemas MIMO (Multiple Input Multiple Output). Una posible estrategia de diseño consiste en el cálculo de los coeficientes óptimos a aplicar a la señal antes de transmitirse a través de cada antena transmisora, y de los coeficientes a aplicar a cada una de las señales obtenidas en las diversas antenas receptoras antes de sumarse y llevar a cabo el proceso de demodulación y detección.

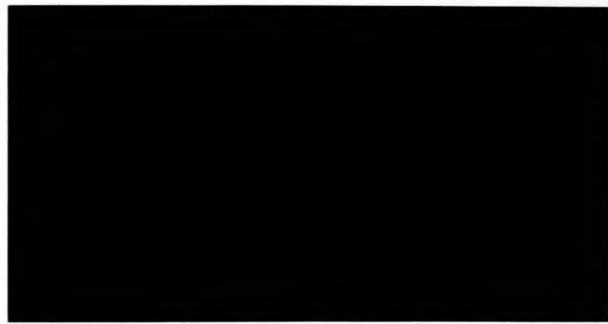


Figura 8: Sistema MIMO

TÉCNICAS SIMO PARA SISTEMAS HL/2 BASADOS EN OFDM – DUALIDAD ESPACIO/TIEMPO

Las redes locales inalámbricas de altas prestaciones se basan en el uso de modulaciones OFDM por su robustez frente a los efectos del multi-trayecto, que provocan ISI (Inter Symbol Interference) e ICI (Inter Carrier Interference), entre otros. Mediante un ajuste adecuado de la longitud del prefijo cíclico o tiempo de guarda, algunos de los efectos anteriores se pueden paliar parcialmente. En la Figura 9 se puede ver la estructura de una trama PHY, y se intuye cómo la duración del prefijo cíclico afecta a la ISI.

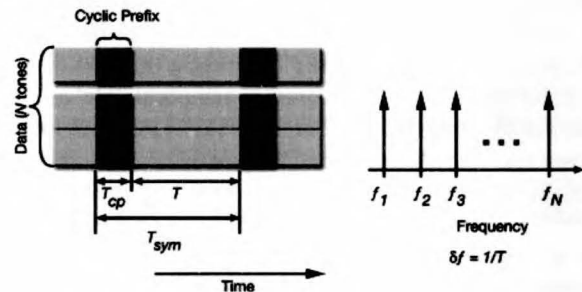


Figura 9: Estructura PHY

En este escrito se pretende describir diversas técnicas SIMO, y mostrar los beneficios obtenidos por éstas aplicadas a entornos de HL/2 basados en modulaciones OFDM. Se mostrarán las técnicas MMSE (Minimum Mean Square Error) descritas en [1] adaptadas a un entorno HL/2 real.

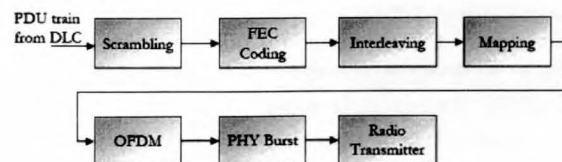
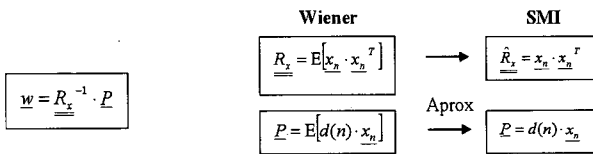


Figura 10: Cadena emisora HL/2 (PHY)

De la dualidad intrínseca frecuencia-tiempo de la modulación OFDM se desprende que el diseño del conformador de haz puede desarrollarse tanto en el dominio temporal, como en el dominio frecuencial. No obstante,

tradicionalmente las técnicas han estado aplicadas en el dominio frecuencial. Dentro de este ámbito, se han evaluado diferentes técnicas basadas en el clásico algoritmo SMI (Sample Matrix Inversion) [5].

Mediante el algoritmo SMI se puede llegar al diseño de un conformador de haz computado mediante la autocorrelación de la señal recibida, y la correlación de dicha señal con una secuencia conocida, típicamente el preámbulo. Mediante esta técnica se diseña el mejor filtro para recuperar la secuencia original a partir de las muestras recibidas. En el caso de secuencias de referencia de longitud infinita, el diseño obtenido coincide la solución óptima de Wiener (ec. 1). En un entorno realista, los datos son finitos, y por lo tanto la matriz de autocorrelación de datos recibidos (R_x) y el vector de correlación cruzada entre datos recibidos y referencia (P) debe estimarse. Debe notarse que el diseño de dicho filtro minimiza el error cuadrático medio aunque no necesariamente maximiza a su vez la SNR.



La aplicación de la técnica SMI a un entorno OFDM puede hacerse casi directamente. A nivel lógico, los '0' y '1' de la transmisión se encuentran en el dominio frecuencial, que tras la IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) se pasan al dominio temporal que es la información transmitida. Por lo tanto resulta cómodo pensar que este algoritmo pueda aplicarse en el dominio frecuencial.

En un sistema OFDM como HL/2 disponemos de un preámbulo de 2 símbolos OFDM para estimar el canal (también basada en técnicas de mínimo error cuadrático medio, tanto en frecuencia como en tiempo) y llevar a cabo la sincronización, entre otras tareas. El conformador, entendido como el conjunto de coeficientes a aplicar a las señales recibidas para ser sumadas, debe también diseñarse durante la etapa de transmisión del preámbulo (por tener una referencia conocida). Debido a la corta duración del preámbulo, resulta evidente pensar que tendremos un problema de alta variancia en las estimaciones ya que la relación datos vs. parámetros a estimar es baja. Disponemos de 2 símbolos OFDM que corresponden a 128 bits, y el sistema OFDM trabaja con 64 subportadoras de las cuales 52 son útiles, lo que significa que el cálculo del conformador de haz para cada subportadora debe basarse en poco más de 2 muestras, provocando una baja estabilidad de la estimación. Es por ello que se debe pensar en técnicas alternativas para estabilizar las estimaciones. En este trabajo se proponen técnicas de agrupamiento y enventanado de subportadoras.

En el marco temporal de la señal, se presentan soluciones

interesantes y que mejoran las prestaciones del sistema, puesto que en este dominio tenemos más muestras (2 símbolos y el prefijo cíclico), y además debemos estimar menos parámetros (un filtro FIR de M muestras para cada antena). En la figura que sigue se puede ver la cadena receptora para conformadores en tiempo. En este punto se proponen 2 técnicas, el SMI temporal, y el SMI con estabilización semi-ciega añadida.

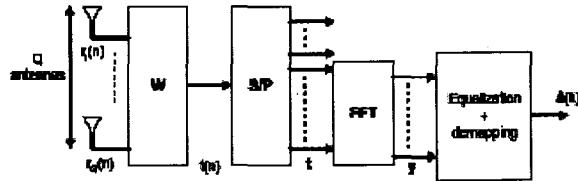


Figura 11: Cadena receptora para técnicas en tiempo

SOLUCIONES EN EL DOMINIO FRECUENCIAL

SMI por agrupación de subportadoras

Consideremos un sistema OFDM SIMO que debe calcular un conformador de haz para cada una de las subportadoras útiles con las que trabaja (en el caso de HL/2 es de 52) puesto que en cada margen frecuencial o portadora el conformador debe responder de forma independiente. No obstante disponemos únicamente de un preámbulo limitado de 128 bits, lo que nos lleva a pensar que no podemos computar de forma fiable los 52 conformadores (alta variancia).

En este subapartado se propone combatir esta baja estabilidad de las estimaciones aprovechándose del ancho de banda de coherencia del canal. En general la respuesta del canal radio es distinta para cada subportadora, y por lo tanto lo óptimo sería diseñar un conformador distinto para cada portadora. Sin embargo, y teniendo en cuenta el concepto de ancho de banda de coherencia del canal [6], se pueden definir grupos de disjuntos de subportadoras, para las cuales el canal variará «poco» o más técnicamente, las respuestas del canal para las subportadoras en un mismo grupo estarán correladas. Para cada grupo de subportadoras se calculará un solo conformador de haz que será usado por todas las subportadoras del grupo.

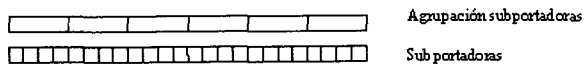


Figura 12: Agrupación de subportadoras

Por lo tanto, las diferentes subportadoras se agrupan en N_g grupos disjuntos de k subportadoras (cada subportadora pertenece a uno y solo un grupo), y para cada grupo se calcula su conformador (beamvector que realiza la señal deseada e intenta anular las interferentes). Existe, de forma innata un grado de libertad, es decir un compromiso sobre el número de agrupaciones a realizar (y

por consiguiente el número k de subportadoras por grupo). Este compromiso nos indica que hay una solución óptima (o mejor compromiso), es decir, que la curva PER (Packet Error Ratio) vs presenta un mínimo local. Recordemos que la PER es un indicativo de las prestaciones del sistema, y está íntimamente ligada al throughput de la capa física. Este compromiso, a alto nivel, puede expresarse de la forma que sigue; si computamos un solo conformador para todas las subportadoras, éste dispondrá de muchos datos para crear unas buenas estimaciones (\hat{v} y \hat{P}), y generará el conformador que vaya mejor 'en media' a todos y lo hará muy bien. Pero debido a que el canal varía subportadora a subportadora, este único conformador se adaptará mal a la variabilidad del canal. En el otro extremo, el cómputo de un conformador para cada subportadora, corregirá muy bien la adaptabilidad del canal, pero por otro lado, estimará muy mal cada conformador.

A nivel técnico, la función de coste a minimizar puede expresarse como la unión de funciones de coste para cada grupo de subportadoras (ec. 2), y por lo tanto tratar cada grupo de forma independiente.

$$v^n = \arg \min_{v^n} \|X^n v^n - \theta^n \mathbf{1}_{k_n}\|^2 \quad (2)$$

donde

v^n es el conformador para el grupo n .

X^n es la autocorrelación de la parte de muestras recibidas dentro del grupo n .

$\theta^n \mathbf{1}_{k_n}$ es el vector columna con la correlación cruzada dentro del grupo n .

Derivando con respecto a v^n se obtiene la solución que sigue,

$$v_s^n = (X^{nH} X^n)^{-1} X^{nH} \theta^n \mathbf{1}_{k_n} \quad (3)$$

Como podemos observar, formalmente se trata de una solución SMI, adaptada al compromiso antes mencionado, confinando conformadores más suavizados para grupos de subportadoras.

SMI por enventanado de subportadoras

Otra técnica para optimizar el nivel de señal, mediante técnicas de arrays y que se deriva de la intrínseca limitación de datos finitos que conlleva a una complicada estimación de los coeficientes del conformador, es el enventanado de subportadoras.

Tomado el problema enunciado en el apartado anterior, es decir un sistema OFDM, al que intentamos mejorar las prestaciones mediante una arquitectura SIMO, tal y como hemos dicho reiteradamente, la solución óptima es un conformador para cada una de las subportadoras, pero esto no se puede sostener debido a la poca cantidad de datos.

Esta técnica propone crear un conformador para cada subportadora, y aprovechándose también del ancho de banda de coherencia, no solo usar la información de la subportadora actual para realizar la estimación de los parámetros, si no usar datos de sus vecinos mediante un enventanado (diferentes formas de ventana se estudian), de esta forma subportadoras colindantes (frecuencialmente hablando) habrán sido sometidos a canales muy parecidos (recordemos que el canal físico es variante tanto temporalmente, como frecuencialmente, posee un doppler, y puede sufrir desvanecimientos). Se propone pues usar estos datos de subportadoras adyacentes para estabilizar las estimaciones. Normalmente se suelen usar ventanas con un máximo en la subportadora deseada, y caídas hacia los lados, para realzar las subportadoras contiguas a la que se le calcula el conformador, y que las subportadoras lejanas frecuencialmente hablando contribuyan de forma menor.

Es conveniente notar que la información de una subportadora contribuirá a computar distintos conformadores (la información es rehusada).



Figura 13: Enventanado de subportadoras

A nivel de la función de coste de dicha solución, deberá parecerse mucho a la encontrada para la técnica precedente. No obstante se generarán conformadores, con un enventanado, o vector de pesos. Se puede observar en este punto que la técnica precedente es un caso particular de esta, donde se hace un muestreo cada k subportadoras y se aplica un enventanado rectangular.

Podemos expresar la función de coste para cada subportadora, por lo tanto la función a minimizar mediante el MSE, como sigue:

$$J(k) = \left\| \underline{U} \cdot \underline{\chi}^k \cdot v^k - \underline{U} \cdot \underline{\theta}^k \cdot \mathbf{1}_{L_u} \right\|^2 \quad (4)$$

Donde

\underline{U} es la matriz diagonal con los pesos de la ventana.

$\underline{\chi}^k$ es la matriz de muestras del preámbulo recibidas.

v^k es el conformador a diseñar para la subportadora k .

$\underline{\theta}^k \cdot \mathbf{1}_{L_u}$ es el vector columna que contiene las muestras conocidas del preámbulo.

Expresando las muestras recibidas enventanadas como $\underline{Z}^k = \underline{U} \cdot \underline{\chi}^k$ y los símbolos transmitidos enventanados como $\underline{\Lambda}^k = \underline{U} \cdot \underline{\theta}^k$, se puede mostrar una solución compacta de la forma que sigue:

$$v_u^k = \left(\underline{Z}^{kH} \cdot \underline{Z}^k \right)^{-1} \cdot \underline{Z}^{kH} \cdot \underline{\Lambda}^k \mathbf{1}_{L_u} \quad (5)$$

SOLUCIONES EN EL DOMINIO TEMPORAL

Hemos explotado ya alguna solución en el dominio frecuencial para el sistema OFDM. No obstante, pese a su poca utilización actual, el procesado de arrays sobre modulaciones OFDM en el dominio temporal, emerge como una potente base de soluciones que desbancan en prestaciones a sus competidoras del dominio frecuencial. Para explicar este efecto cabe notar que en el dominio temporal disponemos de más muestras (símbolo útil y prefijo cíclico), y también que debemos estimar menos parámetros (filtro FIR de M muestras por antena). El resultado son estimaciones más estables y de mejor calidad, trasladando mejor prestaciones a la globalidad del sistema.

SMI temporal

Primeramente se trata de extender la técnica SMI al dominio temporal. En principio resulta fácil puesto que SMI no entiende de 'valores' si no que intenta en todo momento minimizar la distancia cuadrática media entre la distancia recibida y la enviada (MSE) mediante un uso de una secuencia conocida. Por lo tanto el conformador será diseñado bajo una función de coste como la que sigue:

$$\underline{w} = \arg \min_w \left\| \underline{R}w - \underline{\tilde{s}} \right\|^2 \quad (6)$$

Donde

\underline{R} es la matriz de muestras temporales recibidas por las Q antenas

\underline{w} es el vector de pesos del array en el dominio temporal

$\underline{\tilde{s}}$ es el vector de muestras temporales enviadas

Que lleva a una clásica solución SMI como se presenta:

$$(7)$$

Hace falta notar que en dicho caso no se necesita ningún tipo de ecualización, y que la complejidad del receptor se reduce dado que solo se necesita un bloque FFT (ver Figura 11). Las muestras se recuperan en el dominio temporal directamente para poderlas introducir en un receptor cualquiera de HL/2.

SMI-CP

Este segundo método intenta explotar al máximo las propiedades de los símbolos OFDM para extraer toda la información conocida. No solo se usa el preámbulo (secuencia conocida) para computar el conformador, si no que se usa de la redundancia cíclica de cada símbolo OFDM para añadir un término ciego adicional de información [7]. Esta técnica, no obstante usa la información de todo el burst (preámbulo + CP de los bits de datos) por lo que trae consigo una latencia de 1 burst.

Se puede deducir pues, que la función de coste que deberá minimizar nuestro diseño del array, tendrá una parte conocida o SMI (en base a un preámbulo conocido), y una parte ciega (en base a la correlación de la información entre el prefijo cíclico y el bloque del cual se ha creado.

$$J_{SBL} = J_{BLI} + J_{SMI} \quad (8)$$

$$J_{BLI} = E \left\| \underline{R}^0 \underline{w} - \underline{R}^M \underline{w} \right\|^2 \quad (9)$$

$$J_{SMI} = \left\| \underline{R} \underline{w} - \underline{\tilde{s}} \right\|^2 \quad (10)$$

Donde aplica a los mismos conceptos que en la técnica precedente. En (ec. 9) puede verse que E se refiere a 'expectation', es decir un promedio dentro de todo el burst, de la correlación entre las primeras muestras del símbolo (CP) filtradas, y las últimas también filtradas. Se nota que selecciona las señales que son exactas en los dos bloques temporales (el prefijo cíclico y el bloque que se ha usado para generarlo), lo que puede combatir mejor las interferencias, aunque es evidente que la complejidad aumenta sustancialmente.

El conformador óptimo, puede hallarse derivando ec. 8 con respecto al filtro temporal w , y se puede encontrar en [1].

A simple vista parece razonable que este método podrá combatir mejor los efectos de las interferencias, puesto que primeramente obtendrá conformadores más estabilizados (más muestras a tener en cuenta), y puesto que el cálculo del conformador se tiene en cuenta en toda la duración del burst.

CONCLUSIONES

Tras una breve descripción de la arquitectura HL/2, y una introducción a los sistemas de múltiples antenas, se han descrito diversos modos de mejorar las prestaciones de un sistema HL/2 mediante procesado de arrays en recepción, en técnicas que se enmarcan tanto dentro del dominio frecuencial como temporal (aprovechando la dualidad frecuencia-tiempo de OFDM). Se genera pues un filtraje espacio-temporal/frecuencial que permite mejorar sustancialmente las prestaciones del sistema, mediante la cancelación de interferencias, y la densificación de usuarios.

Parece pensar que de forma lógica las soluciones en tiempo son más naturales, y el conformador ataca directamente las muestras sacadas de antena, aunque las soluciones en frecuencia son más entendibles. Es importante notar que las soluciones frecuenciales requieren de una estimación y ecualización del canal, y que requiere una cadena receptora con el bloque FFT para cada antena. En el caso temporal una sola cadena receptora es necesaria, y la ecualización y estimación del canal son implícitas en la técnica. De todas formas el coste computacional resulta más elevado.

En las figuras que siguen se puede apreciar la bondad de

las técnicas propuestas. En la Figura 14 vemos como el procesado de arrays, añadido al MMSE de la estimación de canal, recupera perfectamente la constelación original, tras

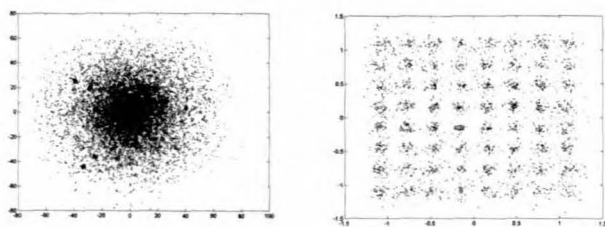


Figura 14: Constelación de las 4 antenas sin procesar, y procesada mediante SMI enventanado

haber recibido una constelación intratable. Los colores se refieren a cada una de las 4 antenas (SNR = 35dB, SIR = 15dB, técnica de frecuencial de enventanado, ventana triangular).

Seguidamente se aprecian las prestaciones. A la izquierda tenemos la PER, en modo 3 con SNR 20. Dada una PER tan baja, la simulación no tiene resolución. A la derecha vemos

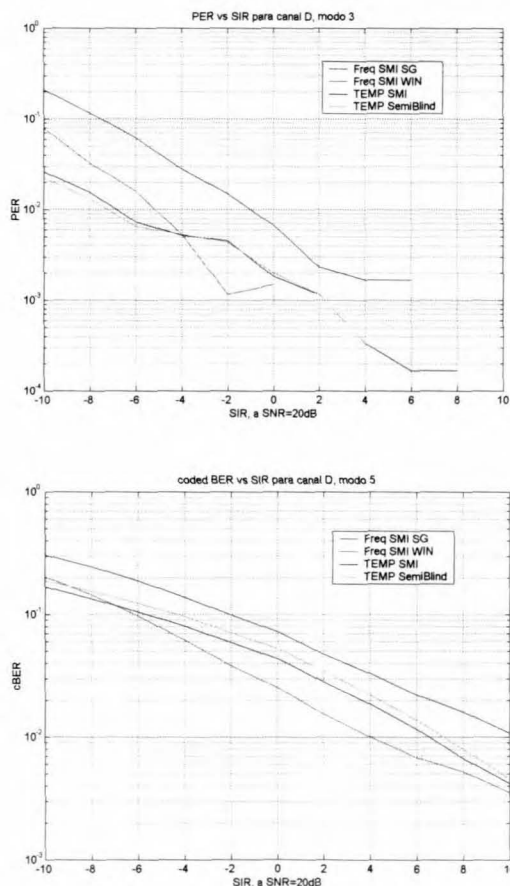


Figura 15: Simulaciones de prestaciones del sistema

la VER después del bloque de codificación de canal para el modo 5 a la misma SNR. Para este caso no se comporta como lo esperado, pero se puede ver que el modo de trabajo para estas condiciones ambientales es degradado.

REFERENCIAS

- [1] D. Bartolomé, A. I. Pérez-Neira, MMSE Techniques for Space Diversity Receivers in OFDM-based Wireless LANs, IEEE Journal of Selected Areas in Communications, February 2003
- [2] ETSI TR 101 683, Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; System Overview, v1.1.1, 2000-02, available at www.etsi.org.
- [3] ETSI TS 101 475, Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical (PHY) layer, v1.2.2, 2001-02, available at www.etsi.org.
- [4] Khun-Jush, J. & Malmgren, G. & Schramm, P. & Torsner, J., HIPERLAN type 2 for broadband wireless communication, Ericsson Review No. 2, 2000
- [5] R. C. Jr., Adaptive Antennas: Concepts and Performance. Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall, 1988
- [6] J. G. Proakis, Digital Communications. New York, NY: McGraw Hill, 1995.
- [7] D. Bartolome, A. Perez-Neira, A. Pascual-Iserte, Blind and Semiblind Spatio-temporal Diversity for OFDM Systems Proceedings of ICASSP'02, Orlando, USA, May 2002



AUTORES

Marcel Palou nació en 1979 y cursó COU en Estados Unidos durante el curso académico 1996-1997. En 1997 inició los estudios de ingeniero de telecomunicación en la Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación de Barcelona (ETSETB) de la Universitat Politècnica de Catalunya (UPC).

En 2002 se incorporó como becario a la empresa Tradia dentro de un programa-convenio de cooperación educativa con la UPC. Actualmente está en su última etapa de los estudios de ingeniero de telecomunicación llevando a cabo su proyecto final de carrera sobre técnicas de procesado de señal aplicadas a sistemas WLAN.



Antonio Pascual nació en 1977 en Barcelona. Cursó los estudios de ingeniero superior de telecomunicación en el periodo 1995-2000 en la Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación de Barcelona (ETSETB) de la Universitat Politècnica de Catalunya (UPC), obteniendo el premio nacional de fin de carrera correspondiente al curso

2000-2001. Durante el periodo de septiembre de 1998 hasta junio de 1999 trabajó como becario en el departamento de ingeniería electrónica de la UPC, y desde junio de 1999, y hasta enero de 2001, trabajó, primero como becario y después como ingeniero contratado, en el departamento de I+D de Retevisión, involucrándose en temas relacionados con la implantación de la redes de televisión digital y radio digital terrestre en España. En enero de 2001 se incorporó como estudiante de doctorado y becario del programa de «Formació d'Investigadors» de la Generalitat de Catalunya al departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones (TSC) de la UPC, donde actualmente desarrolla en su última etapa de tesis actividades de investigación en el grupo de procesado de arrays y señales multicanales. Desde septiembre de 2003, es profesor en la Escuela Politécnica Superior de Castelldefels (EPSC) de la UPC.