

El sistema OFDM. La estructura de transmisión de la radio digital DRM

Por Sigfredo Pagel

Dpto. Tecnologías de las Comunicaciones ETSE Telecomunicación. Universidad de Vigo

El sistema DRM (Digital Radio Mondiale) se presenta como una alternativa atrayente para reconducir las bandas del espectro de OM (Onda Media) y la HF (Onda Corta), dedicadas a radiodifusión en AM, en la dirección de la era digital en que estamos inmersos.

Hay que tener en cuenta que la histórica AM, en onda media OM y en onda corta OC (HF –High Frequency), ha cumplido con éxito la cobertura de extensas áreas lejanas –donde la FM está incapacitada de llegar debido a su escaso alcance– además de ser uno de los tantos medios de información doméstica. Sin embargo, la calidad actual de los sistemas digitales representa un salto cuántico respecto de la clásica AM, de manera que la iniciativa DRM podría reactivar estas bandas de AM cuya antigüedad es de casi un siglo.

En este artículo se describirán los mecanismos empleados en la transmisión de las técnicas OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) aplicadas a la DRM.

En el año 2001 la ETSI (European Telecommunication Standards Institute) consiguió la aprobación de la UIT (ITU International Telecommunication Union) del estándar DRM actualmente en fase de pruebas.

Para el desarrollo de este estándar mucho ha tenido que pensarse en las características tan particulares de la propagación en general y en especial de la ionosférica que es el canal principal de la HF (High Frequency) u onda corta.

Uno de los problemas más relevantes es la propagación multitrajecto que se produce como consecuencia de reflexiones (en realidad se trata de refracciones que se asimilan a reflexiones equivalentes para simplificar el estudio) varias en la ionosfera y en la superficie terrestre. Este hecho trae aparejada la recepción de señales, de diferente retar-

do, que portan la misma información. Otro de los problemas es que la ionosfera es un medio de transmisión poco estable ya que su altura varía a corto y mediano plazo debido a la influencia del Sol que es el origen de la ionización y por tanto de la ionosfera. Influyen los períodos de las manchas solares, las 4 estaciones las horas del día además de las condiciones meteorológicas.

Cabe sospechar que habrá sido un tremendo esfuerzo de ingeniería el invertido por el grupo de profesionales de la ETSI en encontrar paliativos para semejante cantidad de causas actuantes sobre la propagación de la onda a fin de que llegue la información al destinatario, el receptor. Y lo que todavía queda a partir de las transmisiones experimentales que se están completando.

El sistema OFDM

La sigla OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) se refiere al multiplexado por división de frecuencia ortogonal.

El clásico sistema FDM (Frequency Division Multiplexing) utilizado extensivamente en múltiples aplicaciones como telefonía FDM, TV, FM estéreo multiplex, etc., es una extensión del concepto de portadora única al utilizar dentro del mismo canal varias subportadoras. Este sistema requiere *bandas de guarda* para separar los diversos tipos de información y no requiere que los anchos de banda de cada tipo sea el mismo: conviven distintos anchos de banda para cada información del multiplex.

La OFDM no exige bandas de guarda entre subportadoras basándose en el principio de ortogonalidad.

Las subportadoras del sistema

Como se dijo antes, cuando se transmite en FDM cada canal con su ancho de banda asociado modula a una subportadora diferente y éstas se deben separar lo suficiente (*Guarda*) como para que las bandas no se solapen, de esta forma, el ancho de banda total resulta considerable.

En la Figura 1 se muestra como ejemplo un sistema FDM hipotético de 6 subportadoras con una guarda en frecuencia.

La utilización de un número elevado de subportadoras (100 ó más) ocuparía así un considerable ancho de banda. La recuperación de cientos de canales puede parecer complicada si se utiliza FDM y podría pensarse que se podrían requerir cientos de filtros (esta tarea, en el caso del OFDM, se realiza por software mediante la DFT) pasobanda de banda estrecha, sin embargo, las dificultades se soslayan si las portadoras se encuentran igualmente espaciadas en una frecuencia exacta $\Delta f = 1/T_s$, siendo T_s el denominado *período de símbolo* utilizado por el receptor para integrar la señal demodulada. En estas condiciones, se dice que las subportadoras forman un *conjunto ortogonal* y como resultado de ello los espectros de las diferentes subportadoras pueden solaparse parcialmente lo que permite reducir considerablemente el ancho de banda total del espectro.

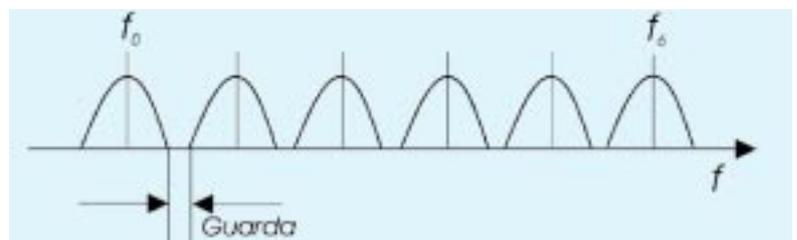


Figura 1. Ejemplo de disposición de los canales FDM con 6 subportadoras

La condición de ortogonalidad¹ puede expresarse con fórmulas matemáticas asombrosas pero, sencillamente puede decirse que si el producto escalar entre dos señales determinísticas es nulo se dice que dichas señales son ortogonales entre sí.

Si se tiene en cuenta la naturaleza aleatoria de las señales de comunicaciones de los sistemas OFDM, otra forma de definir la ortogonalidad es desde el punto de vista estocástico (predice resultados en base a factores probabilísticos), en tal caso, puede establecerse que: si dos procesos aleatorios no están correlacionados (*correlados*) entonces se dice que son ortogonales entre sí.

El *ancho de banda base* cuando se utilizan N de *subportadoras* vale $B=N(1/T_s)$.

En la radio digital los sistemas OFDM se implementan combinando la *Transformada Discreta Inversa de Fourier* (IDFT), al transmitir la señal, para pasar del dominio de la frecuencia al del tiempo y, la *Transformada Discreta Directa de Fourier* (DFT), al recibir la señal para transformar el dominio temporal al frecuencial. Cuando se procesan estas transformadas en un PC, o con un mP, se utilizan las *Transformadas Rápidas de Fourier* FFT e IFFT, donde se aprovechan ciertas simetrías para reducir drásticamente el número de operaciones. Estos algoritmos fueron desarrollados por dos progra-

base". A la salida de la IFFT resulta una *poliarmónica*, en formato discreto, sumatoria de todas las N frecuencias.

El sistema *OFDM* consiste en una técnica de transmisión en bloque cuyo desarrollo en la *banda base* será motivo de este párrafo.

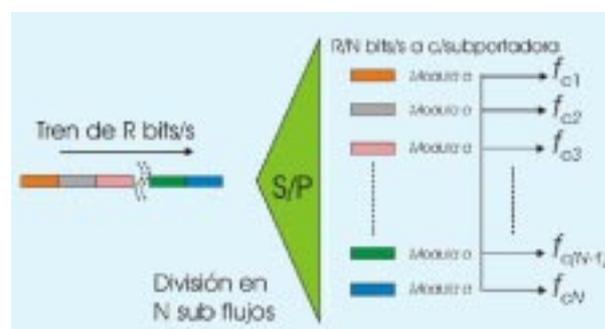


Figura 3. Conversión serie paralelo del flujo de bits

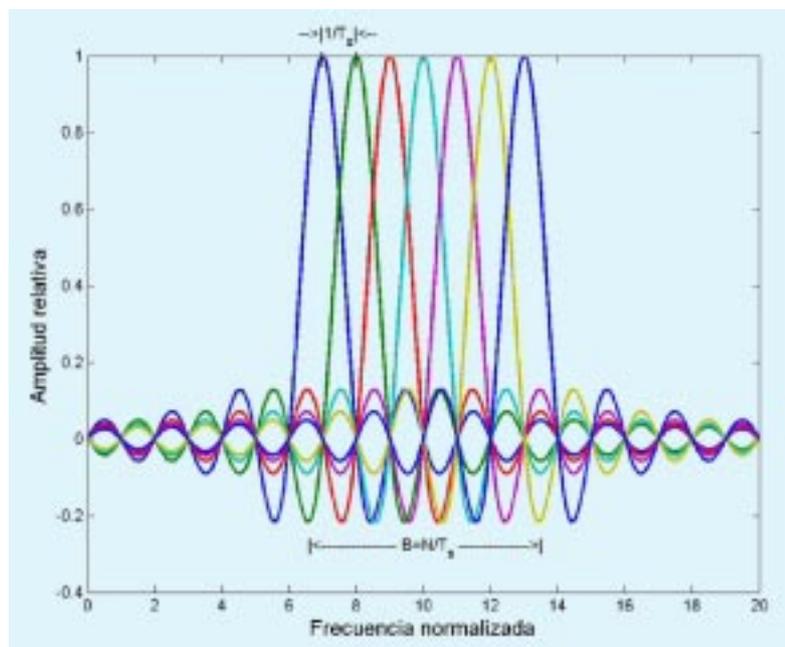


Figura 2 Ejemplo de un sistema ficticio de 7 subportadoras con $\Delta f=1/T_s$

Desde el punto de vista gráfico el espectro de frecuencias de cada subportadora puede describirse mediante una función $Sinc=sin(x)/x$.

La condición de ortogonalidad se consigue colocando las subportadoras a una distancia frecuencial $\Delta f=1/T_s$ entre sí, se produce así una cancelación de los lóbulos inferiores como se observa en la Figura 2.

madores de IBM, Cooley y Tukey, y se consigue con las FFT (IFFT) una velocidad de procesamiento unas 200 veces mayor que con las DFT (IDFT).

Cabe aclarar que las funciones base de la IFFT están constituidas por N sinusoides cada una de las cuales posee diferente frecuencia, desde 0 (dc) hasta el valor máximo que cabe dentro de la "banda

En la mencionada *banda base* un subconjunto formado por muchas portadoras (N subportadoras), con frecuencias muy próximas entre sí, es modulada con un tren de bits agrupados en símbolos que se toman de los valores complejos de una determinada constelación como la *QAM* por ejemplo. Cada uno de esos símbolos en cada instante de tiempo es asignado a una determinada subportadora como se observa en la Figura 3.

Al fraccionar los datos en muchas subportadoras el desvanecimiento que se produce sobre cada tren de datos es del tipo plano. Con desvanecimiento lento se puede evitar la interferencia entre símbolos ISI y la interferencia entre portadoras del propio sistema OFDM introduciendo el mecanismo denominado *prefijo cíclico* que se analizará más adelante.

Cuando la separación entre subportadoras es de $\Delta f=1/T_s$, como se muestra en la Figura 2, se produce la condición de ortogonalidad (la "O" de OFDM) que permite el apilado de la mayor cantidad de portadoras posibles en un *ancho de banda base* determinado sin que estas interfieran entre sí.

Figura 4. Formación de un sistema OFDM ficticio con N=4

Implementado de un sistema OFDM en el extremo transmisor

La señal OFDM en su banda base está formada por un tren de N datos en paralelo.

Cada subportadora puede expresarse como $\phi_n(t) = \exp(j2\pi f_n t)$ donde f_n es la n -ésima subportadora que puede expresarse como $f_n = n/T_s$ con T_s como la longitud del símbolo OFDM.

La muestra v -ésima del k -ésimo símbolo OFDM generada en el transmisor por la transformada inversa de Fourier IDFT viene dada por la Expresión (1):

$$s[k, v] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[k, n] e^{j \frac{2\pi}{N} n v} \quad (1)$$

con $0 \leq v \leq N-1$ y $-\infty < k < \infty$

Donde $x[k, n]$ es el k -ésimo símbolo OFDM dato, modulado sobre la n -ésima subportadora –utilizamos aquí la notación de Peter Klenner (2) mucho más ilustrativa que la que usan los clásicos textos de sistemas discretos.

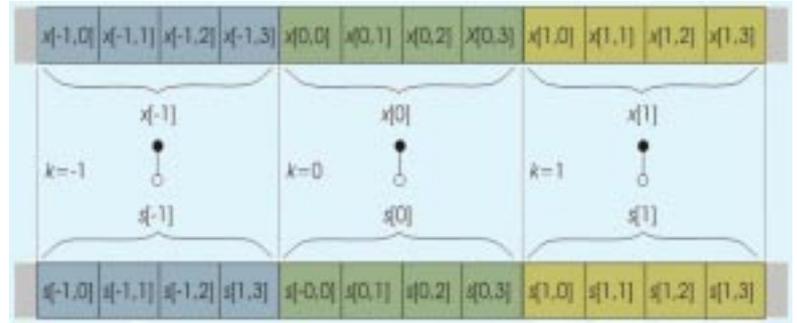
La Expresión (1) deja muy claro que la unidad frontal de un transmisor OFDM puede estar constituida por un procesador de IDFT, Expresión (2).

$$s[k] = IDFT_N \{x[k]\} \quad (2)$$

La Figura 4 muestra el proceso de aplicación de la transformada discreta inversa de Fourier IDFT a un supuesto sistema de 4 subportadoras. En la parte superior se tienen los símbolos provenientes de la constelación que forman un vector $x[k]$ en el dominio *frecuencial*, éste es transformado mediante la IDFT al dominio *temporal* en otro vector $s[k]$ representante de las muestras discretas de salida del sistema. Ambos vectores presentan N símbolos, Ecuación (3),

$$x[k] = [x[k, 0], x[k, 1], x[k, 2], \dots, x[k, N-1]]^T \quad (3)$$

$$s[k] = [s[k, 0], s[k, 1], s[k, 2], \dots, s[k, N-1]]^T$$



Cabe notar que en este caso se ha adoptado para la IDFT un factor de normalización $1/N$, como en los textos clásicos donde para la DFT y para la IDFT se normaliza respectivamente con 1 y $1/N$, sólo se trata de una convención. Otros autores utilizan un único factor de normalización $1/\sqrt{N}$ para ambas a fin de obtener una transformación unitaria.

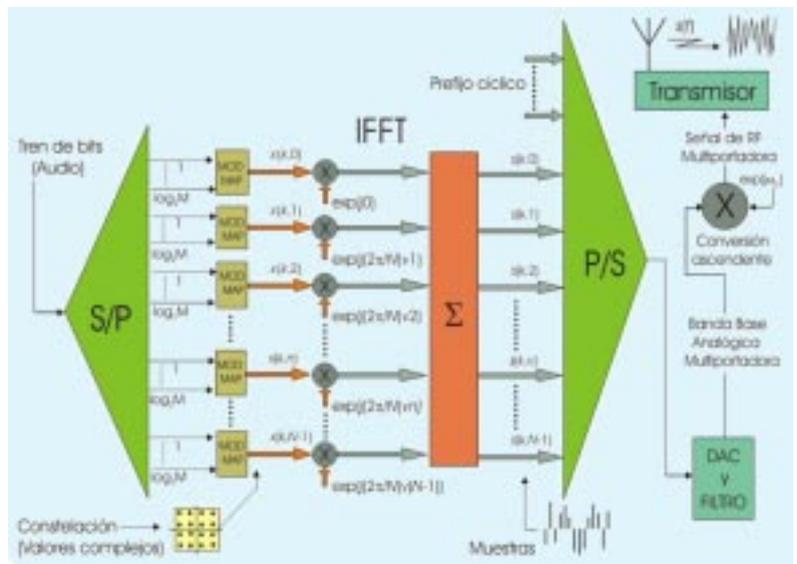
En la Figura 5 se muestra el proceso completo de la formación de un sistema OFDM y su transmisión por RF. En este esquema sólo se han incluido los componentes fundamentales, el núcleo del sistema, a fin de interpretar su funcionamiento posteriormente se introducirán los complementos que lo convierten en un sistema de transmisión real como lo es el DRM.

Se supone que el tren de bits que se tiene a la entrada se ha obtenido a partir del muestreo digitalizado de la información de una fuente de audio, proceso no indicado en la mencionada figura.

El primer paso consiste en una conversión serie-paralelo de este tren de bits a la salida de la cual se produce una modulación y codificado (mapping) que asigna, a los bits, valores codificados correspondientes a una determinada constelación con la que se quiere trabajar. Estos valores complejos o símbolos $(x[k, n])$ corresponden a las entradas de la IDFT donde se aplica la transformación indicada, Expresión (2), al multiplicar las muestras por la exponencial compleja de la IDFT.

A la salida de la IDFT se obtiene una serie de muestras $(s[k, v])$ que

Figura 5. Esquema de generación de la señal OFDM y su transmisión por RF



en su conjunto forman una onda poliarmónica (muestreada) como se indica abajo en esta misma figura. Estas muestras sufren una conversión paralelo-serie, a continuación una conversión digital-analógica DAC, incluyendo un filtrado que permite el suavizado de la onda escalonada, obteniéndose así la denominada banda base analógica multipotadora. Esta *banda base* sufrirá una *conversión ascendente* para elevarla a la frecuencia de RF y será transmitida de forma conjunta por la antena.

Protección de la ortogonalidad

Hasta ahora hemos considerado la disponibilidad de un canal ideal, no dispersivo, es decir la única información que llegará al receptor será la onda transmitida. En realidad esto no es así, el espectro de la señal OFDM no está rigurosamente limitado en banda como indican las colas de función $Sinc(f)$: el canal es realmente *dispersivo*, además llegan al receptor varias ondas con diferentes retardos, este hecho conduce a la producción de *interferencias intersímbolo* (ISI) e *interferencias interportadora* (ICI). Los detalles de este fenómeno fueron tratados en el artículo publicado en el N° 600 de esta revista (3), o también en (4), donde se menciona la necesidad de introducir un intervalo de guarda entre símbolos para evitar que un símbolo anterior, de la onda secundaria interfiriera la información útil de la onda principal, provocando una pérdida de ortogonalidad.

La ortogonalidad entre subportadoras -además de permitir acomodar un gran número de subportadoras (200 ó más) en un ancho de banda tan reducido como los 10 kHz disponibles en el sistema DRM- resulta imprescindible a la hora de realizar la demodulación. En un sistema no ortogonal como el FDM clásico se necesitarían más de 100 filtros para separar las más de 100 subportadoras, el

proceso se simplifica en OFDM donde la transformada rápida de Fourier FFT se hace cargo del proceso de filtrado mediante un buen software y un PC con una adecuada capacidad de procesamiento en tiempo casi real. El área de solapamiento produce interferencia entre símbolos ISI, mecanismo que destruye la ortogonalidad debido a la aparición, dentro del intervalo de evaluación, de señales secundarias extra intervalo. Para preservar la ortogonalidad se ha optado por alargar el período de símbolo, ahora T_{sg} , agregando un *intervalo de guarda* en la Figura 6, área de *color morado tenue*, de manera tal que las reflexiones secundarias, peor caso, no interfieran de forma destructiva. Así el período del símbolo secundario (n) actúa sólo sobre el período principal (n) y no sobre ($n+1$) como podría ocurrir si no existiese el intervalo de guarda.

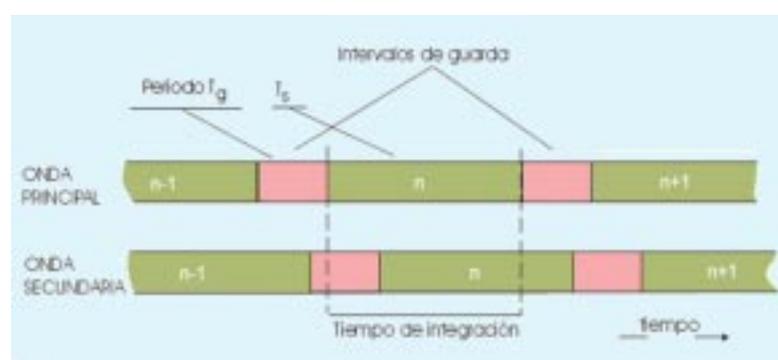
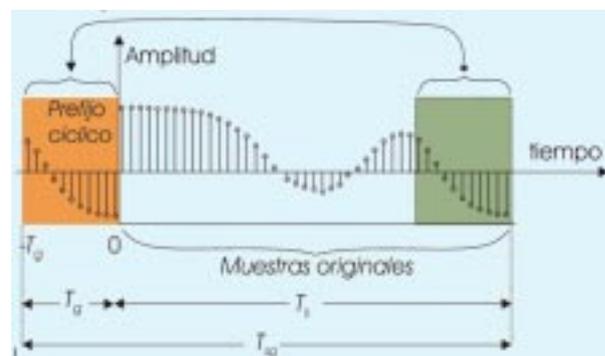


Figura 7 La noción de prefijo cíclico



idea ha sido crear, en la parte delantera de cada período de símbolo, un intervalo de guarda sobre el cual se "pega" literalmente el contenido de la última porción del propio intervalo, como una extensión, Figura 7.

Esta táctica confiere a las muestras el carácter periódico suficiente para realizar la *convolución* con la respuesta del canal, véase Nota (2). Habida cuenta que

La duración del intervalo de guarda debe elegirse de tal manera que siempre supere el máximo retardo de la posible señal secundaria debida al multitrayecto. La duración, o período total de símbolo, T_{sg} estará formado por la suma del intervalo útil T_s y el intervalo de guarda T_g , véase Nota (1) al final.

Prefijo cíclico

En 1980 Peled y Ruiz (5) modificaron la apariencia del intervalo de guarda mediante la introducción del concepto de *prefijo cíclico*. La

la señal a la salida del transmisor $s(t)$ pasa a través del *canal ionosférico* modelado a través de una respuesta impulsiva finita $h(t)$, limitada al intervalo cíclico, se propaga por el canal y llega al receptor como $r(t)$ después de haber sufrido una convolución $r(t) = s(t) * h(t)$.

En el receptor el intervalo ya no cumple ninguna función y se descarta antes del procesamiento de la señal recibida. De esta forma el período total del intervalo T_{sg} se alarga y vale:

$$T_{sg} = T_s + T_g \quad (4)$$

Figura 6. Introducción de un intervalo de guarda

Figura 8. Realización del prefijo cíclico

La inserción del intervalo o *prefijo cíclico* que suele ser $T_g < T_{sg}/4$ reduce la cantidad de datos que se puede transmitir por unidad de tiempo: el "throughput".

Es sabido que la *eficiencia de ancho de banda* de un enlace de comunicación es una estimación del provecho que se le saca al ancho de banda disponible dentro de un esquema de modulación y codificación determinado, esta eficiencia se mide en [bps/Hz] o [bits/s/Hz]. En el caso de un canal de DRM de ancho de banda B , si se transmitiese con una tasa binaria total R_b repartida sobre las N portadoras, se tendría una eficiencia de ancho de banda ρ , Expresión (5).

$$\rho = \frac{R_b [\text{bit/s}]}{B [\text{Hz}]} = N \frac{\log_2(M)}{T_s} \cdot \frac{1}{B} \text{ bit/s/Hz} \quad (5)$$

Figura 9. Subportadoras y símbolos OFDM, diagrama conjunto

El prefijo cíclico no transporta información útil y viene acompañado de una penalización de la *eficiencia de ancho de banda* ρ .

Esto es así porque ahora, con prefijo cíclico, Figura 7, el intervalo de símbolo ya no es T_s sino $T_{sg} = T_s + T_g$, que sustituido en la Expresión (5) permite obtener,

$$\rho' = N \frac{\log_2(M)}{(T_s + T_g)} \cdot \frac{1}{B} \text{ bit/s/Hz} \quad (6)$$

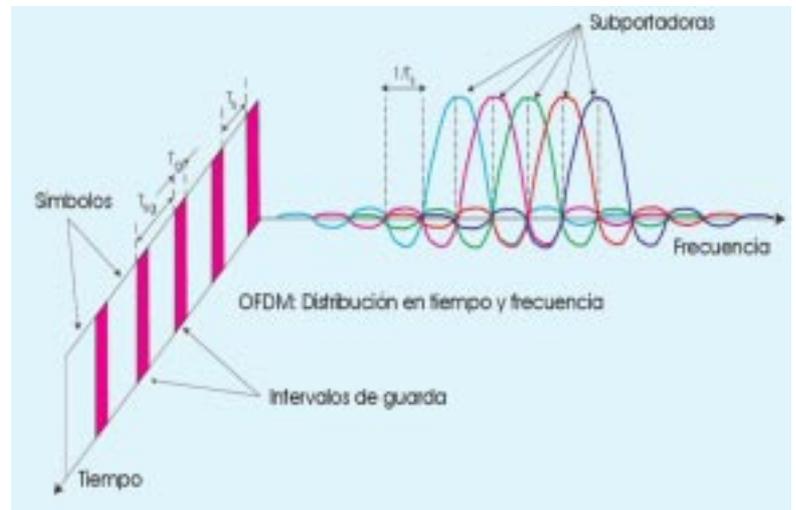
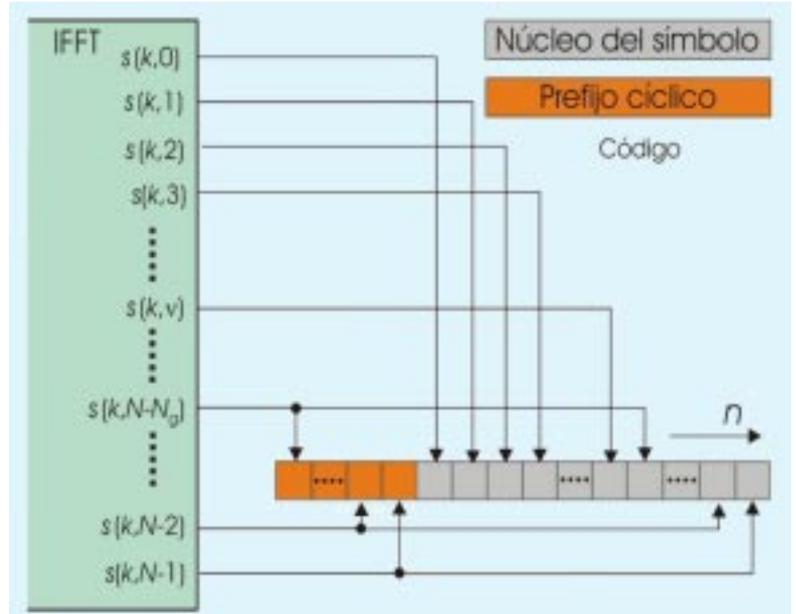
Comparando las Expresiones (5) y (6) surge que $\rho' = \rho(T_s/(T_s + T_g))$ es decir, la eficiencia de ancho de banda ha sufrido una degradación de $T_s/(T_s + T_g)$.

Existe una segunda penalización: con prefijo cíclico se pierde una potencia de:

$$10 \log_{10}(T_s/(T_s + T_g)) \text{ dB.}$$

Todo esto es un aviso de que el prefijo debe tener una extensión no mayor que la estrictamente necesaria para paliar los efectos adversos del canal ionosférico.

En la Figura 5 se habían dejado abiertas las conexiones del prefijo cíclico, es ahora cuando se completará el esquema de salida para un símbolo, Figura 8.



El sistema OFDM opera en el dominio temporal y simultáneamente en el frecuencial; debe generar subportadoras equidistantes con una separación $1/T_s$, siendo T_s el tiempo del núcleo del símbolo o *tiempo útil* del símbolo y por otra parte, transmitir la trama en el tiempo. En la Figura 9, adaptada de (8), se ve el diagrama frecuencia-tiempo de un sistema OFDM supuesto de 5 subportadoras.

Arquitectura del extremo transmisor DRM

En el sistema DRM se prefiere la modulación coherente, con constelaciones QAM, que permite obtener una mejor SNR que los sistemas no coherentes. Para comenzar se tratará el canal, se desarrollará la trama, luego los bloques del sistema, la señal y las subportadoras piloto y, finalmente, la etapa de potencia.

Trayecto	1	2	3	4
Retardo	0	0.7 ms	1.5 ms	2.2 ms
Amplitud	1	0.7	0.5	0.25
Desplzm. Doppler	0.1 Hz	0.2 Hz	0.5 Hz	1 Hz
Dispersión Doppler	0.1 Hz	0.5 Hz	1 Hz	2 Hz

Parámetro	Modo			
	A	B	C	D
N portadoras	226	206	138	88
T_s (ms)	24	21 1/3	14 2/3	9 1/3
T_g (ms)	2 2/3	5 1/3	5 1/3	7 1/3

La demodulación coherente exige una adecuada estimación del canal, para conseguir prestaciones con un elevado flujo de datos. Se tratarán primeramente los detalles más importantes del canal de transmisión que se utiliza en *OM* y *HF*.

Los modelos de canal para estos sistemas pueden extraerse del WSSUS (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering Model), Tabla 1, que describe un conjunto de 4 trayectos de diferente calidad, según Markus Zumkeller⁽⁶⁾.

La tabla presenta 4 trayectos, de los cuales el 4º, puede entenderse como moderado para la transmisión DRM en HF (onda corta).

Modos de transmisión

Como se dijo antes, el canal de transmisión en la banda de HF, la ionosfera, es un canal dispersivo, muy variable, y en base a este problema se ha tratado de encontrar un compromiso entre la *robustez* necesaria y la *calidad* deseada de la información que con el sistema DRM se pretende hacer llegar al usuario. Es así que se han previsto 4 modos de transmisión⁽⁷⁾ como se muestra en la Tabla 2.

Para explicar estas modalidades habrá que entender primero los posibles tipos de deterioros que se

pueden producir en el canal de transmisión (ya sea en onda superficial o ionosférica).

En las mejores condiciones se tiene lo que ha dado en llamarse un *canal de transmisión gaussiano* (de Gauss) donde las condiciones de propagación son muy regulares y no se producen desvanecimientos profundos. Propagación que se da en onda larga y media donde predomina la onda superficial.

Para el canal gaussiano se ha pensado el "modo A". En estas condiciones el sistema OFDM se transmite en un ancho de banda de 9 kHz (en Europa) con el mayor número de subportadoras previsto ($N=226$). El período de símbolo viene dado por la *Ecuación* (4) y, como surge de la tabla anterior, de los 26 2/3 ms de la duración total del período de símbolo T_{sg} el período útil T_s es de 24 ms dejándose un intervalo de guarda T_g de 2 1/3 ms.

De esta forma el "modo A" lleva la tasa de transmisión más alta, del orden de los 24 kbps y por ende se tiene el mejor aprovechamiento de los datos pero se pierde en *robustez*, por lo que este modo está previsto para canales gaussianos como los de la parte inferior de la onda media y la onda larga.

En las frecuencias más altas de la onda media y en la banda de HF la propagación depende de la ionosfera (*canal ionosférico*) donde las condiciones de propagación son mucho peores que las gaussianas anteriores. Se habla entonces de un *canal Rice* o, incluso, de un *canal Rayleigh* donde el desvanecimiento (*fading*) debido al multitrayecto degrada notoriamente las condiciones de recepción.

Para conseguir contramedidas que preserven la robustez, y que ésta pueda ser compatible con una relativa buena calidad, se hace necesario aumentar el intervalo de guarda aumentando consecuentemente el período total T_{sg} , *Expresión* 4. Esto es lo que se hace en los modos B, C y D, por ejemplo en el *modo B* el período útil $T_s=21\ 1/3$ ms mientras que la guarda T_g se aumenta a 5 1/3 ms.

Para las peores condiciones de propagación se ha descrito el *modo D* que es el más robusto pero la velocidad de transmisión (tasa de bits) se reduce notablemente a una tasa binaria de 12 kbps o menor aún. Se observa, en este modo, que el tiempo de guarda se aproxima al tiempo útil (7 1/3 frente a 9 1/3) y se transmiten sólo 88 subportadoras. De esta forma en el modo D la calidad se degrada notoriamente y la cantidad de información que se puede transmitir en el ancho de banda disponible resulta mucho menor pero se gana en robustez.

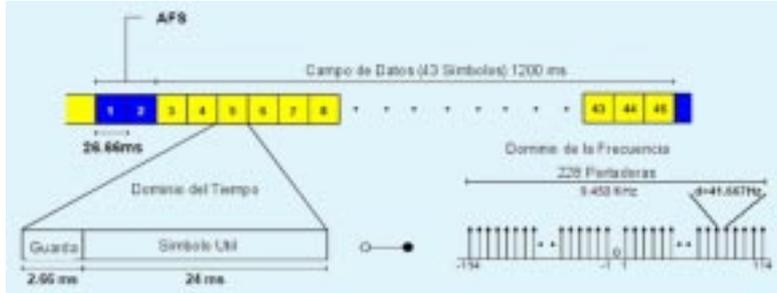
La trama DRM

Una supertrama de transmisión en el sistema DRM está formada por tres tramas de transmisión, cada una de estas tramas contiene N_s símbolos de OFDM. Esos símbolos a su vez contienen datos e información de referencia. El número N_s de símbolos depende del modo de transmisión, para los modos A y B $N_s=15$, en el modo C es $N_s=20$ y en el más robusto, el D, $N_s=25$.

Tabla 1. Modelos de canal WSSUS

Tabla 2. Parámetros de transmisión más importantes. Véase Nota (1) al final.

Figura 10. Ejemplo de trama DRM para una de las categorías especificadas



En la Figura 10 se muestra, como ejemplo, la estructura de la trama DRM, adaptada de (6), para una de las categorías más altas y un ancho de banda de 10 kHz. Está basada en bloques múltiples de 400 ms que se ajusta a la trama del flujo de información de audio MPEG. El campo de datos está formado por tres bloques, una especie de supertrama, que comienza con un AFS (Automatic Frequency Switching) con datos sobre frecuencias alternativas e información sobre el múltiplex. Esta información se decodifica con la primera sintonía y una vez sintonizado el receptor éste puede consultar las frecuencias alternativas en el AFS sin pérdida de información útil. El Consorcio DRM se ha inclinado por el sistema de modulación OFDM debido a las críticas condiciones de desvanecimiento (*fading*) del canal que se producen especialmente en las bandas de HF. Eso sí, se trata de un sistema OFDM "a medida" donde el *intervalo de guarda* (prefijo cíclico cuando se usa) debe ser mayor que en los sistemas clásicos de OFDM, obsérvese el retardo del *trayecto* 4 del modelo WSSUS, Tabla 1: 2.2 ms.

Por otra parte el espaciado entre portadoras es de crucial importancia y no debe ser menor de 20 veces la máxima dispersión Doppler, observe la parte derecha de la Figura 10: una separación entre portadoras de más de 40 Hz, habida cuenta que una dispersión Doppler de 2.0 Hz es posible. Como se dijo antes el sistema DRM ha optado por una demodulación coherente hecho que requiere de una estructura que incluye señales denominadas "piloto" cuya cantidad y ubicación depende del modelo de canal adoptado. Concretando, la trama de transmisión del sistema OFDM contiene celdas de datos, celdas de control y celdas piloto. Las celdas de control son las FAC y SDC.

Generación de la señal DRM a transmitir

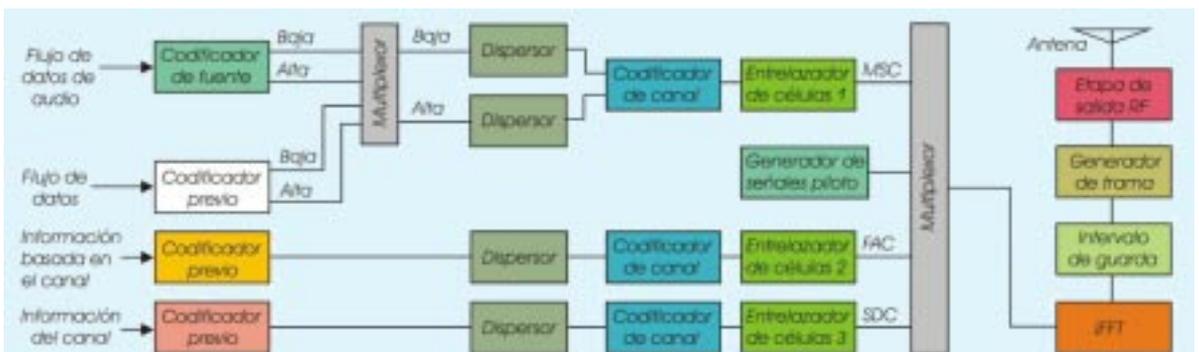
La forma de generar la señal que se va a transmitir viene especificada en las diferentes normativas de la ETSI (European Telecommunications Standard Institute) y ha sido ampliamente divulgada, se trabajará aquí directamente con el diagrama en bloques que surge de dicha información (ver Figura 11).

A la entrada del canal principal de servicio MSC (Main Service Channel) se tiene, por una parte, el flujo de datos de audio (propriadamente dicho) que es codificado en fuente – MPEG 4 AAC– estos datos de audio son segmentados, una de esas partes, la más delicada, requiere mayor protección y se le asigna "protección alta", a la otra parte se le asigna una protección más baja; a este procedimiento, en la jerga DRM, se lo denomina UEP (Unequal Error Protection). Por otra parte, se puede dar un trato similar a una fuente de *datos del programa* (o simplemente datos) protegiéndolos también en forma desigual con UEP.

Ambas fuentes (datos de audio y datos del programa) son multiplexadas con su correspondiente protección constituyendo los denominados *datos útiles*.

Además del canal principal MSC el sistema DRM opera con dos canales auxiliares el FAC (Fast Access Channel) *canal de acceso rápido* y el SDC (Service Description Channel). El FAC incluye información de los modos utilizados en esa frecuencia específica, esta información es altamente protegida y entrelazada sobre una trama de 400 ms. El SDC provee información relacionada con la identificación de la estación transmisora para que pueda ser rápidamente exhibida en el receptor. Se trata de poner a disposición del receptor los parámetros de transmisión que permitan la correcta decodificación de los datos útiles.

Figura 11 Diagrama en bloques del sistema que genera la señal a transmitir



Continuando con el canal principal MSC, una vez que los datos de audio y de programa entran al *multiplexor* se le aplican técnicas de protección para los servicios de audio y de datos, es decir habrá salidas con mayor y menor protección. Estas salidas sufren una *dispersión de energía* como contramedida a los posibles deterioros que podría introducir el canal de comunicaciones dispersivo de por sí.

El *codificador* de canal añade bits redundantes a los datos de una manera tal de proveer los medios de protección y corrección de errores y realiza la *correspondencia* (mapping) entre la información codificada y las celdas QAM, así se forman las portadoras base de la información que se suministra al transmisor para su posterior modulación. Estos medios de protección son susceptibles de ser modificados en el transmisor en función de la estimación de las condiciones de propagación.

El *entrelazado* de células reagrupa la secuencia temporal de los bits de señal dispersando las células QAM consecutivas en una secuencia aleatoria en tiempo y frecuencia para aumentar la robustez del sistema frente al deterioro introducido por el canal dispersivo, especialmente el de HF.

Los canales auxiliares FAC y SDC, por separado, reciben un tratamiento similar al del MSC, como se observa en la parte inferior de la Figura 11.

El generador de "subportadoras piloto" provee información que permite que un receptor cualquiera disponga de datos suficientes para la equalización, información de fase, permitiendo la demodulación coherente de la señal recibida.

Las celdas piloto cumplen dos funciones importantes, la primera con fines de sincronización de trama, frecuencia y temporización, la segunda, está relacionada con la estimación del canal para una correcta demodulación.

En forma general una celda piloto puede expresarse como:

$$p_{k,n} = b \cdot \exp(j2\pi\theta(k,n)) \quad (6)$$

Donde b es un factor real que indica magnitud, $\exp(j2\pi\theta(k,n))$ expresa una rotación de fase predefinida de la celda piloto, el índice k representa el n° de símbolo OFDM dentro de la trama y n es el índice de frecuencia.

Las *celdas de referencia de frecuencia* son tonos piloto de fase continua que se transmiten en determinadas subportadoras en las siguientes frecuencias a partir de cero: 750 Hz, 2250 Hz y 3000 Hz. Son excelentes auxiliares para estimar frecuencias.

Por su parte, las *celdas de referencia de temporización* se instalan sólo en el primer símbolo de cada trama. Se las utiliza con fines de sincronización de trama.

Finalmente, las *celdas de referencia de ganancia* son las más abundantes, se encuentran esparcidas en dirección de la frecuencia y en dirección del eje de tiempos y

están destinadas a la estimación de la función de transferencia del canal.

Una vez que se conocen todas las señales que intervienen se puede encarar el multiplexado. En el esquema de la Figura 11 se observa que las celdas del conjunto MSC, de los canales FAC, SDC y las *señales piloto* son multiplexadas en un bloque, de manera de formar un entramado o *patrón* tiempo-frecuencia como el que se muestra en la Figura 12. En esta figura, como ejemplo, se desarrolla un patrón para la ubicación de las *celdas piloto de referencia de ganancia* del modo B ($p_0=6$; $D_f=2$, $D_t=3$). En dicha figura se han destacado las celdas piloto en color rojo, mientras que las celdas de color blanco corresponden a los datos.

Un detalle global sobre la ubicación de todas las celdas piloto para los 4 modos de transmisión puede consultarse en las especificaciones de la ETSI (?), sin

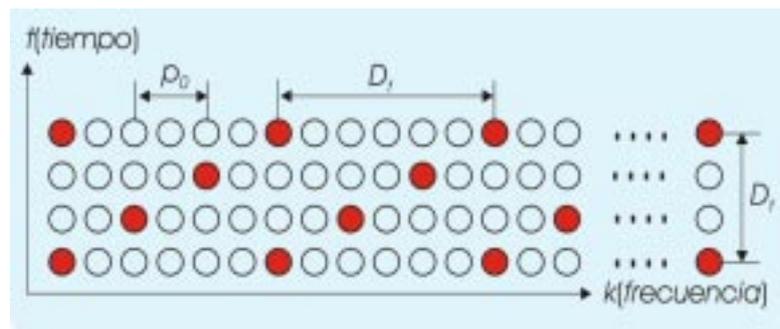


Figura 12. Ubicación de las celdas piloto de referencia de ganancia



Figura 13. Posición de portadoras piloto en el modo B

embargo diremos que dado que el sistema DRM es un sistema de transmisión coherente, para una detección coherente se requiere una correcta estimación de la función de transferencia del canal y las celdas piloto juegan un papel esencial en esta tarea. La dispersión del efecto Doppler y la de los retardos define la cantidad necesaria de estas celdas para conseguir una determinada robustez.

En la Figura 13 se exhibe como ejemplo una de tales distribuciones, tomadas directamente de la especificación, para el modo B. La notación es la siguiente: o-celdas de referencia de ganancia; f-celdas de referencia para frecuencia y x-celdas para referencia del FAC.

En los modos C y D la cantidad de celdas piloto aumenta notablemente debido a la necesidad de imponer una mayor robustez a dichos canales más desfavorecidos.

Sobre la etapa de potencia de RF

La idea original de DRM consiste en aprovechar los transmisores de AM modificándolos para la recepción DRM. En las recomendaciones dirigidas a los radiodifusores se recalca que la transferencia del amplificador

de potencia debe presentar una característica lineal o al menos pseudo lineal, de manera que no se podrá operar directamente en DRM con un amplificador de potencia no lineal.

El consorcio DRM propone una técnica novedosa que permite propulsar un amplificador modulado no lineal con una adecuada fuente de RF y señales de banda base obtenidas a partir de la señal compleja I/Q de bajo nivel, de manera tal que estas señales se combinen en la etapa de modulación final para formar una réplica en alto nivel de la señal original. Se consigue con este método un efecto de operación lineal a pesar de que el amplificador de potencia final no sea lineal.

En la Figura 14, adaptada de DRM⁽⁸⁾, se muestra una configuración de este tipo. Las dos señales derivadas de las salidas I/Q son la RFP (fase de RF) y la A de amplitud. En general el modulador suele disponer de este tipo de conexión RFP/A como alternativa de la I/Q. Por su parte para que esta posibilidad se realice con éxito se requieren satisfacer una serie de exigencias que no todos los amplificadores modulados en AM cumplen, detalles en los que no se entrará en el presente artículo.

Conclusión

Con este artículo se pretende de ampliar lo publicado en el N° 600 de Revista Española de Electrónica, una introducción general al sistema, ahondando ahora más en el extremo transmisor del sistema DRM.

Vale la pena divulgar e interesar a los factores de poder, a los fabricantes; que los técnicos se involucren para que este sistema se concrete en una realidad tangible. Se encuentra a nuestro alcance más que nunca, no sin los ingentes esfuerzos que se están realizando en esta dura etapa de pruebas y ajustes que ya se ha extendido más allá de lo previsto originalmente, pero está claro que las grandes aventuras sólo se concretan con esfuerzo, tenacidad y una pizca de ilusión.

Países como Alemania (DW) con sus potentes estaciones de 200 kW, Holanda (RNWB), Gran Bretaña (BBC) y otros más pequeños como Luxemburgo (RTL) se encuentran en la locomotora del tren DRM cargando con el mayor esfuerzo técnico como también del peso económico. Otros países como Kuwait, Rusia (VoR), Chile, Mexico, Italia, Australia, etc., están realizando transmisiones de prueba, Francia pone su granito de arena con sus 10 kW en onda corta en Issoudun, China está dando sus primeros pasos, lo mismo que la India.

España, que se encuentra representada en el consorcio, realizó hace algún tiempo sus primeras emisiones de prueba en onda media desde Arganda del Rey (RNE), actualmente se encuentran interrumpidas. Ahora sólo hace falta una inyección de persistencia para que se pueda disfrutar de este extraordinario medio de difusión.

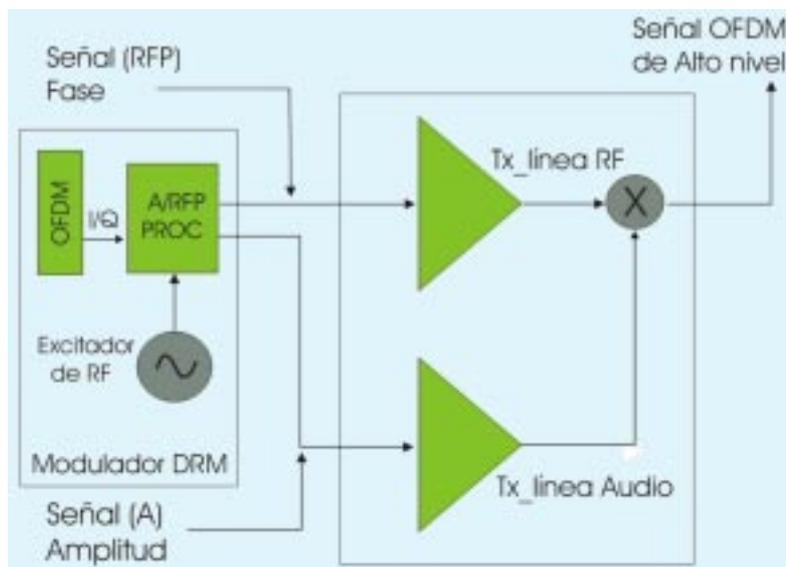


Figura 14. Amplificador de potencia RF. Operación pseudo lineal

Se echa en falta la lengua de Cervantes en la DRM, a día de hoy (8/3/07) el autor no tiene constancia de transmisión alguna en castellano, ni siquiera Chile que transmite en portugués con direccionales a Brasil.

La radio digital DRM, una vez finalizada la etapa de pruebas, será (lo es ya para quienes la estamos disfrutando) un sistema de radiodifusión de calidad prácticamente equivalente a la FM pero tendrá algunas ventajas sobre ésta, 1) permitirá la recepción de programas de países muy lejanos, habida cuenta del alcance intercontinental del canal ionosférico, 2) la práctica ausencia de ruidos, tan habituales en la radiodifusión analógica, posibilitará una recepción agradable y relajada, especialmente en onda media donde el alcance triplica al de la FM, en zonas donde la orografía lo permite, 3) facilitará la recepción de voz en varios idiomas y simultáneamente de datos adicionales impresos, noticias en forma de columnas de lectura fácil, imágenes color, diapositivas, etc., 4) al tratarse de un sistema de radiodifusión digital facilitará la administración de los recursos para adaptarlos de forma instantánea y automática al medio de propagación.

Actualmente están saliendo a la venta los primeros receptores portátiles, sin embargo éste es uno de los eslabones que habrá que vigilar más ya que si los receptores no llegan al interesado las transmisiones pierden interés y no será viable involucrar a los posibles escuchas: es necesario activar el mercado.

Finalmente, cabe puntualizar que gran parte de los radiodifusores de AM, ya totalmente amortizados, se pueden modificar y convertir para la transmisión DRM, el consorcio DRM informa y asesora continuamente sobre este tema.

Además ya existen empresas como Thomson que ofrecen transmisores de 300 kW preparados para ser utilizados directamente en la radiodifusión digital DRM de onda corta.

Bibliografía

- (1) Louis Litwin and Michael Pugal. The principles of OFDM. RF Signal processing. January 2001.
- (2) Peter Klenner.- The OFDM multi carrier system.- SS 2006.- Communications technology laboratory.- Universität Bremen.
- (3) Sigfredo Pagel y otros.- La radiodifusión en las bandas sub 30 MHz, el sistema DRM.- Revista Española de Electrónica.- Nº 600, pág. 58-65.- Nov. 2004.
- (4) Sigfredo Pagel.- Diseño de Receptores de HF.- 2ª Ed. Ampliada con énfasis en la Radio Digital DRM.- Tórculo E.- S. Compostela.- 2006-info@edicionstorculo.com.
- (5) Abraham Peled, and Antonio Ruiz.- Frequency Data Transmission using Reduced Computational Complexity Algorithms.- Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), pp. 964-967.
- (6) Markus Zumkeller.- The Future of Digital Broadcasting in the AM Bands.- Sony International (Europe), Germany.
- (7) ETSI ES 201 980.- Digital Radio Mondiale (DRM); Sistem Specification.- Final draft 2004.
- (8) Dm.-. Broadcasters' User Manual.- 1st edition.- March 2004.

Notas anexas

Nota (1)

Cabe destacar que en este trabajo se ha modificado la notación original de la ETSI respecto de los intervalos de símbolo y de guarda con el fin de poder realizar una explicación más consistente. Aquí se utiliza T_{sg} como período total del

intervalo y T_s como período del núcleo del símbolo en vez de T_u .

Nota (2)

Referente a la Figura 7 la señal OFDM, ya en el dominio del tiempo, se extiende sobre un período T_g , de forma tal que,

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{j2\pi f_n t} \text{ para } -T_g < t < T_g$$

Esta onda es transmitida por el canal ionosférico que responde al modelo de respuesta impulsiva de longitud finita $h(t)$ limitada al intervalo $[0, T']$ y respuesta frecuencial $H(w)$. Cuando se adopta una longitud de prefijo cíclico T_g tal que $T_g > T'$, el símbolo OFDM llega al receptor y es evaluado en el intervalo $[0, T_s]$, entonces,

$$r(t) = s(t) * h(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H_n x_n e^{j2\pi f_n t}, 0 < t < T_s$$

Donde:

$$H_n = \int_0^{T'} h(\tau) e^{j2\pi f_n \tau} d\tau$$

es la transformada de Fourier evaluada a la frecuencia f_n . En este intervalo la señal $r(t)$ recibida es muy parecida a la original donde a la n -ésima subportadora se la modulaba con x_n , la diferencia es que ahora f_n está modulada por $H_n x_n$, de esta forma se conserva la ortogonalidad de las subportadoras.

En el receptor la señal puede ser demodulada tomando la transformada de Fourier DFT de los datos muestreados en el intervalo $[0, T_s]$ descartando la señal recibida fuera de dicho intervalo. La extensión del período de símbolo mediante el prefijo cíclico constituye una táctica que confiere a las muestras el carácter periódico suficiente para realizar la *convolución* con la respuesta del canal, como se dijo antes.

Cabe notar que en esta explicación no se ha considerado el ruido que introduce el canal con el fin no complicar la noción que se quiso puntualizar aquí.