

Estudio de la capa física del 802.11

Daniel Hernanz Chiloeches
daniel@gcmcom.com

8 abril, 2002

1.- Resumen

Este trabajo pretende ser un breve estudio sobre las nuevas técnicas de modulación para redes inalámbricas o WLANs que ha estandarizando el Working Group 802.11 del IEEE así como las que todavía están en proceso de estandarización. En concreto el estudio se centra en la banda de 2.4GHz y en las técnicas de modulación DSSS que son las que mayor aceptación han tenido en el mercado.

2.- Introducción

El estándar IEEE 802.11 (Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications), a pesar de su reciente aparición, está penetrando en el mercado rápidamente. El secreto del éxito de esta técnica se basa principalmente en que trabaja en bandas de frecuencia que no necesitan de licencia para su utilización: ISM (Industrial, Scientific and Medical; 2,4GHz) y U-NII (Unlicensed National Information Infrastructure; 5GHz). El caso opuesto es lo que le ha sucedido a la tecnología UMTS (Universal Mobile Telecommunications System). El elevado precio a pagar por las licencias ha sido la causa principal del fracaso de esta tecnología. El mercado ve en el 802.11 el candidato ideal para reemplazar el hueco dejado por el UMTS.

Inicialmente el 802.11 se pensó para redes locales inalámbricas (WLAN) de corto alcance pensadas para entornos SOHO (Small Office – Home Office), pero la necesidad de comunicar dispositivos portátiles a velocidad de transmisión elevada ha llevado a plantear e incluso llevar a la práctica la creación de redes inalámbricas de mayor envergadura. Ejemplo de esto son las redes de este tipo que ya están instaladas en aeropuertos, campus universitarios o incluso en barrios de distintas ciudades.

El estándar IEEE 802.11 se divide en dos capas principales: la capa MAC (Media Access Control) y la capa física o PHY. Estas dos capas permiten hacer una separación funcional del estándar y, lo que es más importante, permite que un único protocolo de datos pueda usarse con distintos métodos de transmisión en radiofrecuencia (RF).

El estándar IEEE 802.11 [IEEE802.11] fue aprobado por el IEEE en 1997 y posteriormente, en 1999, fue adoptado como estándar internacional conjuntamente por la

ISO (International Organization for Standardization) y el IEC (International Electrotechnical Commission) [ISO/IEC 8802.11].

El interés suscitado en este campo de las redes inalámbricas ha posibilitado una rápida evolución del estándar inicial y actualmente existen tres extensiones del estándar inicial:

- 802.11b “Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4 GHz Band” [IEEE802.11b].
- 802.11a “High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band” [IEEE802.11a]
- 802.11g “Further Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4 GHz Band” [IEEE802.11g]

Dentro del mercado el que más aceptación ha tenido es el 802.11b, aunque la velocidad de transmisión máxima (11Mbps) es inferior a la del 802.11a (54Mbps). La razón es que debido a que se trabaja a una banda de mayor frecuencia (5GHz) el alcance es justo la mitad que en el 802.11b que trabaja en la banda de 2,4GHz. El nuevo estándar 802.11g, que todavía está en fase de borrador, trata de llegar a velocidades de transmisión similares al 802.11a, pero en la frecuencia de 2,4GHz.

Este estudio se va a centrar en la capa física del 802.11 y en la extensión 802.11b por ser el más extendido. En el último apartado se analizará la nueva extensión 802.11g.

3.- Capa física (PHY)

3.1.- Introducción

La capa física del estándar 802.11 define diferentes técnicas de transmisión. En concreto tres:

- FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum)
- DSSS (Direct Spread Spectrum)
- Infrarojo Difuso

El infrarojo difuso no ha recibido ninguna aceptación en el mercado y por eso quedará fuera de este estudio.

La técnica de espectro ensanchado mediante saltos de frecuencia o FHSS propuesta por el IEEE, consiste en dividir la banda ISM en 79 canales de 1MHz sin superposición y realizar saltos periódicos de un canal a otro siguiendo una secuencia pseudoaleatoria que sirve de pauta. Si se eligen bien las pautas y se sincronizan los distintos transmisores perfectamente pueden estar emitiendo a la vez 78 dispositivos sin interferirse entre ellos. Las técnicas de modulación que se aplican a estos canales en el estándar 802.11 son 2GFSK y 4GFSK. GFSK significa Gaussian Frequency Shift Keying y consiste en un filtro Gaussiano paso bajo de 500KHz (500Ksímbolos/s) para conformar la señal (NRZ- Not Return to Zero) de

forma que no interfiera con canales adyacentes y una simple modulación en frecuencia (FSK). Las velocidades de transmisión que se alcanzan son:

- 2GFSK: Utiliza dos niveles de amplitud (2 símbolos) para obtener 1Mbps.
- 4GFSK: Utiliza cuatro niveles de amplitud (4 símbolos) para obtener 2Mbps

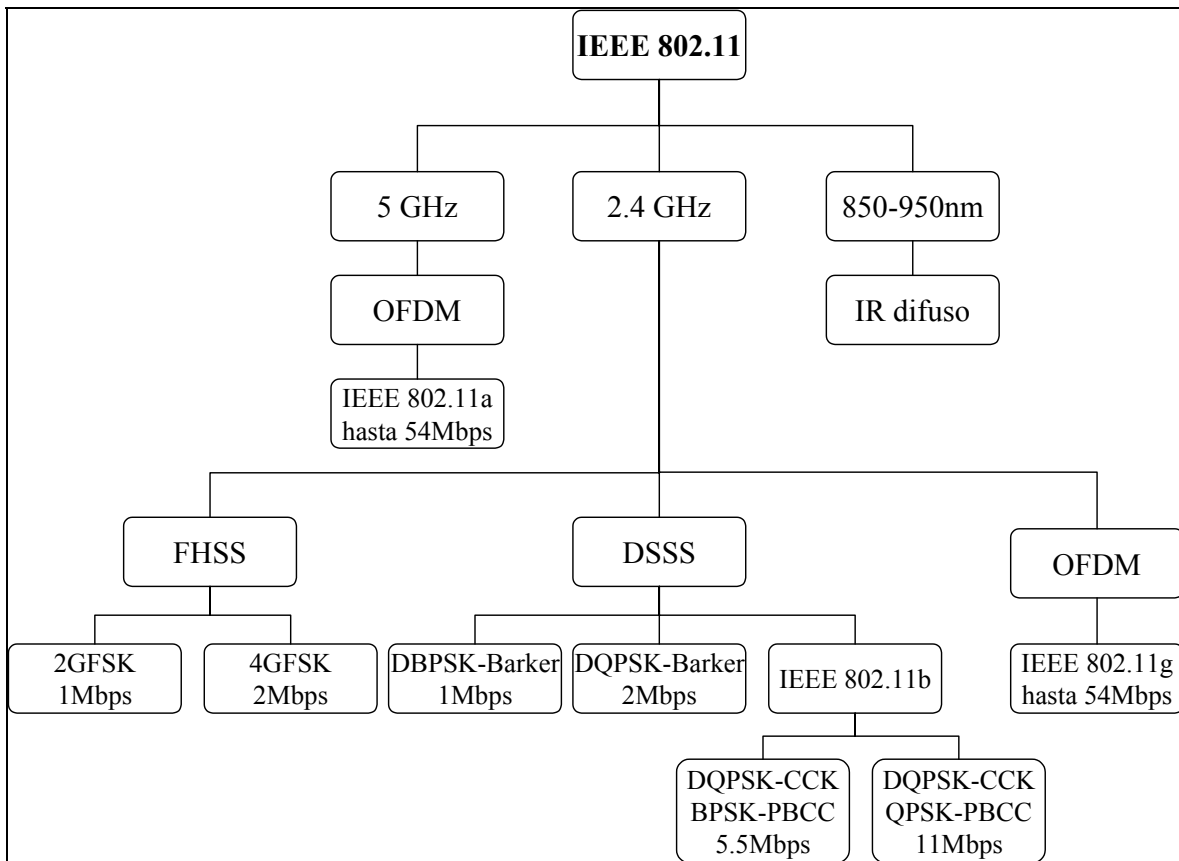


Figura 1.- Diagrama descriptivo de la capa física del 802.11 y sus extensiones.

En la figura 2 se muestra un ejemplo simple de cómo funciona esta técnica. En este ejemplo se supone que hay dos dispositivos FHSS emitiendo simultáneamente. Uno de ellos aparece marcado con línea fina y el otro con línea gruesa. En cada instante de tiempo cada uno de ellos está trabajando a una frecuencia distinta al otro. Debido a que se utiliza un rango de frecuencias bastante amplio esta técnica se considera dentro del conjunto de técnicas de espectro ensanchado.

El esquema de FHSS/802.11 es muy parecido al de BlueTooth. Sin embargo este ha calado más hondo en el mercado relegando al FHSS/802.11 a un segundo plano. Aún así el Bluetooth no ha podido con la popularidad del DSSS/802.11. Esto se debe a que el mercado

demanda redes inalámbricas de alta velocidades de transmisión y el Bluetooth se pensó para interconectar periféricos a cortas distancias y a baja velocidad.

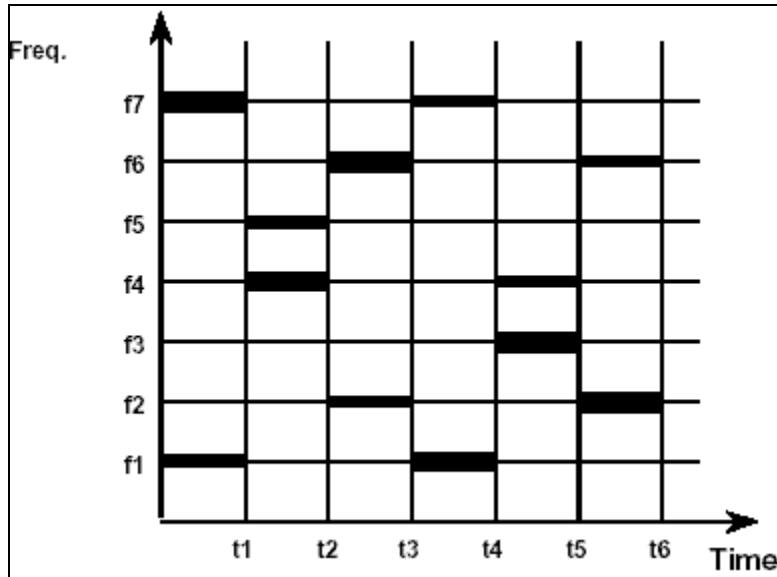


Figura 2.- Ejemplo de FHSS con 2 transmisores operando simultáneamente. Uno en marcado con línea gruesa y otro con línea fina.

El DSSS consiste en técnicas de espectro ensanchado mediante secuencia directa. Para ser tolerantes al ruido e interferencias, en vez de saltar de una frecuencia a otra como el FHSS, utilizan códigos pseudoaleatorios (PN) que distribuyen la potencia de los datos a transmitir en un amplio ancho de banda. Los datos a transmitir se convolucionan con códigos pseudoaleatorios. Estos códigos poseen componentes frecuenciales que se distribuyen en un amplio ancho de banda. La propiedad fundamental es que, aunque el canal de transmisión introduzca ruido N_0 , un simple proceso de correlación en la detección permite recuperar la señal. El estándar 802.11 propone utilizar como código pseudoaleatorio el Código Barker de 11 bits.

Para aclarar este concepto, supongamos que la señal modulada que se va a transmitir ($s(t)$, de potencia S), antes de ser “ensanchada”, tiene un ancho de banda de B_s Hz y una densidad espectral de potencia aproximadamente constante e igual a S_0 W/Hz, tal como se muestra en la figura 3. Su potencia será aproximadamente igual a $S=B_s S_0$. (La potencia es el área encerrada por la curva). Antes de ser transmitida se efectúa una convolución con una señal pseudoaleatoria de un ancho de banda de W Hz. El resultado es una señal de aproximadamente W Hz de ancho de banda (con $W \gg B_s$), y que al conservar su energía tendrá una densidad espectral de potencia de S_0' W/Hz:

$$S = S_0' W \Rightarrow S_0' = \frac{S}{W} = \frac{B_s}{W} S_0$$

Durante la transmisión se suma a la señal un ruido $n(t)$ de ancho de banda B_N y densidad espectral de potencia I_0 W/Hz. Resultando una potencia $N=B_N I_0$. Esta interferencia tiene una potencia significativa frente a la de la señal modulada, y en condiciones normales sería suficiente para provocar una pérdida total de la comunicación.

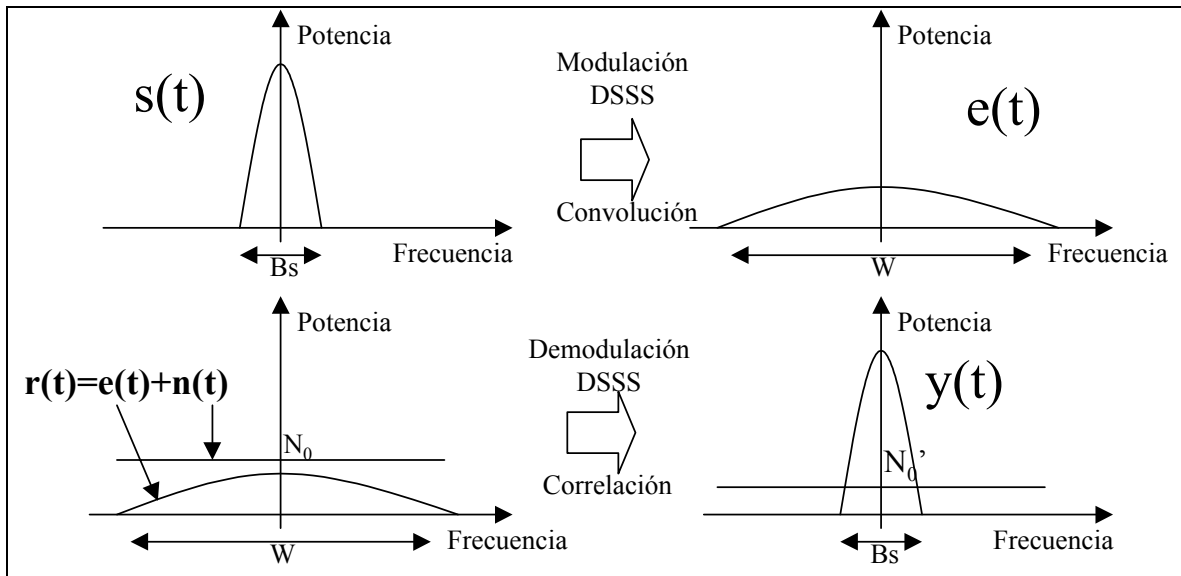


Figura 3.- Comportamiento en frecuencia de las técnicas de espectro ensanchado.

En el receptor, se realiza la operación de correlación, dando como resultado la señal modulada en su forma original más el ruido. Este proceso es justo el inverso del de convulsión. Ambos procesos actúan como filtros FIR (Finite Impulse Response), pero con los coeficientes invertidos. En este caso, los coeficientes son las muestras de la señal pseudoaleatoria utilizada con ancho de banda W . Debido a que la densidad espectral de potencia debe mantenerse constante:

$$N = N'_0 W \Rightarrow N'_0 = \frac{N}{W} = \frac{B_N}{W} N_0$$

Antes de demodular la señal S , se realiza un filtrado paso-banda que elimina las secuencias que están fuera de banda de detección B_S . De esta forma, la energía del ruido queda reducida a:

$$N' = N'_0 B_S = \frac{B_S}{W} N = \frac{N}{GP}$$

Es decir, la potencia del ruido queda dividida por un factor W/B_S , que es igual a la relación entre el ancho de banda de la señal después y antes del ensanchado, mientras que la señal S

conserva su potencia original. Este factor se llama Ganancia de Proceso (GP). Por lo tanto puede concluirse que la relación señal a ruido después de todo el proceso es:

$$SNR(dB) = 10 \log \frac{S}{N'} = 10 \log \left(GP \cdot \frac{S}{N} \right)$$

El proceso realizado puede resumirse en la siguiente figura:

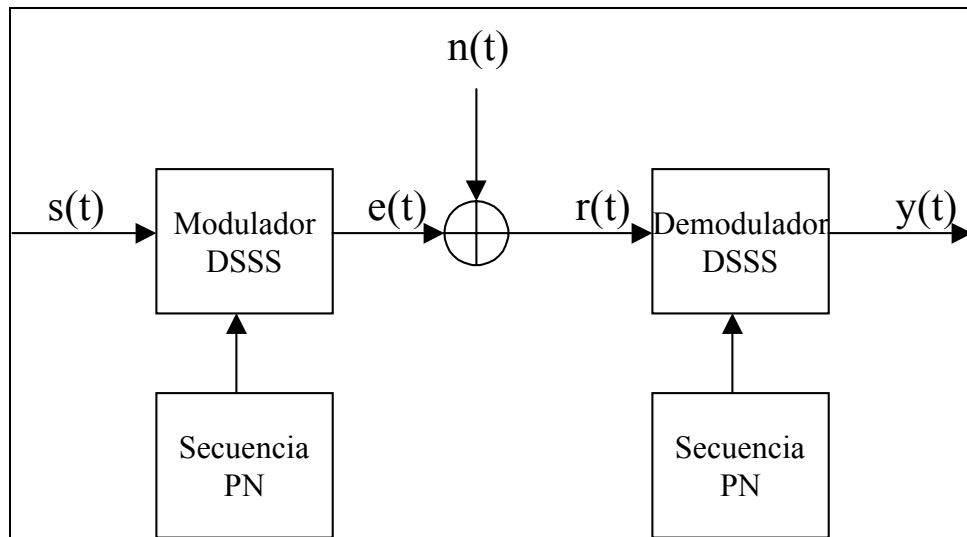


Figura 4.- Diagrama de bloques de un sistema de espectro ensanchado por secuencia directa.

A pesar del interés que posee esta técnica, no todo son ventajas. Unos de los principales inconvenientes consiste en que la mejora de la SNR tiene por contrapartida una reducción directamente proporcional de la velocidad de transmisión. En el apartado 3.3 se verá con más detalle.

El concepto de DSSS se ha ido ampliando. Ese es el caso de las modulaciones CCK (Complementary Code Keying) y PBCC (Packet Binary Convolutional Coding) que se han incluido en la extensión 802.11b del estándar. El concepto es parecido al que se acaba de describir pero con ciertas peculiaridades que permiten obtener un mejor rendimiento del canal de transmisión. A cada una de ellas se dedican sendos apartados (3.5 y 3.6).

El proceso DSSS descrito anteriormente es un proceso en banda base, pero para transmitirlo hace falta modular la señal resultante del mismo para desplazarla hasta una frecuencia que esté dentro de la banda ISM. La modulación adoptada por el estándar es la DPSK (Differential Phase Shift Keying) en sus variantes binaria: DBPSK y en cuadratura: DQPSK. En el apartado 3.4 se explican ambas.

Dentro de la banda hay que seleccionar un canal y conformar la señal para que no interfiera en los canales adyacentes. El siguiente apartado versa sobre este tema.

Por último, en el apartado 3.7 se explicará brevemente cuales son las propuestas para la siguiente extensión del estándar: 802.11g, cuya aprobación está pensada para principios del 2003. Básicamente consiste en aplicar las técnicas del 802.11a a la banda de 2,4GHz. O lo que es lo mismo técnicas OFDM (Orthogonal Frequency División Multiplexing), que se explicarán brevemente en el apartado 3.8.

3.2- Canales de transmisión

Antes de pasar a un estudio más profundo se hace necesario definir exactamente la banda de frecuencias y los distintos canales. El estándar 802.11 está pensado para operar en la banda de frecuencias entre 2,4 y 2,497 GHz. Ésta banda tiene la peculiaridad de que su uso es libre y por lo tanto no hay que tener un permiso especial, ni pagar cuota alguna.

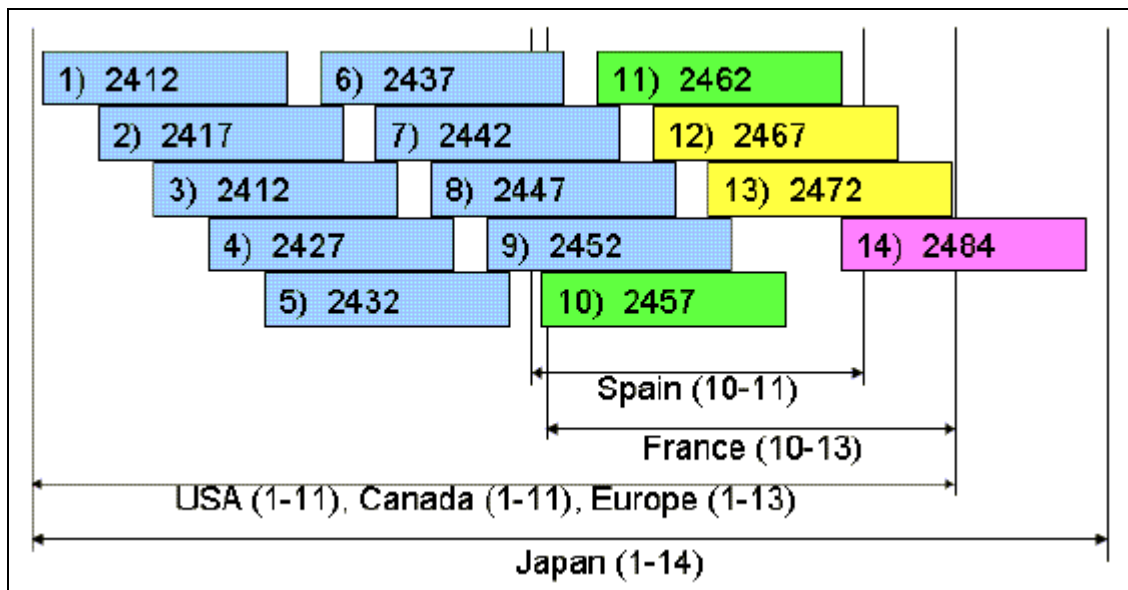


Figura 5.- Distribución en frecuencia de los canales DSSS del 802.11 según las normativas de distintos países . Los canales están etiquetados con el número de cada canal y la frecuencia central.

En la figura 5 se muestra los canales específicos disponibles en distintos países según sus respectivas agencias de regulación del espectro radioeléctrico. Ésta distribución es la que aparece en el documento definitivo del estándar 802.11 (tabla 1) y se basa en la regulación que existía en el momento en que se redactó.

Country	Regulatory Agency	Frequency Range Available	DSSS Channels Available	FHSS Channels Available
United States	FCC	2.4 to 2.4835 GHz	1 through 11	2 through 80
Canada	IC	2.4 to 2.4835 GHz	1 through 11	2 through 80
Japan	MKK	2.4 to 2.497 GHz	1 through 14	2 through 95
France		2.4465 to 2.4835 GHz	10 through 13	48 through 82
Spain		2.445 to 2.475 GHz	10 and 11	47 through 73
Remainder of Europe	ETSI	2.4 to 2.4835 GHz	1 through 13	2 through 80

Tabla 1.- Distribución en frecuencia de los canales del 802.11

Excepto en Japón, en el resto de los países que se contemplan en el estándar la banda de frecuencias está entre 2,4 y 2,4835 GHz. El caso de España es muy peculiar. A diferencia de la legislación Europea (ETSI), España cedía 30 MHz. Dentro de esta banda se definen hasta 14 canales. Cada país también dispone de una regulación distinta. Los canales, como se explica en detalle más adelante, tienen un ancho de banda de 22MHz mientras que la separación entre los mismos es de sólo 5MHz. Esto indica que los canales adyacentes se interfieren unos con otros. La legislación Española limitaba a sólo dos canales superpuestos.

Como es lógico esta situación ha ido cambiando y el 22 de julio de 1998 se aprobó un nuevo Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias (CNAF) [CNAF98].

Frec. inf. (kHz)	Frec. sup. (kHz)	Servicios	Notas UN Nacional			US OS	Notas S5. Art., Res., Ap. del RR
2.450.000,0 0	2.483.500,0 0		51	52	85		S5.150
2.450.000,0 0	2.483.500,0 0		109				S5.150
2.450.000,0 0	2.483.500,0 0	FIJO				M	
2.450.000,0 0	2.483.500,0 0	MÓVIL				M	
2.450.000,0 0	2.483.500,0 0	Radiolocalización				Rx	

Tabla 2.- Designación de la banda de frecuencias entre 2,45 y 2,4835 GHz según CNAF aprobado el 22 de julio de 1998.

Dentro de este cuadro se detallan tres notas de las que se resume a continuación la que atañe a este estudio:

UN - 51

Bandas de frecuencias designadas para aplicaciones industriales, científicas, y médicas (ICM).

- 2403 a 2500 MHz (frecuencia central 2451,5 MHz)
- 5725 a 5875 MHz (frecuencia central 5800 MHz)
- 24,00 a 24,25 GHz (frecuencia central 24,125 GHz)
- 61,00 a 61,50 GHz (frecuencia central 61,250 GHz)

Los servicios de radiocomunicaciones que funcionen en las citadas bandas deberán aceptar la interferencia perjudicial resultante de estas aplicaciones.

Los equipos ICM que funcionen en estas bandas estarán sujetos a las medidas prácticas que adopte la Secretaría General de Comunicaciones si fuera necesario para que las radiaciones fuera de banda de estos equipos sean mínimas, sin perjuicio de lo establecido en el Real Decreto 444/1994 de 11 de marzo sobre requisitos de protección relativos a compatibilidad electromagnética.

La utilización de estas frecuencias para las aplicaciones indicadas se considera uso común.

Es importante resaltar que se incluye en la CNAF la banda de 2,403 a 2,5 GHz para aplicaciones Industriales , Científicas y Médicas. Esta es la banda que utiliza el estándar 802.11. Otro dato importante es que la normativa no se hace responsable de las posibles interferencias que se puedan causar entre aparatos que trabajen en esta banda. Esta indicación es lógica ya que la utilización de esta banda del espectro radioelectrico está abierta a un número indefinido de aplicaciones sobre las que no existe ningún tipo de control excepto que no sobrepasen un límite de potencia y no interfieran en las bandas adyacentes.

El Ministerio de Ciencia y Tecnología ha aprobado recientemente (14 de marzo de 2002) el nuevo Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias (CNAF), utilizado para atribuir las diferentes bandas de frecuencias a los distintos servicios de radiocomunicaciones, para especificar su uso y para hacer previsiones de espectro sobre potenciales usos futuros.

El CNAF es el marco fundamental del ordenamiento legal del espectro radioeléctrico y el marco técnico de referencia para la gestión de sus distintos usos. El nuevo CNAF, publicado en el Boletín Oficial del Estado (BOE) [CNAF02], incluye las últimas recomendaciones internacionales para el uso de dispositivos de baja potencia como telemandos, telemedicina, aparatos de telemetría y otras aplicaciones de transmisión de datos por radio y de corto alcance.

También se adaptan en este cuadro las diversas bandas de frecuencias para poder atender la demanda de espectro para las redes de acceso inalámbrico y para Internet de banda ancha a través de satélite. Además, se ha adecuado la banda de frecuencias 2400-2483,5 MHz para

aplicaciones y dispositivos de baja potencia, entre los que se encuentran los equipos con tecnología Bluetooth (conectividad sin cables) y las redes de área local por radio.

Por lo que se puede afirmar que, aunque con unos años de retardo, la legislación Española se equipara a la Europea en cuanto a la utilización de la banda de 2,4 a 2,4835 GHz.

Los distintos canales que existen dentro de esta banda tienen que ajustarse a la siguiente máscara del espectro de transmisión:

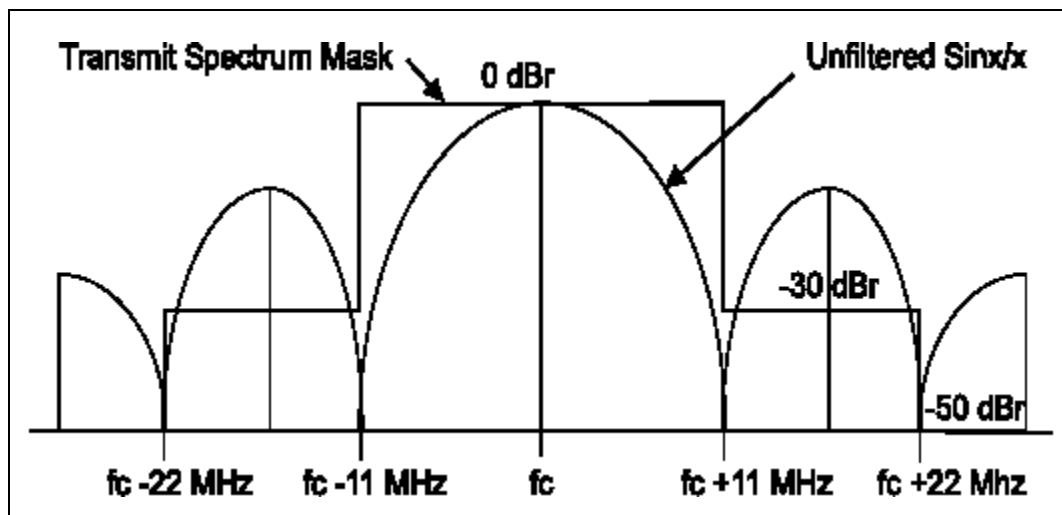


Figura 6.- Máscara del espectro de transmisión del 802.11.

Ésta máscara se especifica dentro del estándar y limita los canales a 11MHz en banda base. Para esto la electrónica del sistema de transmisión debe filtrar adecuadamente la señal a emitir. Con esto se consigue que canales con una separación superior a 22 MHz no se interfieran entre sí y que no se interfiera a dispositivos que trabajen en bandas adyacentes.

Como se comentó anteriormente, los canales tienen una separación de 5MHz entre ellos y por lo tanto, están superpuestos (overlapping). Para que se pueda sacar mayor rendimiento espectral, en el 802.11 se han propuesto grupos de tres canales que pueden trabajar sin interferirse entre ellos. En concreto en Europa se han definido los canales 1, 7 y 13 (figura 8) y en Estados Unidos 1, 6 y 11 (figura 7)

Table 111—North American operating channels

Set	Number of channels	HR/DSSS channel numbers
1	3	1, 6, 11
2	6	1, 3, 5, 7, 9, 11

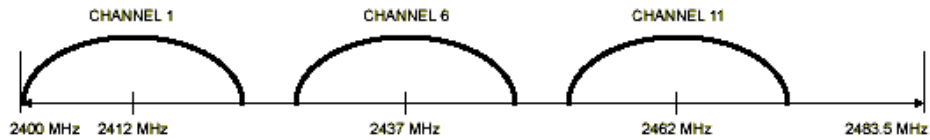


Figure 141—North American channel selection—non-overlapping

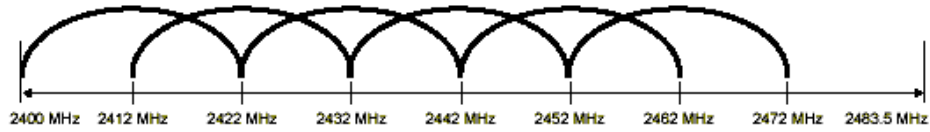


Figure 142—North American channel selection—overlapping

Figura 7.- Distribución en frecuencia de los canales del 802.11b en Norte América.

Table 112—European operating channels (except France and Spain)

Set	Number of channels	HR/DSSS channel numbers
1	3	1, 7, 13
2	7	1, 3, 5, 7, 9, 11, 13

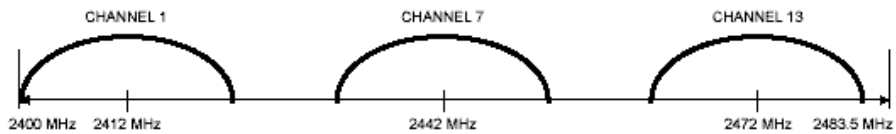


Figure 143—European channel selection—non-overlapping

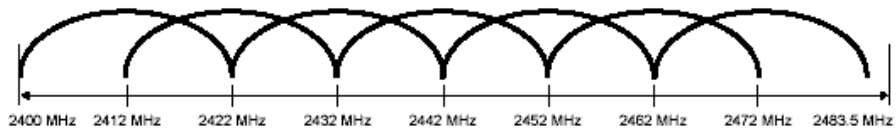


Figure 144—European channel selection—overlapping

Figura 8.- Distribución en frecuencia de los canales 802.11b en Europa.

La otra limitación importante del estándar son los niveles máximos de potencia. Esto reduce considerablemente la distancia máxima de los radioenlaces. Como se observa en la Tabla 3, en Europa las restricciones de potencia son muy fuertes.

Table 115—Transmit power levels

Maximum output power	Geographic location	Compliance document
1000 mW	USA	FCC 15.247
100 mW (EIRP)	Europe	ETS 300-328
10 mW/MHz	Japan	MPT ordinance for Regulating Radio Equipment, Article 49-20

Tabla 3.- Niveles máximos de potencia de transmisión en el 802.11b.

Debido a la posibilidad de establecer 3 canales sin superposición, se puede establecer un sistema de celdas (figura 9) que permita dar cobertura a una zona amplia donde unas estacione base no interfirirán en otras. Sólo hace falta que el equipo cliente que quiera conectarse a una de ellas detecte en cuál de los tres canales recibe mayor potencia.

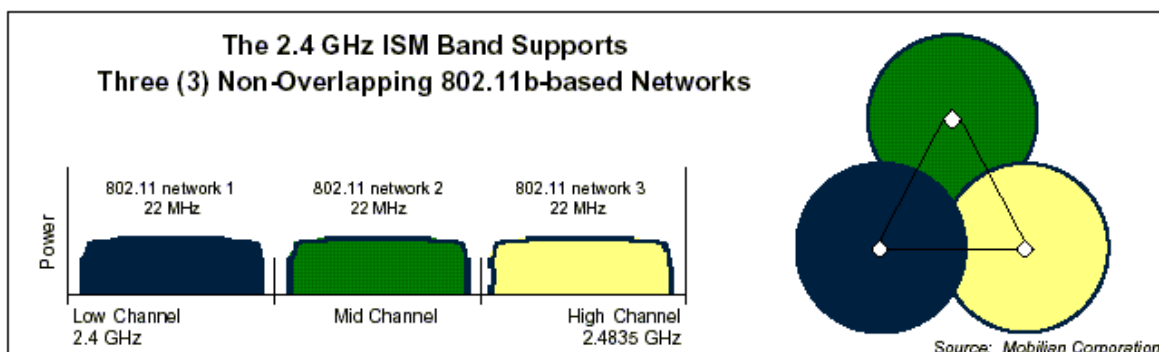


Figura 9.- Celdas de distribución espacial. Estudio de cobertura.

3.3.- DPSK

En el estándar 802.11 y en su extensión 802.11b la señal en banda base se modula con DPSK (Diferential Phase Shift Keying) para llevarla al canal del espectro que corresponda. En concreto con las variantes binarias DBPSK y en cuadratura DQPSK. En este capítulo se hace una descripción general de este tipo de modulación.

La codificación diferencial permite una detección no del todo óptima, pero que no requiere un control de la fase de la portadora. Ésta técnica es muy popular en aplicaciones de comunicaciones móviles donde la variación de la fase de la portadora impuesta por las condiciones del canal es mucho más lenta que la velocidad de símbolo, pero demasiado rápida para hacer un control óptimo de la misma.

El nombre PSK diferencial (DPSK) a veces necesita ser clarificado ya que se refiere a dos aspectos separados del formato modulación/demodulación: el procedimiento de codificación y el procedimiento de detección. El término codificación diferencial se refiere al procedimiento de codificar los datos diferencialmente; esto es, la presencia de un cero o uno binario se manifiesta por la similitud o la diferencia del símbolo cuando es comparado con el símbolo precedente. El término detección diferencial coherente de una PSK codificada diferencialmente, el significado usual de DPSK, se refiere al esquema de detección frecuentemente clasificado como no coherente debido a que este no requiere una fase de referencia con la portadora recibida. Algunas veces, las señales PSK codificadas diferencialmente se detectan coherentemente.

Con sistemas no coherentes, no se tiene intención en determinar el valor real de la fase en la señal de llegada. Por lo tanto, si la forma de onda transmitida en DBPSK es:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[w_0 t + \theta_i(t)] \quad \begin{matrix} i = 1, 2, \dots, M \\ 0 \leq t \leq T \end{matrix}$$

En donde E es el contenido de energía de $s_i(t)$ en cada duración del símbolo T y $\theta_i(t)$ la información binaria d_i (M bits) transmitida codificada en cambios de fase de π radianes si el bit es 1 y 0 radianes si el bit es 0 según la constelación de la figura 10.

$$\theta_i = \theta_{i-1} + \Delta\theta(d_i)$$

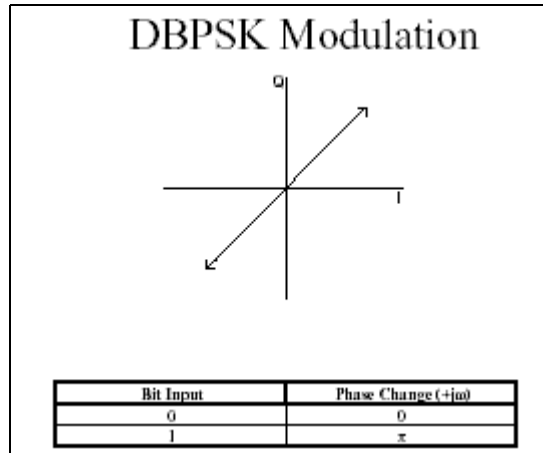


Figura 10.- Constelación DBPSK.

La señal recibida puede caracterizarse por:

$$r(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[\omega_0 t + q_i(t) + a] + n(t) \quad \begin{matrix} i = 1, 2, \dots, M \\ 0 \leq t \leq T \end{matrix}$$

En donde a es una constante arbitraria y típicamente se asume como una variable aleatoria uniformemente distribuida entre 0 y 2π radianes, y $n(t)$ es ruido.

Para detección coherente, se utilizan filtros acoplados en fase; para detección no coherente, esto no es posible debido a que la salida del filtro acoplado es una función del ángulo desconocido a . Sin embargo, si se asume que a varía lentamente en relación con dos periodos ($2T$), como se muestra en la figura 11, la diferencia de fase entre dos formas de onda sucesivas, $q_j(T_1)$ y $q_k(T_2)$ es independiente de a , es decir:

$$[q_k(T_2) + a_1] - [q_j(T_1) + a_2] = q_k(T_2) - q_j(T_1) = f_i(T_2); a_1 \cong a_2$$

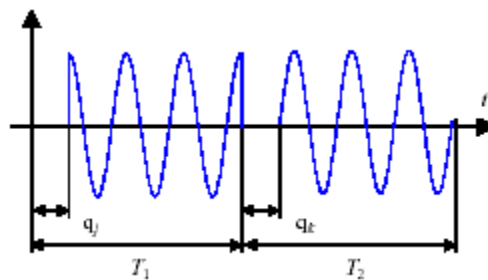


Figura 11.- Variación de fase entre dos formas de onda consecutivas.

Para DQPSK el proceso es similar, pero con una constelación con cuatro fases distintas:

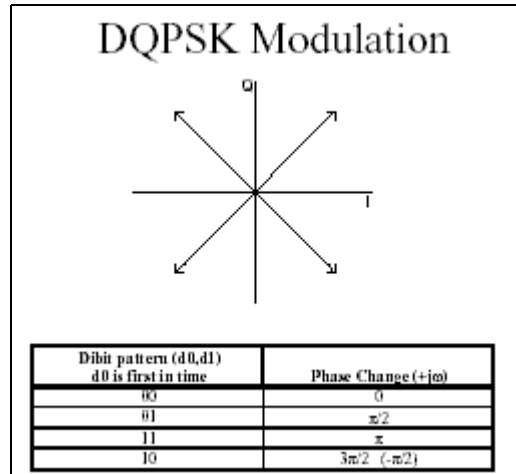


Figura 12.- Constelación DQPSK.

La base para la detección diferencial coherente de PSK con codificación diferencial (DPSK) es la siguiente. La fase de la portadora de la forma de onda en el intervalo previo puede ser usada como fase de referencia para la demodulación. Su uso requiere de codificación diferencial del mensaje en el transmisor desde que la información es portada por la diferencia entre dos formas de onda sucesivas. Para enviar el i -ésimo mensaje ($i=1, 2, \dots, M$), la forma de onda actual debe tener su fase adelantada $\Delta\theta(d_i)$ radianes sobre la forma de onda previa. El detector, en general, calcula las coordenadas de la señal de llegada al correlacionarla con formas de onda localmente generadas tales como $\sqrt{2} \cos \omega_0 t$ y $\sqrt{2} \sin \omega_0 t$. El detector entonces mide el ángulo entre el vector actual de señal recibido y el vector de señal previamente recibido, como se muestra en la figura 12.

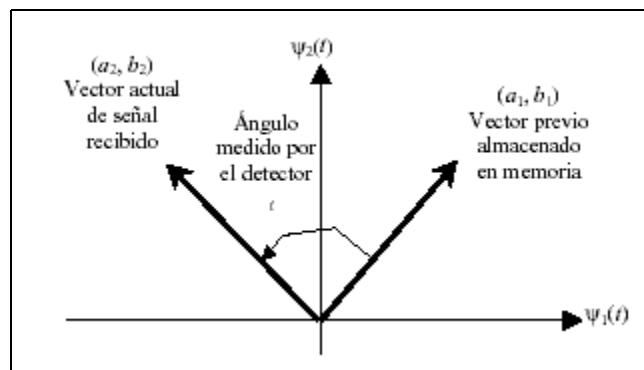


Figura 13.- Espacio de señales para DPSK.

En general, el formato DPSK se desempeña menos eficientemente que PSK, debido a que los errores en DPSK tienden a propagarse (en intervalos de símbolo adyacentes) debido a la correlación entre formas de onda. Una forma de ver la diferencia entre PSK y DPSK es que en el inicio se compara la señal recibida con una referencia limpia; en los siguientes, no obstante, dos señales ruidosas son comparadas entre sí. Podemos decir que existe dos veces más ruido asociado con el formato DPSK comparado con PSK. En consecuencia, como un primer indicio, podemos estimar que DPSK manifiesta una degradación de aproximadamente 3dB comparada con PSK; esta degradación decrece rápidamente con el incremento en la SNR. El compromiso para esta pérdida en el desempeño es reducir la complejidad del sistema.

Las expresiones de la Probabilidad de bit erróneo (P_b) para los esquemas de modulación BPSK, DBPSK, QPSK y DQPSK son listados en la tabla 4 y su gráfica se muestra en la figura 1. En esta gráfica puede observarse las diferencias que existen entre utilizar un tipo de modulación u otro. Las variantes diferenciales de PSK tiene la ventaja de que los sistemas de detección son más simples de implementar, pero como puede observarse, para una misma E_b/N_0 la probabilidad de error aumenta. También se observa que las variantes en cuadratura (mayor eficiencia espectral que las binarias) tienen una probabilidad de error mayor.

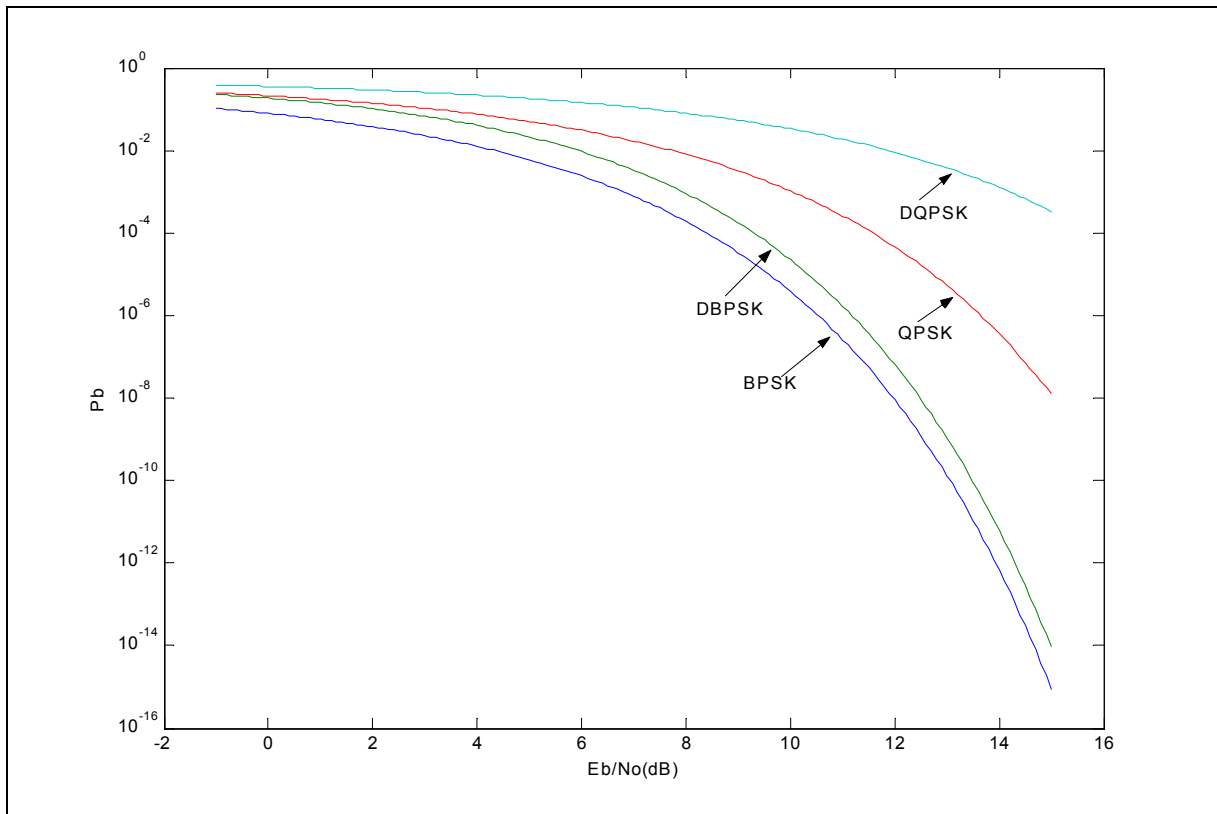


Figura 14.- Curvas de probabilidad de bit erróneo para diferentes tipos de modulación PSK.

Modulación	Pb o Ps
BPSK	$Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$
DBPSK	$\frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right)$
QPSK	$2Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \sin \frac{\pi}{4}\right)$
DQPSK	$2Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \sin \frac{\pi}{4\sqrt{2}}\right)$

Tabla 4.- Probabilidad de bit erróneo de BPSK y DBPSK y probabilidad de símbolo erróneo para QPSK y DQPSK.

Para comparar las modulaciones binarias a las en cuadratura se ha utilizado la siguiente relación entre la Probabilidad de bit erróneo (Pb) y la Probabilidad de símbolo erróneo (Ps):

$$\frac{P_b}{P_s} = \frac{M/2}{M-1} = \frac{2}{3}$$

Siendo M, el número de fases de la constelación para k bits/símbolo:

$$M = 2^k$$

En el caso de QPSK, M es 4. La función $Q(x)$ es conocida como la función de error complementario y está definida por:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du$$

El parámetro E_b/N_0 se puede expresar como la relación de la potencia promedio de la señal a la potencia del ruido, S/N (o SNR). Al introducir el ancho de banda de la señal W , se pueden escribir las siguientes igualdades, mostrando la relación entre E_b/N_0 y SNR para señales binarias:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{ST}{N_0} = \frac{S}{RN_0} = \frac{SW}{RN_0W} = \frac{S}{N} \left(\frac{W}{R}\right)$$

en donde S es la potencia promedio de la señal modulada, T el intervalo de duración del bit $R=1/T$ la tasa de bits y $N=N_0W$ el ruido con una potencia promedio N_0 en un ancho de banda W .

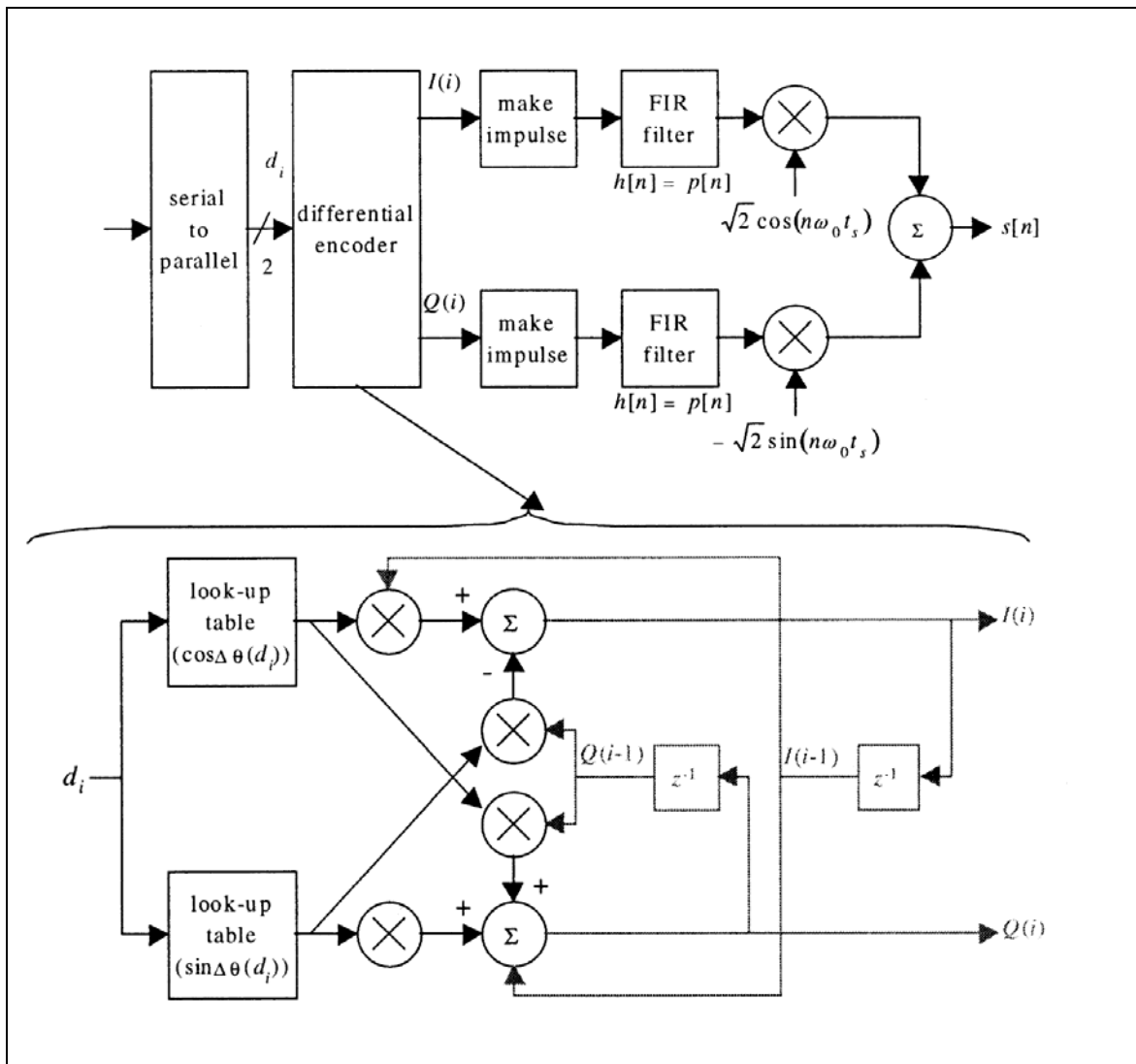


Figura 15.- Estructura general de un modulador DPSK.

Para terminar este apartado vamos a comparar brevemente como se implementan en la práctica los moduladores y demoduladores DPSK. El estándar 802.11 impone que los equipos deben funcionar con DBPSK y DQPSK. La estructura del modulador es la que aparece en la figura 15. Este sistema permite generar la señales en banda base I (en fase) y Q (en cuadratura) para PQPSK. Para trabajar en DBPSK basta con utilizar solamente la fase I. El filtro FIR suele ser un Filtro de Coseno Alzado que permite reducir las interferencias entre símbolos (ISI).

La demodulación se basa principalmente en correlar la señal recibida ($r(t)$) consigo misma pero retardada un periodo. En otras palabras, durante el intervalo de símbolo, se empareja

un símbolo recibido con el símbolo previo y se busca si ha habido cambio de fase. Esto queda más claro observando la figura 16:

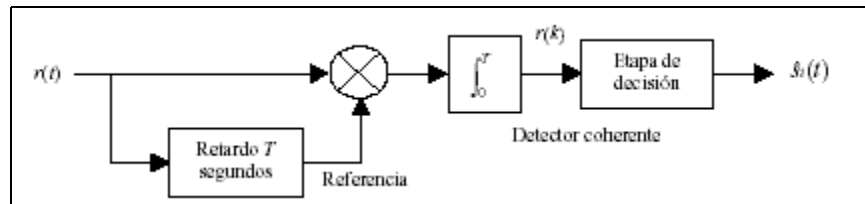


Figura 16.- Detector coherente diferencial.

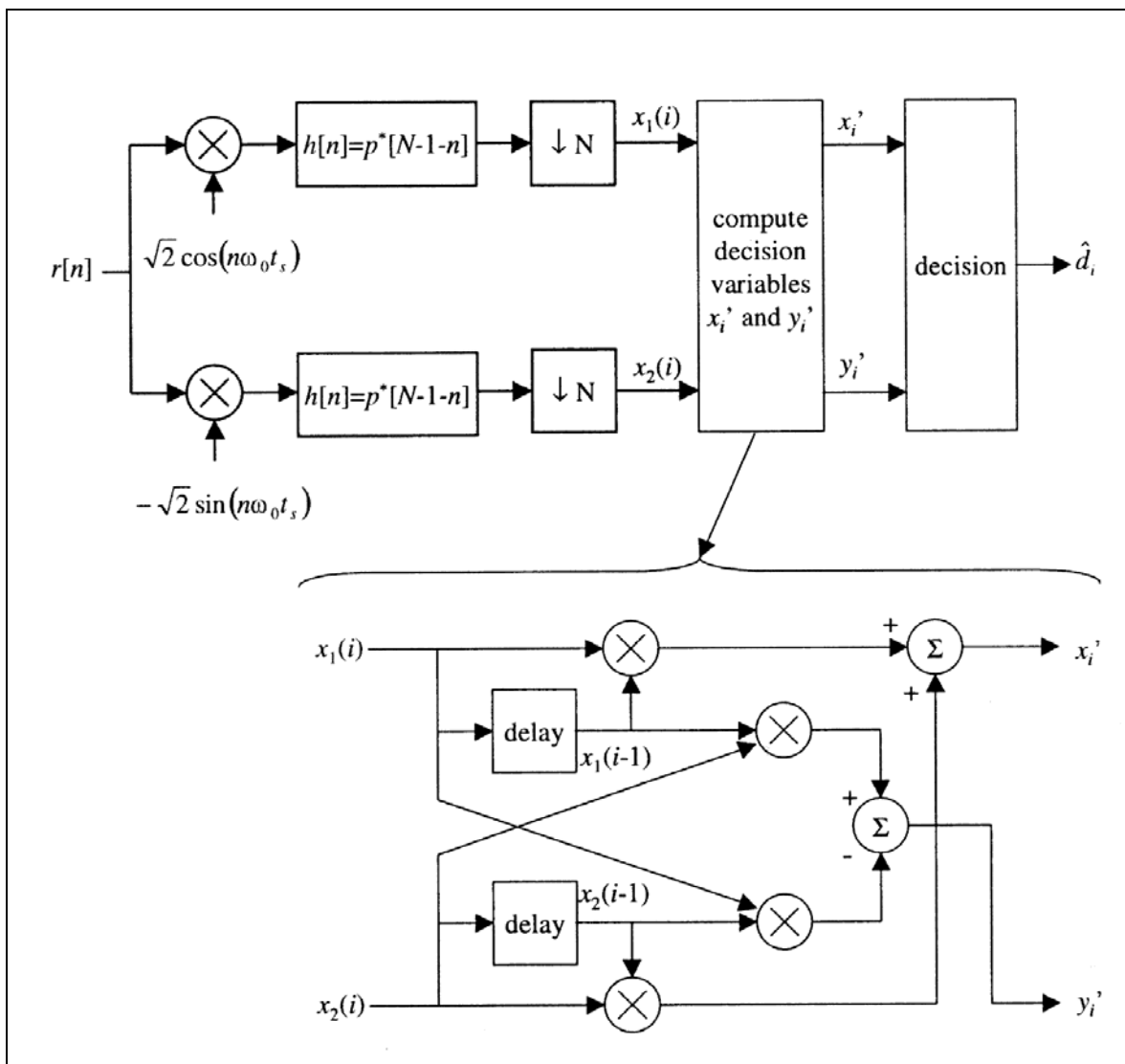


Figura 17.- Diagrama de bloques de un demodulador DQPSK.

En la práctica se utiliza también el mismo sistema (figura 17) para demodular DBPSK y DQPSK. La diferencia es que en DBPSK sólo se utiliza una de las fases. Para obtener

ambas que están en cuadratura se demodula de forma no coherente con señales desfasadas $\pi/2$. El resultado de ambas se filtra con el Filtro de Coseno Alzado utilizado en el modulador, pero conjugado. Utilizando el diagrama de la figura 18 se permite obtener el periodo de símbolo. Este se utiliza para realizar un diezmado por N (número de muestras por símbolo). De esta forma, la detección de las señales en fase y en cuadratura en banda base se realiza con una simple correlación digital basada e un simple registro por fase.

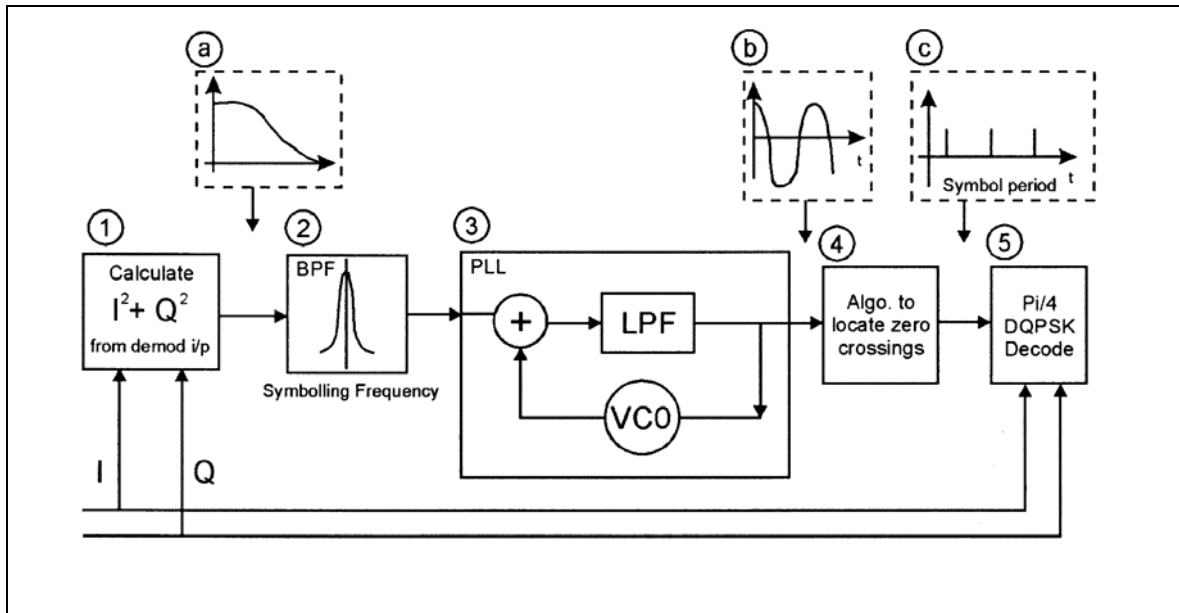


Figura 18.- Sistema para recuperación de la señal de sincronismo del periodo de símbolo.

3.4- Barker

El estándar 802.11, además de la modulación DPSK propone la utilización de secuencias Barker de 11 bits para realizar el ensanchado del espectro. La principal ventaja de esta técnica como se comentó en el apartado 3.1 consiste en que se obtiene una alta tolerancia al ruido. En concreto, la codificación con secuencias Barker de 11 bits permite introducir una ganancia de proceso (GP) de:

$$GP = 10 \log\left(\frac{11}{1}\right) = 10.4dB$$

Como se observa en la figura 19 el resultado del proceso de detección de una secuencia Barker de 11 bits da como resultado picos de ± 11 y lóbulos laterales de ± 1 .

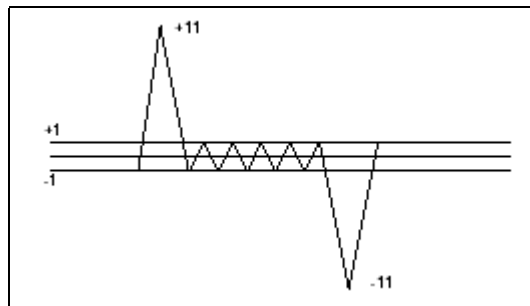


Figura 19.- Resultado ideal del proceso de detección de secuencias Barker de 11 bits.

El proceso básicamente consiste en realizar una función XOR entre los bits a transmitir y una secuencia pseudoaleatoria Barker de 11 bits. El problema es que la secuencia resultante tiene una frecuencia 11 veces superior a la señal digital que se pretende emitir. Esto se traduce en una eficiencia espectral 11 veces menor que si no se utilizara esta técnica.

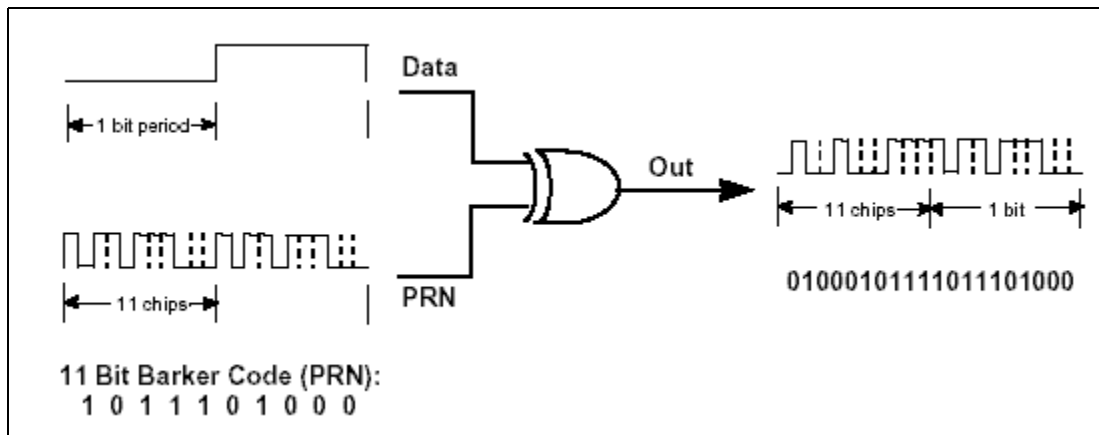


Figura 20.- Proceso de Modulación en Banda Base con secuencias Golay de 11 bits.

En Canales de 11MHz en banda base como los propuestos en el estándar 802.11 con las dos variantes de DPSK propuestas y sus respectivas eficiencias espectrales se puede alcanzar una velocidad de transmisión de:

Modulación	Eficiencia espectral	Velocidad de transmisión
DBPSK	1símbolo/Hz	1Mbit/seg
DQPSK	2símbolos/Hz	2Mbits/seg

Tabla 5.- Velocidades de transmisión del estándar 802.11 dependiendo de la modulación empleada.

La señal DPSK recibida y demodulada se procesa de forma digital para realizar el proceso de “desensanchado”. Este proceso (figura 22) consiste simplemente en una correlación con la secuencia Barker de 11 bits. Los registros que aparecen en la figura 22 almacenan la secuencia Barker. Si esta secuencia está codificada con 1 y -1 los productos del proceso de correlación se reducen a simples sumas y restas.

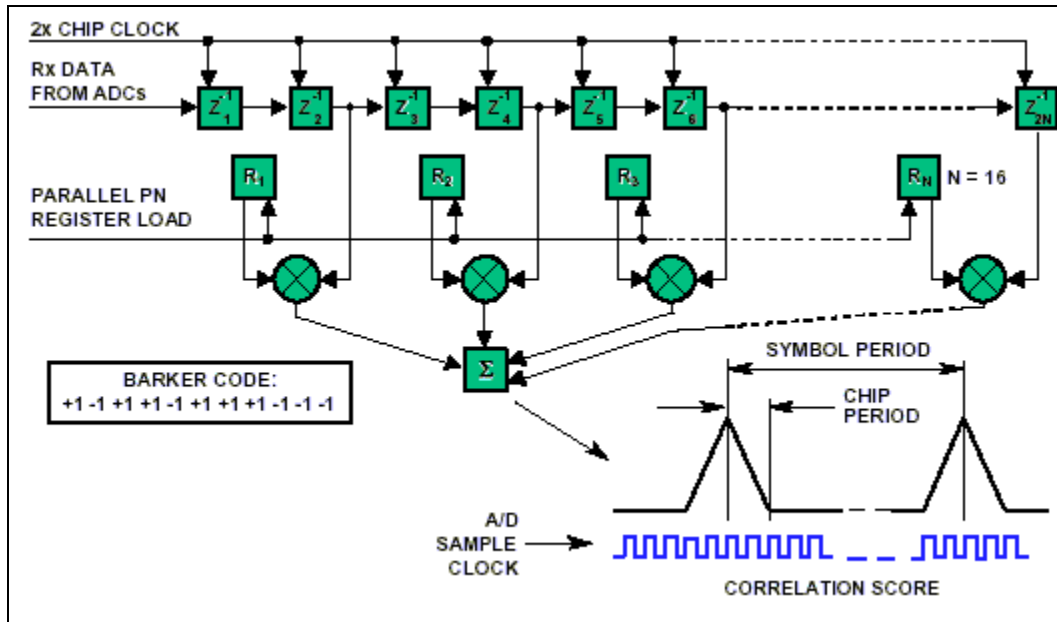


Figura 21.- Proceso de Demodulación en Banda Base de secuencias Golay de 11 bits.

El resultado de este proceso es una serie de picos positivos y negativos que coinciden con los 1 y 0 emitidos.

3.5- CCK

Las velocidades de transmisión del estándar 802.11 resultan insuficientes para aplicaciones de comunicaciones y más cuando este estándar tiene como objetivo sustituir las redes LAN cableadas por inalámbricas WLAN. La extensión IEEE 802.11b del estándar propone sistemas de modulación que consiguen velocidades de transmisión de 5.5 y 11 Mbps. Estas técnicas también se basan en DQPSK, pero no utilizan Barker para “ensanchar” el espectro. La técnica propuesta para alcanzar 5,5 y 11 Mbps es Complementary Code Keying (CCK) o opcionalmente Packet Binary Convolutional Coding (PBCC). Ambas son tecnologías propietarias de Intersil y Texas Instruments respectivamente. En esta sección se tratará la primera de ellas (CCK) [PEARSON00] y en la siguiente PBCC.

La base de CCK son las secuencias Complementarias. Éstas secuencias fueron propuestas por primera vez por M.J.Golay en 1961[Golay61]. Golay estudio pares de secuencias Complementarias. Posteriormente este concepto se generalizo a Conjuntos de Secuencias Complementarias [TSENG72] y a Conjuntos de Secuencias Complementarias Multifásicas [SIVASWAMY78]. Éstas últimas son las que utiliza la técnica propuesta por Intersil: CCK.

La principal propiedad de las secuencias empleadas es que poseen una característica de autocorrelación ideal, es decir corresponde a una delta de Krönecker perfecta de modo que cumplen:

$$\phi_{11}[n] + \phi_{22}[n] + \dots + \phi_{MM}[n] = \sum_{i=1}^M \phi_{ii}[n] = \begin{cases} MN & , n = 0 \\ 0 & , n \neq 0 \end{cases}$$

Siendo ϕ_{ii} las autocorrelaciones individuales de cada una de las M secuencias complementarias, de longitud N, elegidas. Para entender mejor este concepto se puede realizar un ejemplo con las siguientes secuencias Complementarias Multifásicas:

$$\begin{aligned} s_1 &= [1, j, -1, j, 1] \\ s_2 &= [j, 1, -j, 1, -j] \\ s_3 &= [-j, 1, -j, 1, j] \\ s_4 &= [1, j, -1, j, 1] \end{aligned}$$

Si se realiza la suma de las autocorrelaciones de las cuatro secuencias se obtiene la siguiente gráfica:

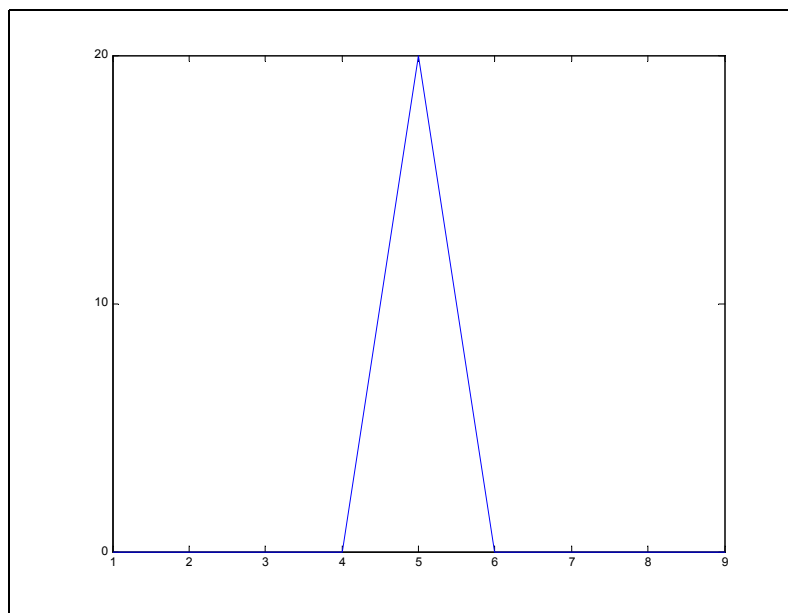


Figura 22.- Ejemplo de detección de Secuencias Complementarias Multifásicas.

En la figura anterior se puede observar que la respuesta de este proceso es una Delta de Krönecker ideal. A diferencia de la secuencia Barker no existen lóbulos laterales y la

longitud de las secuencias no está limitada a 13 bits. Esto permite conseguir Ganancias de proceso elevadas.

La versión de 11Mbps de CCK trabaja con una secuencia para ensanchado de 8 chips. Con una velocidad de símbolo de 1.375 Msímbolos/s la señal resultante de 11Mbps ocupa aproximadamente el mismo ancho de banda que la versión DQPSK/Barker11 del 802.11. Las Secuencias Complementarias Multifase se sintetizan con la siguiente fórmula :

$$c = \{e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_3+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_4)}, -e^{j(\varphi_1+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_3)}, -e^{j(\varphi_1+\varphi_2)}, e^{j(\varphi_1)}\}$$

La secuencia c se divide en bloques de dos bits (dibits), que sirven para codificar las cuatro fases de modulador según la tabla 6.

DIBIT	FASE
db1	φ_1
db2	φ_2
db3	φ_3
db4	φ_4

Tabla 6.- Codificación de fase en CCK. Relación entre dibits y parámetros de fase.

Los dibits db2,db3 y db4 definen la fase de la constelación DQPSK según la tabla 7. El dibit db1 define φ_1 mediante la siguiente expresión:

$$\varphi_1(i) = \varphi_1(i-1) + offset(db1) + \pi * (\text{mod}(i,2))$$

DIBIT	FASE
00	0
01	π
10	$\pi/2$
11	$-\pi/2$

Tabla 7.-Fase de la Constelación DQPKS según los dibits.

El resultado es que φ_1 es el valor de φ_1 del símbolo anterior más un offset dependiendo de la tabla 7, más π radianes si el símbolo actual es un símbolo impar y 0 radianes si es par.

Una vez se han obtenido las cuatro fases φ_1 , φ_2 , φ_3 y φ_4 , éstas se utilizan para calcular los 8 chips complejos según la tabla 7. Estos chips definen la fases de la constelación QPSK. Como φ_1 introduce el mismo offset a todos los chips la modulación se convierte en DQPSK.

CHIP	FÓRMULA
0	$e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3+\varphi_4)}$
1	$e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_4)}$
2	$e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_4)}$
3	$-e^{j(\varphi_1+\varphi_4)}$
4	$e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3)}$
5	$e^{j(\varphi_1+\varphi_3)}$
6	$-e^{j(\varphi_1+\varphi_2)}$
7	$e^{j(\varphi_1)}$

Tabla 8.- Correspondencia entre Chips y fases en CCK.

La versión de 5.5 Mbps de CCK se modula de forma parecida a la de 11Mbps. La única diferencia es que sólo se codifican 4 bits en vez de 8. Debido a esto los valores φ se calculan de una forma diferente. En este caso, el primer dicit también se utiliza para codificar φ_1 . Los φ restantes se calculan mediante los bits 3 y 4. En este caso:

$$\begin{aligned}\varphi_2 &= (\text{bit}_3) * \pi + \pi/2 \\ \varphi_3 &= 0 \\ \varphi_4 &= (\text{bit}_4) * \pi\end{aligned}$$

Este proceso de codificación y modulación en banda base puede describirse con el siguiente diagrama de bloques:

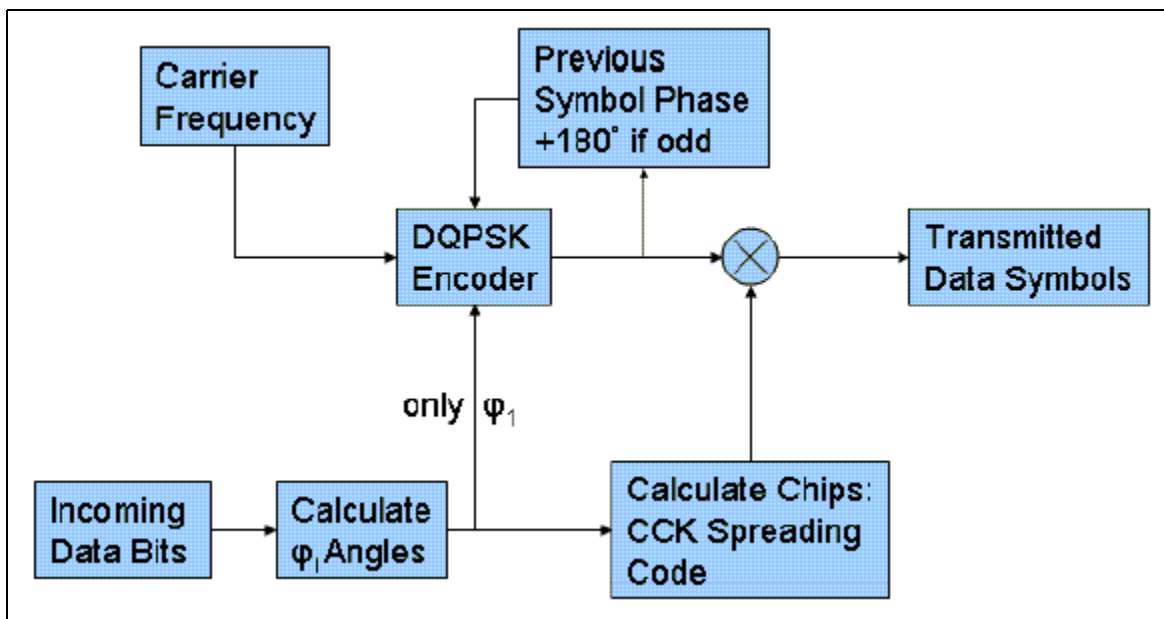


Figura 23.- Diagrama de bloque del proceso de modulación CCK.

En la práctica el Chipset diseñado por Intersil realiza la modulación según el siguiente diagrama de bloques:

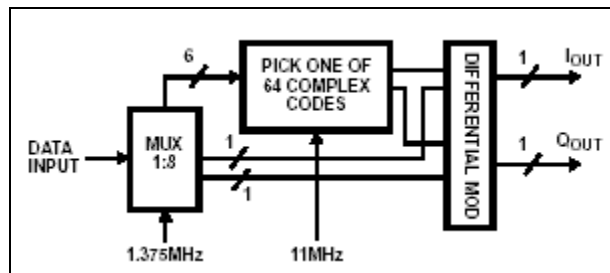


Figura 24.- Diagrama de bloques del modulador de Intersil HFA3861A.

Los datos se convierten de serie a paralelo (8 bits). Seis bits se utilizan para seleccionar uno de los 64 códigos Complejos mediante una LUT (Look Up Table). Los otros dos sirven para realizar el desplazamiento de fase en DQPSK.

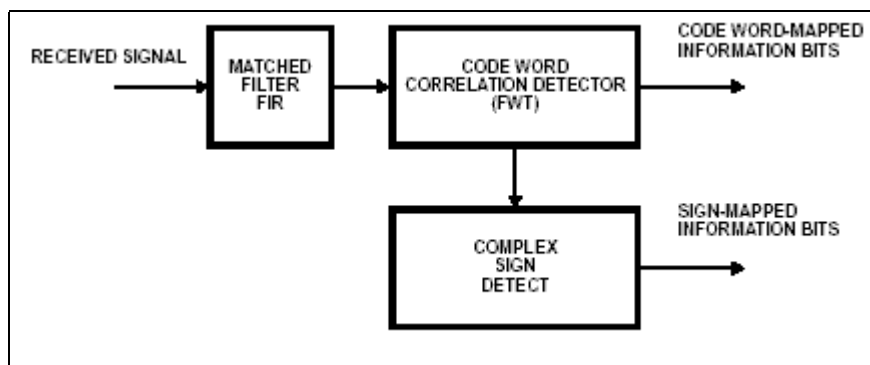


Figura 25.- Diagrama de bloques del receptor de Intersil HFA3861A.

El receptor se encarga de Correlar la señal recibida para obtener 6 de los 8 bits del símbolo. Los otros dos se obtienen de la fase de la señal DQPSK.

3.6- PBCC

la extensión 802.11b también soporta la técnica opcional conocida como PBCC (Packet Binary Convolutional Coding) para alcanzar velocidades de transmisión de 5.5Mbps y 11Mbps. Esta es una Tecnología desarrollada por la empresa Allantros y que posteriormente fue comprada por Texas Instruments.

La técnica consiste en utilizar un Codificador Convolutivo que genera 2 bits por cada bit que se quiera emitir. La salida del codificador se mapea en una constelación DQPSK para velocidades de transmisión de 11Mbps y en DBPSK para 5.5Mbps.

El método de ensanchado de este método se basa en modificar la constelación DPSK basándose en una secuencia de 256 bits. Por cada símbolo que se transmite la constelación se desplaza $\pi/2$ si el bit correspondiente de la secuencia es 1. El siguiente diagrama de bloques sirve para explicar mejor este concepto:

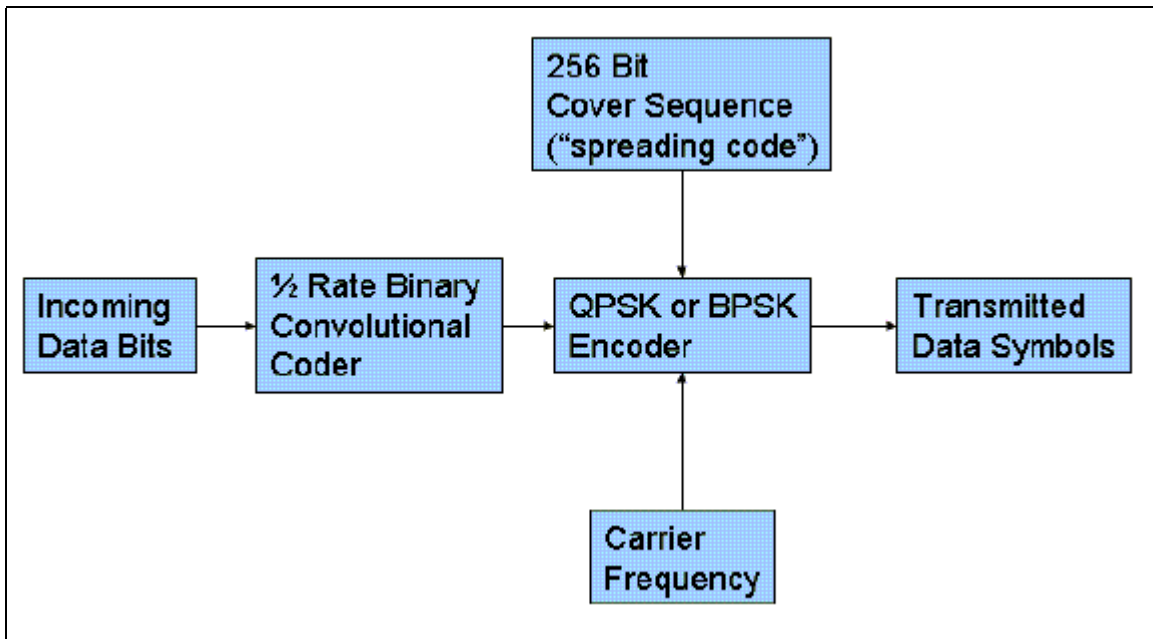


Figura 26.- Diagrama de bloques de la técnica de Modulación PBCC.

El codificador Codificador por convolución se basa en el siguiente diagrama de bloques

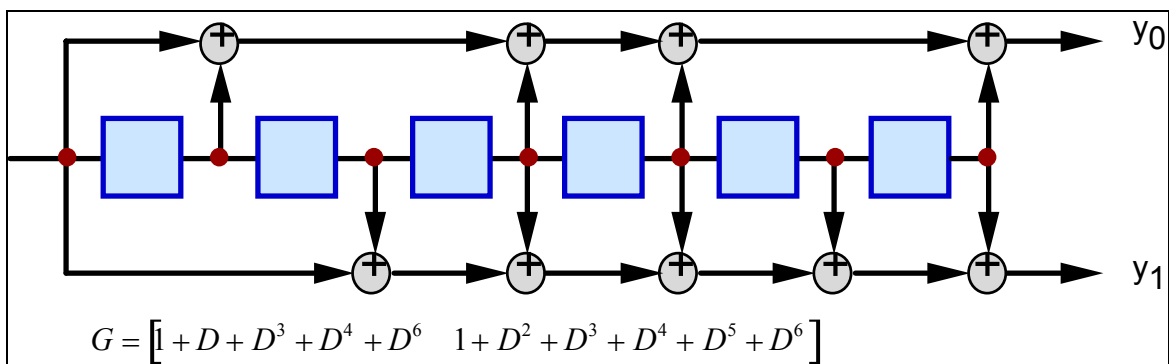


Figura 27.- Codificador BCC.

Dependiendo del valor $S(i)$ de la secuencia de 256 bits la constelación para transmitir cada símbolo es:

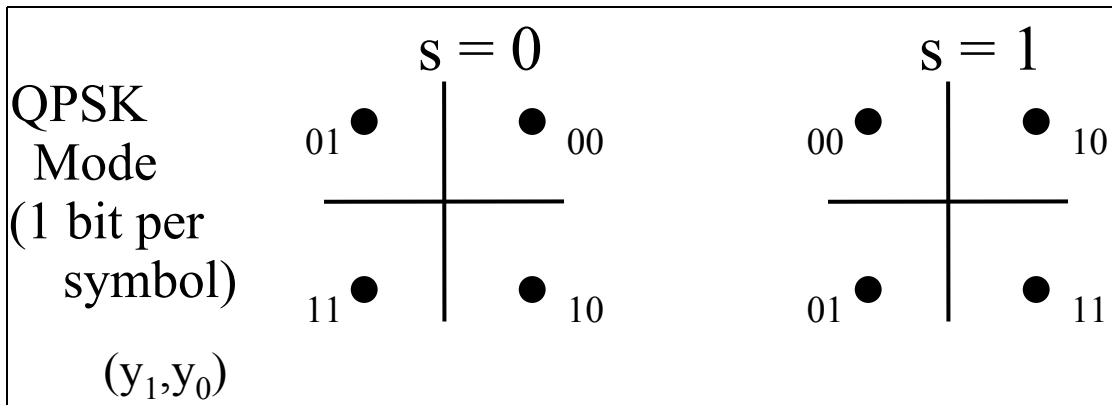


Figura 28.-Constelaciones de PBCC.

3.7- Estado del arte del 802.11 en la actualidad

Las velocidades de transmisión en la banda de 2.4GHz propuestas por el estándar 802.11 no son suficientes para llegar a alcanzar velocidades parecidas a las de las actuales redes LAN (100Mbps). Por ello los organismos de estandarización están realizando un esfuerzo considerable por conseguir alcanzar velocidades de transmisión mayores.

El problema de alcanzar velocidades mayores es que las técnicas de modulación se vuelven más complejas. Esto influye de forma negativa sobre la relación señal ruido y por lo tanto el alcance de los radioenlaces disminuye. En la figura 30, se observa como es necesario una relación E_s/N_0 mayor para transmitir modulaciones más complejas.

Esta gráfica está sacada de la presentación del Texas Instruments al grupo WG del 802.11 [TEXAS00] y realiza una comparativa entre los métodos por el 802.11 explicados anteriormente y su nueva propuesta PBCC22 para la extensión del estándar 802.11g que todavía está en estado de borrador y pendiente de aprobación para 2003.

Éste estándar lleva por título "Further Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4 GHz Band" y tiene la intención de estandarizar métodos de modulación que permitan transmitir en la banda de 2.4GHz a más de 20Mbps. La idea principal se basa en utilizar la tecnología elegida para el 802.11: OFDM (Orthogonal Frequency Division Modulation), pero la presión tanto de Intersil como de Texas han hecho que sus respectivas tecnologías, CCK y PBCC, también formen parte del estándar pero de modo opcional.

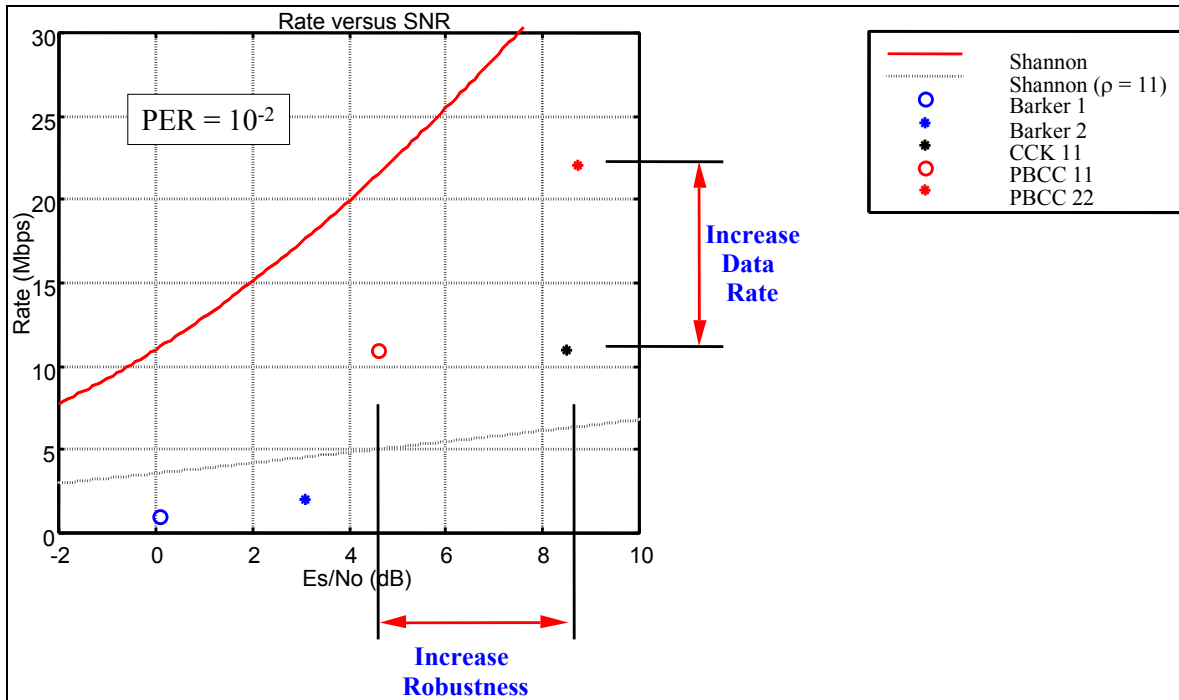


Figura 29.- Relación entre Es/No mínima y velocidad de transmisión (Mbps).

El planteamiento es que los dispositivos que cumplan este estándar deberán implementar OFDM de manera obligatoria según el estándar 802.11a y ser compatibles con el estándar 802.11 y su extensión 802.11b. Es decir, se podrán alcanzar velocidades de transmisión de hasta 54Mbps.

Opcionalmente se podrán utilizar los siguientes métodos:

- PBCC con velocidades de transmisión de 22Mbps y 33Mbps
- CCK-OFDM con velocidades de hasta 54Mbps.

El nuevo PBCC básicamente consiste en utilizar modulaciones M-arias DMPSK. CCK-OFDM plantea utilizar un preámbulo basado en CCK antes de transmitir los datos modulados con OFDM.

3.8- Introducción al OFDM

Para finalizar este estudio se va a hacer una breve descripción de la técnica de modulación OFDM.

OFDM consiste básicamente en dividir la banda sobre la que se trabaja en distintas subbandas más pequeñas (figura 31). Los datos se multiplexan y se modulan en BPSK, QPSK o QASK. La ventaja es que cada subbanda se puede tratar de forma independiente. De esta forma, se pueden realizar un tratamiento independiente en cada subbanda.

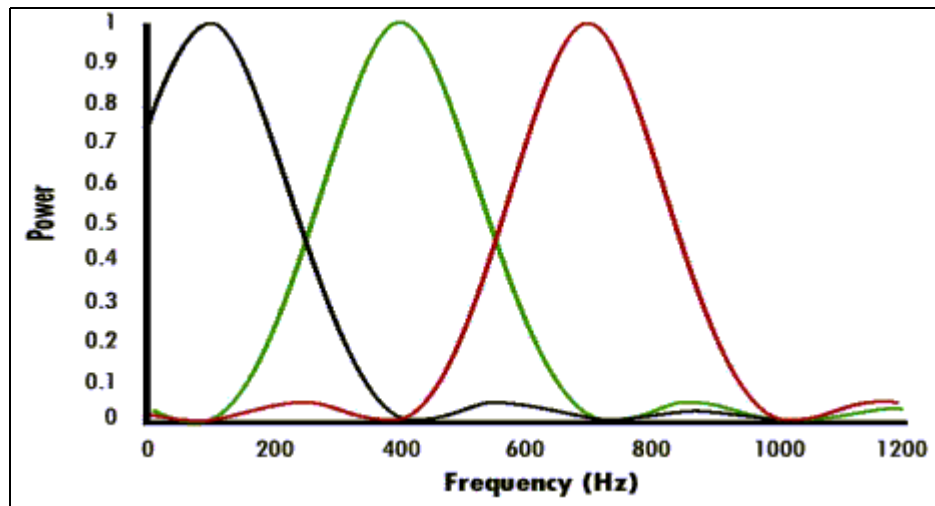


Figura 30.- Ejemplo de OFDM.

El proceso de modulación/demodulación se basa en la transformada rápida de Fourier (FFT). Ver figura 32. El sistema realiza una transformada inversa (IFFT) en el transmisor y la transformada directa (FFT) en el receptor.

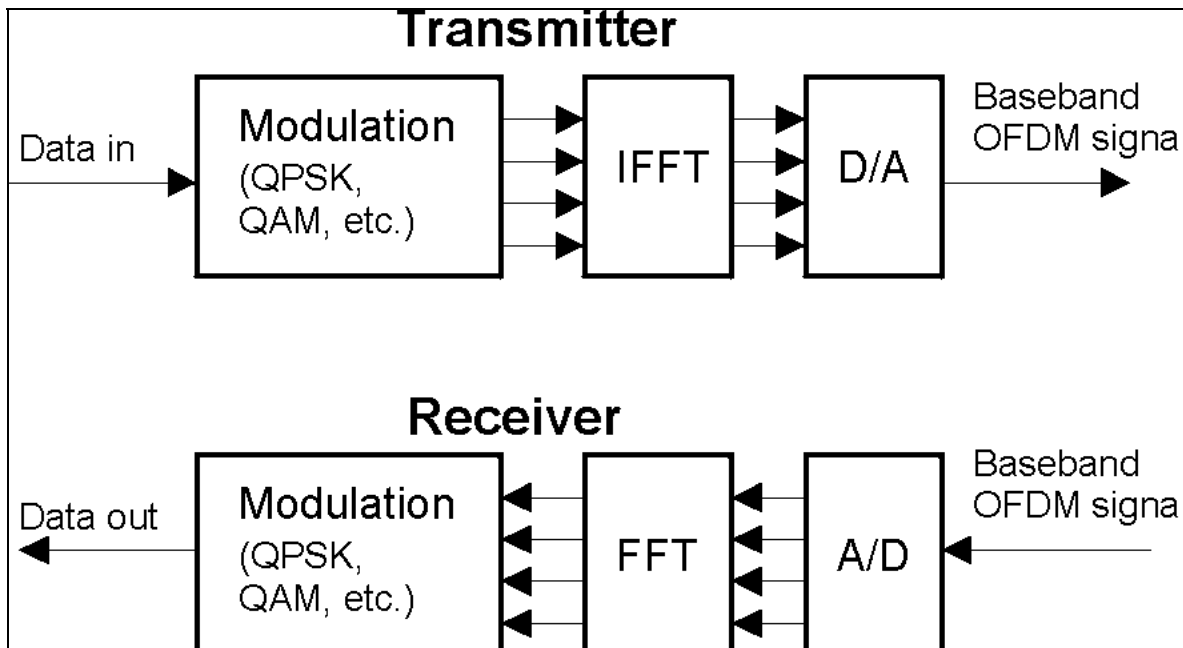


Figura 31.- Diagrama de bloques de un transmisor y un receptor OFDM

El principal problema de esta técnica reside en que la señal resultan de de la modulación tiene un factor PMEPR (Peak-to-Mean Power Power Ratio) muy elevado [DAVIS97]. Esto

se debe a que si las señales que se encuentran en cada una de las subbandas se encuentran en fase se produce un pico de señal elevado y si se encuentran en contrafase se contrarrestan se anulan. Este efecto tiene consecuencias negativas sobre los sistemas de RF.

4.- Referencias

- [ISO/IEC 8802.11] International Standard ISO/IEC 8802-11 IEEE P802.11, 1999
[IEEE802.11] IEEE Std 802.11-1997
[IEEE802.11b] IEEE Std 802.11b-1999 (Supplement to ISO/IEEE Std 802.11, 1999)
[IEEE802.11a] IEEE Std 802.11a-1999 (Supplement to IEEE Std 802.11-1999)
[IEEE802.11g] IEEE Std 802.11g/D2.1, January 2002 (Supplement to IEEE Std 802.11, 1999)
[ETSI99] ETR0230002 V0.2.0 (1999-04) Broadband Radio Access Networks (BRAN); High Performance Radio Local Area Networks (HIPERLAN) Type 2; System Overview (www.etsi.org)
[CNAF98] Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias (CNAF). Secretaría de Estado de Telecomunicaciones y para la Sociedad de la Información (SETSI). Ministerio de Ciencia y Tecnología. http://www.setsi.mcyt.es/espectro/tablas_cnaf/bandasfr.htm (según BOE · Suplemento nº 193 · 13/8/98 · ORDEN de 22 de julio de 1998).
[CNAF02] BOE 070-2002 (pag. 11674 a 11842) - ORDEN CTE/630/2002, de 14 de marzo, por la que se aprueba el Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias (CNAF). MINISTERIO DE CIENCIA Y TECNOLOGÍA 22/03/2002
[TSENG72] Tseng, C.-C. and Liu, C.L.: "Complementary Sets of Sequences", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-18, No. 5, pp. 644-652, Sep. 1972.
[GOLAY61] Golay, M.J.E.: 'Complementary series', *IRE Trans.*, 1961, IT-7, pp. 82-87.
[SIVASWAMY78] Sivaswamy, R., "Multiphase Complementary Codes", *IEEE Trans. On Information Theory*, vol. IT-24, No.5. Sept. 1978, p.546-552
[PEARSON00] Pearson, B., "Complementary Code Keying Made Simple", Intersil Application Note. AN9850.1. May 2000
[TEXAS00] "Texas Instruments Proposal for IEEE 802.11g High-Rate Standard", Heegard, Rossin, Shoemake, Coffey, and Batra. doc.: IEEE 802.11-00/384
[DAVIS97] Davis, A, Jedwab, J "Peak-to-Mean control in OFDM, Golay complementary Sequences and Reed-Muller Codes" HP Laboratories Bristol. HPL-97-158. December, 1997

5.- Bibliografía

- [1] Benjamin E. Henty. "A Brief Tutorial on the PHY and MAC layers of the IEEE 802.11b Standard" July 12, 2001.
- [2] "2.4 GHz and 5 GHz WLAN: Competing or Complementary?", Mobilian Corporation 5/1/2001.
- [3] Communication system Engineering. Second Edition. John G. proakis and Masoud Salehi. Prentice Hall.

- [4] "Transmisión Digital" F.J.Martinez Zaldivar, J.R. Vidal Catalá. editorial de la universidad Politécnica de Valencia.
- [5] "Digital Modulation and coding", Stephen G. Wilson. Prentice Hall.
- [6] "Discrete-Time Signal Processing" Alan V. Oppenheim and Ronald W. Schaffer. Prentice Hall.