

ANEXO A. ESPECTRO ENSANCHADO DE SECUENCIA DIRECTA

1. INTRODUCCION

La tecnología de espectro ensanchado es una técnica de transmisión multicanal que logra una mayor eficiencia en el uso del ancho de banda del canal, permitiendo a múltiples señales utilizar el mismo canal sin colisiones y siendo altamente resistente a la interferencia de banda estrecha.

Esta técnica de transmisión utiliza un código pseudo-aleatorio, denominado secuencia de Pseudo-Ruido (PN, *Pseudo-Noise*), que es empleado independiente de la señal de datos de información, como una forma de onda de modulación para “ensanchar” o “expandir” la energía de la señal de información en un ancho de banda mucho más grande que el ancho de banda de la señal de información. En el receptor la señal es “des-ensanchada” utilizando una replica sincronizada del código pseudo-aleatorio.

En este anexo se menciona la técnica de Espectro Ensanchado por Salto de Frecuencia (FHSS, *Frequency Hopping Spread Spectrum*), se realiza un estudio mas detallado de la técnicas de Espectro Ensanchado de Secuencia Directa (DSSS, *Direct Sequence Spread Spectrum*) con sus ventajas y desventajas, explicando los procesos básicos en Banda Base que se realizan en el transmisor y receptor, el desempeño en presencia de interferencias (interferencia de banda ancha y de banda estrecha). También se tratan las secuencias pseudoaleatorias, sus tipos y propiedades; y se finaliza con una explicación básica del receptor tipo Rake.

2. TÉCNICAS DE ESPECTRO ENSANCHADO: DSSS Y FHSS

Existen 2 técnicas de espectro ensanchado, la técnica de Espectro Ensanchado por Salto de Frecuencia (FHSS, *Frequency Hopping Spread Spectrum*), que se menciona a continuación, y la técnica de Espectro Ensanchado de Secuencia Directa (DSSS, *Direct Sequence Spread Spectrum*), a la cual se le realizará un estudio más detallado.

2.1 ESPECTRO ENSANCHADO POR SALTO DE FRECUENCIA (FHSS)

Una secuencia pseudo-aleatoria p_n generada en el modulador es utilizada en conjunto con una modulación M-ary FSK para cambiar la frecuencia portadora de la señal. Se transmite una parte de la señal de información en una frecuencia dentro del ancho de banda asignado y durante un periodo de tiempo T_h , (*Time hop*, Tiempo de salto) conocido como *dwell time*. Una vez ha pasado este tiempo cambia la frecuencia de la portadora y se sigue transmitiendo otra porción de la señal. Así, la señal de información se va transmitiendo en segmentos a frecuencias distintas durante intervalos de tiempos muy pequeños. FHSS no ensancha la señal, divide el ancho de banda disponible en N canales y el orden de los saltos en frecuencia que realiza el emisor lo determina una secuencia pseudo-aleatoria p_n .

La figuras 1 y 2 muestran los diagramas generales en bloques para el transmisor y el receptor FHSS.

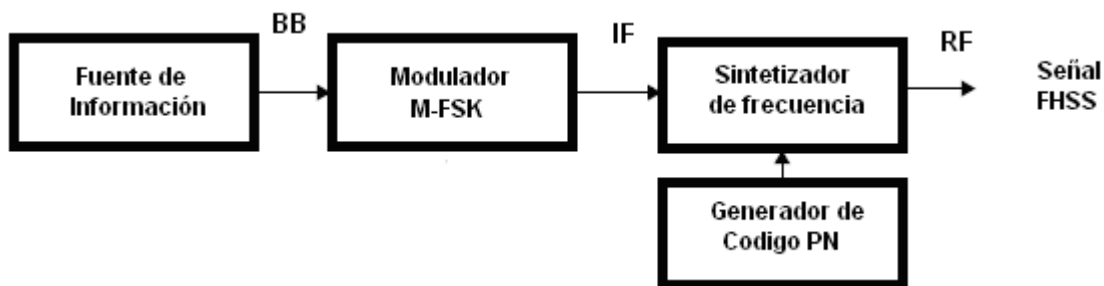


Figura 1. Diagrama General de Bloques para un Transmisor FHSS

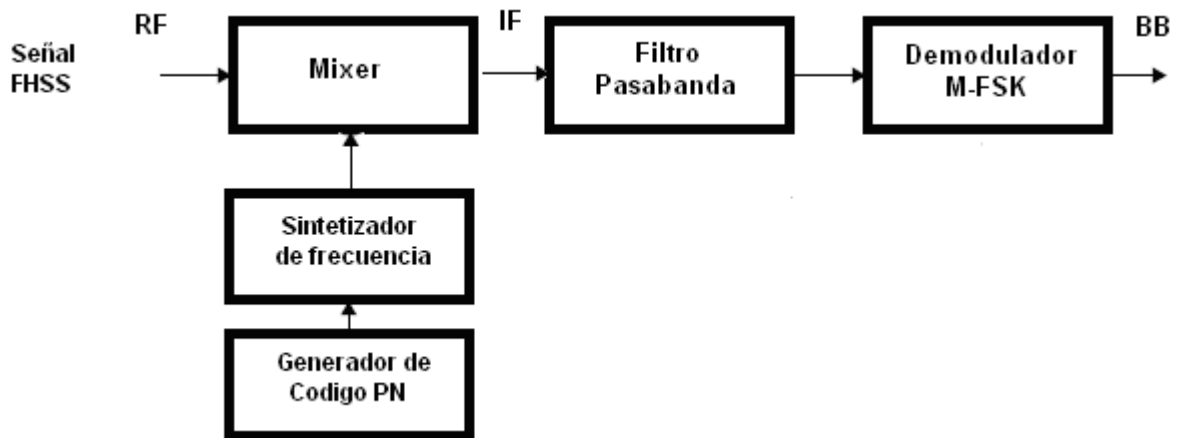


Figura 2. Diagrama General de Bloques para un Receptor FHSS.

Se observa que en el transmisor un generador de código PN alimenta directamente un sintetizador de frecuencia para producir los saltos. Esto permite la transmisión de cada bit o de grupos de bits en portadoras diferentes. En el receptor, se le aplica el proceso de conversión hacia abajo (*downconverted*) a la señal de Radio frecuencia (RF, *Radio Frequency*) por medio de la mezcla de la señal recibida con el código pseudo-aleatorio generador de frecuencia. Después la señal de frecuencia intermedia (IF, *Intermediate Frequency*) pasa a través de un filtro pasabanda, la señal es demodulada y la cadena original de bits es recuperada.

Cada una de las transmisiones a una frecuencia concreta se realiza utilizando una portadora de banda estrecha que va cambiando (saltando) a lo largo del tiempo. La secuencia PN, o el patrón de saltos (*hopping code*), debe ser conocido tanto por el emisor como por el receptor. Es necesario que se mantenga una buena sincronización de saltos entre los dos extremos (transmisor y receptor).

El cambio periódico de frecuencia reduce la interferencia producida por otra señal que se esté transmitiendo en la misma banda, siempre que no estén utilizando en el mismo momento la misma frecuencia. El resto de usuarios externos a la comunicación que reciben la señal FHSS la perciben como un ruido impulsivo de corta duración.

En el IEEE 802.11 se define que se puede utilizar esta tecnología utilizando la modulación FSK y con velocidades de transmisión de 1 y 2 Mbps.

El ancho de banda de transmisión es determinado por la posición de los saltos y por el ancho de banda de la posición del salto. Para un salto determinado, el ancho de banda instantáneo ocupado es idéntico al ancho de banda de la modulación convencional M-FSK. Como la señal FHSS es de banda estrecha, toda la potencia de transmisión se concentra en un canal. Promediado sobre muchos saltos, el espectro de la modulación ocupa el ancho de banda de todo el espectro ensanchado.

Existen dos modos de operación de la técnica FHSS, el modo “*slow hopping*”, el cual representa múltiples símbolos de datos por salto, y el “*fast hopping*”, el cual son múltiples saltos por símbolos de datos; como se muestra en las figuras 3 y 4 respectivamente.

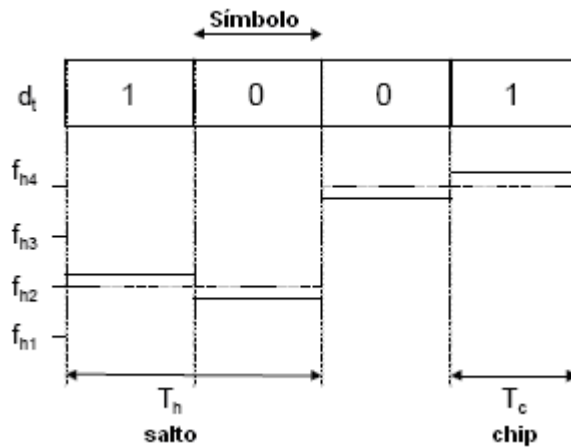


Figura 3. *Slow hopping*

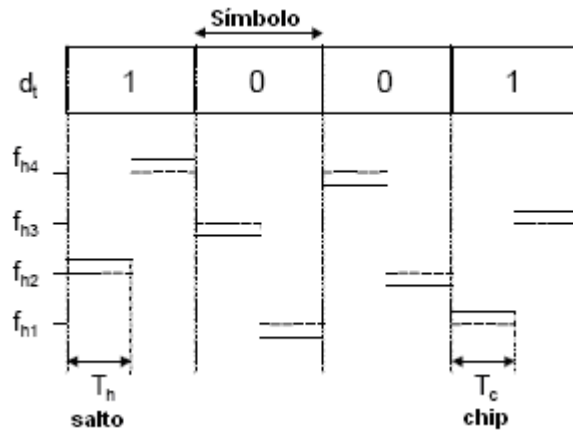


Figura 4. *Fast hopping*

Entre los ejemplos de tecnologías que utilizan FHSS se encuentra *Bluetooth*, en el que el canal queda dividido en intervalos de $625 \mu s$, llamados ranuras (*slots*), en donde cada ranura es ocupada por un salto de frecuencia. Esto da lugar a una frecuencia de salto, en la que un paquete de datos ocupa una ranura para la transmisión y otro para la recepción y que pueden ser utilizados alternativamente, dando lugar a un esquema de tipo TDD (*Time Division Duplexing*, Duplexación por División de Tiempo).

2.2 ESPECTRO ENSANCHADO DE SECUENCIA DIRECTA (DSSS)

En el estándar 802.11b, para las velocidades de 1 y 2 Mbps, una secuencia pseudo-aleatoria p_n es utilizada para cambiar la velocidad de la señal de datos (bps), a la velocidad de chip R_c (cps), en donde R_c es igual a $1/T_c$ (T_c es la duración o el periodo de cada chip), y es un múltiplo entero de la velocidad de símbolo (R_s), en donde R_s es igual a $1/T_s$ (T_s es la duración o el periodo de cada símbolo).

Para las velocidades de 5.5 y 11 Mbps no se utiliza una secuencia Pseudo-aleatoria sino CCK de 4 y 8 bits respectivamente, que utilizando el mismo ancho de banda que se emplea en 1 y 2 Mbps, transmite a velocidades superiores.

El ancho de banda utilizado se determina por la velocidad de chip y por el filtro banda base.

Para el estándar IEEE 802.11b, la señal en Banda Base puede directamente modular la portadora de RF (modulación directa); Esta señal modulada en RF luego es amplificada y filtrada, y posteriormente se transmite por la antena.

Las figuras 5 y 6 muestran el diagrama general en bloques de un transmisor y un receptor DSSS que utilizan modulación directa.

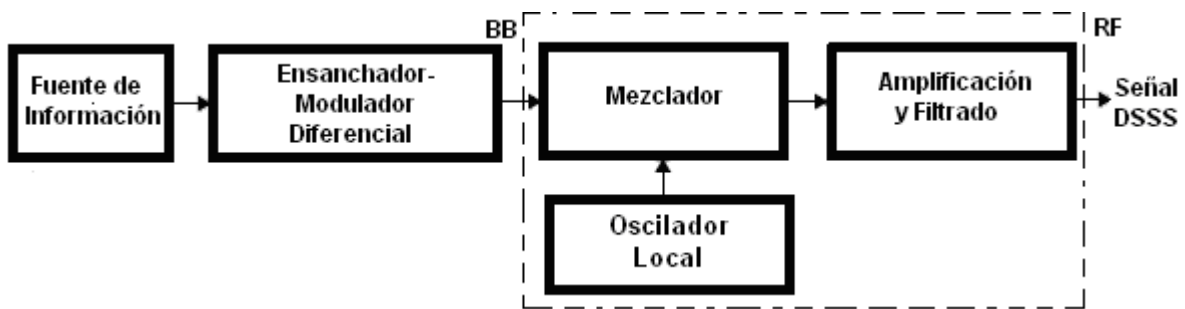


Figura 5. Diagrama general de bloques para un Transmisor DSSS utilizando modulación directa.

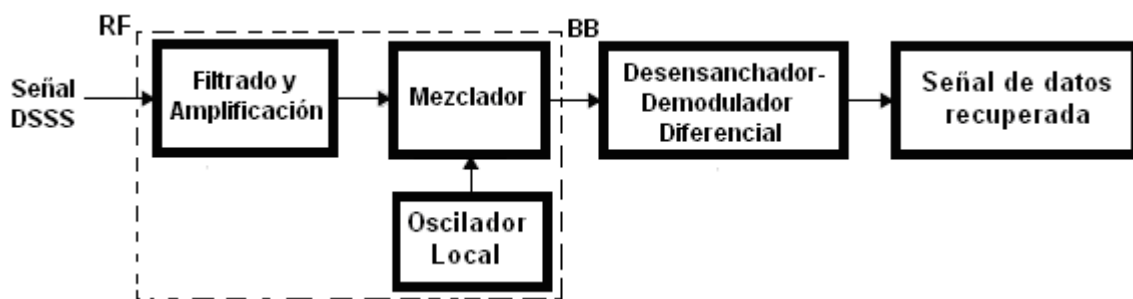


Figura 6. Diagrama general de bloques para un Receptor DSSS utilizando modulación directa.

Las figuras 5 y 6 están definidas para las velocidades de 1 y 2 Mbps del estándar IEEE 802.11b. Para las velocidades de 5.5 y 11 Mbps el bloque Ensanchador-Modulador Diferencial se reemplaza por un bloque Codificador CCK y el bloque Desensanchador-Demodulador Diferencial se reemplaza por un bloque Decodificador CCK.

2.2.1 PROCESOS BASICOS EN EL TRANSMISOR Y RECEPTOR DE UN SISTEMA DSSS

2.2.1.1 Ensanchamiento

En el transmisor, los datos binarios d_t son “directamente” multiplicados con la secuencia PN pn_t , la cual es independiente de los datos binarios, para producir la señal de transmisión de banda base tx_b :

$$tx_b = d_t \cdot pn_t$$

El proceso de multiplicación básicamente consiste en realizar una función XOR entre los bits a transmitir y la secuencia pseudoaleatoria.

Para simplificar y analizar el proceso de ensanchamiento se considera el sistema de la figura 7 sobre un canal ideal:

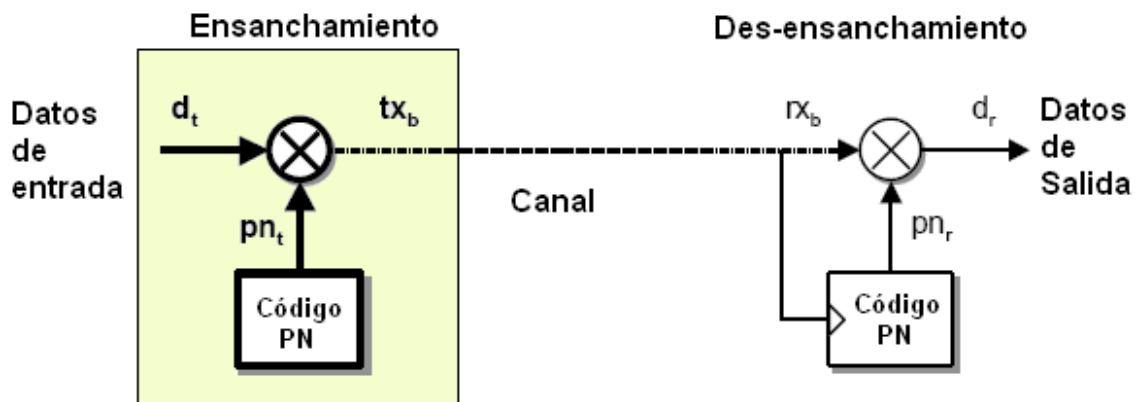


Figura 7. Sistema DSSS simplificado para el transmisor

Donde:

- d_t = Datos de entrada.
- d_r = Datos de salida.
- pn_t = Secuencia pseudoaleatoria en el transmisor.

- pn_r = Secuencia pseudoaleatoria en el receptor.
- tx_b = Señal transmitida en banda base.
- rx_b = Señal recibida en banda base.

En la figura 8 se observan los gráficos en el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia de la señal de datos, la secuencia pseudoaleatoria, y la señal transmitida en bandabase; en donde R_s y R_c son las velocidades de símbolos de datos y de chips respectivamente.

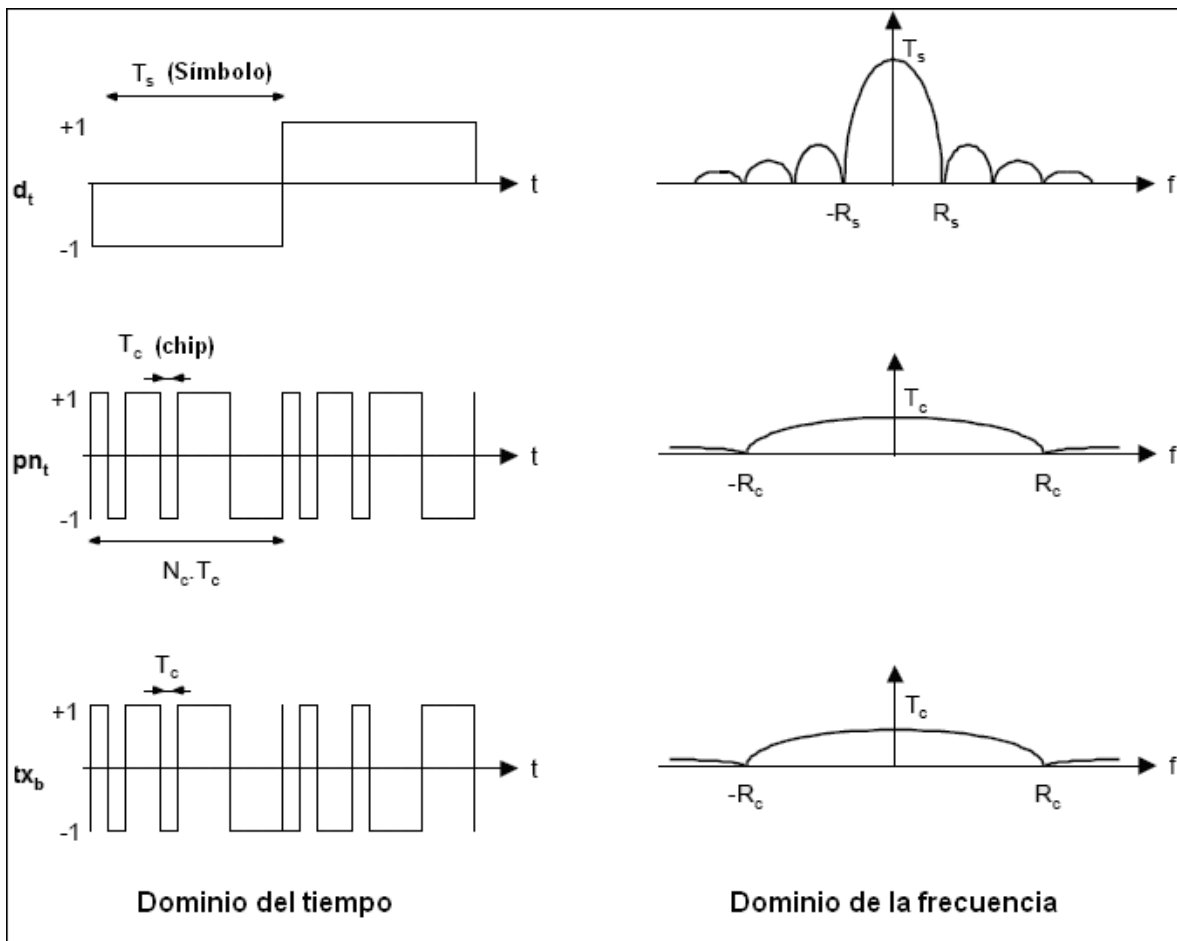


Figura 8. Señal de datos, código pseudo aleatorio y señal transmitida en banda-base.

Los sistemas de espectro ensanchado expanden la señal de información d_t la cual tiene un ancho de banda BW_{info} , a un ancho de banda BW_{ss} (ancho de banda de la señal ensanchada) mucho más grande.

$$B_{\text{Info}} \ll B_{\text{SS}} \ll B_{\text{Info}}$$

La potencia de la señal de espectro ensanchado es la misma que la potencia de la señal de información original d_t . Debido al incremento del ancho de banda de la señal de espectro ensanchado su densidad espectral de potencia debe ser menor.

El Factor de Ensanchamiento (SF, *Spreading Factor*), o Ganancia de Procesamiento (*Processing Gain*), se encuentra con la relación entre R_c y R_s .

$$SF = \frac{R_c}{R_s} = \frac{B_{\text{Info}}}{B_{\text{Info}}}$$

2.2.1.2 Des-ensanchamiento:

La señal de espectro ensanchado no puede ser detectada por un receptor convencional. En el receptor, la señal de banda base recibida rx_b es multiplicada por la secuencia PN pn_r .

- Si $pn_r = pn_t$ y están sincronizados a la secuencia PN en el receptor. El resultado de multiplicar la señal de espectro ensanchado rx_b con la secuencia pn_r usada en el transmisor permite des-ensanchar la señal en banda base rx_b y recuperar la señal de información original.
- Si $pn_r \neq pn_t$, no se puede realizar el des-ensanchamiento. Si el receptor no conoce la secuencia PN del transmisor no puede reproducir los datos transmitidos.
- Si $pn_r = pn_t$, pero no están sincronizados, no se puede realizar el des-ensanchamiento y el receptor no puede recuperar los datos transmitidos.

Para simplificar y analizar el proceso de des-ensanchamiento se considera el sistema de la figura 9 sobre un canal ideal:

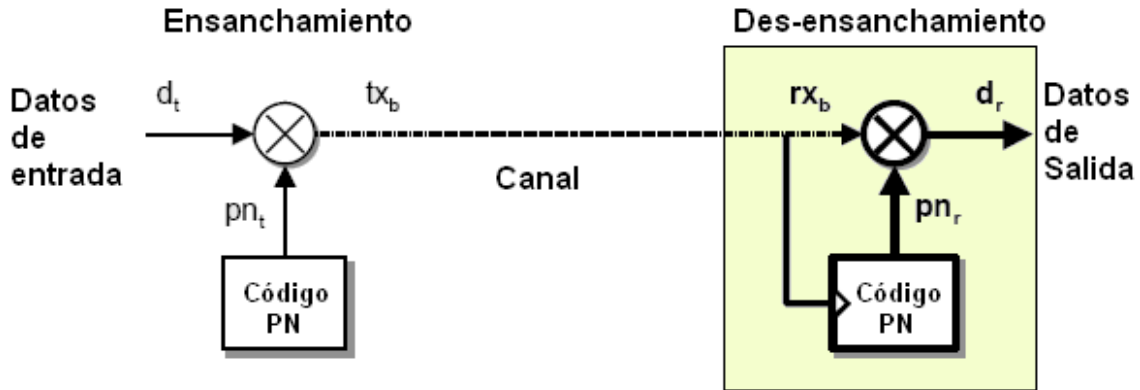


Figura 9. Sistema DSSS simplificado para el receptor

En la figura 10 se observan los gráficos en el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia de la señal recibida en banda-base, del código pseudo aleatorio en recepción y de la señal de datos recuperada.

En el receptor, la señal recibida es multiplicada por pn_r , esta es la misma secuencia pn_t (el código pseudo-aleatorio usado en el transmisor). Esta operación es llamada des-ensanchamiento, el efecto de volver a multiplicar es deshacer la operación de ensanchamiento en el transmisor.

El resultado en el receptor es entonces (asumiendo que pn_r y pn_t son iguales y están sincronizados):

$$d_r = (tx_b) \cdot pn_r$$

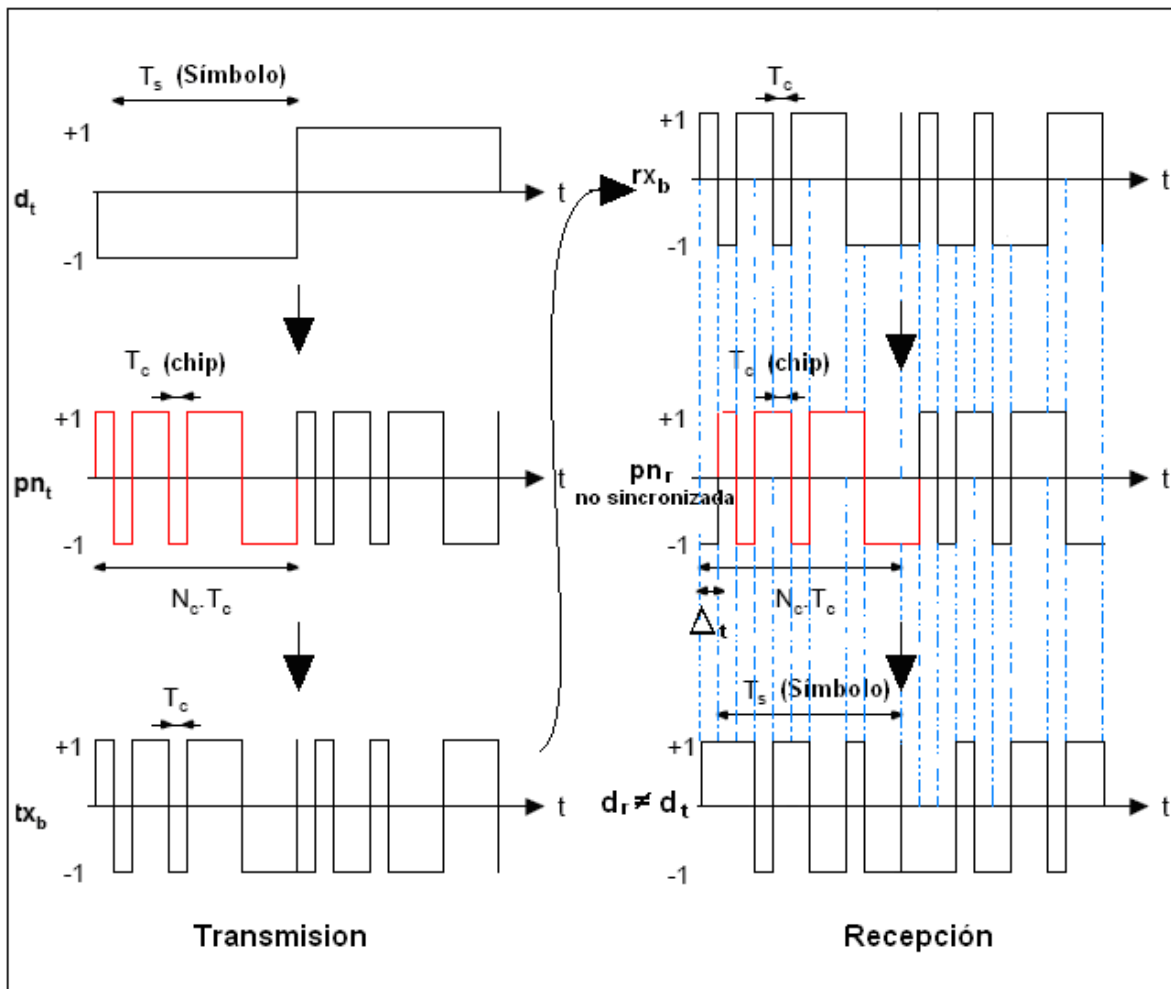


Figura 11. Secuencia PN no sincronizada en el receptor

Debe existir un sistema de sincronismo que se encargue de alinear la señal recibida con la copia local de la secuencia de código que genera el receptor. Como cualquier sistema de adquisición de sincronismo, este mecanismo tiene dos fases diferenciadas, el ajuste grueso, o fase de adquisición propiamente dicha, y el ajuste fino o fase de seguimiento. Uno de los mayores problemas que presenta el sincronismo es la corta duración del periodo de chip de las secuencias de código.

2.2.2 DESEMPEÑO EN PRESENCIA DE INTERFERENCIA

La señal de datos d_t es recuperada excepto por la interferencia representada por el termino adicional i . pn_t . La multiplicación de la interferencia i por la secuencia PN, hace que la señal de interferencia se convierta en una señal ensanchada.

Como la interferencia no se encuentra correlacionada con la secuencia PN, después de la multiplicación su ancho de banda se incrementa y su densidad espectral de potencia disminuye.

Después del des-ensanchamiento. La señal de datos d_t es de banda estrecha (R_s), mientras que la señal de interferencia es de banda ancha (R_c). Aplicando un filtro de banda base a la señal d_r con un ancho de banda determinado se recupera la señal de información, y al mismo tiempo se filtra la señal de interferencia i .

2.2.2.1 Tipos de interferencia

2.2.2.1.1 Interferencia de banda estrecha

En la figura 12 se observa un sistema básico de espectro ensanchado afectado por interferencia de banda estrecha.

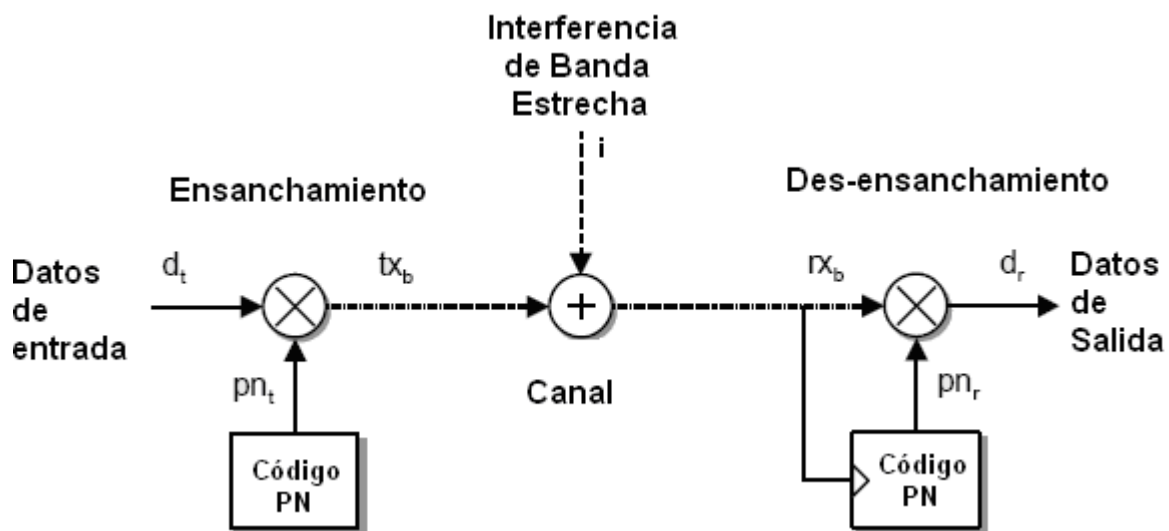


Figura 12. Sistema DSSS simplificado en presencia de interferencia de banda estrecha.

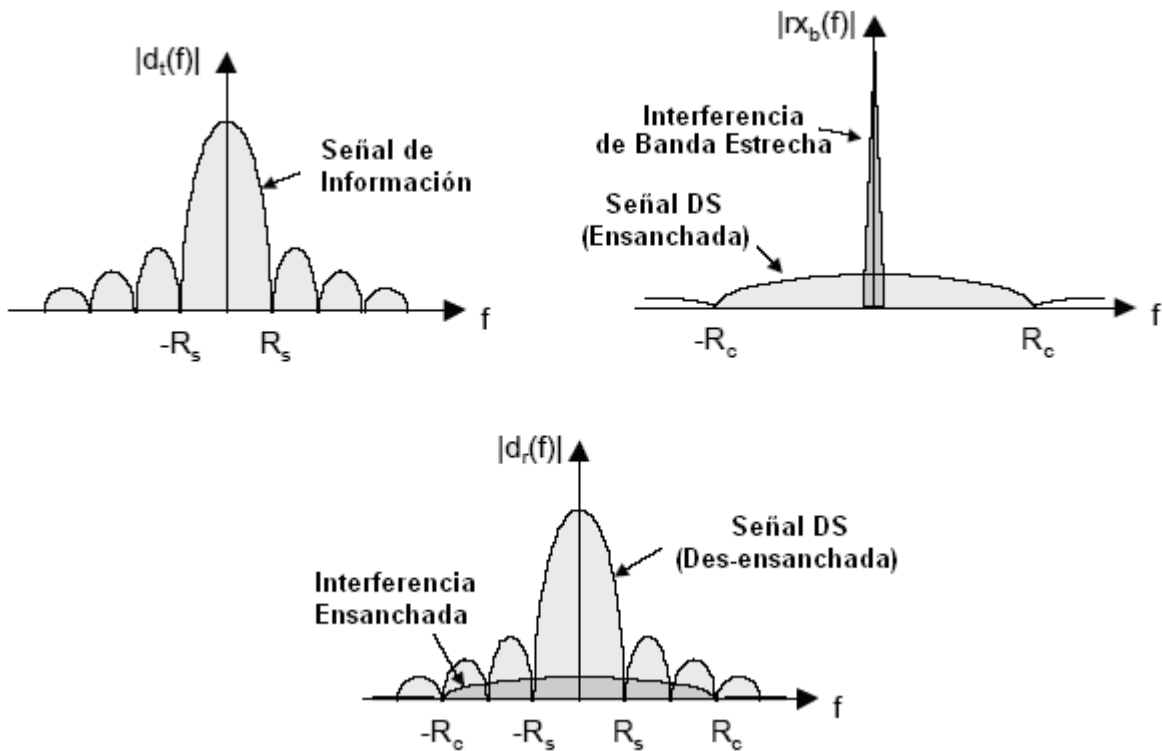


Figura 13. Señales en el dominio de la frecuencia para un sistema DSSS afectado por la interferencia de banda estrecha.

El ruido de banda estrecha es ensanchado por la multiplicación con la secuencia PN del receptor. La densidad de potencia del ruido es reducida con respecto a la señal de datos des-ensanchada, como se observa en la figura 13.

La capacidad de rechazo de los sistemas de espectro ensanchado a las interferencias de banda estrecha se debe a que la señal de información es multiplicada dos veces por la secuencia PN, pero la interferencia es multiplicada una sola vez.

2.2.2.1.2 Interferencia de banda ancha

En la figura 14 se observa un sistema básico DSSS afectado por interferencia de banda ancha.

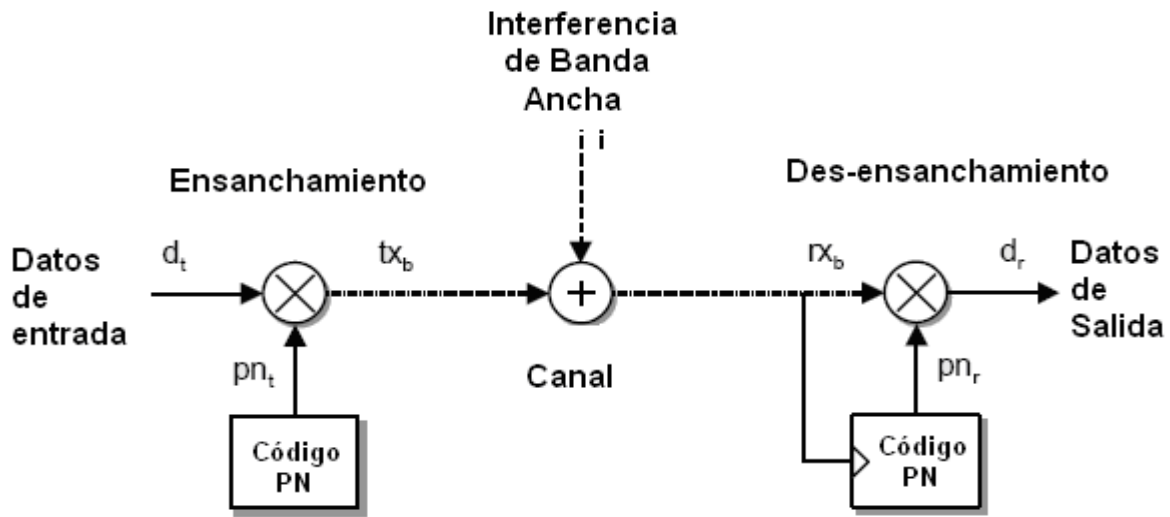


Figura 14. Sistema DSSS simplificado en presencia de interferencia de banda ancha.

En el receptor, se observa que la densidad de potencia de la interferencia banda-ancha se mantiene igual con el des-ensanchamiento en recepción. Como se muestra en la figura 15.

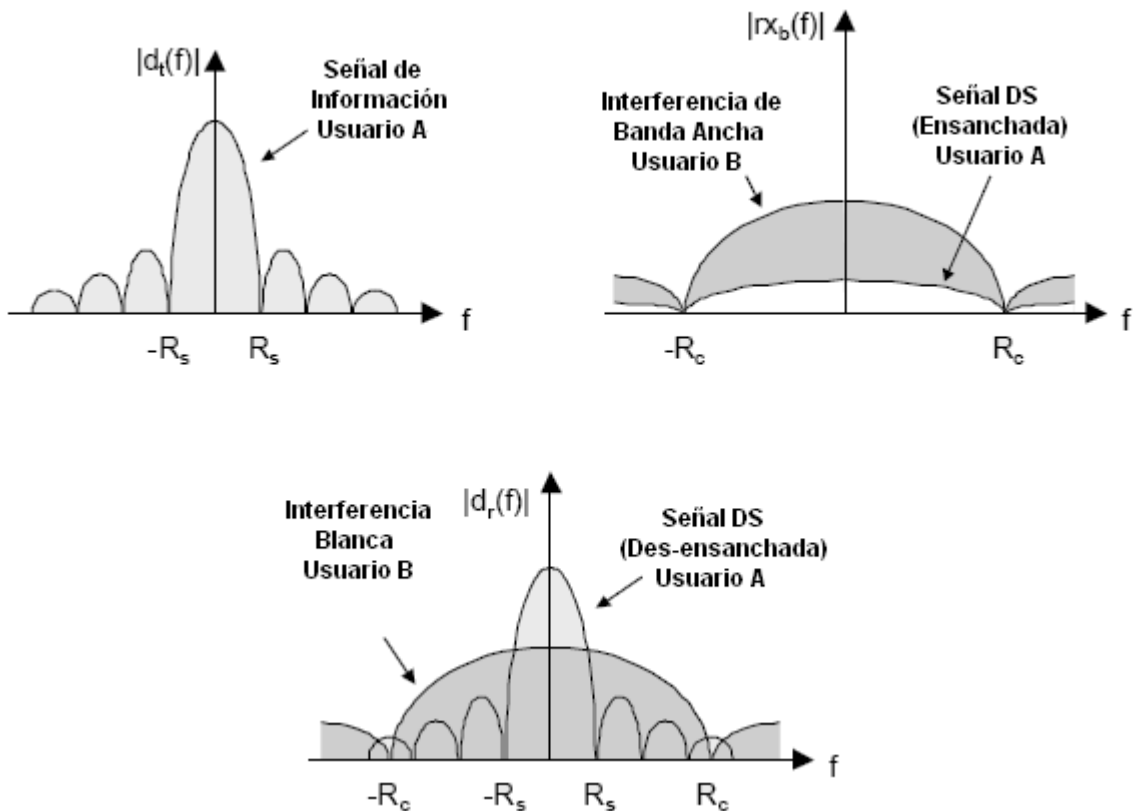


Figura 15. Señales en el dominio de la frecuencia para un sistema DSSS afectado por la interferencia de banda ancha.

Orígenes del ruido Banda-Ancha:

- Múltiples usuarios del mismo sistema, cada uno utilizando su propio código de ensanchamiento para la comunicación (técnicas de acceso múltiple).
- Ruido Gaussiano, no hay incremento en la relación señal a ruido con el espectro ensanchado. La densidad espectral de potencia de ruido aumenta por el factor SF



En la figura 16 se observa un sistema básico DSSS afectado por Ruido Gaussiano.

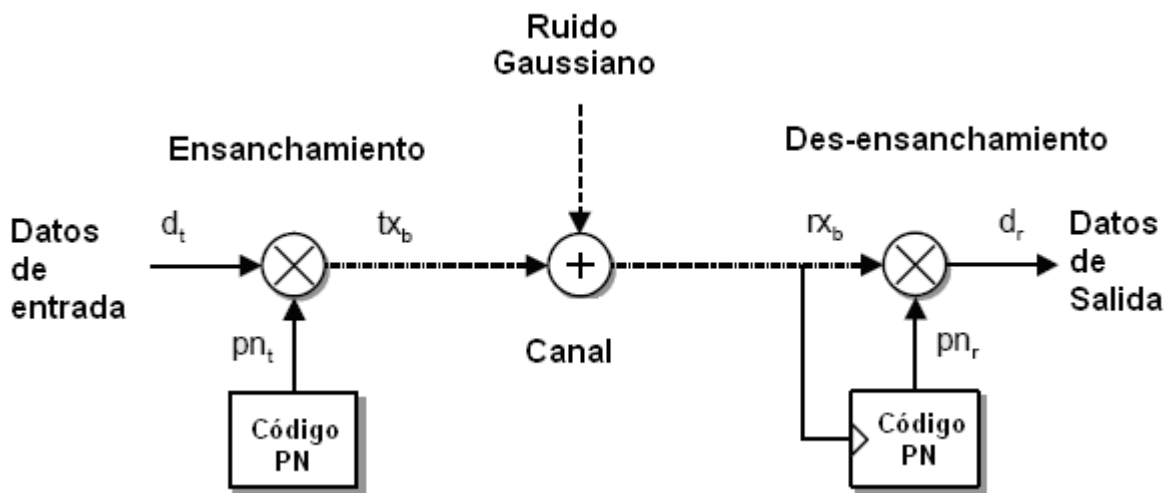


Figura 16. Sistema DSSS simplificado en presencia Ruido Blanco Gaussiano.

En la figura 17 se observa que la densidad de potencia de ruido gaussiano no disminuye con el des-ensanchamiento en recepción, se puede concluir que lo anterior es una desventaja para los sistemas de espectro ensanchado, debido a que, a diferencia de la interferencia de banda estrecha, estos sistemas se ven considerablemente afectados por las interferencias de banda ancha.

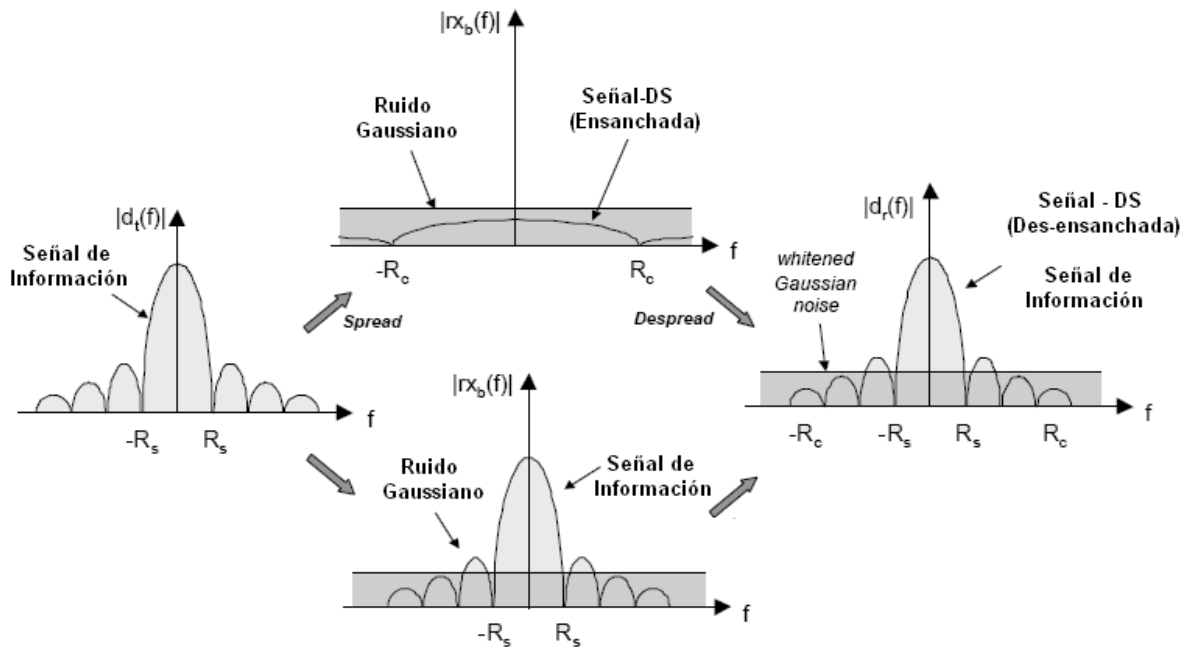


Figura 17. Señales en el dominio de la frecuencia para un sistema DSSS afectado por el Ruido Blanco Gaussiano.

2.2.3 Ventajas y Desventajas de DSSS

A continuación se enumeran las ventajas y desventajas más importantes de DSSS.

2.2.3.1 Ventajas

- Seguridad en la comunicación debido al ensanchamiento con el código pseudo-aleatorio.
- Baja probabilidad de detección e intersección de la señal por otros usuarios.
- Posibilidad de ser utilizado en las bandas de frecuencia ISM (*Industrial Scientific and Medical*, Industrial Científica y Medica).
- Capacidad de rechazo a las interferencias inherentes o no intencionales (interferencias de banda estrecha).

2.2.3.2 Desventajas

- No incrementa el desempeño en presencia de ruido blanco.
- Baja eficiencia en la utilización del ancho de banda.
- Incremento de la complejidad y de la carga computacional.

3. SECUENCIAS PSEUDO-ALEATORIAS

3.1 Ruido Pseudos-aleatorio (Ruido Blanco Gaussiano aleatorio)

Un código Pseudo-Ruido o secuencia pseudoaleatoria (PN, *Pseudo-Noise*) es una secuencia que actúa como una portadora, utilizada para ensanchar el ancho de banda de la señal original. La selección de un buen código es importante porque el tipo y la longitud de los códigos incrementan la capacidad del sistema.

La característica principal del Ruido Blanco Gaussiano Aditivo es que su densidad espectral de potencia, $G_{AWGN}(f)$, es constante para todas las frecuencias (figura 19) que son de interés en la mayoría de todos los sistemas de telecomunicaciones. Es decir, una fuente de ruido blanco emana una igual cantidad de potencia por unidad de ancho de banda para todas las frecuencias. Por lo tanto se puede describir al ruido blanco asumiendo que su densidad espectral de potencia $G_{AWGN}(f)$ es constante para todas las frecuencias, y se expresa como:

$$G_{AWGN}(f) = \frac{N}{2} \text{ [watts/hertz]}$$

El factor $\frac{1}{2}$ se incluye para indicar que la función es par y abarca tanto frecuencias negativas como positivas. Un ruido de estas características se dice que es ruido blanco. El adjetivo blanco se debe a que se lo compara con la luz blanca que tiene componentes iguales para todas las frecuencias que pertenecen al espectro electromagnético.

La función de autocorrelación de AWGN se determina por la transformada inversa de Fourier de la densidad espectral de potencia ruido:



La función de autocorrelación¹ $Ra_{WGN}(\tau)$ (figura 18) es cero para $\tau \neq 0$. De esta manera que 2 muestras diferentes de WGN, no importa en que tiempo (diferente de cero) se comparen, no van a estar correlacionadas.

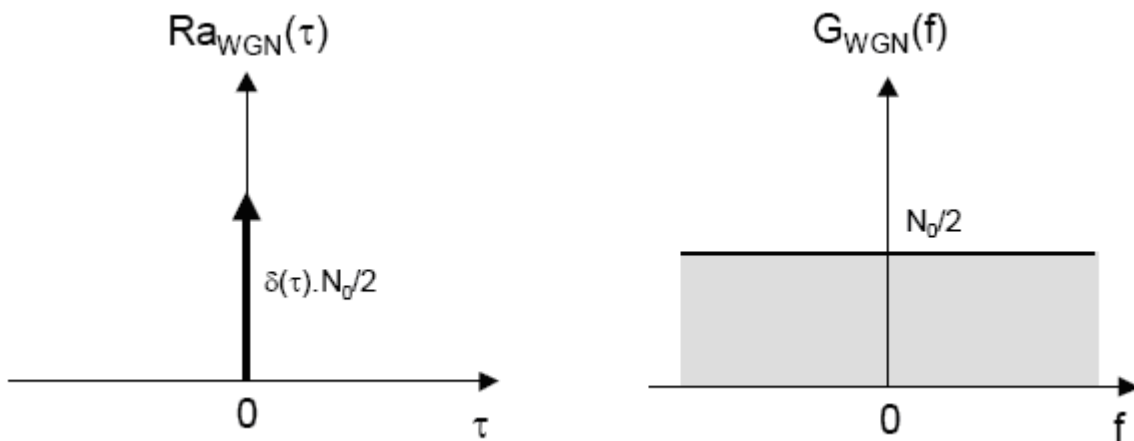


Figura 18. Función de auto-correlación y densidad espectral de potencia para WGN.

3.2 SECUENCIAS PN

El nombre de secuencia PN se le atribuye a que posee la propiedad del Ruido Blanco Gaussiano Aditivo, de mantener la misma densidad espectral de potencia $G_{WGN}(f)$ sin importar la frecuencia en que se este trabajando.

La secuencia de los códigos PN es una secuencia Pseudo-Aleatoria o de Pseudo-Ruido compuesta por unos (1's) y ceros (0's); cabe aclarar que en realidad no es una secuencia aleatoria, debido a que las secuencias aleatorias no se pueden predecir.

La secuencia pseudo-aleatoria no es aleatoria, debido a que existe un patrón que se repite periódicamente, pero se ve como tal para un usuario que no conoce el

¹ Número de acuerdos y desacuerdos en la comparación de término por término para un periodo completo de la secuencia con un cambio cíclico (posición τ) de la misma secuencia.

código, por lo tanto la secuencia tiene que ser conocida por el transmisor y el receptor.

3.3 PROPIEDADES DE LAS SECUENCIAS PN

3.3.1 Balance

Es una de las propiedades de las secuencias PN, en cada periodo de la secuencia el número de 1's difiere al número de 0's al menos por un dígito.

Si se toma como ejemplo la secuencia PN: +1 +1 +1 -1 +1 -1 -1 se tiene que la sumatoria es $\sum = +1$.

3.3.2 Auto-correlación

El origen del nombre Pseudo-Ruido es que la señal digital tiene una función de auto-correlación similar a la de WGN.

La función de auto-correlación de la secuencia periódica PN es definida como el número de acuerdos y desacuerdos en la comparación de término por término para un periodo completo de la secuencia con un cambio cíclico (posición τ) de la misma secuencia.

$$R_{PP}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} P(n)P(n+\tau)$$

Aplicando la función de auto-correlación con $(\tau = 0)$ y $(\tau = 1)$ para el código del ejemplo anterior (código con número de chips, N_c , igual a 7) se tiene lo siguiente:

$$\begin{array}{r}
 pn(0) = +1 +1 +1 -1 +1 -1 -1 \\
 \underline{pn(0) = +1 +1 +1 -1 +1 -1 -1} \\
 +1 +1 +1 +1 +1 +1 +1 = \Sigma = 7 = Ra(\tau=0)
 \end{array}$$

$$\begin{array}{r}
 pn(0) = +1 +1 +1 -1 +1 -1 -1 \\
 \underline{pn(1) = +1 +1 -1 +1 -1 -1 +1} \\
 +1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 = \Sigma = -1 = Ra(\tau=1)
 \end{array}$$

En la auto-correlación de las secuencia PN se obtienen un valor máximo únicamente cuando dos secuencias idénticas están sincronizadas perfectamente. Para sincronizar la secuencia del receptor se utiliza esta propiedad.

En la figura 19 se observa la grafica de la función de auto-correlación del código del ejemplo.

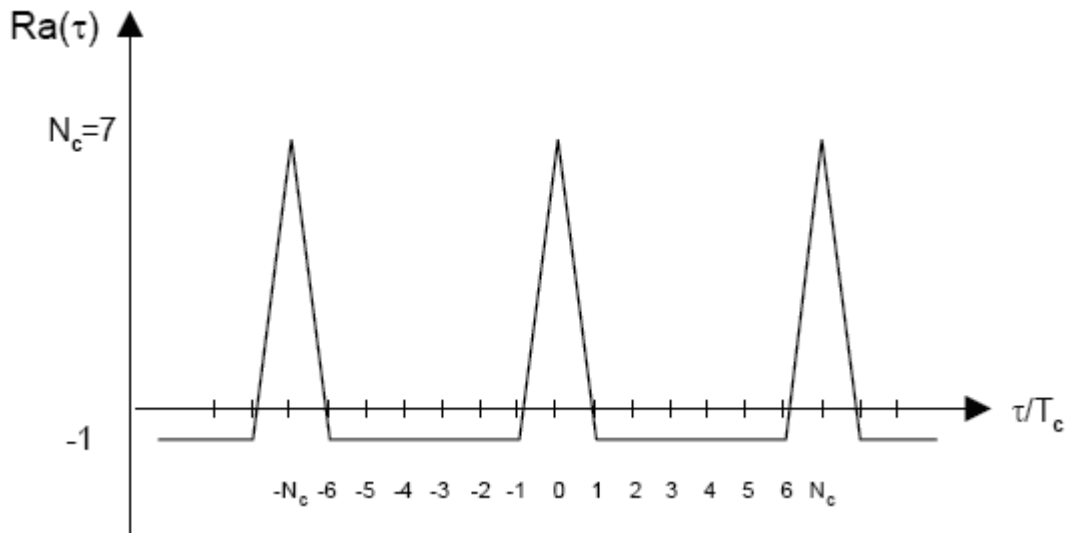


Figura 19. Auto-correlación de la secuencia PN +1+1+1-1+1-1-1

3.3.3 Correlación Cruzada

Esta propiedad describe la interferencia entre dos códigos PN, pn_i y pn_j :

$$R_{ij} = \int_{-N_c T_c}^{N_c T_c} pn_i(t) pn_j(t) dt$$

La correlación cruzada es la medida de acuerdos entre dos códigos p_{n_i} y p_{n_j} . Cuando la correlación cruzada $R_c(\tau)$ es cero para todo tiempo τ , los códigos son ortogonales. Por ejemplo, en CDMA (*Code Division Multiple Access*, Acceso Múltiple por División de Código) múltiples usuarios ocupan el mismo ancho de banda y transmiten simultáneamente. Cuando los códigos de los usuarios son ortogonales, no hay interferencia entre los usuarios después del des-ensanchamiento y se mantiene la privacidad de cada comunicación.

En la práctica los códigos no son perfectamente ortogonales, por lo tanto la correlación cruzada entre códigos de usuarios disminuye el desempeño del sistema (incrementando la potencia de ruido después del des-ensanchamiento), lo que limita el número máximo de usuarios.

3.4 Tipos de Código

Existen varios tipos de códigos o secuencias que por sus propiedades particulares se emplean en diferentes aplicaciones en sistemas de telecomunicaciones. A continuación se mencionan los siguientes:

3.4.1 Secuencias m

Las secuencias m son generadas por un registro binario de desplazamiento realimentado con una función lineal de su contenido, como se muestra en la figura 20. El término binario se refiere a que el contenido de los elementos del registro son bits. La realimentación se basa en funciones que realizan una suma modulo 2 (función OR-exclusiva). Un registro de n etapas puede generar una secuencia periódica de periodo máximo 2^n-1 .

El periodo real generado depende de la lógica que se utilice en la realimentación. Esta lógica de realimentación se representa mediante un polinomio de grado n con

coeficientes binarios, donde cada coeficiente distinto de cero denota una rama de realimentación. A este polinomio se le denomina polinomio característico.

Las conexiones de los registros al módulo sumador vienen determinadas por el polinomio generador de la secuencia PN, que es de la forma:

$$G(X) = 1 + A_1X + A_2X^2 + \dots + A_NX^N$$

Donde A_i es '1' o '0' dependiendo si hay conexión o no con el módulo sumador.

El estado inicial de los registros es lo que se denomina código de inicio.

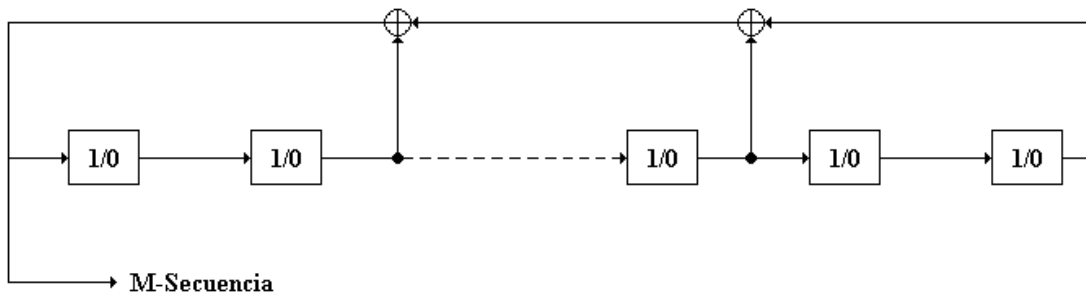


Figura 20. Esquema de un generador de secuencias m

3.4.2 Códigos Gold

Las secuencias de Gold son generadas mediante la suma módulo-2 de dos Secuencias m de igual longitud como se puede ver en la figura 21.

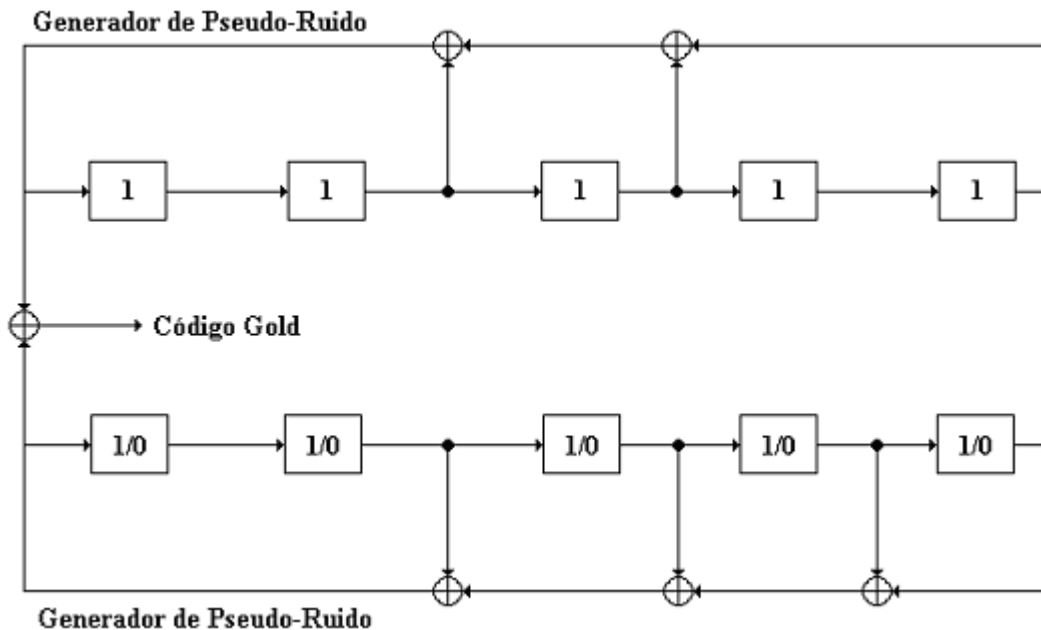


Figura 21. Esquemas de un generador de códigos Gold

Aunque el número de M-Secuencias que se pueden utilizar es bajo, se pueden obtener un gran número de secuencias de Gold. Esto es debido a que dos M-Secuencias pueden tener hasta $2N-1$ desplazamientos relativos diferentes entre ellas, y cada desplazamiento resulta en una secuencia de Gold diferente.

3.4.3 Códigos Hadamard-Walsh

En 1923, J.L Walsh definió un sistema de funciones ortogonales. La característica más importante de los códigos de Walsh es la perfecta ortogonalidad entre los códigos, y es por ello, que se utilizan en aplicaciones de comunicaciones. Las secuencias de Walsh son utilizadas en UMTS² (*Universal Mobile Telecommunication System*, Sistema Universal de Telecomunicaciones Móviles) como códigos de canalización en canales en el enlace de subida (*Uplink*, *UL*) y en el enlace de bajada (*Downlink*, *DL*).

² WCDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*, Acceso Múltiple por División de Código de Banda Ancha) es la tecnología de radiocomunicaciones utilizada en UMTS. Es por eso que las siglas "UMTS" y "WCDMA" suelen utilizarse en forma indistinta.

Las secuencias de Walsh se pueden generar con la ayuda de las denominadas matrices de *Hadamard*, las cuales son matrices cuadradas. Cada fila o columna de una matriz de *Hadamard* es una secuencia de Walsh. Las matrices de *Hadamard* se pueden calcular utilizando la siguiente regla recursiva:

$$H_{2^i} = \begin{bmatrix} H_{2^{i-1}} & H_{2^{i-1}} \\ H_{2^{i-1}} & -H_{2^{i-1}} \end{bmatrix} \text{ con } H_1 = [1]$$

Que es lo mismo que escribir:

$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad H_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad H_8 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$$

En cada caso la primera fila (fila 0) de cada matriz consiste enteramente de 1s y cada una de las otras columnas contiene $2^{i/2}$ ceros y $2^{i/2}$ unos.

El número de elementos diferentes entre un par de filas es exactamente de $2^{i/2}$. Para la matriz H_8 la distancia (número de elementos diferentes) entre cualquier par de filas es 4.

Sin incluir la fila 0, la correlación cruzada entre cualquier par de filas es cero debido a que los códigos son ortogonales

3.4.4 Códigos Barker

Los códigos Barker tienen diferentes longitudes y poseen similares propiedades de auto-correlación con las *secuencias-m*.

El estándar IEEE 802.11 especifica la utilización de códigos Barker como la secuencia pseudos-aleatoria que se emplea en los sistemas DSSS. Los códigos Barker son conocidos por sus buenas propiedades de correlación, la tabla numero 1 contiene la lista completa de todos los códigos Barker conocidos.

LONGITUD DEL CÓDIGO	SECUENCIA BARKER
1	+1
2	+1+1 o +1 -1
3	+1+1-1
4	+1+1+1-1 o +1+1-1+1
5	+1+1+1-1+1
7	+1+1+1-1-1+1-1
11	+1-1+1+1-1+1+1+1-1-1-1
13	+1+1+1+1+1-1-1+1+1-1+1-1+1

Tabla 1. Listado de códigos Barker conocidos

La secuencia o código Barker de longitud $N=11$ es utilizado para el ensanchamiento del estándar IEEE 802.11b para las velocidades de 1 y 2 Mbps.

La sumatoria para el código barker de 11 chips es igual a +1, lo que indica que esta balanceado:



La grafica para la función de auto-correlación $R_a(\tau)$ del código barker de 11 chips se muestra en la figura 22.

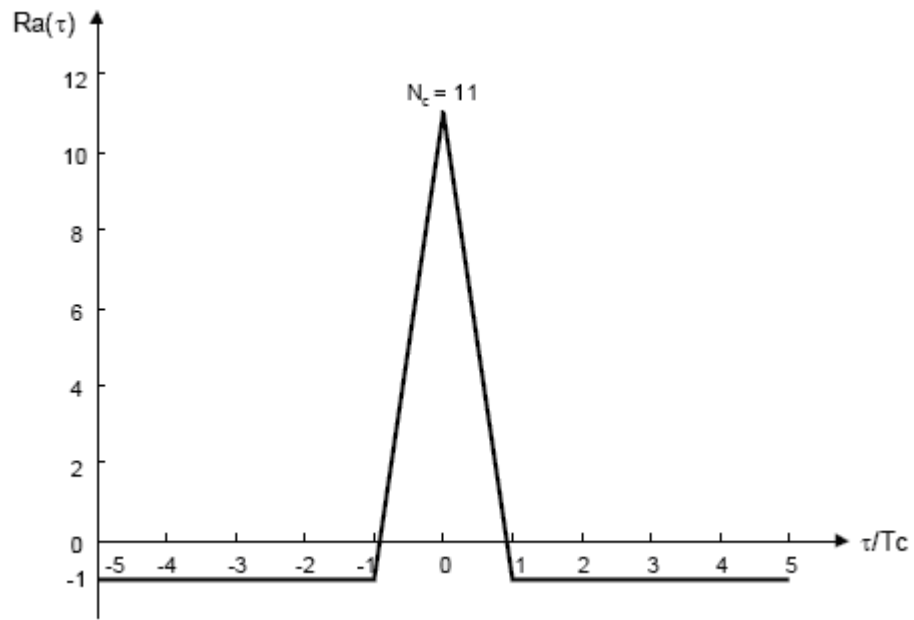


Figura 22. Auto-correlación del código Barker

4. SECUENCIAS COMPLEMENTARIAS

4.1 SECUENCIAS COMPLEMENTARIAS BINARIAS

En el estándar IEEE 802.11b se especifica un esquema de codificación llamado CCK (*Complementary Code Keying*, Codificación en Códigos Complementarios) que es utilizado para realizar la transmisión a velocidades de 5.5 y 11 Mbps.

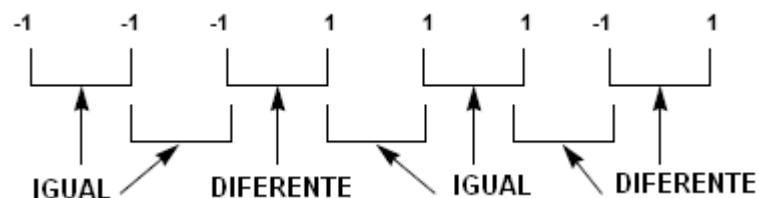
CCK esta basado en secuencias complementarias. Uno de los primeros trabajos conocido sobre este tema fue publicado en 1951 por Marcel J.E Golay³.

Un código o secuencia complementaria binaria es un subconjunto de una clase más general de códigos conocidos como polifásicos; los códigos complementarios se definen como secuencias o series binarias complementarias, comprenden secuencia pares finitas de igual longitud que tienen la siguiente propiedad: el número de parejas con iguales elementos y determinada separación en una secuencia o serie es igual al número de parejas de elementos no similares con la misma separación en la otra secuencia.

Para entender la definición anterior se puede utilizar el siguiente ejemplo:

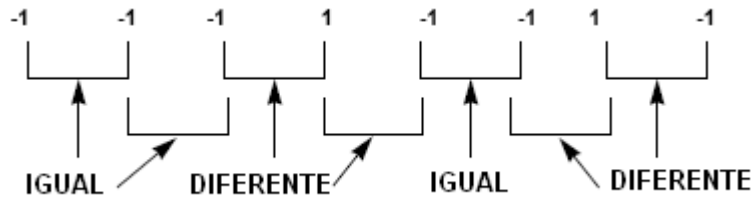
Se tienen dos secuencias complementarias

Secuencia 1:



³ Golay, M.J.E., "Static Multislit Spectrometry and Its Application to the Panoramic Display of Infrared Spectra", J. Opt. Soc. Am, Vol. 41, No. 7, p.468-472; July 1951.

Secuencia 2:



La secuencia 1 tiene 4 pares de elementos iguales y 3 pares de elementos diferentes con una separación⁴ de 1; mientras que la secuencia 2 tiene 4 pares de elementos diferentes y 3 pares de elementos iguales con la misma separación (separación = 1). En la tabla 2 se resumen los resultados de la comparación de las secuencias para las separaciones de 1, 2 y 3

SEPARACION ENTRE PARES	SECUENCIA 1		SECUENCIA 2	
	IGUAL	DIFERENTE	IGUAL	DIFERENTE
1	4	3	3	4
2	3	3	3	3
3	1	4	4	1

Tabla 2. Resultado de la comparación entre la secuencia 1 y 2.

Los códigos complementarios tienen la propiedad de auto-correlación periódica, el vector suma es cero excepto cuando el cambio de periodo es cero. Esta propiedad hace que estos códigos se utilicen en sistemas de comunicaciones digitales. Si se determina un par de secuencias complementarias con elementos a_i y b_i , donde $i=1,2,\dots,n$, la respectiva secuencias auto-correlacionada son determinadas por las series:

$$c_j = \sum_{i=1}^{n_j} a_i a_{i+j}$$

$$d_j = \sum_{i=1}^{n_j} b_i b_{i+j}$$

En donde j es el cambio de periodo

⁴ Espacios que hay entre determinados pares de bits.

Idealmente las dos secuencias son complementarias si:

$$c_j + d_j = 0 \quad \rightarrow \quad j \neq 0$$

$$c_j + d_j = 2n \quad \rightarrow \quad j = 0$$

En donde n es la longitud de la palabra código.

Se puede poner a prueba la propiedad auto-correlativa de dos códigos complementarios binarios en las secuencias 1 y 2. La función de auto-correlación es el resultado de la auto-correlación sobre todos los cambios de bits de los códigos.

En la tabla 3 se evalúa la función de auto-correlación para las 2 secuencias complementarias del ejemplo anterior

CAMBIO	CODIGO	c_j	CODIGO	d_j	c_j+d_j
0	-1 -1 -1 1 1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 1	8	-1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1	8	16
1	-1 -1 -1 1 1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 1 1 -1	0	-1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1	0	0
2	-1 -1 -1 1 1 1 -1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 1	0	-1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 1 -1 -1 -1 -1 1 -1 -1	0	0
3	-1 -1 -1 1 1 1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 1	-4	-1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 -1 1 -1	4	0
4	-1 -1 -1 1 1 1 -1 1 1 1 -1 1 -1 -1 -1 1	0	-1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 -1 -1 1	0	0
5	-1 -1 -1 1 1 1 -1 1 1 1 1 -1 1 -1 -1 -1	-4	-1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 -1	4	0
6	-1 -1 -1 1 1 1 -1 1 -1 1 1 1 -1 1 -1 -1	0	-1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1	0	0
7	-1 -1 -1 1 1 1 -1 1 -1 -1 1 1 1 -1 1 -1	0	-1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1	0	0

Tabla 3. Función de auto-correlación para las secuencias 1 y 2.

4.2 SECUENCIAS COMPLEMENTARIAS POLIFÁSICAS

Después de definir los códigos complementarios binarios, se definen los códigos complementarios polifásicos. Los códigos complementarios binarios son secuencias binarias que tienen propiedades complementarias; así mismo un

código complementario polifásico es una secuencia que tiene propiedades complementarias, en donde los elementos tienen parámetros de fase.

Por ejemplo un código polifásico puede contener elementos con 4 fases diferentes. En el estándar IEEE 802.11b se define un conjunto de códigos complementarios complejos, en donde cada elemento es un miembro del conjunto de números complejos $\{1, -1, j, -j\}$ y se caracterizan por la propiedad de auto correlación descrita previamente para códigos binarios.

Los códigos CCK para IEEE 802.11b son polifásicos complementarios.

Los códigos complementarios son utilizados para codificar y modular la forma de onda del estándar IEEE 802.11b para alcanzar velocidades de 5.5 y 11 Mbps. Como DSSS es la técnica utilizada en IEEE 802.11b, los códigos complementarios definidos en el estándar son definidos como códigos de ensanchamiento debido a que son utilizados para ocupar el ancho de banda de la forma de onda DSSS. Estos códigos tienen una longitud de 8 chips complejos, los cuales forman un símbolo.

5. ENSANCHAMIENTO, MODULACION Y VELOCIDADES DE TRANSMISION DE DATOS

5.1 ENSANCHAMIENTO PARA VELOCIDADES DE TRANSMISIÓN DE DATOS DE 1 Y 2 MBPS

El Estándar DSSS 802.11 original especifica una secuencia de código de Seudo Ruido (PN, *Pseudo Noise*) o pseudoaleatorio llamada código Barker de 11 chips (*chipping codes*⁵) para ensanchar todos los datos enviados sobre el aire. Esta secuencia incrementa la resistencia a las interferencias. Cuando se usa un código *chipping*, si uno o mas bits del patrón son afectados durante la transmisión, los datos pueden ser recuperados debido a la redundancia.

Cada secuencia de 11 chips representa un solo bit de datos (1 ó 0). La secuencia Barker que se utiliza como secuencia de código de Seudo Ruido (PN, *Pseudo Noise*) o pseudoaleatoria es la siguiente:

1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 1, 0, 0, 0

El proceso básicamente consiste en realizar una función XOR entre los bits a transmitir (secuencia de datos) y la secuencia pseudoaleatoria Barker de 11 bits, como se observa en la figura 23.

⁵ Secuencia específica por la cual se reemplaza cada uno de los bits a ser transmitidos.

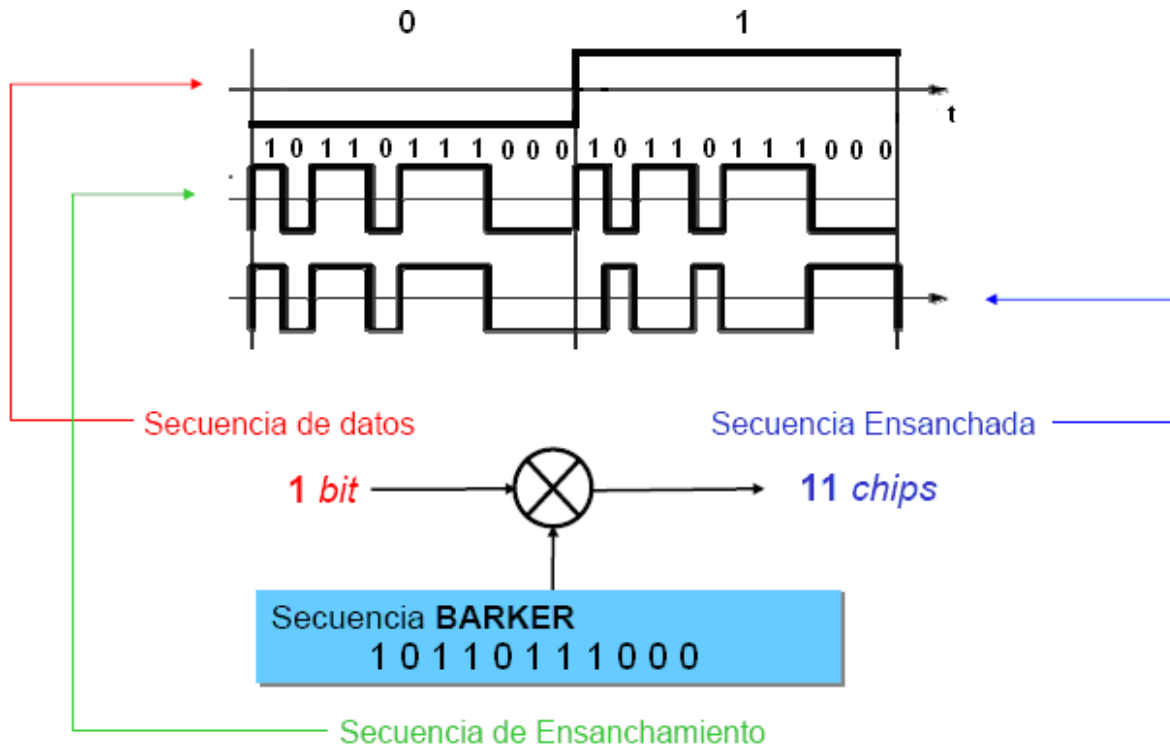


Figura 23. Operación XOR entre la secuencia de ensanchamiento y los bits a transmitir.

5.2 MODULACIÓN PARA VELOCIDADES DE TRANSMISIÓN DE DATOS DE 1 MBPS

DBPSK para 1Mbps y DQPSK para 2 Mbps, más que modular, lo que realmente hacen es codificar la señal, puesto que por cada bit o 2 bits de entrada, generan unos coeficientes reales y complejos para 1Mbps y 2 Mbps respectivamente que al multiplicarse con la portadora de RF, hacen que esta realice los cambios de fase respectivos.

La codificación es diferencial puesto que la información no está contenida en la fase absoluta, sino en las transiciones. La referencia de fase se toma del intervalo inmediatamente anterior, con lo que el detector decodifica la información digital basándose en diferencias relativas de fase.

Con DBPSK se codifica la información para que cada bit de entrada represente un cambio relativo de fase. Los cambios relativos de fase que se presentan son de 0

grados en cuyo caso se indica que se está transportando un cero y de 180 grados (Π), indicando que se transmite un uno

La codificación DBPSK para la velocidad de transmisión de datos de 1 Mbps se muestra en la tabla 4, se asume que el bit inmediatamente anterior es 0.

Bit de entrada	Cambio de fase ($+jw^6$)
0	0
1	Π

Tabla 4. Codificación DBPSK para 1 Mbps.

En la figura 24 se muestra gráficamente el bit que representa cada cambio de fase.

DBPSK: 1 Simbolo = 1 Bit

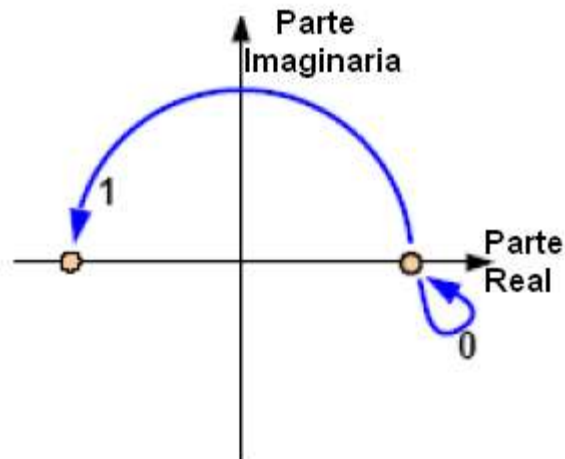


Figura 24. Cambio de fase con DBPSK

En la figura 25 se muestra el ensanchamiento y la codificación para la velocidad de transmisión de 1 Mbps.

⁶ $+jw$ será definido como la rotación contraria a las manecillas del reloj.

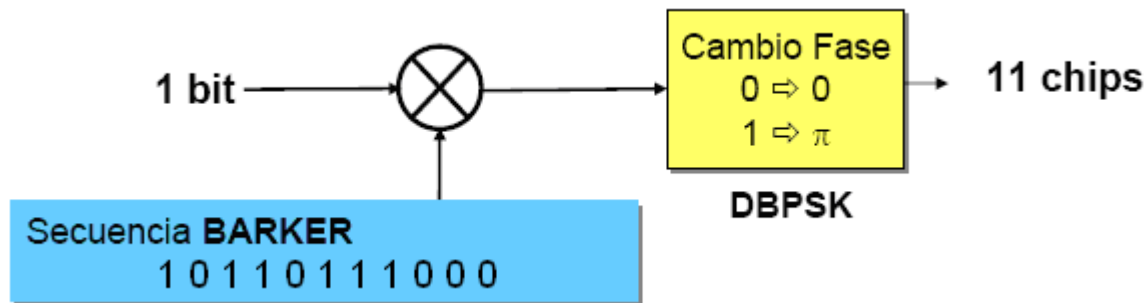


Figura 25. Ensanchamiento y codificación diferencial para 1Mbps

Para un bit de entrada una de las siguientes secuencias de chips es transmitida:

- 0 → +1,+1,-1,+1,+1,-1,+1,-1,-1,-1,-1
- 1 → -1,+1,+1,+1,-1,-1,-1,-1,+1,-1,+1

5.3 MODULACIÓN PARA VELOCIDADES DE TRANSMISIÓN DE DATOS DE 2 MBPS

En el caso de 2 Mbps, se utiliza la codificación DQPSK; ésta duplica la velocidad de transmisión sobre un mismo ancho de banda, por lo tanto logra una mayor eficiencia en el uso del espectro.

La señal ensanchada se codifica con DQPSK generando los cambios de fase que afectarán la portadora de RF.

Con DQPSK se codifica la información para que cada 2 bits de entrada representen un cambio relativo de fase, es decir, si los dos bits que se desean transmitir son 00 se genera un cambio de fase de 0° , un 01 genera un cambio de fase de $\pi/2$, un 11 genera un cambio de fase de π y un 10 genera un cambio de fase de $3\pi/2$; esto da la posibilidad de obtener una mayor velocidad de transmisión de datos.

La codificación DQPSK para la velocidad de transmisión de datos de 2 Mbps se muestra en la tabla 5.

Dibit ⁷ Patron	Cambio de fase (+jw)
00	0
01	$\pi/2$
11	π
10	$3\pi/2$

Tabla 5. Codificación DQPSK para 2 Mbps.

En la figura 26 se muestra gráficamente los bits que representan cada cambio de fase.

DQPSK: 1 Simbolo = 2 Bits

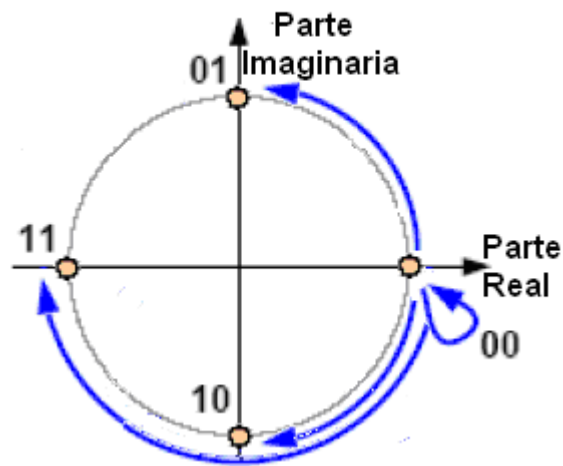


Figura 26. Cambio de fase con DQPSK

En la figura 27 se muestra el ensanchamiento y la codificación para 2 Mbps.

⁷ Dibit: un par de bits.

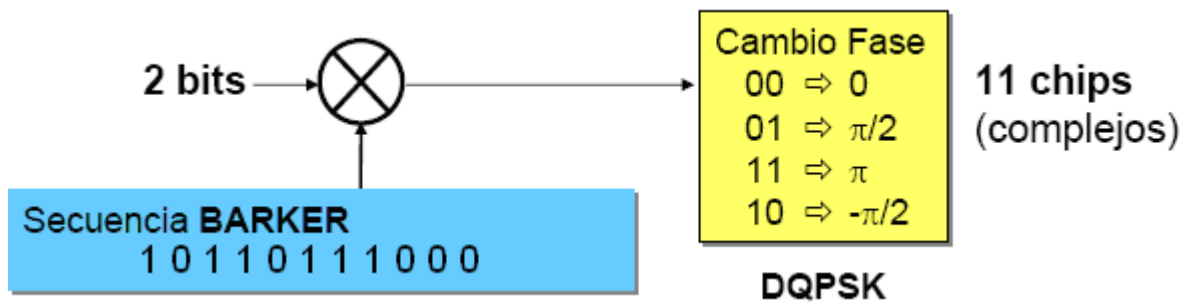


Figura 27. Ensanchamiento y codificación diferencial para 2Mbps

El chip que esta más a la izquierda es el primero en ser transmitido y además debe estar alineado con el inicio del símbolo transmitido.

Para dos bits de entrada, una de las siguientes secuencias de chips será transmitida:

- 00 ➔ $-j, +j, +1, -1, -1, +j, +1, +j, -j, +1, +1$
- 01 ➔ $-j, +j, +1, -1, -1, -1, -j, -1, -1, +j, -j$
- 11 ➔ $+j, +j, -1, -1, +1, +j, -1, +j, +j, +1, -1$
- 10 ➔ $+j, +j, -1, -1, +1, -1, +j, -1, +1, +j, +j$

5.4 CODIFICACIÓN Y MODULACIÓN PARA VELOCIDADES DE TRANSMISIÓN DE DATOS DE 5.5 Y 11 MBPS

Para incrementar la velocidad de transmisión de datos en el Estándar IEEE 802.11b, se emplean técnicas de codificación avanzadas. En lugar de la secuencia Barker de 11 chips, 802.11b especifica la Codificación por Código Complementario (CCK, *Complementary Code Keying*), la cual utiliza una serie de códigos llamados Secuencias Complementarias. Hasta 8 bits se pueden representar por una palabra de código particular (en vez de 1 bit representado por la secuencia Barker). En conjunto, estas palabras codificadas tienen propiedades matemáticas únicas que les permiten ser diferenciadas correctamente unas de otras por un receptor, aún

en presencia de ruido considerable o el desvanecimiento generado por multitrayectoria.

La velocidad de 5.5 Mbps hace uso de CCK para codificar 4 bits por símbolo, mientras que en la velocidad de 11 Mbps se codifican 8 bits por símbolo. Es así como las velocidades de datos más altas son obtenidas.

Para la codificación CCK, la longitud del código de ensanchamiento es 8 y se encuentra basada en códigos complementarios complejos. La duración del símbolo es exactamente de 8 chips complejos.

La ecuación (1) se utiliza para obtener la palabra código que realiza el ensanchamiento en 5.5 y 11 Mbps

$$\begin{aligned}
 & \left[\begin{matrix} c_0 \\ c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \\ c_5 \\ c_6 \\ c_7 \end{matrix} \right] = \left[\begin{matrix} \cos(\phi_1) & \sin(\phi_1) & \cos(\phi_2) & \sin(\phi_2) & \cos(\phi_3) & \sin(\phi_3) & \cos(\phi_4) & \sin(\phi_4) \\ \cos(\phi_1) & \sin(\phi_1) & \cos(\phi_2) & \sin(\phi_2) & \cos(\phi_3) & \sin(\phi_3) & \cos(\phi_4) & \sin(\phi_4) \\ \cos(\phi_1) & \sin(\phi_1) & \cos(\phi_2) & \sin(\phi_2) & \cos(\phi_3) & \sin(\phi_3) & \cos(\phi_4) & \sin(\phi_4) \\ \cos(\phi_1) & \sin(\phi_1) & \cos(\phi_2) & \sin(\phi_2) & \cos(\phi_3) & \sin(\phi_3) & \cos(\phi_4) & \sin(\phi_4) \\ \cos(\phi_1) & \sin(\phi_1) & \cos(\phi_2) & \sin(\phi_2) & \cos(\phi_3) & \sin(\phi_3) & \cos(\phi_4) & \sin(\phi_4) \\ \cos(\phi_1) & \sin(\phi_1) & \cos(\phi_2) & \sin(\phi_2) & \cos(\phi_3) & \sin(\phi_3) & \cos(\phi_4) & \sin(\phi_4) \\ \cos(\phi_1) & \sin(\phi_1) & \cos(\phi_2) & \sin(\phi_2) & \cos(\phi_3) & \sin(\phi_3) & \cos(\phi_4) & \sin(\phi_4) \\ \cos(\phi_1) & \sin(\phi_1) & \cos(\phi_2) & \sin(\phi_2) & \cos(\phi_3) & \sin(\phi_3) & \cos(\phi_4) & \sin(\phi_4) \end{matrix} \right] \cdot \left[\begin{matrix} c_0 \\ c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \\ c_5 \\ c_6 \\ c_7 \end{matrix} \right] \quad (1)
 \end{aligned}$$

Donde c es la palabra código y va desde c_0 a c_7

Los términos ϕ_1 , ϕ_2 , ϕ_3 y ϕ_4 son definidos de forma diferente dependiendo de la velocidad utilizada, como se muestra en 5.4.1 para 5.5 Mbps y en 5.4.2 para 11 Mbps.

Esta ecuación genera 8 chips complejos (c_0 , c_1 , c_2 , c_3 , c_4 , c_5 , c_6 y c_7), donde c_0 es transmitido primero en el tiempo. Esta codificación utiliza la transformada de Hadamard, donde ϕ_1 se suma a todos los chips, ϕ_2 se suma a todos los chips impares, ϕ_3 se suma a todas las parejas impares de chips, y ϕ_4 se sumada a todos los cuartetos de chips impares.

Analizando la formula (1), se puede notar que el termino ϕ_1 , codificado por DQPSK, modifica la fase de todos los chips complejos de la secuencia, y como ϕ_1

introduce el mismo *offset* a todos los chips, la codificación CCK produce los mismos cambios de fase que la codificación diferencial DQPSK.

5.4.1 Codificación CCK para 5.5 Mbps

Para lograr que el estándar trabaje a una velocidad de 5.5 Mbps se utiliza CCK, para esta velocidad de transmisión se agrupan los bits que representan la información del usuario en 4 bits (d0 a d3; d0 primero en el tiempo) y se codifican para obtener la palabra código a transmitir de 8 chips complejos.

Con los bits d0, d1, d2 y d3 se encuentran los parámetros de fase $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ y φ_4 .

Los bits d2 y d3 se codifican haciendo uso de CCK, este dicit de datos determinan φ_2, φ_3 , y φ_4 como se muestra en la ecuación (2).

$$\begin{aligned} \varphi_2 &= (d_2 \pi) + \pi/2 \\ \varphi_3 &= 0 \\ \varphi_4 &= d_3 \pi \end{aligned} \tag{2}$$

Estos dos últimos bits son utilizados para seleccionar 1 de 4 (número de vectores complejos posibles = 2^2) vectores complejos con longitud de 8 chips para crear el símbolo a transmitir. Los 4 vectores complejos se muestran en la tabla 7 y se derivan de las ecuaciones (1) y (2).

d2, d3	c0	c1	c2	c3	c4	c5	c6	c7
00	1j	1	1j	-1	1j	1	-1j	1
01	-1j	-1	-1j	1	1j	1	-1j	1
11	-1j	1	-1j	-1	-1j	1	1j	1
10	1j	-1	1j	1	-1j	1	1j	1

Tabla 7. Vectores complejos utilizados para 5.5 Mbps.

Con los primeros dos bits (d0 y d1) se encuentra el parámetro de fase φ_1 por medio de la codificación DQPSK. Se puede observar que en la formula (1) φ_1 modifica las fase de los 8 chips complejos ocasionando que DQPSK modifique el símbolo completo. La codificación DQPSK se encuentra especificada en la tabla 8 (en la tabla, $+j\omega$ se define como una rotación en contra de las agujas del reloj). El cambio de fase para φ_1 es relativo a la fase φ_1 del símbolo que lo precede.

Todos los símbolos numerados impares suministran una rotación extra de 180 grados (π), en adición a la codificación DQPSK como se muestra en la tabla 8. Los símbolos se enumeran iniciando con el "0" para el primer símbolo, con el propósito de determinar los símbolos pares e impares. La transmisión comienza con un símbolo par.

Patrón Dibit (d0, d1)	Cambio de fase de símbolos pares (+jω)	Cambio de fase de símbolos impares (+jω)
00	0	π
01	$\pi/2$	$3\pi/2(-\pi/2)$
11	π	0
10	$3\pi/2(-\pi/2)$	$\pi/2$

Tabla 8. Codificación DQPSK

Estos chips complejos, que forman el símbolo a transmitir, afectan la fase de la portadora de radiofrecuencia.

5.4.2 CODIFICACIÓN CCK PARA 11 MBPS

Para lograr que el estándar trabaje a una velocidad de 11 Mbps se utiliza CCK, para esta velocidad de transmisión se agrupan los bits que representan la información del usuario en 8 bits (d0 a d7; d0 primero en el tiempo) y se codifican para obtener la palabra código a transmitir de 8 chips complejos.

Con los bits $d_0, d_1, d_2, d_3, d_4, d_5, d_6$ y d_7 se encuentran los parámetros de fase $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ y φ_4 de la ecuación (1).

Con los primeros dos bits (d_0 y d_1) se encuentra el parámetro de fase φ_1 por medio de DQPSK. Se puede observar que en la fórmula (1) φ_1 modifica la fase de los 8 chips complejos ocasionando que DQPSK modifique el símbolo completo. La codificación DQPSK se encuentra especificada en la tabla 11. El valor de fase para φ_1 es relativo a la fase φ_1 del símbolo que lo precede.

Los siguientes 6 bits son utilizados para seleccionar 1 de 64 (número de vectores complejos posibles = 2^6) vectores complejos con longitud de 8 chips para crear el símbolo a transmitir.

Estos bits son agrupados en los dibits (d_2, d_3), (d_4, d_5), y (d_6, d_7) y codifican φ_2, φ_3 , y φ_4 respectivamente, basados en QPSK como se especifica en la tabla 9.

Patron Dibit ($d_i, d_{(i+1)}$)	Fase
00	0
01	$\pi/2$
10	π
11	$3\pi/2$ ($-\pi/2$)

Tabla 9. Codificación QPSK para 11 Mbps.

Para esta velocidad de transmisión CCK realiza la codificación de la señal pero no el ensanchamiento; esta técnica se adapta para que la información se envíe a una velocidad de datos mayor que 1 y 2 Mbps pero empleando el mismo ancho de banda de estas velocidades.

En la figura 28 se muestra el diagrama de bloques para la codificación CCK para 11 Mbps. Se observa que se forman grupos de 8 bits con los datos de usuario, de

los cuales 6 bits se utilizan para seleccionar 1 de los 64 códigos complejos, mientras que los otros dos bits realizan el desplazamiento de fase con DQPSK.

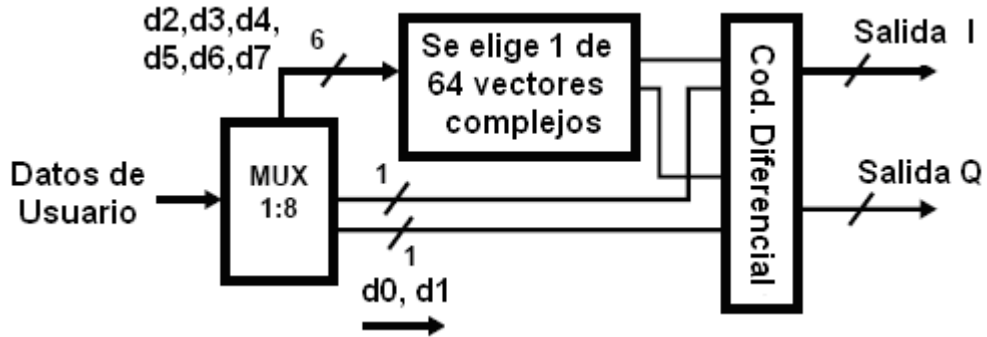


Figura 28. Diagrama de bloques simplificado para la codificación CCK

5.5 PROCESOS BÁSICOS EN LA ETAPA DE RF

Para entender como funciona la etapa de radiofrecuencia en sistemas de transmisión digital, a continuación se explica una etapa de RF utilizada para el estándar 802.11b que emplea un modulador QPSK en la etapa de RF, utilizando modulación directa.

Un diagrama de bloques del modulador QPSK se muestra en la figura 29.

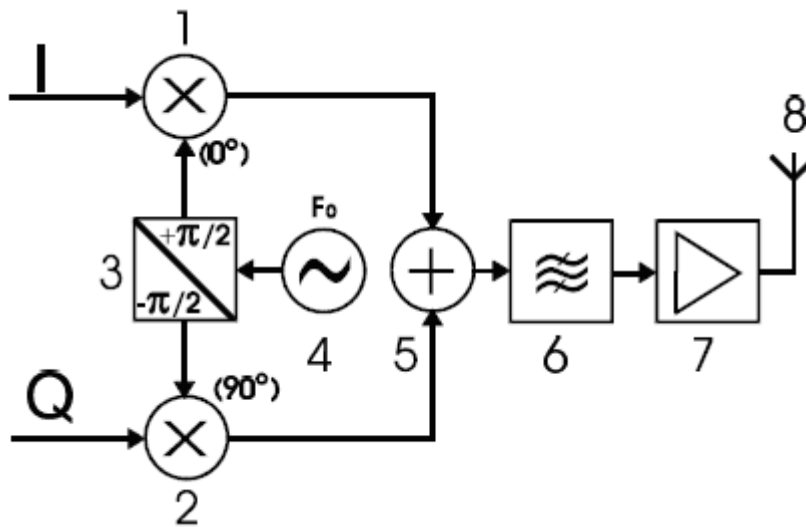


Figura 29. Modulador QPSK, amplificador y filtro.

En donde:

- 1 y 2 Mezcladores doblemente balanceados.
- 3 Modificador de fase.
- 4 Oscilador local de RF.
- 5 Combinador.
- 6 Filtro pasabanda
- 7 Amplificador de potencia.
- 8 Antena.

La señal en banda base ingresa a la etapa de Radiofrecuencia. El oscilador local genera la portadora de RF, esta señal va al modificador de fase. Se utiliza un circuito simple RC para cambiar la fase a $+45^\circ$ y -45° , como se muestra en la figura 30, esto proporciona 90° de cambio de fase para la señal en Cuadratura (Q).

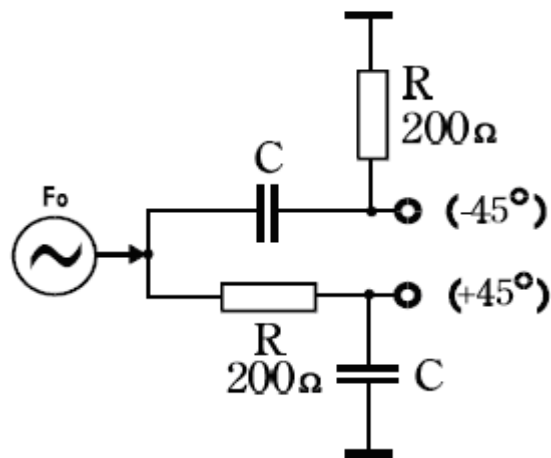


Figura 30. Circuito divisor de fase.

El mezclador 1 obtiene directamente la señal del oscilador local 4. Después de combinar (5) las dos señales, se envían a un amplificador de potencia a través de un filtro pasabanda; entonces la señal es radiada por la antena.

Cabe notar que tanto para DBPSK como para DQPSK las componentes en Fase (I) y en Cuadratura (Q) están siempre presentes, solo que para DBPSK la componente en Cuadratura siempre va a ser 0, mientras para DQPSK si va a variar.

6. RECEPTOR TIPO RAKE

Las Redes Inalámbricas de Área Local son utilizadas en diferentes ambientes como casas, oficinas e industrias. Debido a la presencia de obstáculos en las trayectorias directas o a los diferentes caminos que toma la señal para ir del origen al destino se produce el fenómeno de multipropagación o multitrayectoria y trae como consecuencia que lleguen ecos de la señal en diferentes instantes de tiempo al receptor. Se deben emplear determinados procesos en recepción para resolver este problema.

El estándar IEEE 802.11b emplea un receptor tipo RAKE para contrarrestar el desvanecimiento por multitrayectoria, este tipo de receptores se basan en el concepto de diversidad de espacio.

Las señales provenientes de diferentes caminos tienen diferentes desfases y amplitud pero todas tienen la misma información. La variación de la potencia instantánea de la señal recibida se debe a que la señal que le llega al receptor es el resultado de la suma de todas las señales multicamino y en algunos casos la suma resulta constructiva pero en otros resulta destructiva. El poder recuperar cada una de las señales multicamino por aparte para después combinarlas de manera apropiada de tal forma que el resultado sea siempre constructivo es lo que se conoce como diversidad debida a múltiples trayectos.

En figura 31 se supone que al receptor le llegan tres señales multicamino, la amplitud de la señal transmitida es A y los coeficientes de desvanecimiento tienen amplitudes A_1 , A_2 , y A_3 y fases ϕ_1 , ϕ_2 y ϕ_3 respectivamente.

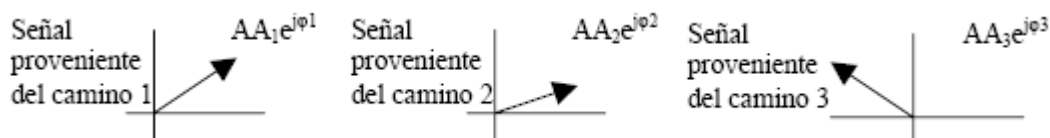


Figura 31. Fasores que representan las señales provenientes de tres caminos diferentes

Una vez se logra separar las señales por medio de la correlación entre el código PN y la señal que llega a cada rama, se implementa la técnica de Combinación de Tasa Máxima (MRC, *Maximum Ratio Combining*), que multiplica la señal de un camino por el complejo conjugado del coeficiente de desvanecimiento que afectó la señal en ese camino y de esta manera la señal queda netamente real y se garantiza que su contribución, a la suma que se hace posteriormente, va a ser siempre constructiva. En la figura 32 se puede observar la Combinación de Tasa Máxima para el caso de tres señales multicamino.

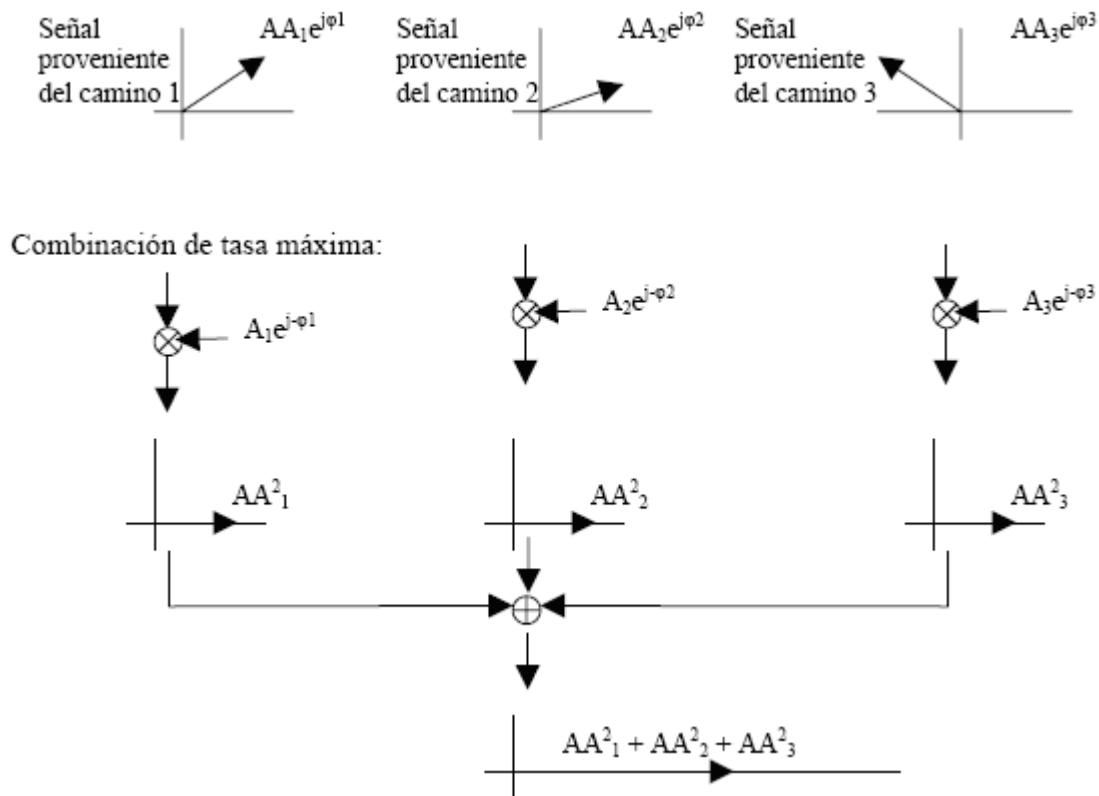


Figura 32. Combinación de Tasa Máxima para el caso de tres señales multicamino

6.1 ESTRUCTURA BASICA DEL RECEPTOR TIPO RAKE

El receptor tiene un determinado número de ramas y el objetivo es que cada rama recupere la señal del usuario proveniente de una trayectoria diferente para luego sumarlas constructivamente utilizando la técnica de combinación de tasa máxima.

La figura 33 representa el modelo del receptor RAKE.

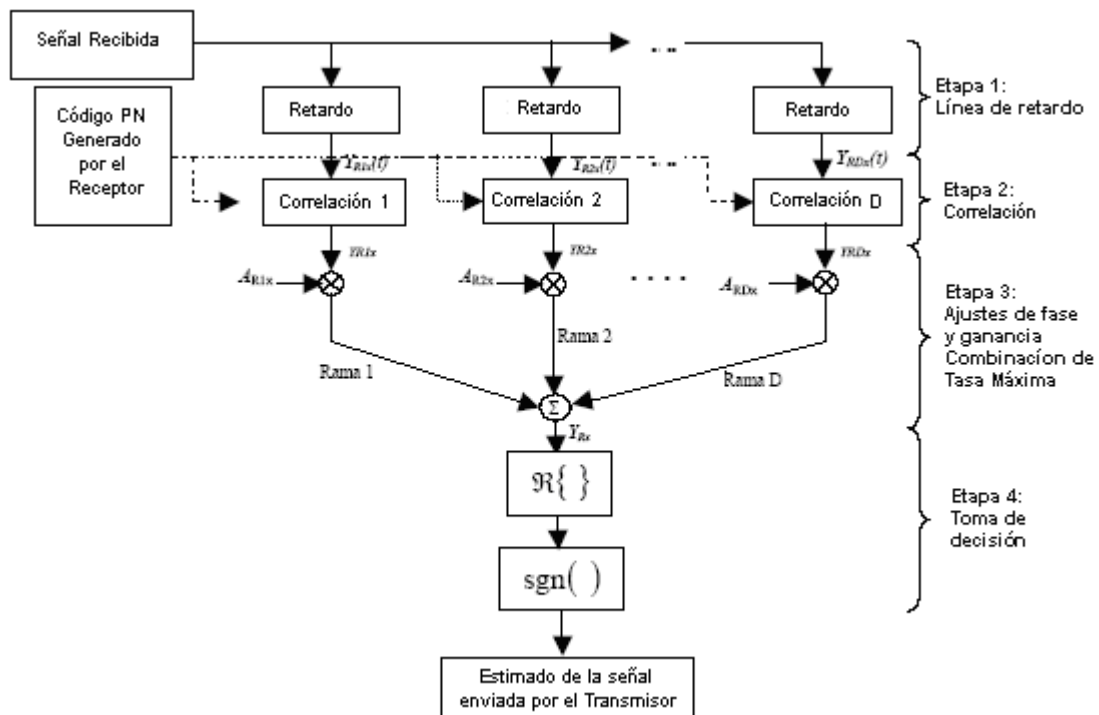


Figura 33. Diagrama en bloques de un receptor RAKE

Las funciones que cumple el receptor son las siguientes: alinear en el mismo tiempo las señales que llegan en diferentes momentos por efecto de la multitrayectoria, utilizar la técnica de correlación para detectar de forma independiente los ecos de la señal, aplicar la técnica de Combinación de Tasa Máxima, que multiplica la señal de cada rama por el complejo conjugado que afectó la señal en ese camino y que de esta manera la señal quede netamente real, y realizar la suma algebraica de los ecos en forma constructiva.