

APLICACIÓN: ESTUDIO DE LA MODULACIÓN QPSK EN COMUNICACIONES POR RAFAGAS

4.1. INTRODUCCIÓN

El objetivo de esta parte del proyecto es comparar cuatro criterios a la hora de estimar la frecuencia portadora para corregir el offset que se produce por la ligera diferencia del oscilador del receptor con respecto al del transmisor en comunicaciones por ráfagas, utilizando una modulación QPSK.

Antes de ello se va a ver como es una transmisión de datos utilizando una modulación QPSK, se va a hablar de los problemas que conlleva una mala sincronización en un sistema de comunicación así como los métodos usados en comunicaciones por ráfagas para la sincronización como son las técnicas basadas en la ayuda de datos (“*data-aided*”).

4.2. TEORÍA

Un sistema de comunicación esta formado principalmente por tres subsistemas: un transmisor, un canal y un receptor.

La función del transmisor es procesar la información para adecuarla de manera efectiva al canal con el objetivo de alcanzar una alta eficiencia en la transmisión. Estos realizan una modulación que consiste en variar sistemáticamente uno de los parámetros característicos de la señal portadora, que en nuestro caso va a ser la fase, en función de la información que se quiere transmitir (una secuencia de bits). Se traslada en el espectro la señal que queremos transmitir a la frecuencia deseada mediante un modulador en fase/cuadratura pasando a ser esta señal en un principio banda base a señal paso de banda. Un esquema básico de un transmisor se muestra en la figura 4.1.

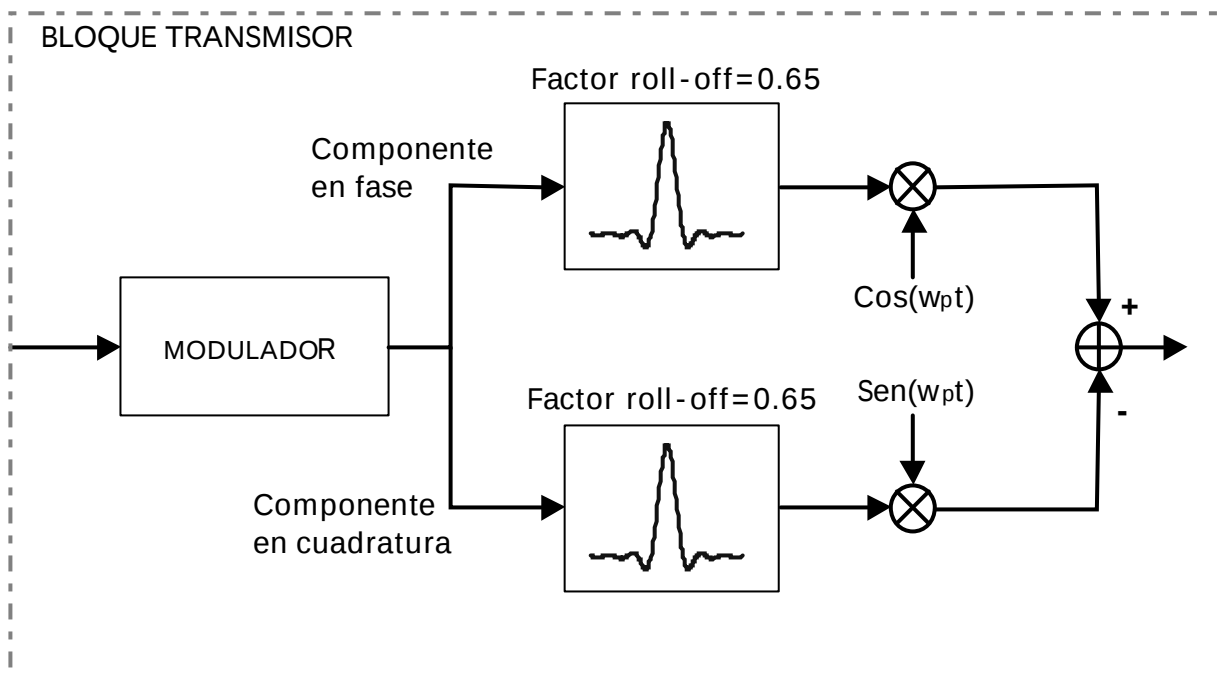


Figura 4.1. Bloque típico de un transmisor QPSK

La modulación que se va a utilizar es la modulación QPSK y se caracteriza porque la información que lleva la forma de onda esta en la fase. En particular, la fase de la portadora

toma uno de los siguientes cuatro valores igualmente espaciados $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$ y $7\pi/4$ según la información que se quiera procesar.

Cada valor posible de la fase se corresponde con un único par de bits, creándose así un símbolo. En estas simulaciones la constelación que se ha aplicado a la señal banda base es la que se muestra en la figura 4.1.

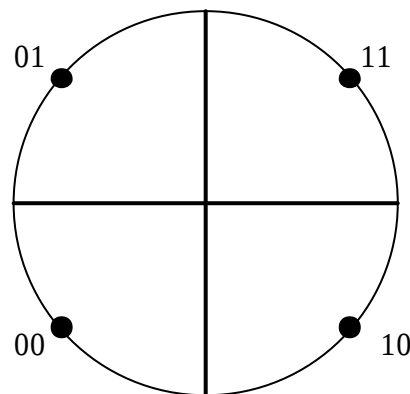


Figura 4.2. Constelación QPSK

Previo al mezclado, la señal separada en sus componentes de fase y cuadratura pasa por un filtro transmisor cuya función es realizar una conformación de pulsos de manera que se limite el espectro en banda base antes de trasladar la señal a la frecuencia portadora. Una característica importante de la señal QPSK es la propiedad de tener una envolvente constante, por lo tanto todos sus símbolos tienen la misma magnitud. Esta característica la hace insensible a las no linealidades de la amplitud muy frecuentes en los enlaces vía radio microondas y canales satélites. Por esto, las señales PSK son preferidas para transmisiones paso de banda por canales no lineales.

El uso de los filtros transmisor y receptor (filtro adaptado), es decir, aquel filtro cuya respuesta en frecuencia esta adaptada a la del filtro transmisor, es la solución mas optima por optimizar la relación señal-ruido en recepción.

A simple vista, puede parecer que la combinación entre el filtro transmisor y el receptor debe tener un ancho de banda mucho mas grande que la tasa de símbolo, produciéndose una disminución del efecto paso de baja o un ensanchamiento de los pulsos recibidos. En la práctica, lo que se utiliza es un filtrado de transmisor más estrecho para obtener una mejor eficiencia de ancho de banda requerida para la transmisión de datos

digitales a una tasa dada. Esta técnica hace que los pulsos que se transmiten se dispersen y ocupen los tiempos asignados a símbolos adyacentes, causando unas interferencias entre símbolos controladas.

Para obtener el nivel de prestaciones requeridas en el receptor, estas interferencias deben ser cero. Hay una clase de pulsos que satisfacen este criterio (*criterio de Nyquist*) conocidos como pulsos de coseno alzado.

El pulso que se va a utilizar en estas simulaciones va a ser el de raíz cuadrada de coseno alzado. Brevemente, se va a comentar el pulso de coseno alzado como introducción. Estos pulsos fuera de su tiempo de símbolo contribuyen a energía cero en los demás instantes de muestreo. También proporcionan una solución en eficiencia de ancho de banda para la transmisión, utilizando un ancho de banda “double-sided” entre R_s y $2R_s$ dependiendo del parámetro de exceso de ancho de banda o factor de roll-off, α : $0 \leq \alpha \leq 1$.

La elección de una α pequeña se corresponde con la máxima eficiencia de ancho de banda, pero hace la función de filtrado muy difícil de implementar ya que el pulso decae muy lentamente del centro del símbolo. Sin embargo, una elección de una α grande, hace que la energía del pulso decaiga mucho más rápidamente en el tiempo. También es conveniente señalar que para la sincronización en el receptor es conveniente usar un factor de roll-off grande, sobre todo en la recuperación del sincronismo en el tiempo. En la práctica, en transmisiones por satélite se suele utilizar un factor de roll-off del orden de 0.3 a 0.4 como compromiso entre eficiencia espectral, complejidad computacional y prestaciones de la sincronización.

Más tarde se llegó a una forma de pulso cuyo espectro de densidad de potencia es más apropiado a las aplicaciones de redes de área local inalámbricas, “wireless LANs”, reduciendo la pérdida de ancho de banda para las bandas de guarda. Este tipo de pulso es el pulso raíz cuadrada de coseno alzado. Con este tipo de pulso el ancho de banda requerido por una tasa de datos dada es mucho más pequeño y es aplicable a casi todas las modulaciones. Es más costoso de implementar que otros pero ofrece mejores prestaciones sin necesidad de añadir otros dispositivos para aumentar la tolerancia al ruido y a las interferencias.

La función raíz cuadrada de coseno alzado va a tener como factor de roll off 0.65 en estas simulaciones, se van a tomar ocho periodos de manera que tenga una pequeña cola y por periodo se van a tomar 32 muestras.

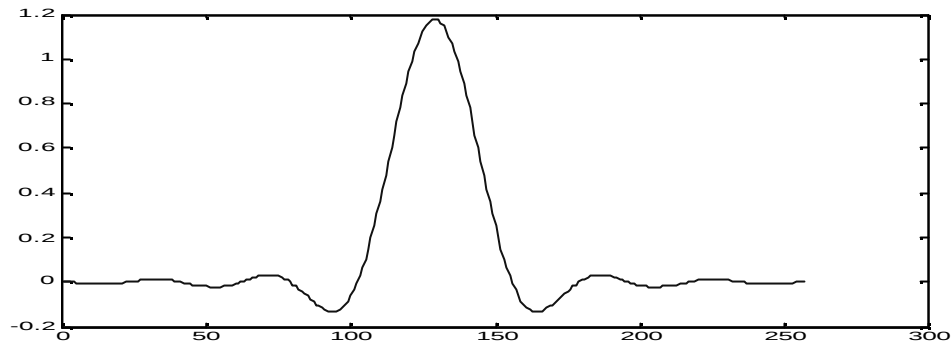


Figura 4.3. Pulso raíz cuadrada de coseno alzado con $a=0.65$.

Como se ha visto anteriormente, la mayor preocupación es encontrar el diseño óptimo del receptor para minimizar la probabilidad media de error de símbolo en presencia de ruido. Esto no significa que las interferencias entre símbolos no preocupe en este tipo de transmisión, pero el factor anterior tiene más prioridad.

El canal de comunicación de una transmisión paso de banda puede ser bien un enlace vía radio microondas, un canal satélite o similar. El medio aéreo usado como medio de transmisión es complejo y altamente dinámico. Los desvanecimientos de señal debido a la propagación multitrayecto son una fuente dominante de daños a los sistemas de comunicaciones inalámbricos, afectando de forma severa al rendimiento, como por ejemplo ocurre en el caso de entorno dispersivo con desvanecimiento de Rayleigh, que produce interferencia entre símbolos. El desvanecimiento en la energía de la señal se produce principalmente por la propagación multitrayecto de la señal transmitida debido a las reflexiones producidas por los objetos físicos, que dan lugar a ondas estacionarias espacialmente distribuidas y patrones de interferencias constructivas y destructivas. Estos patrones dependen no solo de la geometría de los caminos de propagación del transmisor al receptor, sino también de la frecuencia portadora de la señal transmitida. Como resultado, la energía de la señal varía tanto con la localización espacial como con la frecuencia. Lo que es más importante, cuando el receptor está en movimiento la energía de la señal varía temporalmente. El efecto del desvanecimiento puede ser tratado mediante el uso de técnicas de diversidad vía algoritmos de procesamiento de señal diseñados apropiadamente en el transmisor y en el receptor y además deben ser eficientes en el uso de recurso como la potencia, el ancho de banda y el hardware.

En cualquiera de estos canales, el proceso de modulación que hace la transmisión posible requiere un “enganche” de la amplitud, frecuencia o fase de una portadora sinusoidal de acuerdo con el dato que llega, aunque esto se vera mas adelante.

En esta aplicación el canal se va a suponer un canal de ruido aditivo, por lo tanto la señal que se recibe va a tener la forma de

$$x_R(t) = x_T(t) + n(t)$$

En este canal el proceso del ruido, $n(t)$, va a ser un ruido blanco gaussiano aditivo con densidad espectral de potencia de dos bandas (PSD) $N_0/2$. x_T es la señal de salida del transmisor y se trata de una señal paso de banda y x_R es la señal de entrada al receptor.

El receptor tiene como función observar la señal recibida durante el intervalo T_s , y realizar una buena estimación de la señal transmitida x_T o lo que es lo mismo del símbolo correspondiente. El esquema utilizado en estas simulaciones de un receptor QPSK se representa en la figura 4.4.

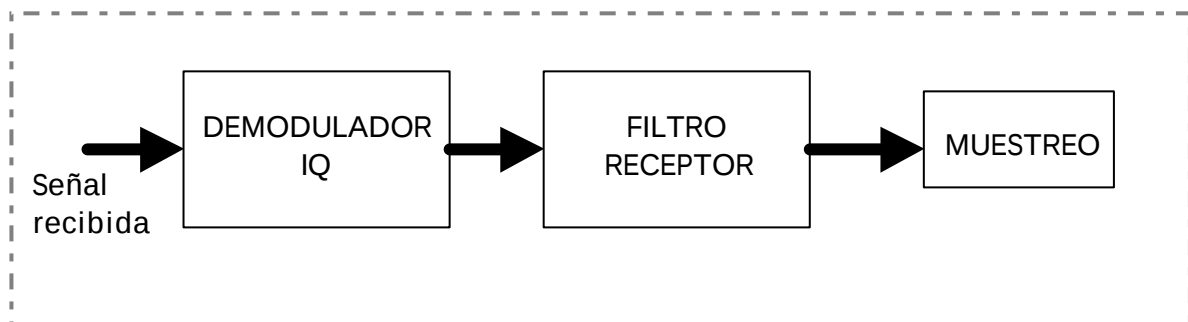


Figura 4.4. Esquema típico de un receptor QPSK

La señal que llega al receptor pasa por un demodulador que lo que hace es trasladar la señal a la banda base. A continuación se va a representar el esquema de un demodulador IQ, donde se realiza una traslación de la señal a banda base para así eliminar las espureas mas fácilmente para posteriormente pasar ambas componentes por un filtro receptor. Una vez que la señal ha sido filtrada se realiza el muestreo y el proceso de detección.

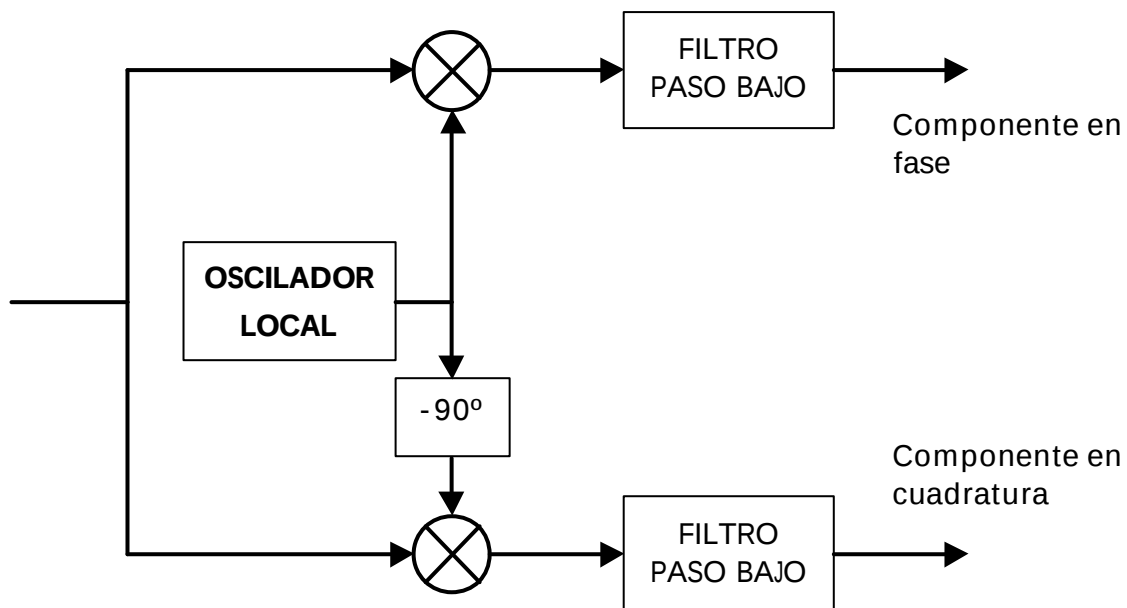


Figura 4.5. Esquema de un demodulador IQ.

Como se dijo anteriormente, la función del demodulador IQ es trasladar la señal paso de banda que se recibe, a una señal banda base. Las transmisiones paso de banda se caracterizan porque el flujo de datos modula una portadora normalmente sinusoidal a cierta frecuencia (*frecuencia portadora*) con un límite de frecuencias fijo impuesto por el canal. En el receptor esta señal se pasa a banda base para poder trabajar mejor sobre ella pero a la hora de transmisión es mas eficiente en paso de banda, ya que los datos digitales tienen un espectro muy ancho con un contenido en baja frecuencia significativo y preocupa mucho la forma de onda a utilizar para controlar la ISI.

Una vez que se ha trasladado la señal a banda base se hace un filtrado de la señal para eliminar las espureas que se introducen al utilizar multiplicadores. Posteriormente, con el propósito de realizar una detección optima se van a aplicar a ambas componentes en fase y cuadratura unos filtros especiales en el receptor, (*filtros adaptados*), cuyas respuestas impulsivas están ajustadas al pulso.

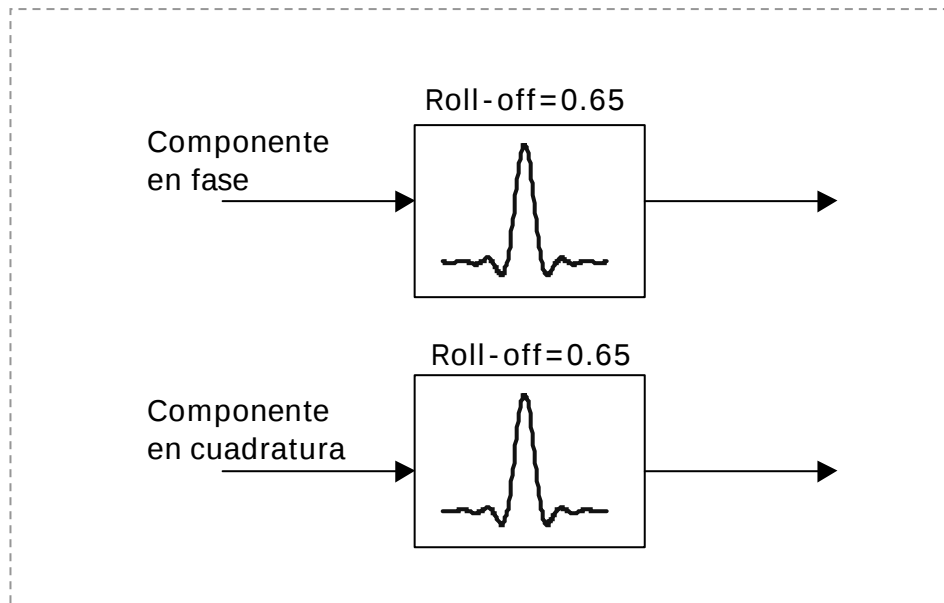


Figura 4.6. Filtro receptor.

Un problema básico es detectar el pulso transmitido por un canal que es afectado por un ruido aditivo en el front end del receptor. Para realizar esta detección con garantías es necesario maximizar la relación señal-ruido y como se menciona antes la respuesta impulsiva de este filtro es una versión inversa en el tiempo y retrasada del pulso utilizado en el transmisor.

Por ultimo se muestrea en los intervalos correspondientes y se decide a que símbolo corresponde la muestra recibida. Esta decodificación que se realiza requiere que la contribución del pulso este libre de interferencias entre símbolos debido a las colas de todas las demás contribuciones que se solapan.

La respuesta en frecuencia del coseno alzado se aplica a la contribución del transmisor, canal y receptor. Hay que hacer hincapié en que se ha supuesto un canal ruidoso que tiene una densidad espectral de potencia (“two-sided”) constante $N_0/2$ a lo largo del ancho de banda de la señal de radiofrecuencia (RF). Si el pulso transmitido es un pulso de coseno alzado, entonces la contribución de transmisor, canal y receptor es un pulso de coseno alzado si la respuesta en frecuencia del canal y del receptor es constante. Normalmente, la respuesta del filtro receptor adaptado no es constante en presencia de ruido gaussiano aditivo. Por lo tanto, se suele transmitir la forma de pulso raíz cuadrada de coseno alzado ya que su respuesta en frecuencia es la raíz cuadrada de la respuesta en

frecuencia del coseno alzado y suponiendo un canal ideal la respuesta en frecuencia del sistema total es un coseno alzado.

4.3. PROBLEMA DE LA SINCRONIZACION

La recepción coherente de una señal modulada digitalmente requiere que el receptor sea síncrono respecto al transmisor. Se dice que dos secuencias de eventos (representando un transmisor y un receptor) son síncronas respecto una a otra cuando los eventos de una secuencia y los correspondientes eventos de la otra ocurren simultáneamente. El proceso de realizar una situación sincronía y mantenerla en esta condición, se llama sincronización.

En una comunicación se necesita dos modos básicos de sincronización:

1. Cuando se utiliza detección coherente, el conocimiento de la fase y de la portadora es necesaria. La estimación de la fase y la frecuencia portadora se denomina 0recuperación y sincronización de portadora.
2. Para realizar la demodulación, el receptor tiene que conocer los instantes de tiempo en los que la modulación puede cambiar su estado. Esto es, tiene que conocer los tiempos de comienzo y de final de los símbolos individuales para que pueda determinar el instante óptimo de muestreo o cuando “apagar” los integradores productos. La estimación de estos tiempos se denomina recuperación del reloj o sincronización de símbolo.

El sistema de recuperación de portadora proporciona una estimación de la fase de portadora recibida, mientras que el sistema de recuperación de temporización proporciona una estimación del tiempo de muestreo $\hat{\tau}$ apropiado al sistema de muestreo del receptor. El efecto de un diseño pobre de la recuperación de portadora será la causa del incremento de la dispersión de los símbolos recibidos sobre sus valores nominales, desplazando los puntos recibidos considerablemente cerca de los límites de la región de decisión y disminuyendo el margen frente a un error (causado por un ruido en ráfaga); hay que tener en cuenta que, grandes perturbaciones de fase pueden producir errores sin necesidad de la presencia de ruido. El símbolo transmitido se rota por efecto “jitter” de fase a otro punto, y posteriormente se distorsiona por el ruido desplazándose entonces a otro punto. Si resulta

que el punto recibido se encuentra en una región de decisión asociada a otro símbolo, se esta cometiendo un error. Por esto es importante tener una buena sincronización.

Similarmente, errores de fase de temporización pueden provocar que el receptor haga el muestreo fuera del diagrama de ojo y reduzca el margen de error.

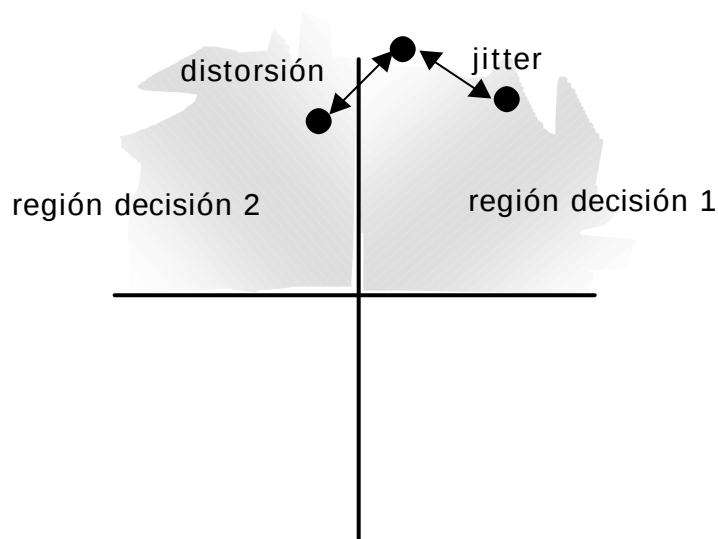


Figura 4.7. Efectos del jitter y de la distorsión sobre un símbolo recibido.

Hay muchas semejanzas en la recuperación de portadora y de temporización. En ambos casos, se distinguen dos modos: adquisición y “[tracking](#)”. En la adquisición la función es estimar rápidamente y con precisión los parámetros pertinentes a la sincronización. A menudo, esto es realizado con la ayuda de secuencias predeterminadas especiales transmitidas. En el “[tracking](#)” después de la adquisición, los estimadores se derivan de la señal de datos modulada. En este modo, el sistema de sincronización se requiere para hacer balance entre ancho de banda estrecho para suprimir fluctuaciones o ruido y ancho de banda ancho para seguir las variaciones en los parámetros que se están estimando. Como se ve, el segundo modo solo es necesario cuando se intenta hacer una estimación adaptativa la cual no es objeto en este proyecto.

Como se ha visto anteriormente, se suele considerar la sincronización y la estimación del canal como un problema de estimación de parámetros que se solventan mediante técnicas basadas en la teoría de la estimación. Los parámetros típicos a estimar son la temporización, la frecuencia de la portadora, el offset de fase y la respuesta del canal.

Por ejemplo, en un sistema de modulación por amplitud en banda base (PAM), la onda recibida se hace pasar a través de un filtro adaptado y después se muestrea a la tasa de símbolo. En comunicaciones inalámbricas (*wireless*) se usa demodulación coherente, esto significa que la señal de datos banda base se obtiene haciendo uso de una referencia local con la misma frecuencia y fase que la portadora. Esto requiere medidas precisas de la frecuencia y fase dado que los errores de fase introducen errores cruzados (*crosstalk*) entre los canales en fase y cuadratura y degradan el proceso de detección. Por este motivo la medida de los parámetros de referencia desconocidos que la señal banda base contiene (ϕ, θ, t) es una función vital para una detección fiable en los sistemas de comunicación inalámbricos.

Es necesario conocer cuando se debe proceder al muestreo para ello se utilizan los circuitos de recuperación de sincronismo en el tiempo (TRC) que es una parte vital de cualquier receptor síncrono. El propósito de los TRCs es proporcionar instantes de muestreo que minimicen la posibilidad de error en la detección. Los errores en el tiempo son inevitables y tienden a degradar el rendimiento del detector. La característica fundamental de un TRC es que la separación entre pulsos adyacentes no es exactamente constante pero varía lentamente de forma aleatoria. Estas variaciones se denominan *jitter* y son consecuencia de la naturaleza aleatoria de la forma de onda a la entrada del TRC. Se puede comprobar que existe un error de fondo irreducible a medida que E_b/N_0 aumenta. La explicación de este fenómeno es que los errores de sincronismo en el tiempo generan interferencias entre símbolos (*ISI*), las cuales producen errores en la decisión incluso en ausencia de ruido.

El problema de la recuperación de portadora puede ser a veces paliado imponiendo requerimientos rigurosos en estabilidad de frecuencia de los osciladores de transmisión y de recepción. Por ejemplo, las recomendaciones GSM exigen que el offset de frecuencia descompensado a la salida del demodulador no exceda de unos cuantos de cientos de Hz incluyendo desplazamientos por efecto Doppler, así que la estabilidad de los osciladores tiene que ser mejor de 10^{-7} .

El problema con la frecuencia y la fase surge por una distorsión multiplicativa $e^{j(2\pi\nu t + \theta)}$. Se va a considerar una modulación sin offset y que la forma de onda banda base después de la modulación pase por un filtro adaptado y por un detector sin ningún tipo de compensación de distorsión.

Por simplicidad se asume que la convolucion $h(t) \hat{=} g(t) \otimes g(-t)$ da como resultado un pulso de Nyquist y que la frecuencia offset (error de frecuencia) es muy pequeña comparada con el ancho de banda de la señal. Por lo tanto, la salida del filtro adaptado puede aproximarse como:

$$x(t) = e^{j(2\pi\nu t + \theta)} \sum_i c_i h(t - iT - \tau) + n(t)$$

donde $n(t)$ es la componente del ruido. Entonces muestreando $x(t)$ a $kT + \tau$ daña la entrada al detector siguiente:

$$x(k) = c_k e^{j[2\pi\nu(kT + \tau) + \theta]} + n(k)$$

donde las notaciones del tipo $x(k) \hat{=} x(kT + \tau)$ se han utilizado. Claramente, se puede apreciar, que es normal que las componentes de la señal roten respecto de sus posiciones correctas produciéndose así errores en el proceso de la detección.

Por eso es necesario compensar la distorsión $e^{j(2\pi\nu t + \theta)}$ y estimar el instante de muestreo.

El proceso de recuperar el sincronismo en el tiempo se debe derivar de la señal de salida del demodulador antes de la corrección en frecuencia o de la salida del filtro adaptado. Hay varios esquemas que indican como realizar la recuperación de portadora y de sincronismo.

4.4. SINCRONIZACIÓN DE SISTEMAS DE COMUNICACIONES EN RAFAGAS CON AYUDA DE DATOS (DATA-AIDED)

Las transmisiones por ráfagas de datos digitales se emplean en varias aplicaciones de sistemas TDMA.

Las técnicas TDMA, aunque al principio se desarrollaron para enlaces por satélites, se han hecho populares en una gran variedad de aplicaciones como sistemas celulares móviles y las comunicaciones inalámbricas.

En muchos casos, una secuencia de símbolos conocidos (preámbulo) se añade al principio de cada ráfaga TDMA que es utilizado por el receptor para la identificación de la ráfaga por un lado y también para la recuperación del reloj y de la portadora. Los algoritmos “*data-aided*” se utilizan normalmente para alcanzar buenas prestaciones con preámbulos cortos. Incluso así, la sincronización es difícil, especialmente a relaciones señal-ruido bajas por lo que se suelen utilizar técnicas de codificación para determinar la posición del primer bit en una ráfaga.

Como la coherencia de fase normalmente no se puede mantener de ráfaga en ráfaga sobre sucesivas tramas se necesita un estimador digital que actúe directamente sobre cada ráfaga. Este estimador primero elimina la modulación de los símbolos PSK modulados; y entonces realiza una estimación de la portadora a lo largo de un intervalo de estimación de L símbolos.

Centrándose en el problema de recuperación de la frecuencia de la portadora, un numero de métodos de rápida convergencia para su solución se han propuesto, la mayoría de los cuales se destinan a aplicaciones con señales moduladas linealmente en modo ráfagas transmitidas por un canal AWGN.

4.5. CALCULO DE LA BER PARA LOS DISTINTOS ESTIMADORES

Para cuantificar la precisión los algoritmos de estimación de frecuencia, se han realizado simulaciones sobre un sistema completo de comunicación (transmisor-canal-receptor) QPSK. Este sistema tiene como parámetros la diferencia de las frecuencias generadas por los osciladores locales del transmisor y del receptor, el factor de roll-off de la raíz cuadrada de coseno alzado y el nivel de ruido introducido por el canal, y los parámetros que definen la trama como la longitud del preámbulo de sincronización y la longitud de los datos.

Para las simulaciones se han considerado como parámetros variables el nivel de ruido del canal dado que es un componente de distorsión fundamental para poder comparar el rendimiento de los algoritmos, el error de frecuencia que se ha situado dentro de los márgenes de convergencia de los algoritmos, y la longitud de los datos que se transmiten, manteniendo el mismo valor en parámetros como la longitud del preámbulo y el factor de roll-off.

Como se ha dicho anteriormente, se ha simulado un sistema de comunicaciones QPSK, con una tasa de 250 símbolos/s. El valor del factor de roll-off utilizado en la raíz cuadrada de coseno alzado es de 0.65 y el filtro paso bajo incluido en el diseño del demodulador IQ es Chebyshev.

Se ha tomado para todos los algoritmos como máximo un error de frecuencia del orden de 20% del tiempo de símbolo T_s , para asegurar el rango de convergencia de todos los algoritmos que equivale a 50 Hz.

En las simulaciones se ha tomado una longitud de preámbulo fija de 128 símbolos, y se ha variado la relación señal-ruido solo de -3 dB a 27 dB debido a que para potencias mayores el tiempo de simulación era demasiado largo, la longitud de los datos de 128 símbolos a 8192 símbolos, y el error de frecuencia de 5 a 50 Hz.

Por un lado, se ha calculado la BER teórica, es decir, en el caso en que el error de frecuencia es cero, no se introduce el estimador y la única perturbación que afecta al sistema es el ruido del canal. Por otro lado, se ha obtenido la BER para el caso en que existiera error de frecuencia y no se aplicara ninguna clase del algoritmo para estimar el offset y poder corregirlo. Y por ultimo, la curva del BER con estimación del offset (por los algoritmo de estimación) y su posterior corrección. Se han calculado estas curvas para un error de frecuencia longitud de datos fijos para cada algoritmo propuesto.

Algoritmo de Fitz:

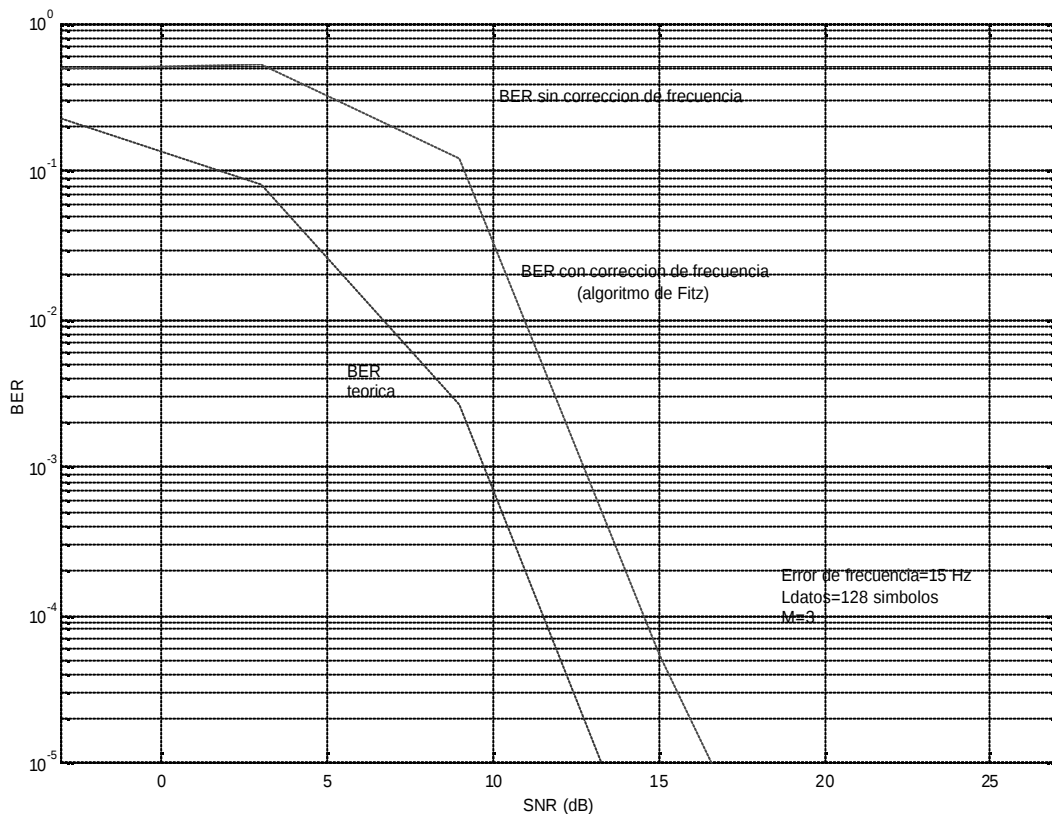


Figura 4.8. Curvas del BER para el algoritmo de Fitz

Como se muestra en la figura, la BER en la que no se utiliza corrección de frecuencia es del orden de 0.5. Este fenómeno se debe a la existencia de una rotación de la constelación debido al error de frecuencia introducido en el sistema. En este caso, el error de frecuencia que se introduce es de 15 Hz. Este error de frecuencia produce, a la salida de los filtros paso bajo del demodulador, un desplazamiento de las señales en banda base de DC a 15Hz. Dado que este desplazamiento de frecuencia no se corrige, la constelación recibida sufre una rotación constante con una frecuencia igual al offset de frecuencia. Por lo tanto, en aproximadamente medio segundo, un punto cualquiera de la constelación puede rotar una vuelta entera y por este motivo la BER tiende a 0.5, es decir, que se tiende a tener la mitad de los bits transmitidos erróneos.

Algoritmo de Luise y Reggiannini:

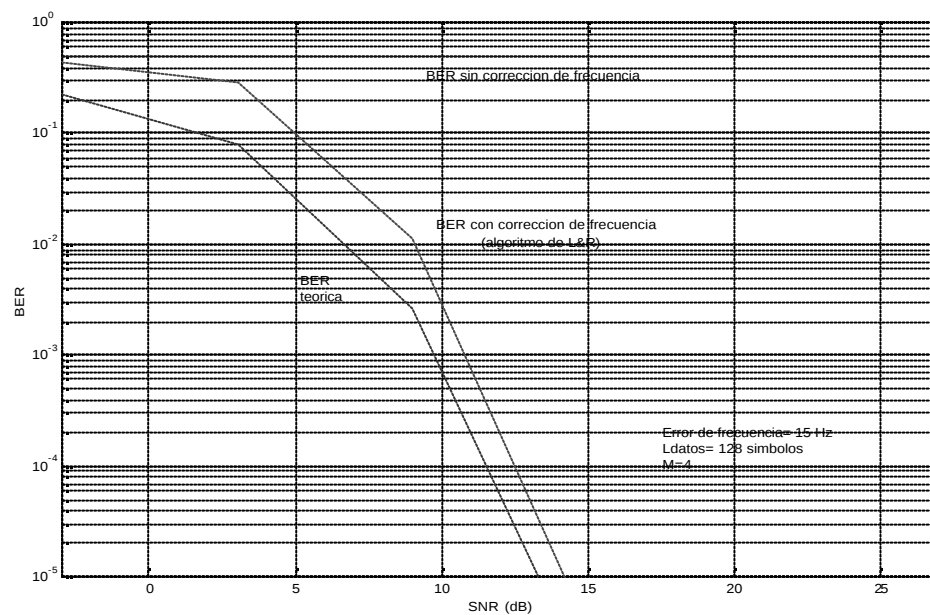


Figura 4.9. Curvas del BER para el algoritmo de Luise y Reggiannini.

Algoritmo de Lovell y Williamson:

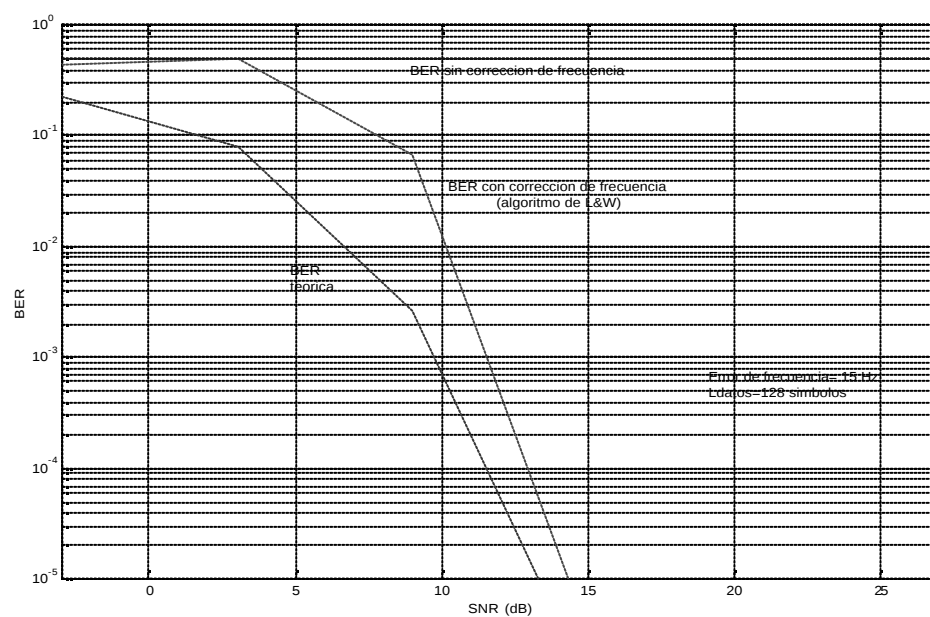


Figura 4.10. Curvas del BER para el algoritmo de Lovell y Williamson.

Algoritmo de Mengali y Morelli:

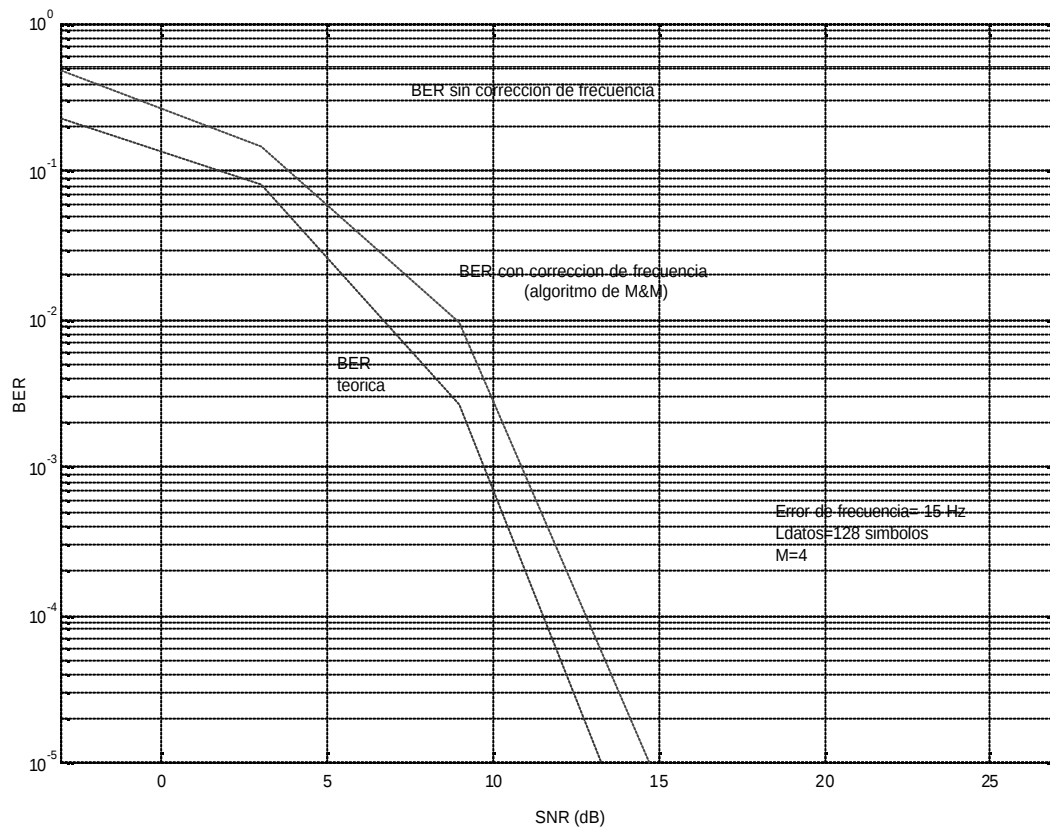


Figura 4.11. Curvas del BER con el algoritmo de Mengali y Morelli

4.6. NOTAS FINALES

En este capítulo se ha realizado un estudio de la modulación QPSK en comunicaciones por ráfagas.

La base del estudio ha sido un sistema de comunicaciones completo en el que se ha tenido en cuenta factores prácticos como el ruido del canal y la deriva de frecuencia de los osciladores locales entre el transmisor y el receptor. Para corregir este offset de frecuencia se han aplicado diferentes algoritmos y se ha visto mediante el cálculo del BER como mejora la comunicación utilizando estos algoritmos.