

CAPÍTULO 4: DESCRIPCIÓN DE LA PLATAFORMA DE SIMULACIÓN

1 Introducción

Una vez que se han tratado los aspectos más relevantes de este proyecto, se procederá a la realización práctica de un sistema de comunicaciones que sea adecuado para comparar las técnicas de estimación de la **BER**, mediante simulaciones basadas en el *Muestreo Enfatizado* frente a las clásicas simulaciones basadas en el método de *Monte Carlo*. En el capítulo quinto se dará justificación, en base a unos resultados, de las ventajas e inconvenientes de ambas técnicas. En este capítulo se hará una descripción más o menos detallada del sistema de comunicaciones que se empleará para dar tal justificación.

2 Objetivos

Se pretende construir un sistema de comunicaciones (emisor, canal de transmisión y receptor) soportado sobre técnicas de espectro ensanchado, concretamente, en **CDMA** de Secuencia Directa (**DS-CDMA**), en donde la señal a transmitir es modulada por una secuencia pseudoaleatoria (se emplearán *secuencias Gold*), de mayor tasa binaria, para obtener una señal de espectro ensanchado. Como ya se vio y justificó en capítulos anteriores, este tipo de modulación de espectro ensanchado presenta ciertas ventajas sobre otras modulaciones ya conocidas. El uso de *secuencias Gold* como códigos de ensanchamiento, está fundamentado en las mejores características que presentan en cuanto a correlación cruzada y autocorrelación, con respecto a los otros tipos de secuencias vistos, ya sean secuencias ortogonales (códigos *Walsh*) u otro tipo de secuencias pseudoaleatorias (*m-sequence*, *Kasami*).

3 Software de simulación

El software que se ha empleado para la realización práctica del sistema de comunicaciones ha sido MATLAB-SIMULINK. MATLAB se presenta como un lenguaje de alto nivel de programación que está orientado a la simulación de sistemas, donde los problemas y las soluciones se pueden expresar con una notación matemática. Los usos más frecuentes de MATLAB son: modelado y simulación de sistemas, análisis de datos, representaciones gráficas,...

SIMULINK es un paquete de software que acompaña a MATLAB, y que a diferencia de éste, no maneja código sino bloques. Es una herramienta visual interactiva que permite modelar un sistema mediante bloques. SIMULINK permite trabajar con sistemas lineales, no lineales, en tiempo continuo, en tiempo discreto, y multivariables. Las ventajas que han propiciado que SIMULINK sea la herramienta de simulación elegida son:

- ☒ **Es fácil de usar:** posee un entorno visual que permite añadir y quitar bloques con el ratón.
- ☒ **Contiene ya gran cantidad de funciones de MATLAB:** SIMULINK posee librerías de bloques que implementan funciones de MATLAB.
- ☒ **Permite jerarquización por bloques:** se pueden crear varios subsistemas dentro un bloque.
- ☒ **Permite trabajar en tiempo real:** quizá sea esta la característica más importante pues, se pueden extraer resultados mientras dura la simulación.

Para más información sobre MATLAB ver [HANSEL98].

4 Descripción teórica del sistema

Se hará según la descripción clásica de emisor, canal de transmisión y receptor.



4.1. Emisor

En este bloque se pretende generar una señal de espectro ensanchado (**DS-CDMA**) a partir de una señal binaria aleatoria, y transmitirla al canal mediante una modulación digital en fase binaria **BPSK**. Así pues, son claves en este apartado el entendimiento de la modulación **BPSK** y la particularización de los códigos de ensanchamiento empleados.

El funcionamiento de este bloque se podría resumir así:

$$b(t) \rightarrow m(t) \rightarrow s(t) \rightarrow \text{al canal de transmisión}$$

donde:

$b(t)$: señal binaria aleatoria a transmitir

$m(t)$: señal resultante del ensanchamiento de $b(t)$. Señal de espectro ensanchado

$s(t)$: señal modulada BPSK

4.1.1.Códigos Gold

Para la generación de la señal de espectro ensanchado **DS-CDMA** se han elegido los *Códigos Gold* frente a otros, como podrían haber sido los *códigos Walsh*, las *m-sequences* o los *códigos de Kasami*. Las razones son obvias:

- ☒ Los *códigos Gold* presentan buenas características en cuanto a autocorrelación, necesaria para la sincronización de los códigos. Su función de autocorrelación presenta un solo pico.
- ☒ Los *códigos Walsh* aunque presentan muy buenas características en su función de correlación cruzada, que permiten el acceso de múltiples usuarios en condiciones óptimas, ofrecen una función de autocorrelación con varios picos, lo cual dificulta la sincronización de los códigos, y además la expansión que producen sobre el ancho de banda se realiza sólo en un número de componentes discretas.
- ☒ Las *m-sequences* también poseen muy buenas características en su función de autocorrelación, pero presentan una función de correlación cruzada muy pobre.
- ☒ Con respecto a los *códigos de Kasami*, aunque tienen las mismas propiedades que los *códigos Gold* en cuanto a correlación cruzada y autocorrelación, el número de códigos totales que se pueden generar es menor.

Por estas razones, se han empleado *Códigos Gold* y no otros. Se han utilizado en este proyecto *códigos Gold* de longitud $L = 1023$ chips, lo cual supone el empleo de registros de desplazamiento de longitud 10. A

continuación, en la **figura 1**, se muestra la función de autocorrelación de un *Código Gold* cualquiera:

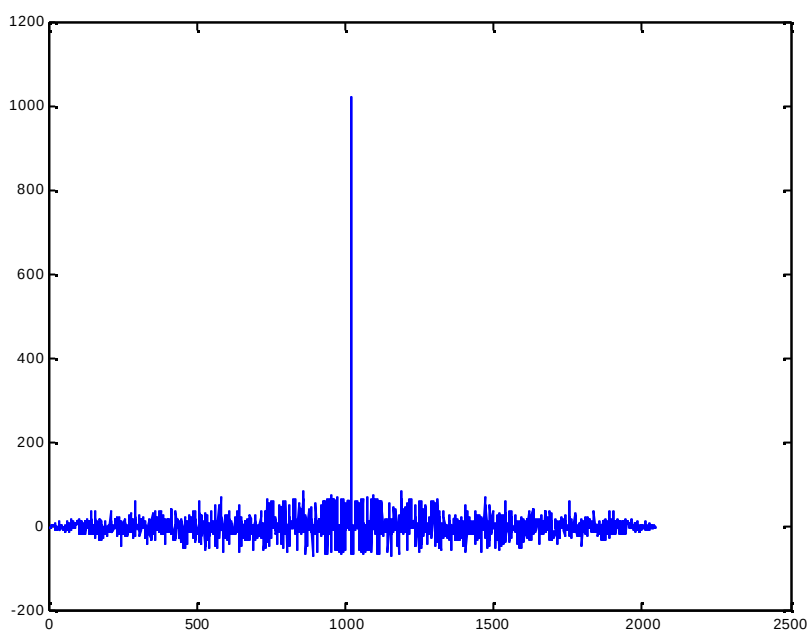


Figura 1. Autocorrelación de un código Gold

Si se observa la figura anterior, se podrán comprobar algunas de las propiedades, antes mencionadas, de los *códigos Gold*, que hacen que estos códigos sean los más apropiados para **CDMA**. En ella se puede observar la presencia de un solo pico bastante marcado (su valor es igual a la longitud del código, o sea, 1023) en la función de autocorrelación. También se puede ver que no hay lóbulos secundarios que induzcan a error en caso de sincronización de secuencias.

A continuación, también se presenta en la **figura 2** la correlación cruzada de dos *códigos Gold* distintos. La correlación cruzada de los *códigos Gold* no es tan buena como la de los códigos ortogonales, pero sí es aceptable. Se puede comprobar cómo, efectivamente, el cruce de dos códigos es visto como un ruido, y dados los valores que presenta, no afectaría a la transmisión de una señal.

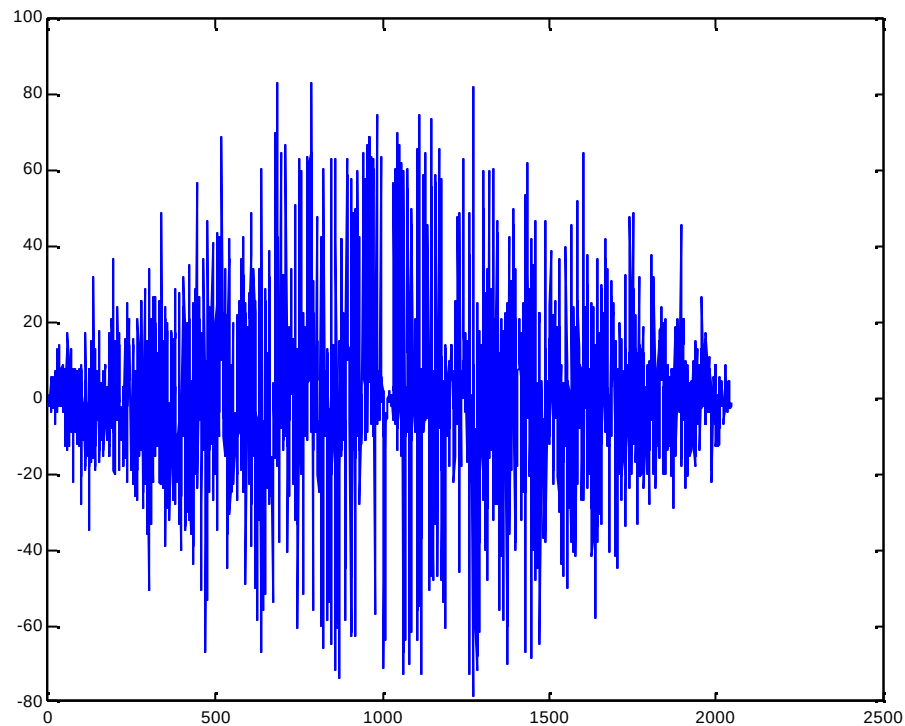


Figura 2. Correlación Cruzada de dos códigos Gold distintos

En el **ANEXO A** se encuentra la función MATLAB que genera los *Códigos Gold* de 1023 chips.

4.1.2. Modulación BPSK

Las técnicas de modulación digitales pueden ser empleadas para la generación, a partir de una señal de datos binaria, de señales moduladas digitalmente sobre un canal de comunicaciones. Su funcionamiento es muy similar al empleado en la generación de señales moduladas analógicamente. Las diferencias existentes entre ambos tipos de modulación, ya sea digital o analógica, son meras manifestaciones de las diferencias intrínsecas que existen entre señales analógicas y señales digitales que sirven de fuente a la modulación.

En las modulaciones digitales de fase (PSK) se emplea una señal portadora sinusoidal de amplitud A_c y frecuencia f_c constantes, para

representar ambos símbolos 0 y 1, pero con la única diferencia de que sus fases difieren 180° para cada símbolo.

Este tipo de señales se denomina señales antipodales [HAYKIN89a]. En este caso se puede expresar la señal binaria PSK como:

$$s(t) = \begin{cases} A_c \cos(2\pi f_c t) & \text{para un } 1 \\ A_c \cos(2\pi f_c t + \pi) & \text{para un } 0 \end{cases} \quad (1)$$

$$A_c = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}, 0 \leq t \leq T_b \quad (2)$$

donde A_c es la amplitud y E_b es la energía por bit de la señal transmitida. T_b es el periodo de la onda sinusoidal.

A continuación, se muestra un pequeño ejemplo de señal **BPSK** (señal verde), para la secuencia binaria 1001011. La señal correspondiente en banda base se muestra en rojo [SCITEC]:

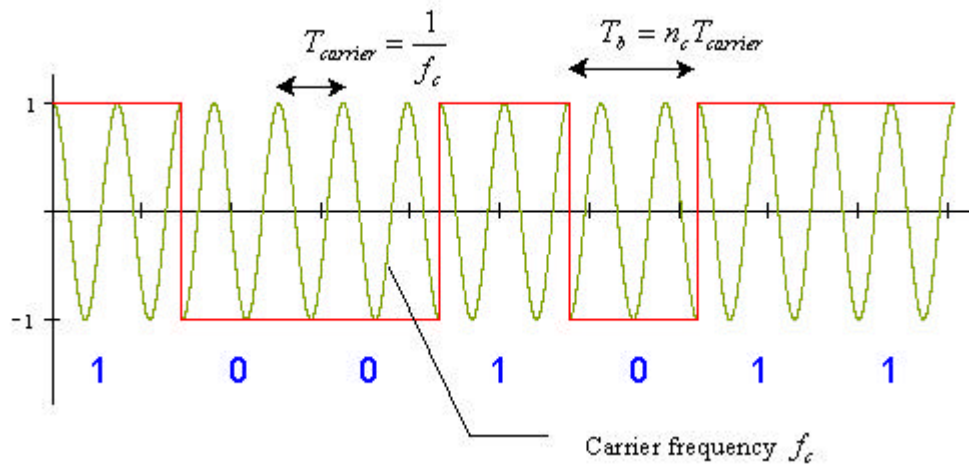


Figura 3. Modulación BPSK

Para asegurar que cada dígito binario transmitido contiene un número entero de ciclos de señal portadora, la frecuencia de la portadora responde a la igualdad $f_c = \frac{n_c}{T_b}$, donde n_c es un número entero. Para el diagrama anterior $n_c = 2$.

Para la generación de las señales **BPSK** se aplica, como entrada a un modulador producto, la señal binaria en su forma polar (en 1 y -1) y la señal portadora de amplitud A_c y frecuencia f_c constantes (ver **figura 4**).

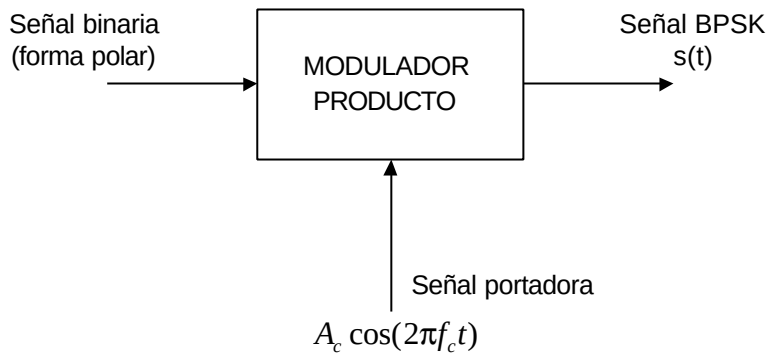


Figura 4. Esquema de generación de señales PSK

Comparada con otros esquemas de modulación **BPSK** y , en general, PSK presenta una excelente protección frente al ruido, pues la información ve contenida dentro de la fase, y el ruido afecta principalmente a la amplitud de la portadora.

4.2. Canal de transmisión

Para el diseño de sistemas de comunicaciones que transmiten información a través de canales físicos, se emplean modelos matemáticos que reflejen las características más importantes del canal de transmisión. Así pues, es conveniente proporcionar una pequeña descripción de los modelos de canal que se emplearán en este proyecto.

El canal de radiopropagación más simple es aquel en el cual la energía de la señal se propaga simplemente desde el transmisor hasta el receptor, sin reflexiones ni dispersiones, sólo con la presencia de un ruido blanco gaussiano. Un radiocanal de propagación más complejo sería aquel que trata con las reflexiones del rayo radioeléctrico en objetos cercanos. El principal problema de este modelo es que el rayo radioeléctrico alcanza el receptor a través de diversos caminos con diferentes retrasos. La

interferencia constructiva o destructiva que resulte es denominada *interferencia multitrayecto*. El modelo de radiocanal más complejo que se puede plantear, es aquel en el cual uno o ambos terminales están en movimiento. En este nuevo tipo de canal incluye ya las dificultades de la interferencia multitrayecto y añade otras pues, debido solo al movimiento, se producen nuevos fenómenos como el efecto Doppler y las variaciones de la respuesta impulsiva del canal. Este modelo de canal es el que se emplea en la descripción de entornos de sistemas de radiocomunicaciones móviles.

En este proyecto sólo se empleará un modelo sencillo de canal gaussiano pues, las sucesivas limitaciones que se han ido encontrando, han impedido un desarrollo más amplio del estudio de la estimación de la **BER** sobre otro tipo de canales más complejos. No obstante, a continuación se proporciona un pequeño estudio de canales de transmisión con *desvanecimiento multitrayecto Rayleigh* o *Rice*, para que sirva como base a futuras líneas de investigación.

4.2.1. Canales con desvanecimiento multitrayecto Rayleigh

Este tipo de desvanecimiento está causado por la recepción multitrayecto. A menudo, los radiocanales móviles carecen de una línea de visión directa entre transmisor y receptor. De este modo, las señales que alcanzan el receptor lo hacen desde distintas direcciones mediante reflexiones en las superficies de las casas u otras construcciones del hombre. Debido a los efectos de cancelación de las ondas, la potencia instantánea recibida vista por la antena es una señal aleatoria, que depende de la posición de la antena. En la **figura 5** se puede ver un ejemplo de una interferencia multitrayecto. Para más información ver [LEE93b] [PARSONS94].

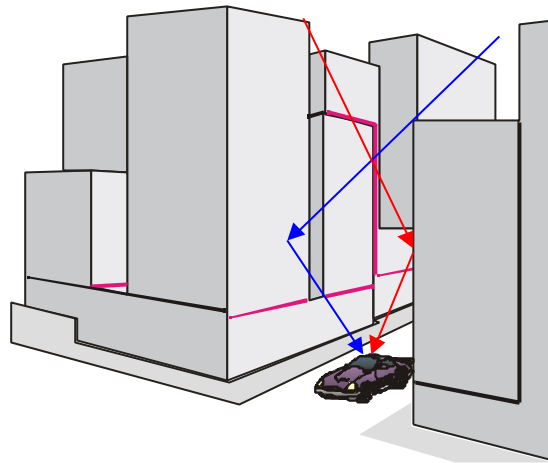


Figura 5. Representación de la recepción multitrayecto

A continuación se representa la amplitud de la señal (en dB) frente al tiempo para una antena que se mueve a velocidad constante [RAYLEIGH99].

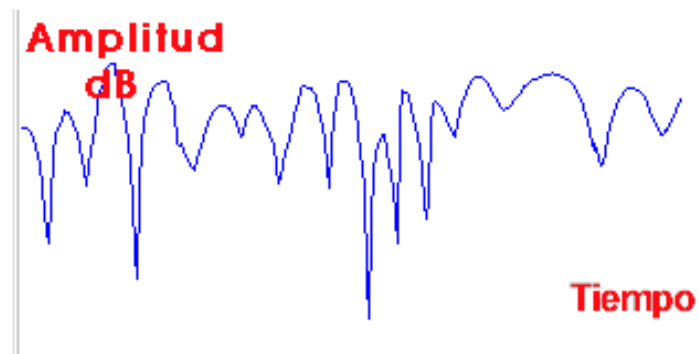


Figura 6. Desvanecimiento Rayleigh

Esta situación recibe el nombre de **desvanecimiento Rayleigh** (en inglés, *fading Rayleigh*), puesto que la intensidad total recibida en el terminal, en un momento dado, tiende a ajustarse a una distribución de Rayleigh. Para poder explicar este tipo de desvanecimiento se recurrirá al análisis de un caso sencillo, una antena móvil vertical y señales verticalmente polarizadas. Esta antena es omnidireccional en el plano horizontal y sólo responderá al campo eléctrico. A esta antena llegarán diversas señales a través de distintas direcciones (**figura 7**) y afectadas por un desplazamiento Doppler. Para alguna de estas señales el efecto Doppler hará que la frecuencia recibida aparente esté desplazada Δf

$$\Delta f = \frac{v}{\lambda} \quad (\text{Hz}) \quad (3)$$

donde λ es la longitud de onda de la señal transmitida y v la velocidad de la antena. En la **figura 7** se puede ver cómo cada señal n -ésima llega a la antena según un ángulo de incidencia aleatorio ϕ_n , y con una velocidad relativa de $v \cos \phi_n$. Así, para cada una de las señales que llega a la antena, el desplazamiento en frecuencia debido al efecto Doppler será $\Delta f_n = \left(\frac{v}{\lambda}\right) \cos \phi$.

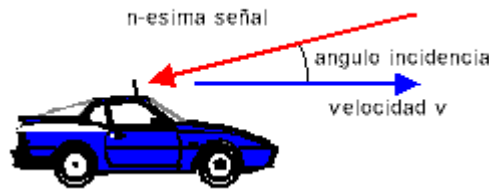


Figura 7. Efecto Doppler en desvanecimiento Rayleigh

Si se denomina B_n a las amplitudes de las señales que llegan a la antena, Df_n a sus desplazamientos Doppler correspondientes, y si las señales están verticalmente polarizadas, entonces, el campo eléctrico total recibido en la antena es

$$E_r = \sum_{n=1}^N B_n \cos(\omega_c t + \theta_n) \quad \theta_n = 2\pi \left(\frac{v}{\lambda} \right) t \cos \phi_n + \psi_n \quad (4)$$

$$E_r = \sum_{n=1}^N B_n \cos(2\pi(f_c + \Delta f_n)t + \psi_n) \quad (5)$$

donde ψ_n representa los desplazamiento aleatorios de la fase uniformemente distribuidos en $[0, 2\pi]$, producidos por las distintas distancias aleatorias que recorren las señales que llegan a la antena. El efecto Doppler podrá ser despreciado si el término Df_n es despreciable frente la frecuencia de la portadora f_c . Si se observa el proceso aleatorio anterior y reescribe la ecuación del campo eléctrico en su forma de *fase/cuadratura* se obtiene

$$E_r = I(t) \cos \omega_c t - Q(t) \sin \omega_c t \quad (6)$$

$$I(t) = \sum_{n=1}^N B_n \cos \theta_n = \sum_{n=1}^N B_n \cos \left(\frac{2\pi \nu f_c t}{c} \cos \phi_n + \psi_n \right) \quad (7)$$

$$Q(t) = \sum_{n=1}^N B_n \sin \theta_n = \sum_{n=1}^N B_n \sin \left(\frac{2\pi \nu f_c t}{c} \cos \phi_n + \psi_n \right) \quad (8)$$

Para poder extraer una función de densidad de probabilidad de la amplitud de la señal recibida obsérvese el proceso aleatorio anterior en su forma de fase y cuadratura en un instante determinado t_0 . Si N es lo suficientemente grande, entonces, según el teorema central del límite, $I(t_0)$ y $Q(t_0)$ se pueden aproximar a gaussianas de media cero y varianza $\sigma^2 = \frac{1}{2} E\{|B_n|^2\}$, habiéndose promediado ϕ_n y ψ_n . De esta forma, el campo eléctrico recibido tiene una envolvente $\rho(t) = \sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2}$ y una fase $\theta(t) = \arctan[Q(t)/I(t)]$. La fase se ajustará a una distribución uniforme entre $[0, 2\pi]$, y la envolvente a una distribución tipo Rayleigh con una función de densidad de probabilidad

$$p(\rho) = \begin{cases} \frac{\rho}{\sigma^2} e^{-\rho^2/2\sigma^2} & \rho > 0 \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (9)$$

donde

$$\sigma^2 = \frac{1}{2} E\{|B_n|^2\} \quad (10)$$

Una variante de desvanecimiento más suave que ésta es el *desvanecimiento Rice*.

4.2.2. Canales con desvanecimiento multitrayecto Rice

A veces, los terminales móviles no reciben sólo las componentes multitrayecto Rayleigh, sino que también reciben una componente de visión directa. Esta nueva situación representa un desvanecimiento multitrayecto menor y recibe el nombre de **desvanecimiento Rice**, puesto que la potencia recibida sigue una distribución Rician. Si se supone que el rayo directo recibido en la antena tiene una forma $A\cos(w_c t)$, la nueva envolvente en un instante dado es $\rho = \sqrt{(I(t) + A)^2 + Q(t)^2}$. La componente recibida por visión directa entre transmisor y receptor tiene una potencia de $\frac{1}{2}A^2$; cuando se hace $A = 0$, se está particularizando para un desvanecimiento Rayleigh, siendo $\sigma^2 = \frac{1}{2}E\{|B_n|^2\}$ la potencia en este caso. Se suele definir un constante $K = A^2/2\sigma^2$, que marca la relación entre la potencia debida al rayo directo y las componentes Rayleigh [RICE97].

Para este nuevo caso de desvanecimiento, se puede demostrar que la envolvente se ajusta a una distribución tipo Rice:

$$p(\rho) = \frac{\rho}{\sigma^2} e^{-(K+\rho^2/2\sigma^2)} I_0\left(\frac{\sqrt{2K}\rho}{\sigma}\right) \quad (11)$$

donde $I_0(\cdot)$ es la función de Bessel modificada de orden cero. Como se puede ver si $K = 0$ (esto sólo ocurre si no hay rayo directo entre transmisor y receptor), entonces $I_0(0) = 1$, con lo que se llega a una función de densidad de probabilidad igual que la de una distribución Rayleigh.

4.3. Receptor

Lo que se pretende conseguir en este bloque es recoger la señal paso-banda **BPSK** que proviene del canal de transmisión, demodularla, y deshacer el proceso de ensanchado que se le hizo en el emisor.

Al igual que hicimos en el emisor se podría resumir el funcionamiento de este bloque así:

$$s'(t) \otimes m'(t) \otimes b'(t)$$

donde:

$s'(t)$: señal BPSK afectada por el ruido

$m'(t)$: señal de espectro ensanchado afectada por el ruido

$b'(t)$: señal binaria transmitida afectada por el ruido

La demodulación de la señal **BPSK** emplea un detector coherente, el cual se compone de tres elementos básicos [HAYKIN89b]:

1. Un *multiplicador*, el cual se surte de una señal portadora generada localmente.

2. Un *integrador* que opera sobre la salida del multiplicador para los sucesivos intervalos de bit, y que funciona como un filtro paso-baja.

3. Un *decisor* que compara la salida del integrador con un cierto umbral de decisión, según el cual la salida será uno si se supera el umbral y cero en caso contrario.

En la **figura 8** se pueden reconocer estos bloques.

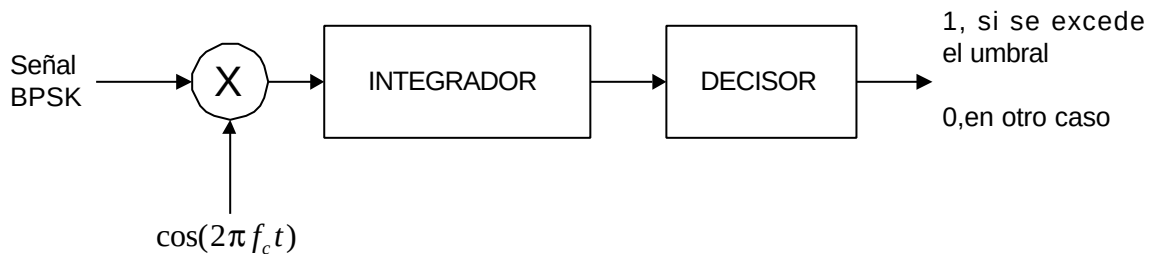


Figura 8. Esquema de un receptor BPSK

Al demodular la señal **BPSK** obtendremos una señal de espectro ensanchado deteriorada respecto a la señal original por el ruido que existe en el canal de transmisión. Una vez obtenida la señal de espectro ensanchado deteriorada por el ruido, el siguiente paso es recuperar la señal binaria transmitida de la cual deriva. El proceso de recuperación consiste en la *des correlación* de la señal de espectro ensanchado recibida con un *código Gold*, generado localmente en el receptor. Para este proyecto, en donde la longitud de los *códigos Gold* es de $L = 1023$ chips, el resultado será una sucesión continua de secuencias de longitud L , cada una de las cuales representará un bit de la señal binaria original. Si existe una buena sincronización entre el código local y la señal de espectro ensanchado recibida, se obtendrá una secuencia de 1023 chips en su mayoría 1, si el bit transmitido fue un uno, o una secuencia de -1 si el bit transmitido fue un cero (ó -1 si se trabaja con codificación bipolar). De esta forma, es sencillo desarrollar un decisor para recuperar la señal original, pues si se suman estas secuencias de 1 ó -1 se obtendrán cantidades próximas a 1023, o al menos de signo positivo, si se transmitió un 1, o próximas a -1023 , o al menos de signo negativo, si se transmitió un -1 . Serán tanto más próximas a 1023 ó a -1023 cuanto menor sea el número de chips afectados por el ruido del canal de transmisión. El límite de ruido que permitirá el funcionamiento de este decisor será aquel que torne el signo de las cantidades sumadas.

4.4. Otros bloques de interés

En la descripción teórica de un sistema clásico de comunicaciones como el anterior surge, a veces, la pregunta de por qué se emplea siempre un sistema con portadora y no se trabaja con un sistema sin ella. Para aclarar esta cuestión, nada mejor que un ejemplo. Considérese la transmisión de ondas electromagnéticas (**EM**) a través del espacio mediante el empleo de antenas. La longitud de onda de una onda **EM** está dada por

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{f}. \text{ Se puede demostrar que la longitud de la antena requerida}$$

para transmitir eficientemente esta onda **EM** es aproximadamente λ . De esta forma para una transmisión de voz a una frecuencia de 3 kHz sería necesario una antena de longitud 100000 m. Sin embargo, para una transmisión a 300 MHz, la longitud requerida para la antena sería de 1m. Por este motivo y porque, además, estas señales se propagan por la atmósfera con una baja atenuación, queda justificado el empleo de señales de alta frecuencia portadoras de la información que se desea transmitir.

El problema que se deriva del empleo de estas señales es el muestreo de las mismas. Si es necesario muestrear estas funciones se deseará que se haga de la manera más eficiente posible. Una señal continua está representada $f_c - B/2 \leq f \leq f_c + B/2$ por un modelo discreto, únicamente, si se puede hacer un muestreo y si la frecuencia de muestreo es, al menos, dos veces la frecuencia más alta en el espectro de la señal. Así, si el espectro de la señal está contenido en la banda , una interpretación del teorema del muestreo indicará que la frecuencia de muestreo debe ser del orden de $2f_c + B$ [JERU92c]. Es inmediato deducir de aquí, que la frecuencia de muestreo será muy alta y que, por tanto, cualquier simulación de este sistema estará limitada dinámicamente en velocidad por el gran número de muestras a tomar. En este proyecto, en el cual se trabajará con una frecuencia de portadora $f_c = 1400$ MHz, y cuyo estudio es, precisamente, la eficiencia de los métodos de simulación, es de extrema importancia encontrar una solución que aligere la frecuencia de muestreo, de forma que se reduzcan los tiempos de simulación. Se propone trabajar con señales y sistemas paso-baja equivalentes, mediante los cuales las portadoras moduladas y los sistemas paso-banda podrán ser analizados y simulados como si fueran paso-baja. De esta forma, la frecuencia de muestreo sólo necesitará ser del orden de B , lo cual supone duplicar sólo la frecuencia más alta de la señal de información. Esta técnica, que permite emplear sistemas equivalentes paso-baja se denomina **Método de la Envoltura Compleja**. La idea de este método en sí es muy intuitiva. Por ejemplo, considérese cualquier señal portadora modulada $s(t)$:

$$\begin{aligned}
 s(t) &= r(t) \times \cos[2\pi f_c t + \phi(t)] = \operatorname{Re}[r(t)e^{j\phi(t)}e^{j2\pi f_c t}] = \\
 &= \operatorname{Re}[v(t)e^{j2\pi f_c t}]
 \end{aligned}
 \quad (12)$$

donde:

$r(t)$: recoge la modulación en amplitud

$\phi(t)$: recoge la modulación en fase

f_c : es la frecuencia de la portadora

Si se observa detenidamente, se puede decir que $v(t) = r(t)e^{j\phi(t)}$ contiene toda la información que contenía $s(t)$. $v(t)$ tiene forma natural de señal paso-baja. Se le suele denominar *equivalente compleja paso-baja* o *envolvente compleja de la señal*. Si $s(t)$ es una señal de banda estrecha (si $B \ll f_c$, siendo B el ancho de banda de $s(t)$) entonces, bajo esta condición se puede demostrar que el filtrado paso-banda sobre $s(t)$ puede ser evaluado a través de un filtrado equivalente paso-baja cuya entrada es $v(t)$.

Todo este procesamiento mediante sistemas paso-baja equivalentes queda definido más formalmente a través de la **Transformada de Hilbert**.

4.4.1. La Transformada de Hilbert

Supóngase una señal real $s(t)$, cuya transformada de Fourier $S(f)$ [HAYKIN89c] [MANO98a] tiene su contenido en frecuencia concentrado en una estrecha banda de frecuencias en las vecindades de una frecuencia f_c , como se puede ver en la figura [PROA95b].

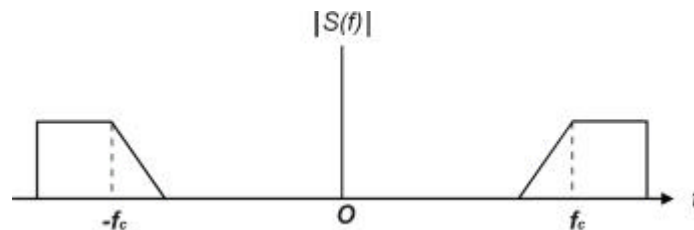


Figura 9. Representación de la Transformada de Fourier de una señal $s(t)$

Se pretende descubrir una representación matemática de tal señal. El primer paso es construir una señal que contenga sólo las componentes en frecuencia positivas de la señal

$$S_+(f) = 2u(f)S(f) \quad (13)$$

La expresión equivalente en el dominio del tiempo es su transformada inversa

$$s_+(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_+(f) e^{j2\pi ft} df = F^{-1}[2u(f)] * F^{-1}[S(f)] \quad (14)$$

La señal $s_+(t)$ se denomina *señal analítica o pre-envolvente* de $s(t)$. Sabiendo que $F^{-1}[S(f)] = s(t)$ y que

$$F^{-1}[2u(f)] = \delta(t) + \frac{j}{\pi t} \quad (15)$$

se llega a que

$$s_+(t) = \left[\delta(t) + \frac{j}{\pi t} \right] * s(t) = s(t) + j \frac{1}{\pi t} * s(t) \quad (16)$$

A continuación, se puede definir $\hat{s}(t)$ como

$$\begin{aligned} \hat{s}(t) &= \frac{1}{\pi t} * s(t) \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s(\tau)}{t - \tau} d\tau \end{aligned} \quad (17)$$

donde se observa que $\hat{s}(t)$ puede verse como la salida de un filtro con respuesta impulsiva

$$h(t) = \frac{1}{\pi t} \quad -\infty < t < \infty \quad (18)$$

cuando es excitado por la señal de entrada $s(t)$. Este tipo de filtro recibe la denominación de **Transformada de Hilbert**. La respuesta en frecuencia de este filtro es

$$H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j2\pi f t} dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{t} e^{-j2\pi f t} dt$$

$$= \begin{cases} -j & (f > 0) \\ 0 & (f = 0) \\ j & (f < 0) \end{cases} \quad (19)$$

De aquí, es fácil ver que $|H(f)|=1$ y la fase

$$\Theta(f) = \begin{cases} -\frac{1}{2}\pi & \text{para } f > 0 \\ \frac{1}{2}\pi & \text{para } f < 0 \end{cases} \quad (20)$$

Según la ganancia del filtro y, fundamentalmente, por su respuesta en la fase, se puede decir que este filtro es, básicamente, un *desplazador de fase de 90°* para todas las frecuencias de la señal de entrada. Más correctamente, su nombre es un **filtro de cuadratura**.

Volvamos sobre $s_+(t)$. Esta señal es una señal paso banda. Es posible obtener una representación equivalente paso-baja mediante una traslación en frecuencia de $S_+(f)$. De esta forma, se define $S_l(f)$ como

$$S_l(f) = S_+(f + f_c) \quad (21)$$

cuya transformada inversa es

$$s_l = s_+(t) e^{-j2\pi f_c t}$$

$$= [s(t) + j\hat{s}(t)] e^{-j2\pi f_c t} \quad (22)$$

o también

$$s(t) + j\hat{s}(t) = s_l(t) e^{j2\pi f_c t} \quad (23)$$

En general, la señal $s_l(t)$ es compleja, con lo que puede expresarse así

$$s_l(t) = x(t) + jy(t) \quad (24)$$

y si se hacen las sustituciones pertinentes en las dos ecuaciones anteriores y se desglosan en dos ecuaciones, una que recoja la parte real y otra la imaginaria, se obtiene

$$\begin{aligned} s(t) &= x(t) \cos 2\pi f_c t - y(t) \sin 2\pi f_c t \\ \hat{s}(t) &= x(t) \sin 2\pi f_c t + y(t) \cos 2\pi f_c t \end{aligned} \quad (25)$$

La ecuación de $s(t)$ posee la forma deseada para la representación de una señal paso-banda, donde las componentes de baja frecuencia, aquí representadas en las señales $x(t)$ e $y(t)$, se pueden ver como modulaciones en amplitud sobre portadoras de frecuencia f_c .

La ecuación de $s(t)$ también puede expresarse como

$$\begin{aligned} s(t) &= \text{Re} \left\{ [x(t) + jy(t)] e^{j2\pi f_c t} \right\} \\ &= \text{Re} \left[s_l(t) e^{j2\pi f_c t} \right] \end{aligned} \quad (26)$$

La señal paso-baja $s_l(t)$ recibe el nombre de *envolvente compleja* de la señal real $s(t)$ y representa básicamente su equivalente paso-baja.

Así pues, queda justificado el empleo de bloques que realicen la Transformada de Hilbert como mecanismo para transformar las señales paso-banda a señales paso-baja, con el fin de mejorar la simulación del sistema de comunicaciones. A continuación, se pasa a la descripción por bloques del sistema.

5 Descripción práctica del sistema

La descripción que se realiza en este capítulo trata con mayor detalle cada uno de los bloques vistos en la descripción teórica del sistema que se acaba de hacer. En la página siguiente puede verse el esquema de simulación propuesto (**figura 10**), en el cual es fácil distinguir el emisor, canal de transmisión y receptor. Acompañando a las partes ya mencionadas (emisor, canal y receptor) se encuentran un par de bloques nuevos, cuya función es transformar una señal paso banda a su equivalente paso baja según la *Transformada de Hilbert*. En el esquema anterior se ha incluido también un bloque de señales interferentes, para que sea representativo de una situación real. Concretamente un número aleatorio de señales **DS-CDMA**, de entre un total de doce, generadas con distintos *códigos Gold* y con ganancias diferentes, es el que simulará el acceso de múltiples usuarios a la interfaz aire. Estas señales sólo serán partícipes de la simulación cuando el switch que les da paso está ON. En el caso que esté OFF, la simulación sólo contará con el ruido que le proporcione el canal de transmisión.

Se pueden obtener resultados visibles de la simulación, en tiempo real, a través de los displays que aparecen en el esquema.

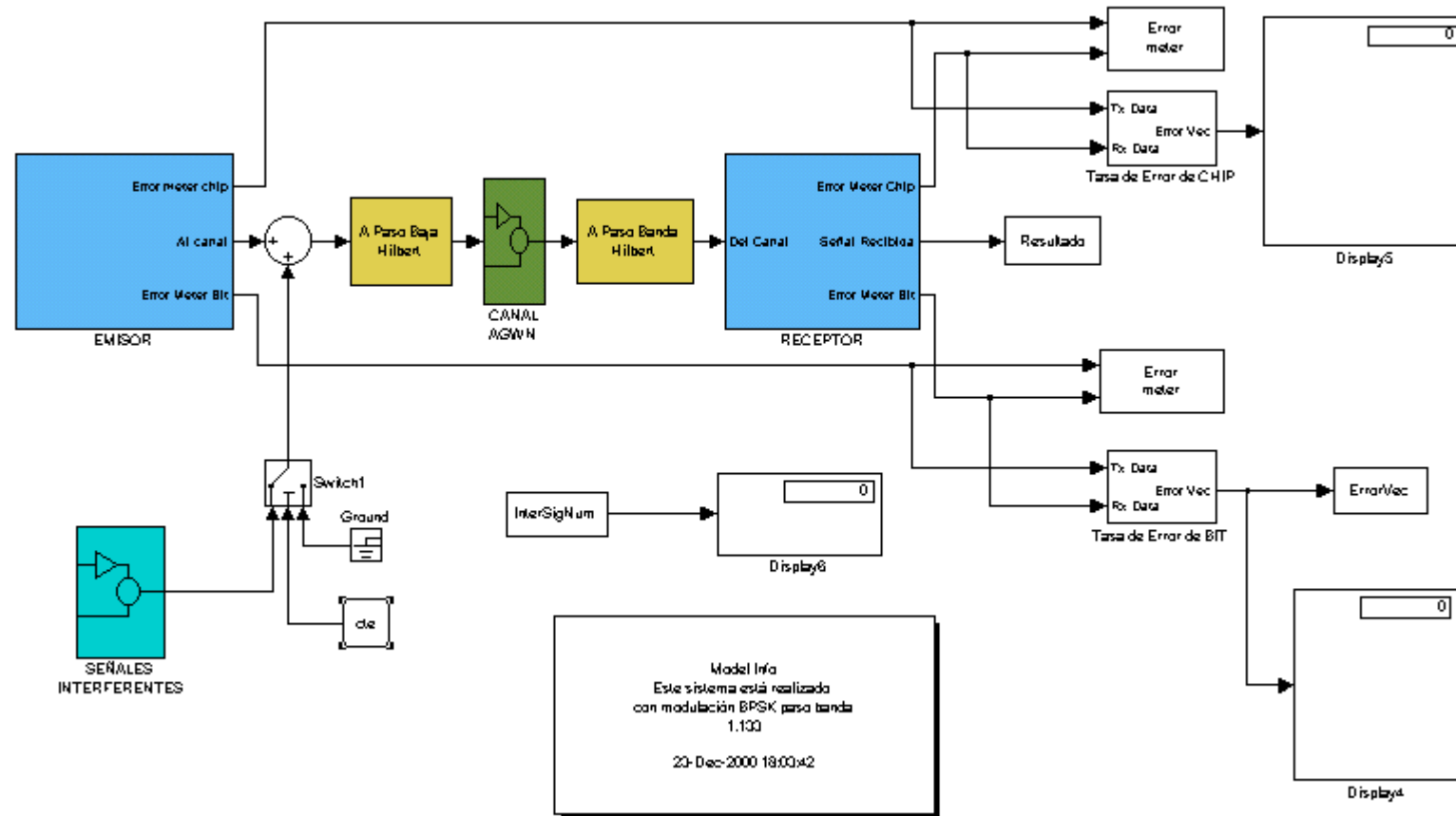


Figura 10. Esquema de simulación propuesto

5.1. Emisor

El objetivo que se pretende alcanzar en este bloque es obtener una señal de espectro ensanchado (**DS-CDMA**), a partir de una señal de información aleatoria, y transmitirla al canal mediante una modulación digital en fase binaria (**BPSK**).

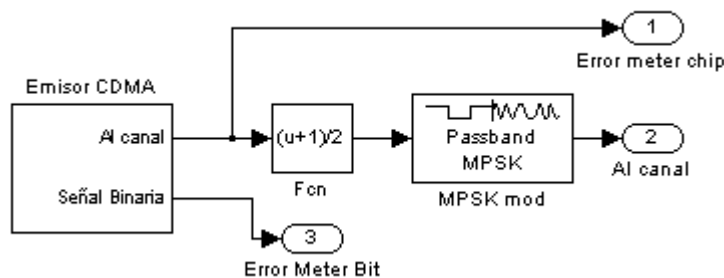


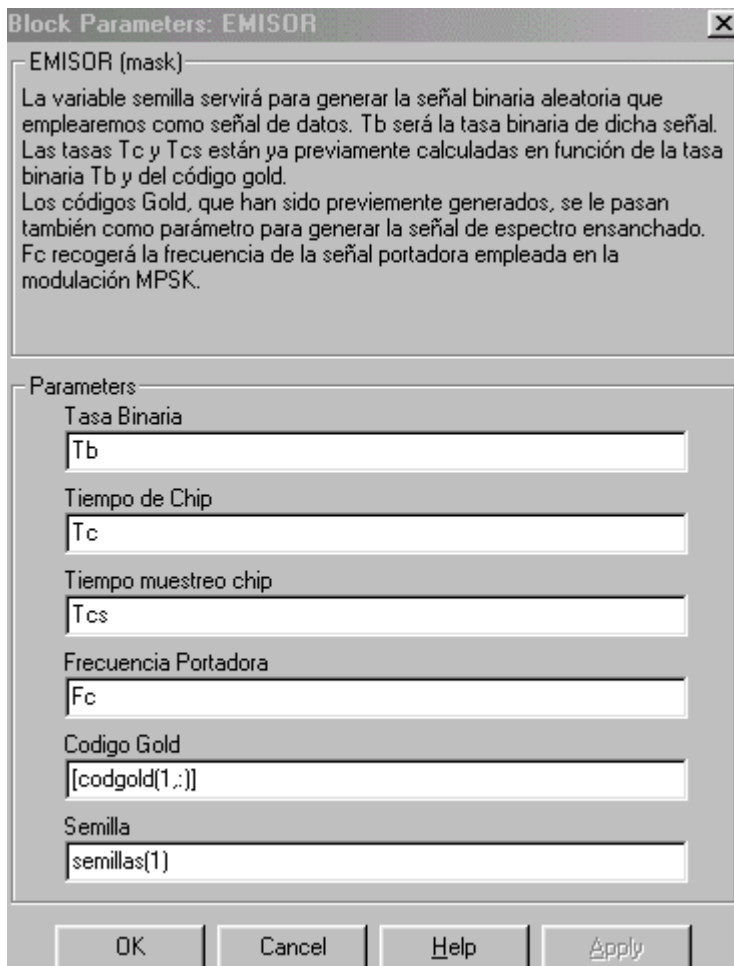
Figura 11. Esquema del Emisor

En el bloque anterior, que se ha denominado *Emisor*, se observan tres bloques:

- 📖 **Emisor CDMA:** generará una señal de espectro ensanchado
- 📖 **Modulador MPSK paso-banda:** realizará una modulación digital de los datos de entrada, y se particularizará para el caso $M=2$, es decir, BPSK.
- 📖 **Bloque Fcn:** su función en el subsistema Emisor es la de proporcionar a su salida una señal unipolar $\{0,1\}$.

Para el correcto funcionamiento de estos bloques será necesario definir una serie de parámetros, tales como la tasa de binaria de la señal de información (T_b), frecuencia de portadora (F_c), tiempo de chip (T_c), tiempo de muestreo de chip (T_{cs}), etc., que serán cargados previamente en MATLAB mediante un *fichero.m*, y que se le irán pasando, a través de una máscara, a los distintos bloques donde sean necesarios.

Para conocer los parámetros que emplea el bloque *Emisor* se recurre a la visualización de la máscara de bloque empleada en MATLAB. Una máscara de bloque no es más que una interfaz que gestiona los parámetros de entrada a un bloque diseñado en SIMULINK. A continuación se muestra la máscara del bloque Emisor:



Todos los parámetros que aparecen aquí están definidos y explicados en el fichero *empieza.m*, el cual se define en el **ANEXO A**.

Figura 12. Parámetros de Emisor

5.1.1. Modulador MPSK paso-banda

Como ya se explicó en la descripción teórica del sistema, este bloque toma la señal de espectro ensanchado y la transmite por el canal según una modulación **BPSK**.

El hecho de que el bloque trabaje en paso-banda implica que uno de los parámetros que le sirven como entrada, sea la frecuencia de la señal portadora. En este proyecto se ha trabajado con una portadora $F_c = 1400$

Mhz modulada digitalmente en fase (**BPSK**), como se puede ver en la máscara del bloque de modulación **MPSK**.

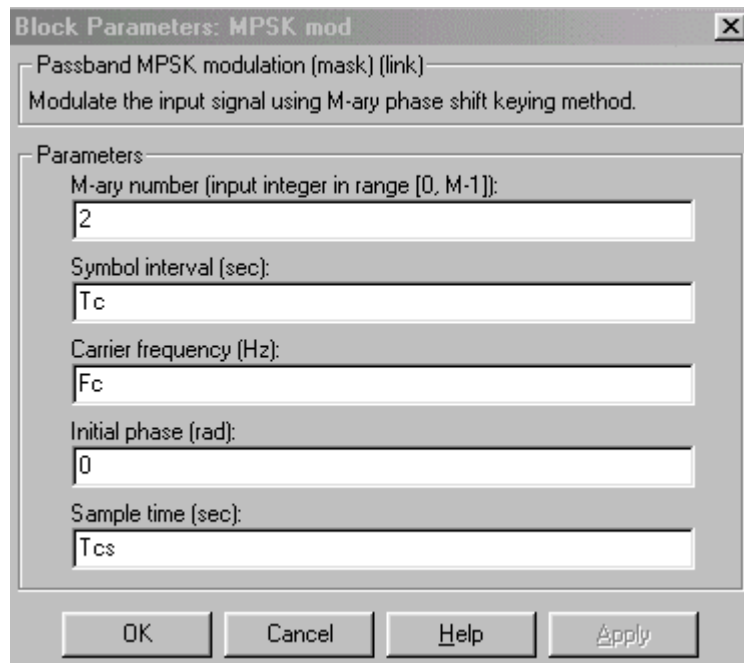


Figura 13. Parámetros modulador BPSK

Los parámetros que necesita este modulador PSK son:

📖 **M-ary number**: si este parámetro es igual a 2 se indicará que la modulación en fase es binaria, es decir, BPSK.

📖 **Symbol interval**: indicará la duración del símbolo que se está transmitiendo por el canal. Su valor es T_c porque la señal que se envía no es la original, cuya tasa binaria es T_b , sino la ensanchada por el código.

📖 **Carrier Frequency**: indicará la frecuencia de la portadora empleada.

📖 **Initial Phase**: posible fase inicial que tenga la señal transmitida por el canal.

📖 **Sample time**: tiempo de muestreo que se aplicará para la obtención de muestras de cada símbolo que se transmita.

5.1.2. Emisor CDMA

De este bloque se obtendrá la señal de espectro ensanchado que posteriormente será modulada y transmitida por el canal. El tipo de emisor **CDMA** empleado es un emisor **DS-CDMA**, en donde la señal de espectro ensanchado se obtiene, simplemente, a partir de la señal de datos binaria, por multiplicación directa con el código de ensanchamiento del usuario. Para la generación de esta señal se necesitará, como es lógico, el *código Gold* (código de ensanchamiento) y la propia señal a transmitir. El *código Gold* será único para cada usuario, de tal forma que sólo uno empleará el mismo código en el emisor y en el receptor. Si existe alguna duda a cerca de este proceso se recomienda volver al apartado *CDMA de secuencia directa: DS-CDMA*, del capítulo 2. En la **figura 14** se puede ver claramente el proceso de generación de una señal de espectro ensanchado por secuencia directa.

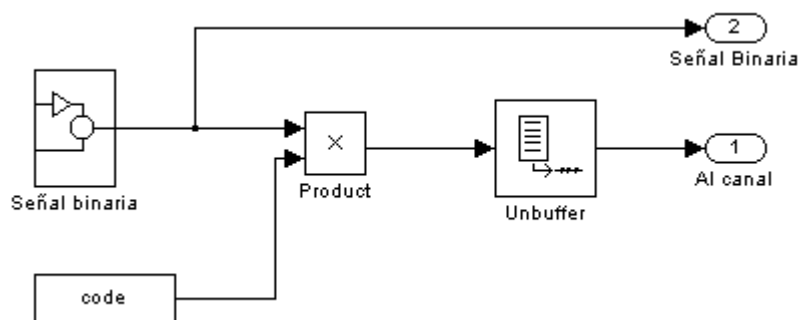


Figura 14. Emisor CDMA

Del bloque generador de la *Señal binaria* se obtendrá una señal binaria bipolar que será tratada como la señal de datos a transmitir. Este bloque consta, fundamentalmente, de un generador de números aleatorios de Bernoulli, el cual produce unos y ceros con igual probabilidad ($p = 0.5$) a partir de una semilla dada. A continuación se muestra el bloque *Señal binaria*:

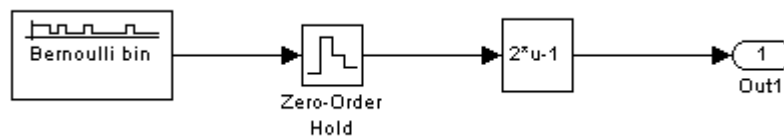


Figura 15. Generación de una señal binaria

En el esquema anterior se identifica perfectamente el bloque generador de números aleatorios de Bernoulli. La tasa binaria que se emplea en la simulación queda fijada a través del bloque *Zero-Order Hold*.

En la máscara del bloque *Señal binaria* se puede ver que los parámetros que necesita este bloque son la Tasa binaria y una Semilla.

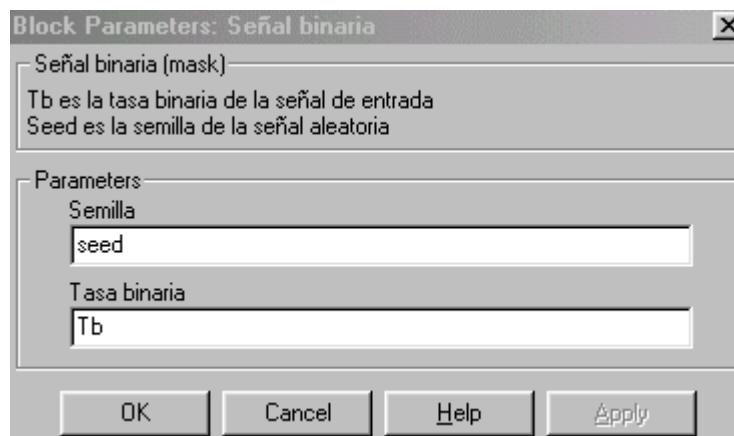


Figura 16. Parámetros para generación de una señal binaria

5.2. Receptor

Al igual que en cualquier sistema de comunicaciones, este receptor está situado después del canal de transmisión. Aquí, en concreto, no está inmediatamente después, sino que le precede uno de los bloques encargados de la *Transformación de Hilbert*. Como ya se vió estos bloques están encargados de la transformación de un sistema de paso-baja a paso-banda o viceversa. En este caso está precedido, concretamente, por aquel que se encarga de la transformación a paso-banda. Una vez ubicado el bloque Receptor dentro del esquema general se presenta el contenido de dicho bloque

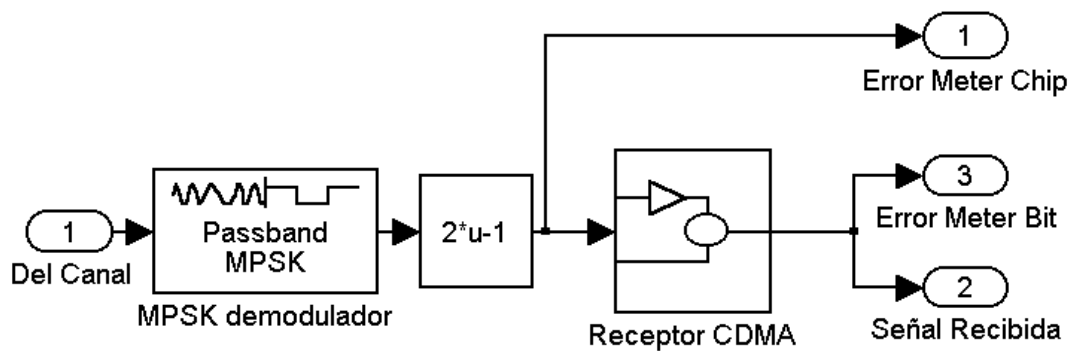


Figura 17. Esquema del Receptor empleado

Se puede observar cierta similitud con el bloque *Emisor* ya visto, y una simetría respecto al canal de transmisión. Esto en cierto modo es lógico pues ambos bloques, *Emisor* y *Receptor*, realizan operaciones inversas en orden inverso.

Básicamente la función de todo este bloque es la de recibir una señal digital modulada en fase y demodularla, extrayendo así la señal de espectro ensanchado que porta. Posteriormente, en el *Receptor CDMA*, la señal extraída será multiplicada por el código de ensanchamiento correspondiente al usuario que realiza la transmisión y que está generado localmente. El resultado, como ya se explicó en el apartado teórico, será una larga sucesión de secuencias de 1023 chips en su mayoría iguales para cada secuencia (excepto aquellos modificados por el ruido). Cada secuencia se corresponde con un bit de la señal de información original. Esta sucesión de secuencias de chips será “descifrada” en un bloque *Decisor*, también contenido en el *Receptor CDMA*, cuya labor será obtener a su salida una señal lo más parecida a la señal de información original. Sin más preámbulos se expone la función de cada uno de los subbloques que constituyen el bloque *Receptor*.

5.2.1. Demodulador MPSK paso-banda

La función de este bloque es tomar la señal del canal, que es una señal paso-banda, y demodularla para obtener una señal de espectro ensanchado. La máscara de este bloque queda configurada así:

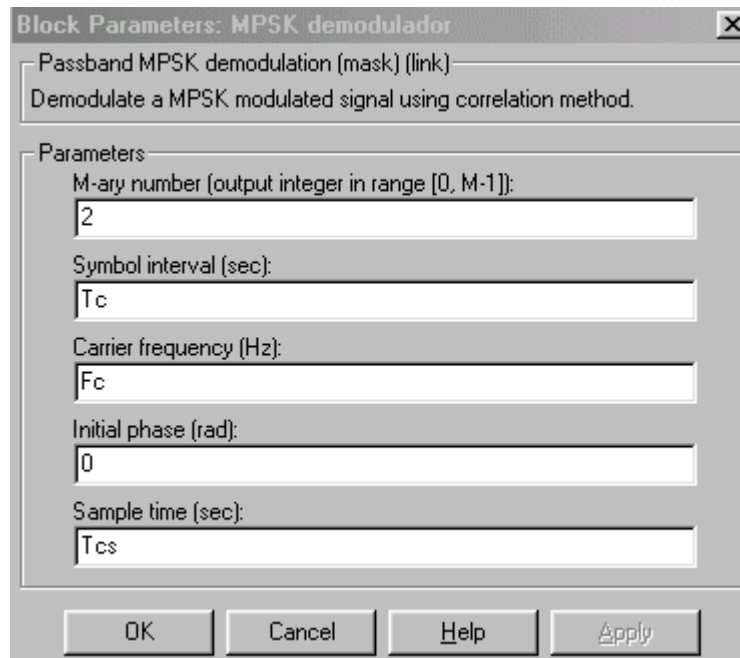


Figura 18. Parámetros empleados por el demodulador MPSK

Los parámetros que aquí aparecen son los mismos que se vieron en el modulador paso-banda PSK.

5.2.2. Receptor CDMA

Se puede decir perfectamente que este es el bloque más importante del *Receptor* y, en efecto, lo es. En él, la señal de espectro ensanchado obtenida del canal de ruido es descorrelada con el código de ensanchamiento (*Código Gold*) generado localmente. El bloque *Decisor* que le sucede será el encargado de obtener una señal en banda base lo más fiel posible a la señal de información que se transmitió. El desarrollo de estas operaciones se puede seguir fácilmente a través del esquema de bloques que se propone para este bloque *Receptor CDMA*.

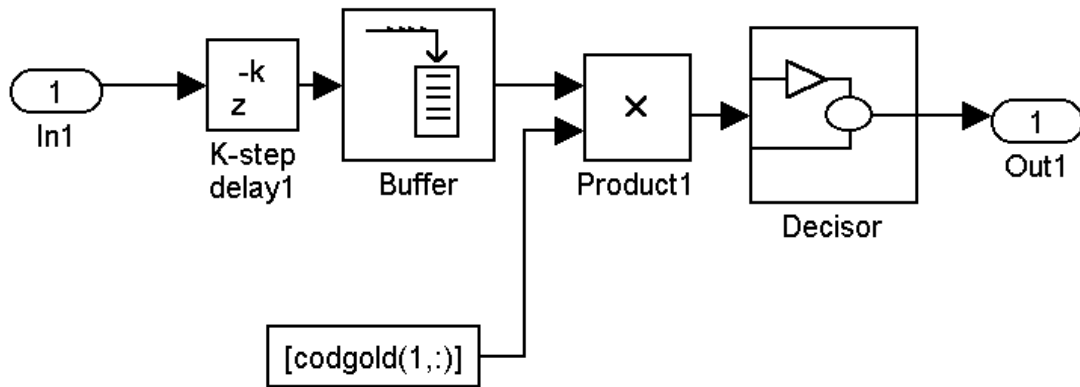


Figura 19.Receptor CDMA

A continuación, se presenta el esquema del bloque *Decisor*, cuya labor es la de hacer una suma parcial cada 1023 chips (recuérdese que 1023 chips se corresponden con un solo bit de información).

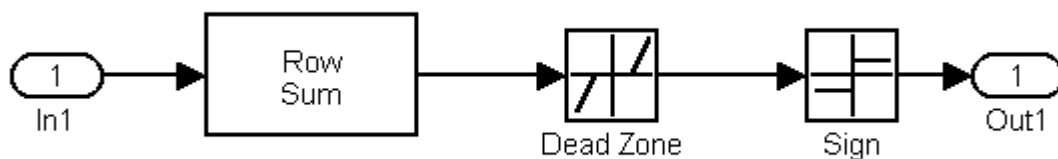


Figura 20.Bloque Decisor

En la práctica, se obtendrán valores comprendidos entre 1023 y -1023 . Mediante un bloque de zona muerta se separarán los valores positivos de los negativos, y con la ayuda de la función signo se obtendrán 1 cuando el valor de la suma haya sido positivo, y -1 cuando haya sido negativo.

5.3. Bloques de transformación paso-banda a paso-baja: Transformada de Hilbert

Estos bloques están van por parejas, pues uno de ellos se encarga de hacer la transformación paso banda a paso baja y otro la transformación inversa. Como se puede ver en la figura del sistema de comunicaciones general, están ubicados a ambos lados del canal de transmisión.

5.3.1. Transformación paso banda a paso baja

La entrada de este bloque es una señal portadora modulada digitalmente en fase (**BPSK**) por una señal de espectro ensanchado. Si esta señal es $s(t)$, la transformación que sobre ella se hará es la siguiente:

$$\begin{aligned} s_l(t) &= s_+(t) e^{-j2\pi f_c t} \\ &= [s(t) + j\hat{s}(t)] e^{-j2\pi f_c t} \end{aligned} \quad (27)$$

donde:

$s_l(t)$: envolvente compleja de $s(t)$. Es una señal paso baja

$s_+(t)$: preenvolvente de $s(t)$. Es una señal paso banda

$\hat{s}(t)$: transformada de Hilbert. Es una señal paso banda

Así pues, a partir de una señal paso banda, $s(t)$, obtenemos otra, que es paso baja, $s_l(t)$. En el esquema propuesto para este bloque no se trabaja solamente en el dominio del tiempo, sino que también se emplea la transformada de Fourier, pues ciertas operaciones son más sencillas en el dominio de la frecuencia. Por ejemplo, la obtención de la señal $s_+(t)$ es más sencilla en frecuencia, pues sólo supone una simple multiplicación. Si se parte de

$$s_+(t) = \left[\delta(t) + \frac{j}{\pi t} \right] * s(t) = s(t) + j \frac{1}{\pi t} * s(t) \quad (28)$$

y hacemos su transformada, se obtiene

$$S_+(f) = 2u(f)S(f) = [1 + \text{sgn}(f)]S(f) \quad (29)$$

La parte que está entre corchetes podría ser vista como un filtro, *filtro Hilbert*, cuya entrada es la señal $s(t)$. De esta manera, resumiendo el funcionamiento de todo el bloque, para una entrada $s(t)$, se haría su transformada de Fourier, se multiplicaría por el filtro Hilbert, se pasaría otra

vez al dominio del tiempo y se multiplicaría por la exponencial compleja que permitiera la transformación de la señal en una paso baja.

El esquema del bloque refleja fielmente los pasos seguidos:

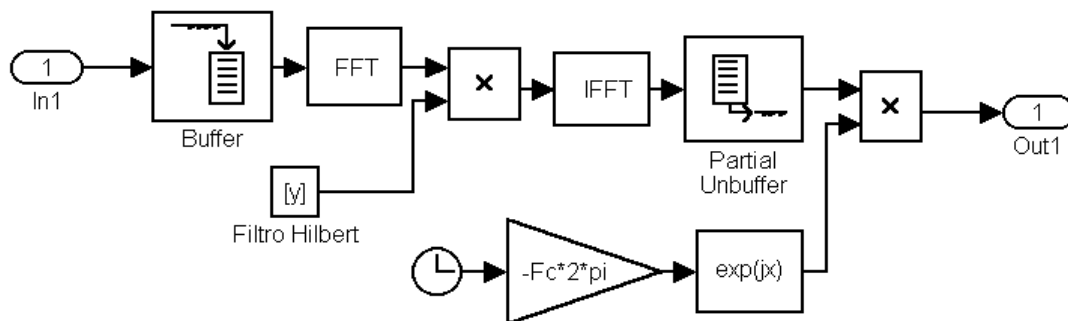


Figura 21. Transformación a paso baja

Como parámetros serán necesarios la frecuencia de la señal portadora F_c y el número de puntos empleados en la **FFT** [MANO98a].



Figura 22. Parámetros necesarios en el bloque de Hilbert

Este bloque está diseñado para funcionar con distintos tamaños de **FFT** (16,32,64,128).

La máscara empleada con este bloque es más compleja pues en su interior está diseñado y contenido el filtro Hilbert.

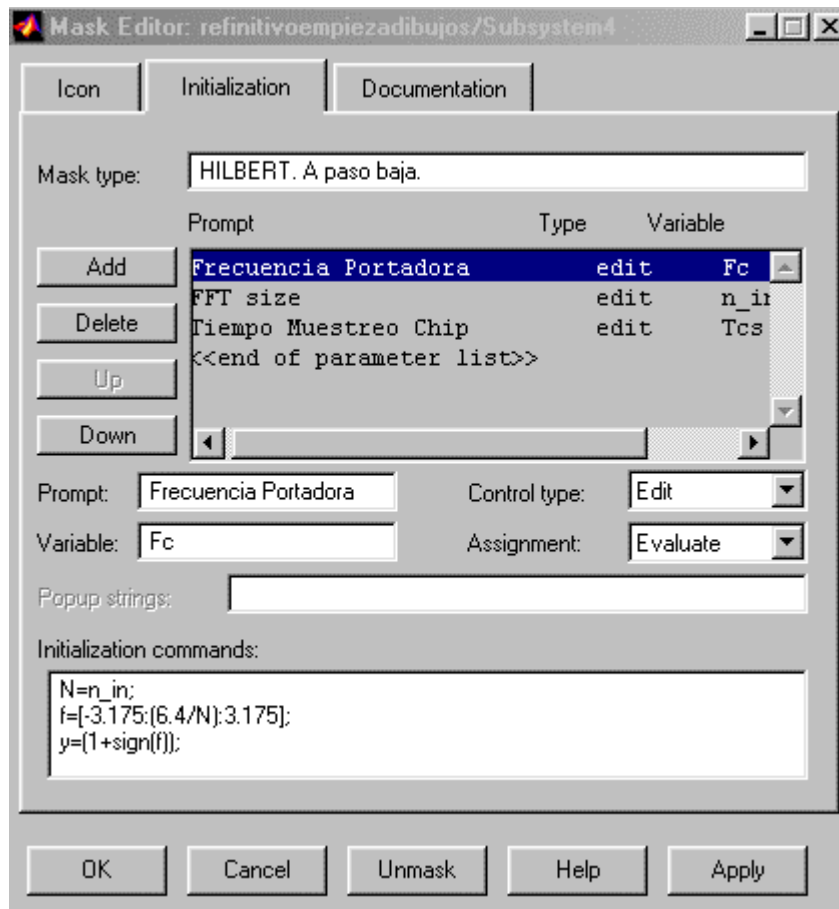


Figura 23. Máscara del bloque de transformación a paso baja

El editor de máscara permite ver el diseño del filtro Hilbert en la parte de *Initialization commands*.

5.3.2. Transformación paso baja a paso banda

La transformación que en este bloque se lleva a cabo es más sencilla. Este bloque está ubicado después del canal de ruido, por tanto, su entrada será una señal paso baja afectada por el ruido. Sin embargo, para poder seguir con la notación empleada en el capítulo teórico de la transformada de Hilbert y con el fin de que la explicación sea más sencilla se obviará el efecto de ruido sobre la señal, pues no modificará en absoluto el diseño de este bloque. De este modo, obviando el bloque que representa el canal de transmisión, los bloques que realizan la transformada paso banda a paso baja y paso baja a paso banda estarían consecutivos. Si en la transformación paso banda a paso baja se buscaba obtener, a partir de una

señal portadora modulada en fase y paso banda, $s(t)$, otra señal con iguales características, $s_l(t)$, pero paso baja, ahora lo que se pretende es recuperar la señal $s(t)$, a partir de $s_l(t)$. Como ya se ha visto, si

$$\begin{aligned} s_l(t) &= s_+(t) e^{-j2\pi f_c t} \\ &= [s(t) + j\hat{s}(t)] e^{-j2\pi f_c t} \end{aligned} \quad (30)$$

es fácil ver que $s(t)$ se puede recuperar así

$$s(t) = \text{Re}[s_l(t) e^{j2\pi f_c t}] \quad (31)$$

Esta ecuación queda plasmada en nuestro diseño a través del siguiente esquema, el cual representa al bloque empleado en la simulación y que recoge precisamente la transformación de la señal a paso banda.

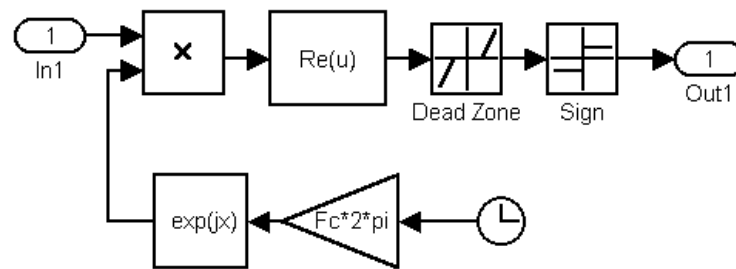


Figura 24. Transformación paso bajo a paso banda

Los bloques de zona muerta (*Dead Zone*) y signo (*Sign*) tienen justificada su presencia cuando el ruido está presente. Para este bloque el único parámetro necesario es la frecuencia de la portadora F_c .

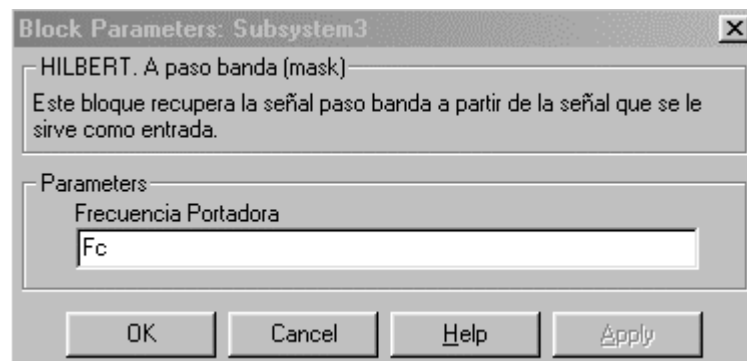


Figura 25. Parámetros del bloque de transformación a paso banda

6 Resumen

En este capítulo se ha presentado la plataforma de simulación del sistema de comunicaciones que se empleará para la estimación de probabilidades de error (**BER**) mediante los métodos de *Monte Carlo* y *Muestreo Enfatizado*. El sistema de comunicaciones propuesto presenta un esquema típico *Emisor - canal de transmisión - Receptor*, con las características particulares de un sistema **DS-CDMA**. Con los conocimientos adquiridos en éste y en el anterior capítulo se puede abordar ya el problema de la estimación de la **BER**.