

Máster Oficial en Sistemas Electrónicos Avanzados.
Sistemas Inteligentes.

Dispositivos y sistemas de comunicación inalámbrica

Uso de MATLAB en comunicaciones.

Dr. José Manuel Rodríguez Ascariz

Febrero 2008

Introducción

Es obvio que el objetivo de las comunicaciones inalámbricas es la transmisión de información vía radio. El recurso limitado por el que compiten los sistemas inalámbricos es el espectro radioeléctrico.

El estado actual de la tecnología (dispositivos electrónicos, necesidades de canalización, etc.) y las condiciones de propagación en función de la frecuencia de las señales transmitidas, hacen que la parte más deseada del espectro se sitúe en la banda que va desde los pocos MHz hasta 60 GHz. Más concretamente, las comunicaciones digitales actuales se sitúan en torno a la banda 1-5 GHz.

La información transmitida impondrá unos determinados requerimientos al canal de transmisión (canal radio), siendo el ancho de banda uno de los principales. Otro requisito fundamental es la distancia alcanzada por la señal radio que transporta dicha información.

Actualmente la información transmitida es mayoritariamente digital. Las señales digitales necesitan, en general, mayor ancho de banda que las analógicas dado que sufren cambios muy rápidos de nivel en el dominio del tiempo. Se verá con varios ejemplos como señales que varían bruscamente en el tiempo tienen componentes de elevado valor en el dominio de la frecuencia.

El caso extremo es la delta de Dirac (función teórica, imposible de conseguir con dispositivos reales) cuyo valor en el dominio de t es infinito para $t=0$ s y 0 para el resto de t . Pues bien, dicha función tiene un espectro de frecuencia continuo. Esto significa que para obtener una delta de Dirac sería necesario sumar infinitas señales sinusoidales (señales de frecuencia pura), cosa imposible en la práctica. En las siguientes figuras se puede apreciar esta señal en el tiempo y en la frecuencia. Como es sabido, la transformada de Fourier permite obtener las componentes de frecuencia de determinada señal en el dominio del tiempo.

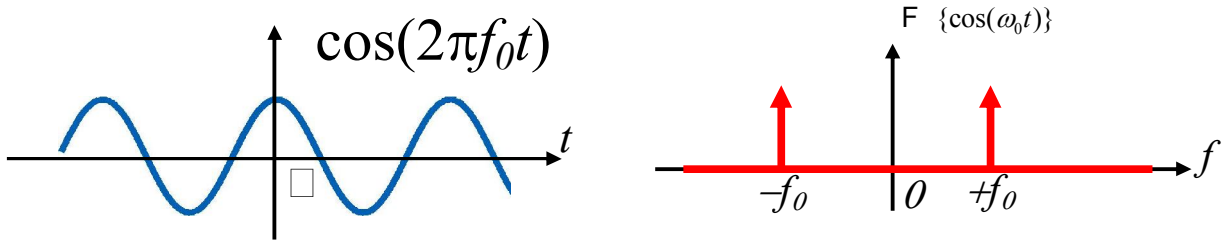


Por la propiedad de dualidad tiempo-frecuencia o bien la transformada inversa, se puede obtener la representación temporal de una delta en el dominio de la frecuencia:



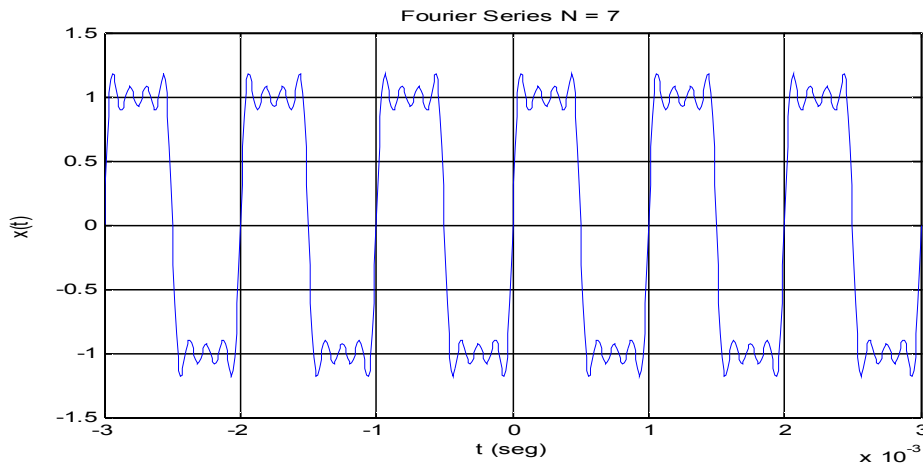
Puede observarse que la función temporal es una constante y se denomina componente continua. Su representación en la frecuencia es una delta en $f=0$ Hz.

La señal más simple o señal de frecuencia pura es la función sinusoidal.

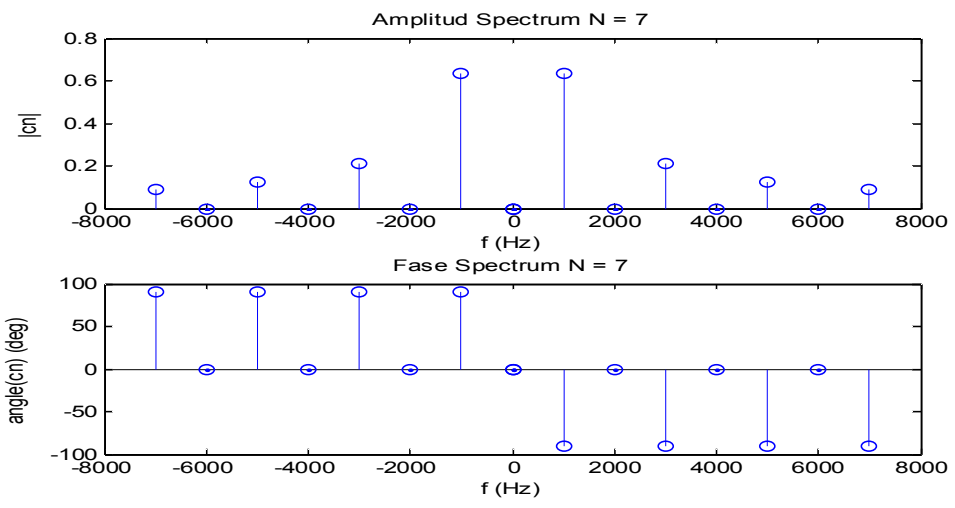


Sumando señales de frecuencia pura se puede obtener cualquier tipo de señal real. Los análisis de Fourier (series y transformadas) permiten calcular las amplitudes, frecuencias y fases que es necesario dar a dichas señales puras para obtener cualquier otra señal.

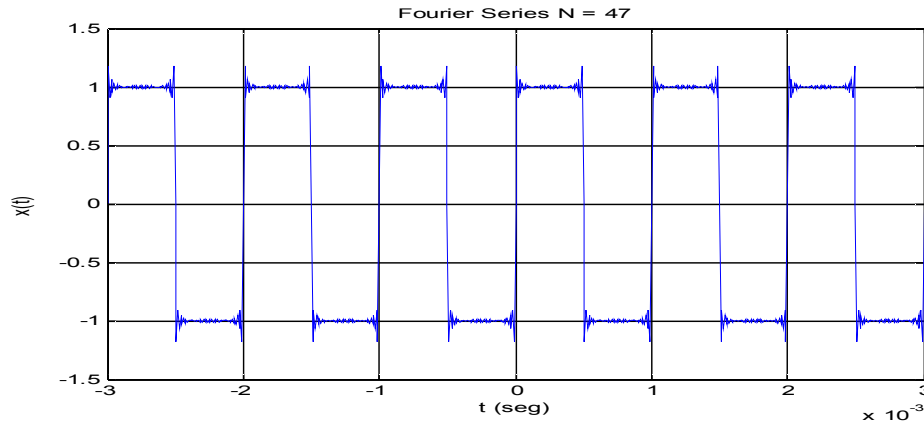
La siguiente figura muestra la aproximación a una señal cuadrada de 1 kHz. Se han utilizado 7 componentes ($C_0 \dots C_7$), aunque realmente $C_0=C_2=C_4=C_6=0$ (para una señal cuadrada, el valor de los componentes $C_n=4/n\pi$, si n impar y $C_n=0$ si n par).



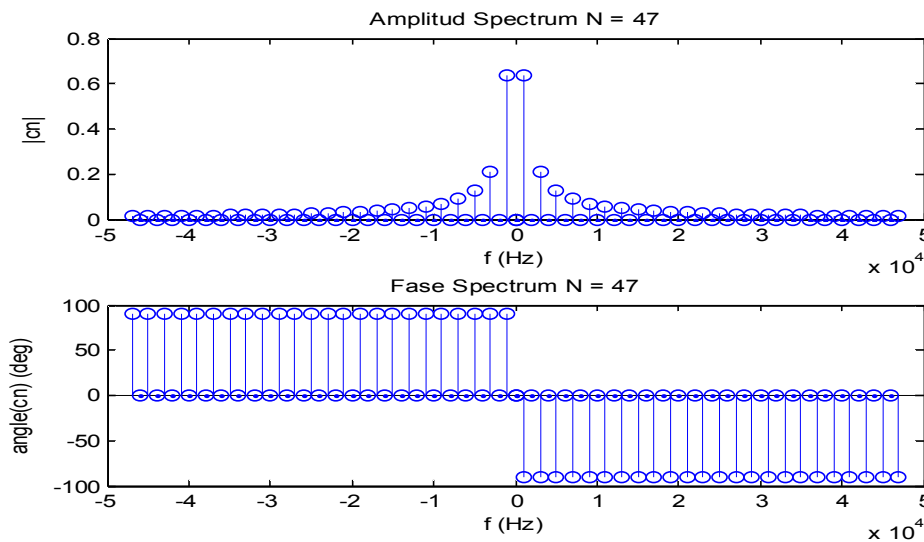
Las componentes de frecuencia de la señal anterior son:



Las siguientes figuras muestran una señal cuadrada con 47 componentes. Se ve claramente que la aproximación es muy superior a la anterior.



Y a continuación el espectro con 47 componentes. Está claro que esa “calidad” en el dominio de t se “paga” en el dominio de la frecuencia. Mientras con 7 componentes solo se necesitaba un ancho de banda de 7 kHz, con 47 componentes son necesarios 47 kHz.



(Ver http://en.wikipedia.org/wiki/Image:Synthesis_square.gif
http://commons.wikimedia.org/wiki/Image:Synthesis_sawtooth.gif)

La señal cuadrada de los ejemplos anteriores podría ser perfectamente información digital binaria, aunque parece absurdo transmitir información binaria “periódica” (constantemente 10). Efectivamente la información procedente de cualquier fuente binaria será, en general, una señal no periódica y en ese caso el espectro de dicha se obtendría mediante la transformada de Fourier. Aún así los resultados prácticos serían similares a aproximar esa información binaria por una señal cuadrada de equivalente régimen binario.

En los sistemas de comunicaciones digitales se transmiten símbolos analógicos en vez de señales digitales que, como se ha visto, exigen gran ancho de banda. Los símbolos analógicos empleados para codificar información binaria son $\sin(\omega t + \phi)$ y $\cos(\omega t + \phi)$.

El método más simple consiste en transmitir $\sin(\omega t)$ en caso de un “1” y no transmitir nada en caso de un “0”. Esto, aparentemente, ocuparía una “delta” en la frecuencia del $\sin(\omega t)$ lo que supone un ancho de banda casi nulo. Sin embargo esto es radicalmente falso dado que lo que se transmite son pulsos $\sin(\omega t)$ y no una señal continua; como se verá al hablar de modulaciones digitales, estos pulsos $\sin(\omega t)$ ocupan un ancho de banda proporcional a la frecuencia de los mismos.

Otro método simple consiste en la transmisión de **$\sin(\omega t)$** en caso de un “1” y **$\cos(\omega t)$** en caso de un “0”. Ahora se transmite “casi” una señal sinusoidal en todo momento. El problema está en el salto brusco que se produce del símbolo **$\sin(\omega t)$** al **$\cos(\omega t)$** ; como ya se ha dicho, ese cambio brusco supone una variación grande en frecuencia. Se verá esto al hablar de modulación de fase.

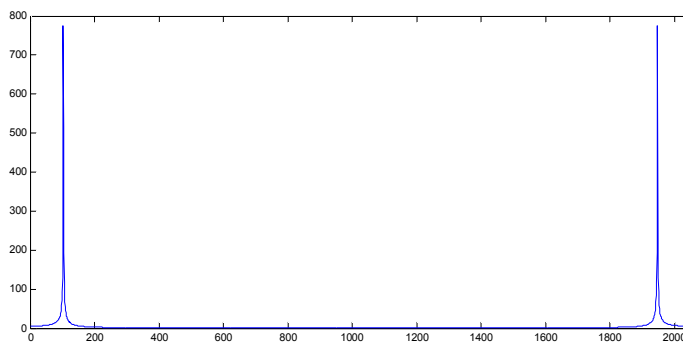
MATLAB resulta una herramienta muy cómoda para diseñar y simular sistemas de comunicación así como para el tratamiento de señales.

Vamos a comenzar con algunos ejemplos básicos.

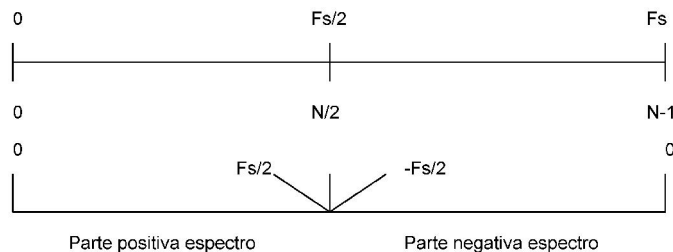
Espectro de una señal sinusoidal

```
Ts=1e-4           % periodo de muestreo
Fs=1/Ts          % frecuencia muestreo
N=2048           % número de muestras
t=[0:Ts:(N-1)*Ts]; % array de instantes de muestreo
xt=sin(2*pi*500*t); % señal x(t)
plot(t,xt)

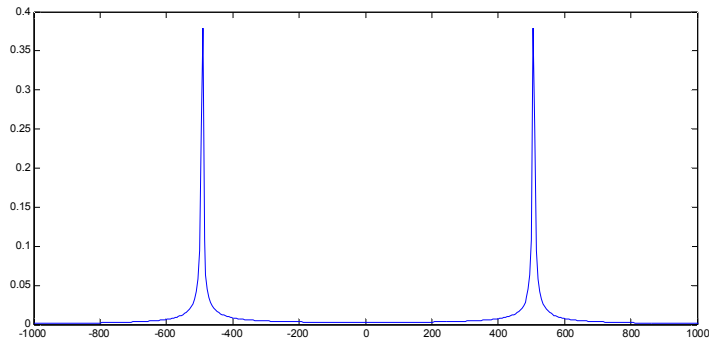
XF=fft(xt);      % X(f) = transformada de Fourier de x(t)
plot(abs(XF))
```



Como se ve en la figura anterior, la FFT es un array (de valores complejos) de longitud N (N es el número de muestras de $x(t)$, es decir $x[n]$, con $n=0..N-1$). Aunque MATLAB computa cualquier N, es aconsejable que N sea potencia de 2). Se puede ver, además, que el eje vertical (magnitud de la FFT) aparece multiplicado por N. La interpretación del eje horizontal es:



```
f=[-fs/2:fs/(N-1):fs/2] % array de frecuencias 'reales'
plot(abs(XF)/N)          % eliminar N
plot(f, [abs(XF(N/2:N)), abs(XF(1:N/2-1))]/N, '-')
```



La figura anterior es el espectro de la señal de 500 Hz. Comprobar que el peso de los impulsos es inferior a 0.5. Bien, 0.5 correspondería a una senoide teórica de duración infinita. En este caso se está trabajando con una muestra finita y por tanto la señal tendrá otras componentes muy próximas a la fundamental de 500 Hz. Sin embargo, la potencia media de la señal (integral de un periodo de $x(t)*x(t)$) si debe resultar 0.5 W (potencia media una senoide de amplitud 1 sobre una resistencia de 1 Ohm). La potencia media se puede calcular también integrando el espectro ($X(f)*conj(X(f))=abs(X(f)*X(f))$).

```
Pxt = 1/N * sum(xt.^2) % Pxt = 0.50 W
PXF = 1/N^2 * sum(abs(XF).^2) % PXF = 0.50 W
```

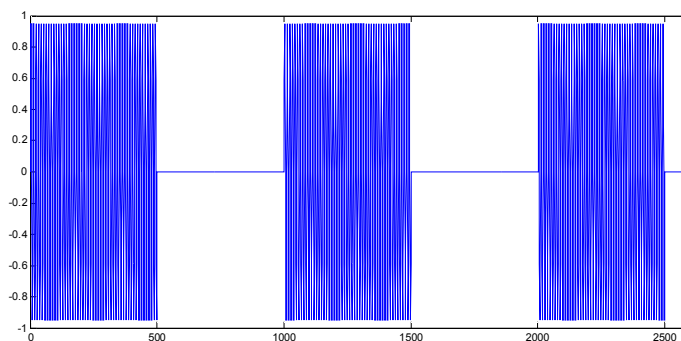
Espectro de una señal OOK

Una señal OOK (On-Off Keying) es el caso más simple de modulación digital de amplitud. Se transmite radiofrecuencia o no en función del valor binario de la señal moduladora.

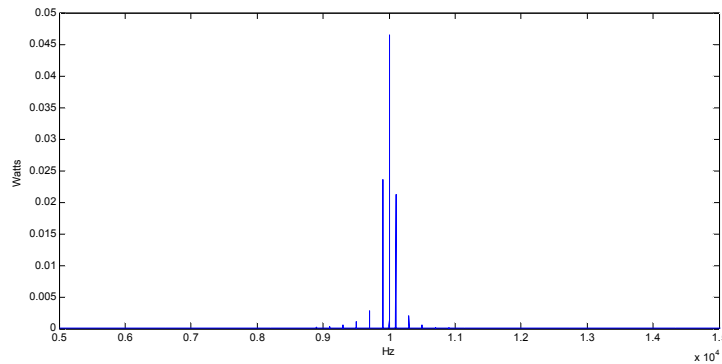
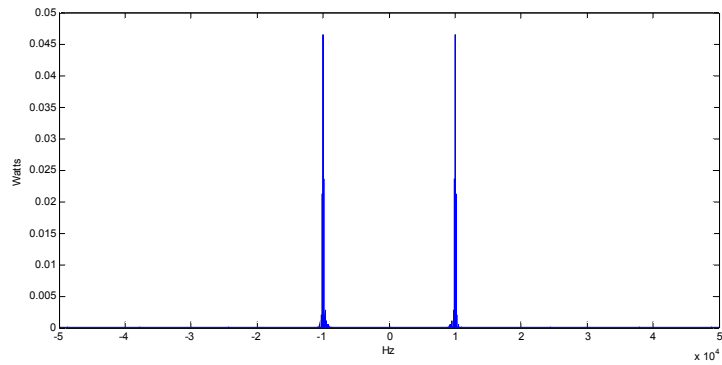
```
%-----
Tsc=1e-5 % 100 kHz de muestreo
fc=1e+4 % 10 kHz de portadora
NM=2^16 % 65536 muestras
tc=[0:Tsc:(NM-1)*Tsc]; % instantes de muestreo con 10 muestras
% por periodo de portadora
xct=sin(2*pi*fc*tc); % portadora de 10 kHz
plot(tc,xct)

xOOK= fix(1+0.8*sin(2*pi*100*tc)); % generar una señal cuadrada de 100 Hz
plot(tc,xOOK)

xcmt=xct.*xOOK; % modulación de portadora (xct) por la moduladora (xOOK)
```



```
f=[-1/Tsc/2:1/Tsc/(NM-1):1/Tsc/2];
XFCM=fft(xcmt);
plot(f,1/NM^2*[abs(XFCM(NM/2:NM)),abs(XFCM(1:NM/2-1))].^2,'-')
```



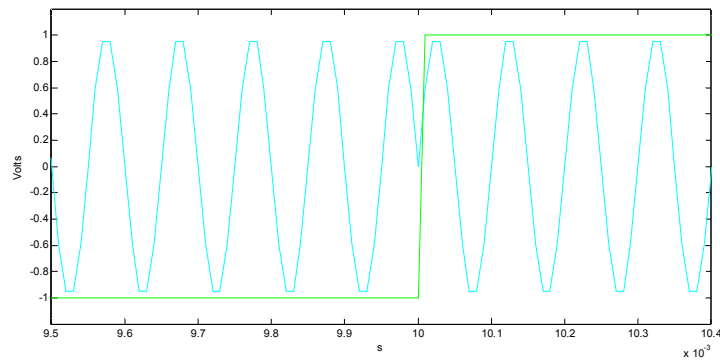
$$P_{xcmt} = 1/NM * \text{sum}(xcmt.^2) \quad \% \text{ ans} = 0.2518 \text{ W}$$

Espectro de una señal BPSK

Una señal BPSK (Binary Phase Shift Keying) es el caso más simple de modulación digital de fase. Se envían las señales analógicas $\sin(\omega t)$ y $-\sin(\omega t)$.

 % Modulación de una portadora de 10 kHz con una señal binaria de 100 Hz.

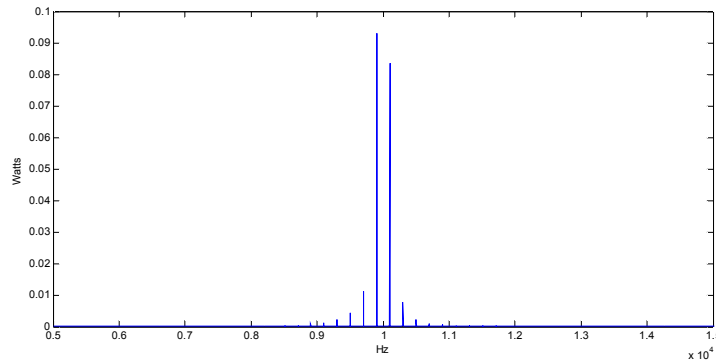
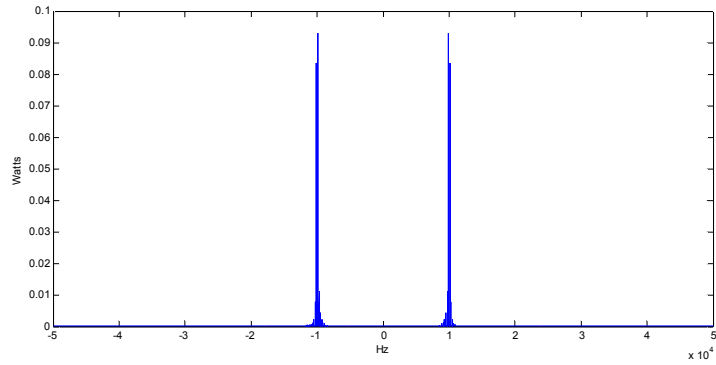
```
xBPSK=sign(sin(2*pi*100*tc));           % generar señal binaria bipolar
xcmt1=xct.*xBPSK;                       % modulación de portadora (xct)
plot(tc,xcmt1,'c',tc,xBPSK,'g')
```



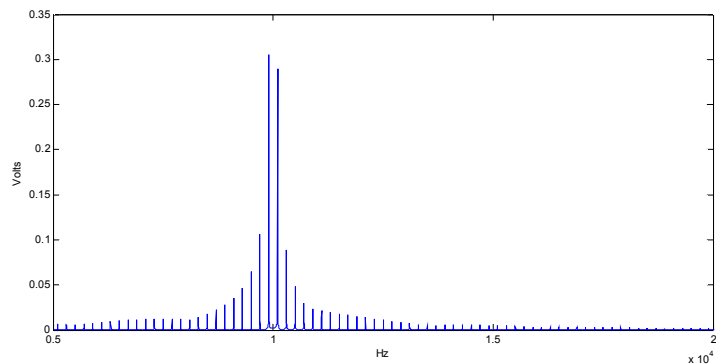
En la figura previa se ha representado un intervalo de la señal en la que se produce una transición de fase de 180° . Veamos el espectro (total y en detalle):

```
f=[-1/Tsc/2:1/Tsc/(NM-1):1/Tsc/2];
XFCM1=fft(xcmt1); % transformada de la magnitud
% Normalmente se representa el espectro de potencia en vez
% de la magnitud (v(t) o i(t)).

plot(f,1/NM^2*[abs(XFCM1(NM/2:NM)),abs(XFCM1(1:NM/2-1))].^2,'-')
```



```
plot(f,1/NM*[abs(XFCM1(NM/2:NM)),abs(XFCM1(1:NM/2-1))],'-') % espectro
magnitud
```



```
Pxcmt1 = 1/NM * sum(xcmt1.^2) % ans = 0.50 W
```


En las gráficas espectrales presentadas hasta el momento no se aprecian claramente las diferencias entre las diferentes técnicas de modulación. Para tener una noción cuantitativa, veamos la cantidad de potencia contenida en 4 y 8 veces la desviación de la moduladora respecto a la portadora (400 Hz y 800 Hz):

```
F10k = fix(1e+4/1e+5*NM) % indice en la FFT para 10 kHz
F100 = fix(1e+2/1e+5*NM) % indice en la FFT para 100 Hz
```

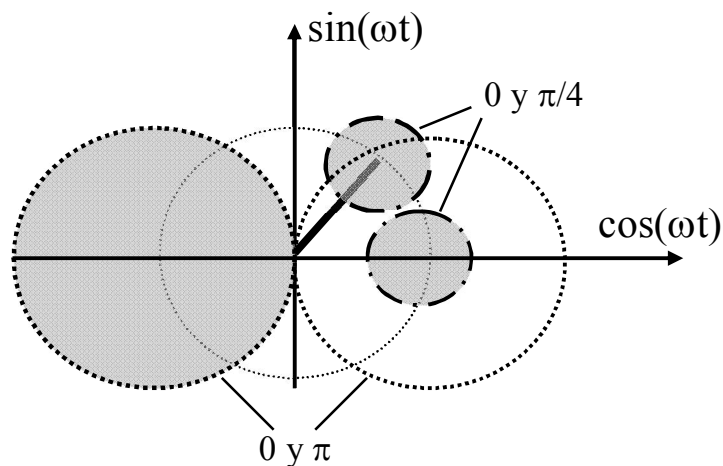
```
PorcentPOT=2/NM.^2*sum(abs(XFCM1(F10k-
fix(2*F100):F10k+fix(2*F100))).^2)/.5*100
PorcentPOT = 81.0570 % 81 por ciento de la potencia
```

```
PorcentPOT=2/NM.^2*sum(abs(XFCM1(F10k-
fix(4*F100):F10k+fix(4*F100))).^2)/.5*100
PorcentPOT = 90.0521 % 90 por ciento de la potencia
```

```
Si en vez de transmitir de {sin(wt),-sin(wt)} se transmite {sin(wt),cos(wt)}
PorcentPOT = 90.5241 % 90% frente al 81% de {sin(wt),-sin(wt)}
```

```
Si se transmite {sin(wt),sin(wt-pi/4)}: PorcentPOT = 97.1100 %
Para {sin(wt),sin(wt-pi/8)}: PorcentPOT = 99.1655 %
```

Desde el punto de vista espectral está claro que cuanto menor sean las transiciones entre símbolos menor es el ancho de banda ocupado. Sin embargo, cuanto “más próximos” están los símbolos mayor será la probabilidad de confundir un símbolo con otro. Y en comunicaciones digitales **lo esencial es interpretar el símbolo correcto** (si se transmite un ‘1’ debe interpretarse un ‘1’ e igual con el ‘0’). Los símbolos transmitidos serán perturbados por ruido, por distorsiones debidas a la limitación del ancho de banda, por no linealidades de los dispositivos electrónicos, etc. Observar la siguiente figura:



Gráficamente se ve como el conjunto de símbolos $\{-\pi, \pi\}$ es más robusto que $\{0, \pi/4\}$ (los círculos muestran las regiones de decisión libres de todo error).

En adelante se hablará de componentes **I** (eje real) y **Q** (eje imaginario) en vez de **cos(ωt)** y **sin(ωt)**.

Ejercicios propuestos

1 Generar y representar una señal cuadrada a partir de los 12 primeros términos (C_n) del desarrollo en serie de Fourier. La amplitud de dicha señal será de 5 V y su frecuencia 50 Hz.

2 Se conectan dos generadores sinusoidales a un resistor de 50 Ohms. Las características de los generadores son:

Ag1 = 5 V @ f1 = 400 Hz

Ag2 = 2 V @ f2 = 1 kHz

Ambos generadores tienen impedancias internas de 50 Ohms.

Obtener la potencia disipada en el resistor a partir de la FFT de la tensión en bornas de dicho resistor.

3 Modular en OOK una portadora de 20 kHz, de 100 mW de potencia, sobre una impedancia $Z=50$ ohms. La señal moduladora (señal binaria) tiene un ciclo de trabajo del 25 % y una frecuencia de 500 Hz. Utilizar una frecuencia de muestreo de 50 kHz. Representar el espectro de la señal modulada y calcular su potencia media (sobre 50 ohms).

Opcionales

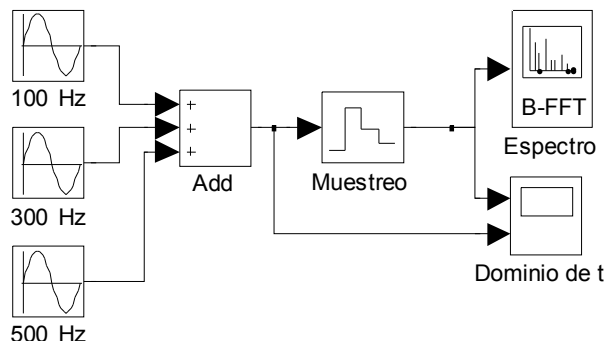
4 Modular en fase la portadora del ejercicio anterior con la misma señal moduladora de dicho ejercicio. Los símbolos a transmitir serán $\sin(\omega t)$ y $\cos(\omega t)$. Representar espectro y señal en el dominio del tiempo.

5 Comprobar la afirmación: Si se transmite $\{\sin(\omega t), \sin(\omega t - \pi/4)\}$: $\text{PercentPOT} = 97.1100 \%$

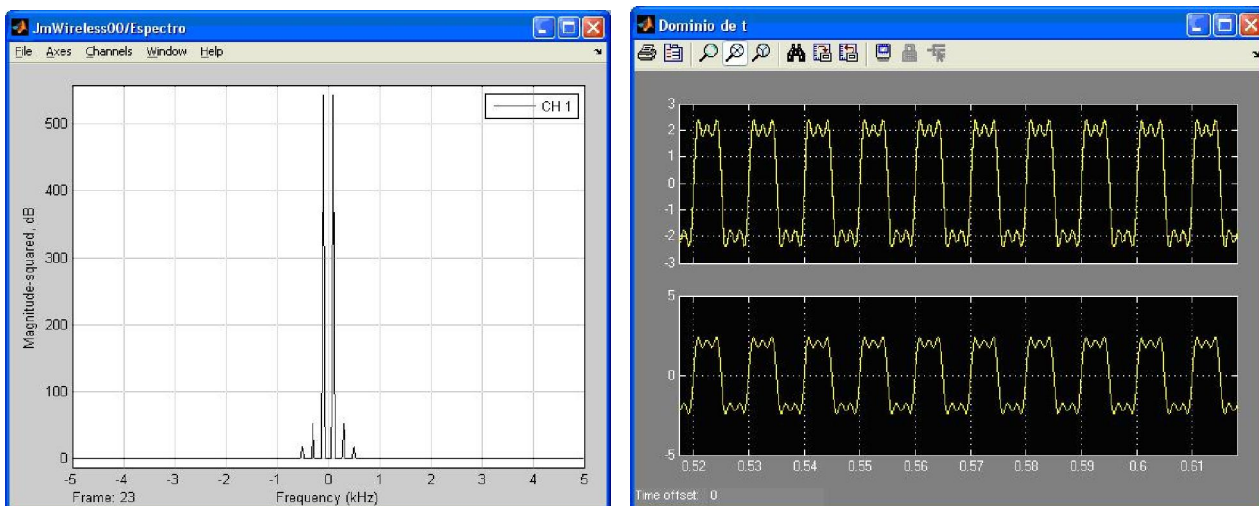
SIMULINK

Para el procesamiento de señal y comunicaciones, resulta muy cómodo el uso de SIMULINK y los toolbox DSP y Communications.

El siguiente ejemplo muestra los tres primeros términos de la serie de Fourier de una señal cuadrada.



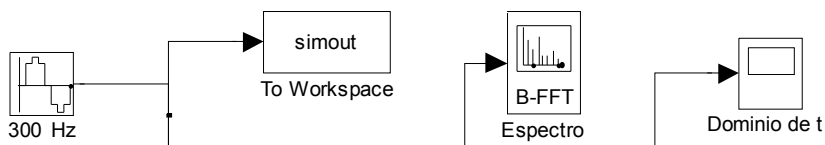
El bloque “muestreo” es necesario dado que los generadores son señales en tiempo continuo y el analizador de espectros calcula la FFT de una señal discreta.



EJERCICIO: Construir el modelo anterior y visualizar espectro y señal temporal. Probar con tres periodos de muestreo diferentes (0.5 ms, 0.1 ms, 0.05 ms) y 2 s de tiempo de simulación.

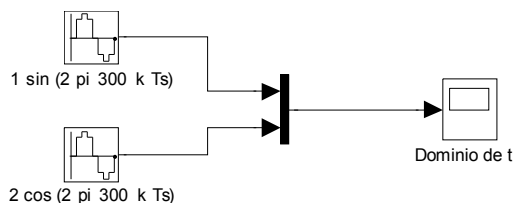
A veces resulta interesante interactuar con la línea de comandos de MATLAB. Para ello se utilizan los bloques de entrada o salida al Workspace (Simulink -> Sources, Simulink -> Sinks):

*** **Importante:** en *simin* y *simout* seleccionar Save Format = array



EJERCICIO: Generar el modelo anterior, con periodo de muestreo $T_s=1E-4$. En el workspace aparecerá el array *simout*. Calcular la potencia de la señal sinusoidal a partir de sus muestras (*simout*).

Otros bloques elementales de SIMULINK muy utilizados son los multiplexores (Simulink -> Signal Routing) y las transformaciones de valores (real, imaginario, complejo). Por ejemplo para representar varias señales superpuestas:

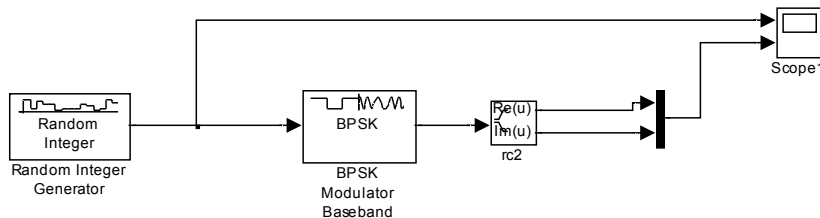


EJERCICIO: Generar el modelo anterior y visualizar los resultados en el osciloscopio.

Vamos a continuación a ver la utilidad de SIMULINK y los blocksets de DSP y comunicaciones para simular y entender conceptos de modulación digital.

Simulación de la modulación BPSK con SIMULINK

EJERCICIO: Construir el siguiente modelo:

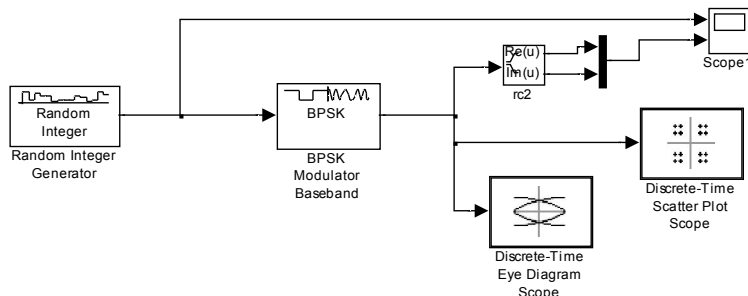


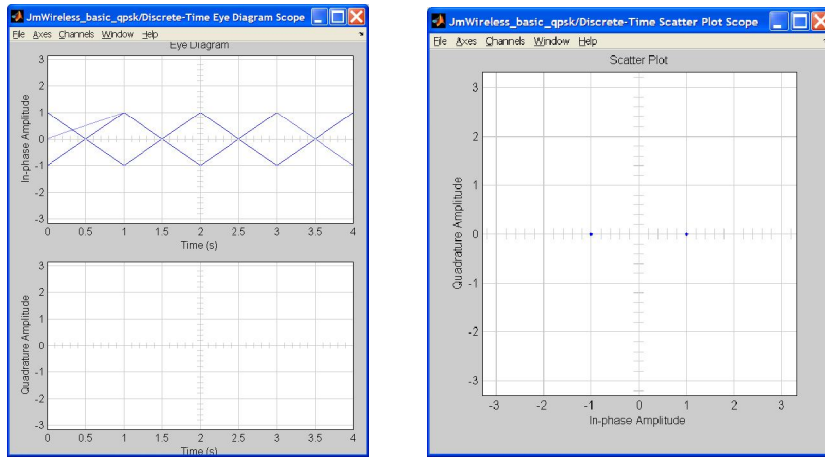
Random Integer: Communications Blockset -> Comm Sources
 BPSK Modulator: Communications Blockset -> Modulation -> Digital
 Complex a Re+Im : Simulink -> Math Operations
 Multiplex: Simulink -> Signal routing
 Scope: Simulink -> Sinks

El generador debe producir un alfabeto de dos valores (2-ary). Utilizar un $T_s=1E-3$. En el modulador se puede variar la fase.

Comprobar las señales mostradas en el osciloscopio (como se puede observar, estas señales son digitales, concretamente de +1 y -1, y no símbolos sinusoidales: a esto se llama **modulación en banda base**, en la que se emplea un modelo equivalente sin modular realmente; más adelante se verá como modificar esto).

EJERCICIO: Añadir dos medidores más: constelación (scatter plot) y diagrama de ojo. (Ambos en Communications Blockset -> Comm Sources). Visualizar todos los resultados.

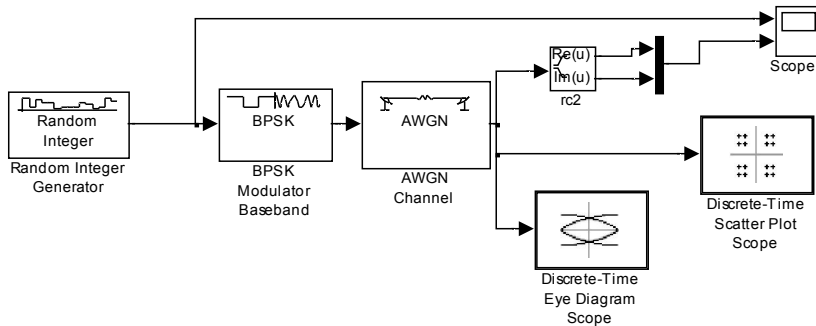




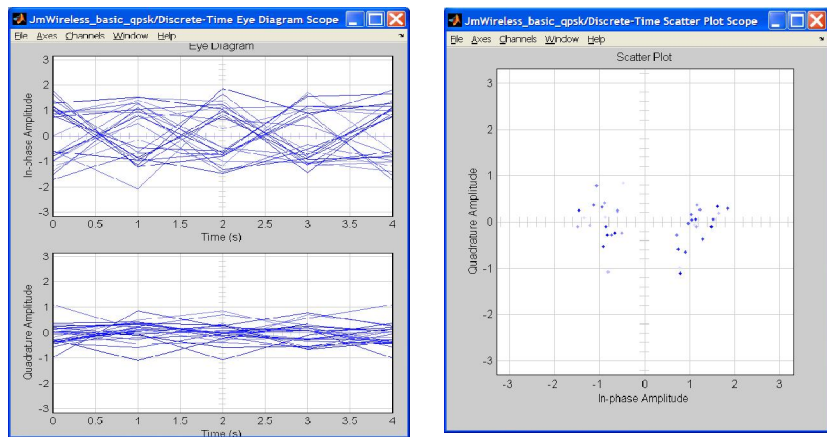
EJERCICIO: Añadir perturbación por canal ruidoso AWGN. (En Communications Blockset -> Channels). Y repetir las medidas.

El ruido blanco Gaussiano (AWGN) simula el ruido captado por el receptor así como el propio ruido interno generado por los bloques de dicho receptor (calculado a partir de las figuras de ruido de cada bloque y la fórmula de Friis para ruido). AWGN es tal que su media es nula y su espectro (N_0) es continuo para toda la banda de frecuencias. Los sistemas digitales miden la relación entre señal y ruido mediante el cociente **Es/No** ó **Eb/No**, en donde **Es** es la energía por símbolo, **Eb** es la energía por bit y **No (Watts/Hz)** es la densidad espectral de potencia de ruido. Normalmente se trabaja con decibelios: $Es/No \text{ (dB)} = 10 \log (Es/No)$.

El bloque AWGN tiene como parámetros la potencia de la señal de entrada, la relación Es/No deseada y el período de símbolo. Prestar atención a su correcta configuración.

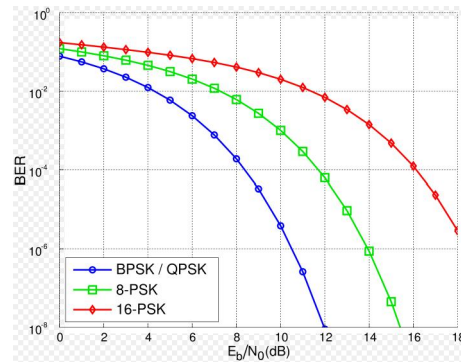


En los resultados de simulación se puede ver como el AWGN ha perturbado la constelación así como el diagrama de ojo:



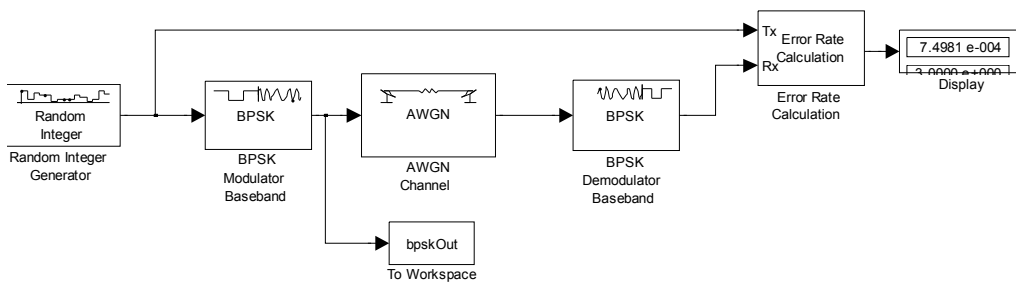
Uno de los parámetros fundamentales de los diferentes tipos de modulación es la tasa de error, BER (Bit Error Rate). Normalmente BER se da en función de la calidad de señal recibida, es decir, en función del ratio E_b/N_0 . Para BPSK se demuestra que esa tasa de error es:

$BER = 1/2 * erfc(\sqrt{Eb/No})$, en donde $erfc$ es la función de error complementaria. En la figura siguiente se puede ver gráficamente el BER para diferentes modulaciones.



EJERCICIO: Veamos la probabilidad de error de bit con el siguiente modelo. Construir el modelo y variando E_b/N_0 del bloque AWGN, obtener y representar la curva $BER=f(E_b/N_0 \text{ (dB)})$. Comprobar la potencia de la señal de salida del modulador.

En el modelo de la figura se ha enviado la señal BPSK al workspace para comprobar que su potencia media es de 1 W. Se puede observar en el display $BER(7 \text{ dB})=7.49E-4$, si se calcula $BER=1/2 * erfc(\sqrt{10^{0.7}}) = 7.7267e-004$ (obviamente siempre habrá un pequeño error con el valor teórico).



Error Rate Calculation: Communications Blockset -> Comm Sinks
Display
Simulink -> Sinks

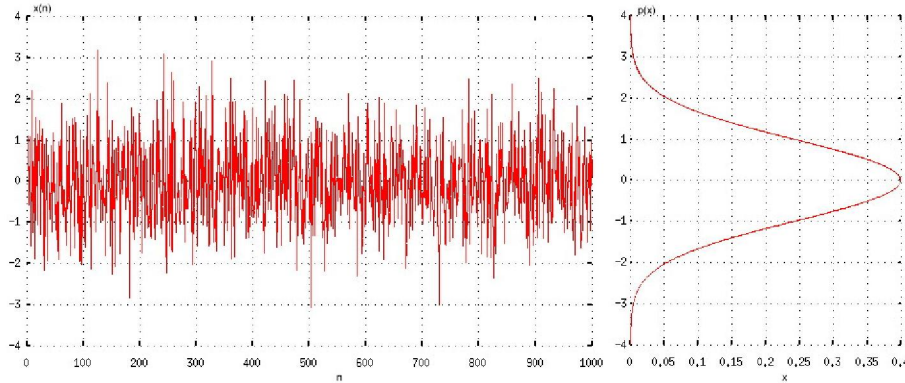
EJERCICIO: Repetir todas las simulaciones anteriores para la modulación 8-PSK.

Aclaraciones sobre el ruido AWGN

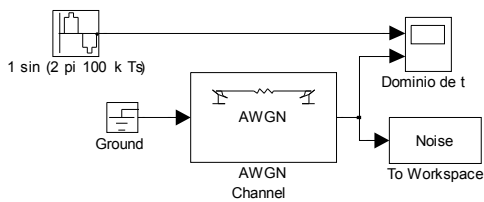
El ruido aditivo blanco gaussiano tiene una densidad espectral de potencia constante:

$$G_n(f) = N_0/2 \text{ (Watts/Hz), para todo } f$$

Su media es nula y su varianza es $N_0/2$ (Watts/Hz). Gráficamente, la señal Noise[k] y su función densidad de probabilidad es:



Veamos una señal AWGN generada con SIMULINK:



Los parámetros son:

$$T_s = 1E-3 \text{ s}$$

$$E_s/N_0 = 0 \text{ dB}$$

$$P_m \text{ de entrada a AWGN} = 0.5 \text{ W}$$

$$\text{La señal } 1 \cdot \sin(2 \pi 100 \text{ k } T_s) \text{ tiene una } P_m = 0.5 \text{ W}$$

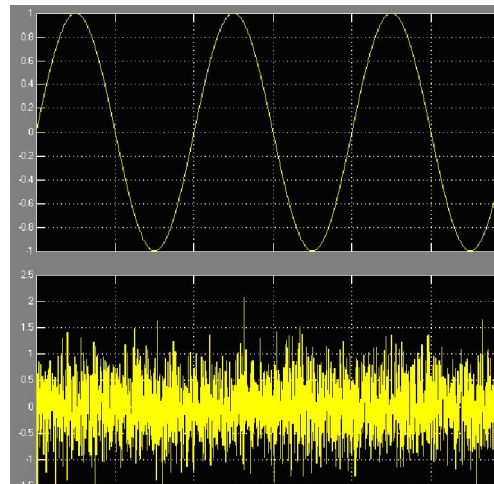
La señal en el osciloscopio es la representada en la figura siguiente:

Se ha enviado al array **Noise** del workspace las muestras de ruido:

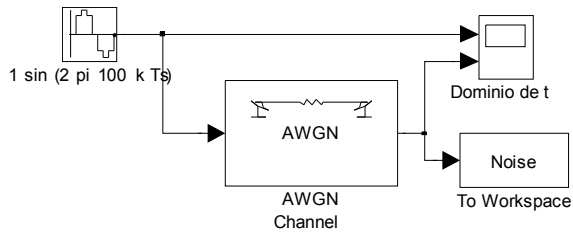
```
>> var(Noise)
ans = 0.2498
```

Es decir, $N_0 = 2 \cdot \text{var}(\text{Noise}) = 0.4996 \text{ Watts/Hz}$

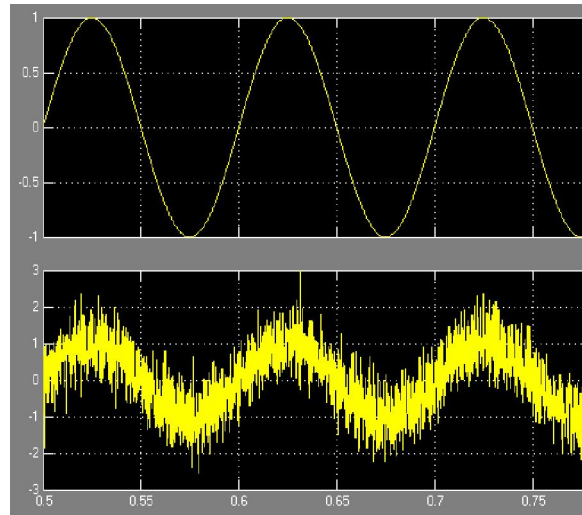
Lo cual es lógico, dado que 0 dB implica $E_s = N_0$ y La señal de entrada al AWGN es de 0.5 W.



El siguiente modelo contamina la señal sinusoidal de 1 V @ 100 Hz con el AWGN de $N_0 = 0.25$ W/Hz



Y ahora $\text{var}(\text{Noise})=0.7668$, dado que están incluidos los 0.5 W de la señal $\sin(\omega t)$.

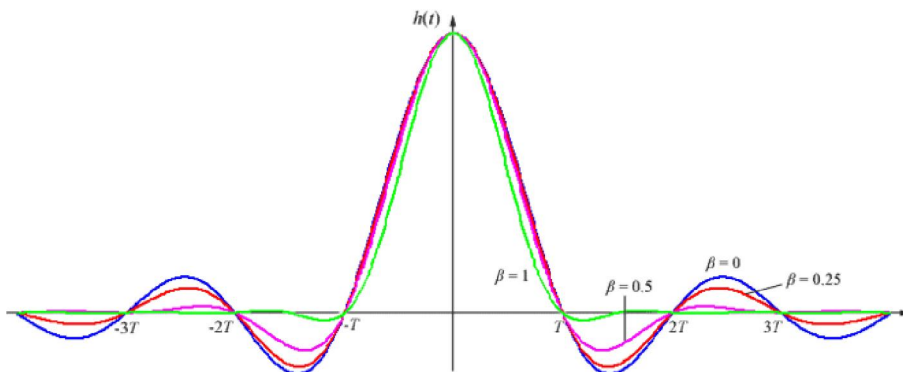


Filtros en sistemas de comunicación

En comunicaciones los filtros juegan un papel fundamental. Existen diversos tipos de filtros cuyas características son más o menos adecuadas para cada tipo de aplicación o función dentro de un sistema electrónico o de telecomunicaciones.

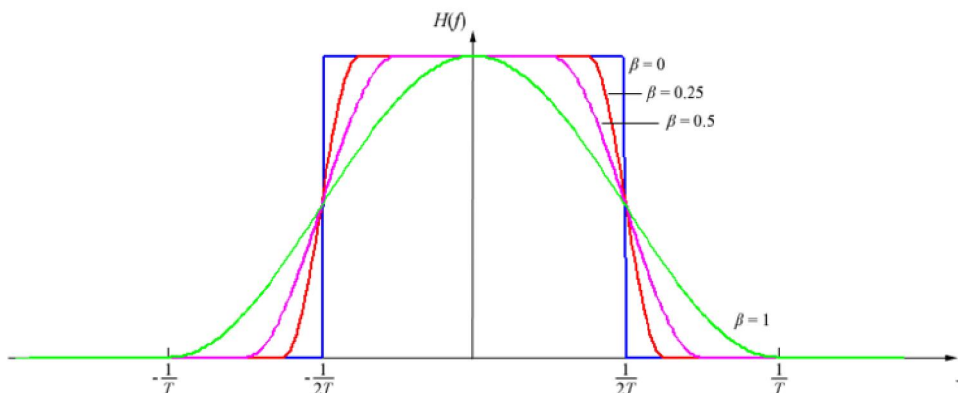
En los modernos sistemas de comunicación, dos de los filtros más comúnmente utilizados son los filtros en coseno alzado y el filtro Gaussiano.

El filtro en coseno alzado se caracteriza por no introducir ninguna interferencia entre símbolos. Se utiliza para conformar señales digitales y reducir así su enorme ancho de banda. Las siguientes figuras muestran la respuesta impulsiva y espectral. Se puede ver como el lóbulo principal de la respuesta impulsiva tiene una duración de $2 \cdot T$ segundos, en el que T es el periodo del símbolo que se desea transmitir (o, en general, filtrar). El factor β se conoce como Roll-Off y permite variar el ancho de banda de paso del filtro (un valor común en la práctica se sitúa en torno a 0.3). La duración temporal (L) de la respuesta impulsiva comprende varios T (a mayor número de T , mayor precisión espectral). Observar que el filtro introduce un retardo de $L/2$ segundos.

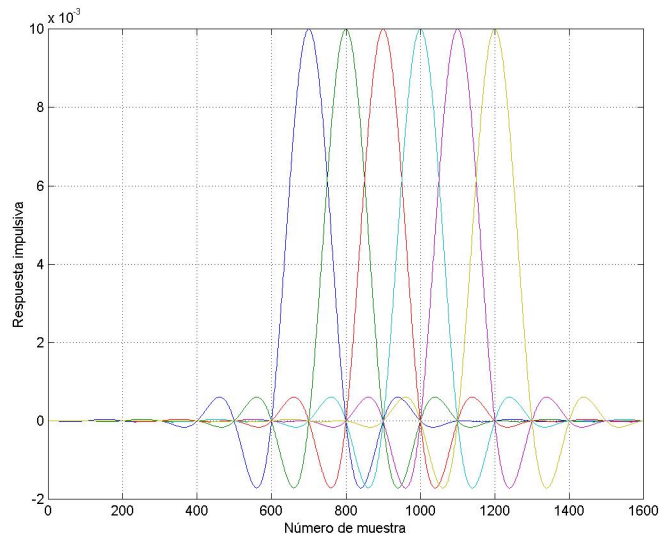


$$h(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) \frac{\cos\left(\frac{\pi\beta t}{T}\right)}{1 - \frac{4\beta^2 t^2}{T^2}}$$

$$H(f) = \begin{cases} T, & |f| \leq \frac{1-\beta}{2T} \\ \frac{T}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi T}{\beta} \left[|f| - \frac{1-\beta}{2T} \right] \right) \right], & \frac{1-\beta}{2T} < |f| \leq \frac{1+\beta}{2T} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$



La siguiente figura muestra como el filtro en coseno alzado evita interferencia entre símbolos. Se ven 6 símbolos superpuestos y queda claro que cuando un símbolo es máximo (instante en el que debe ser muestreado por el receptor) todos los demás son nulos. En la figura esto ocurre en las muestras 700, 800, 900, 1000, 1100, 1200. Como se ve, el lóbulo principal de la respuesta dura 200 muestras, lo que significa que el periodo del símbolo es de 100 muestras.



En los siguientes modelos construidos en MATLAB-SIMULINK se utilizarán los siguientes parámetros:

Periodo de símbolo, $T_s = 1E-3 \text{ s} = 1 \text{ sample}$.

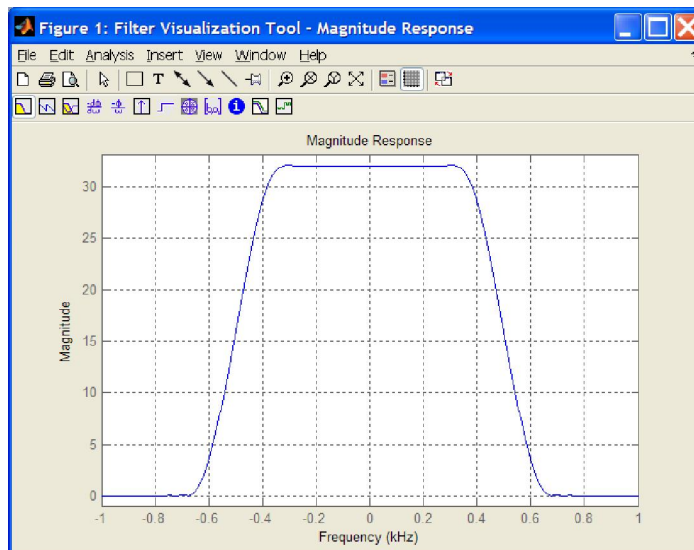
Numero de muestras por símbolo, $N = 32 \text{ samples}$ (parámetro del filtro en coseno alzado).

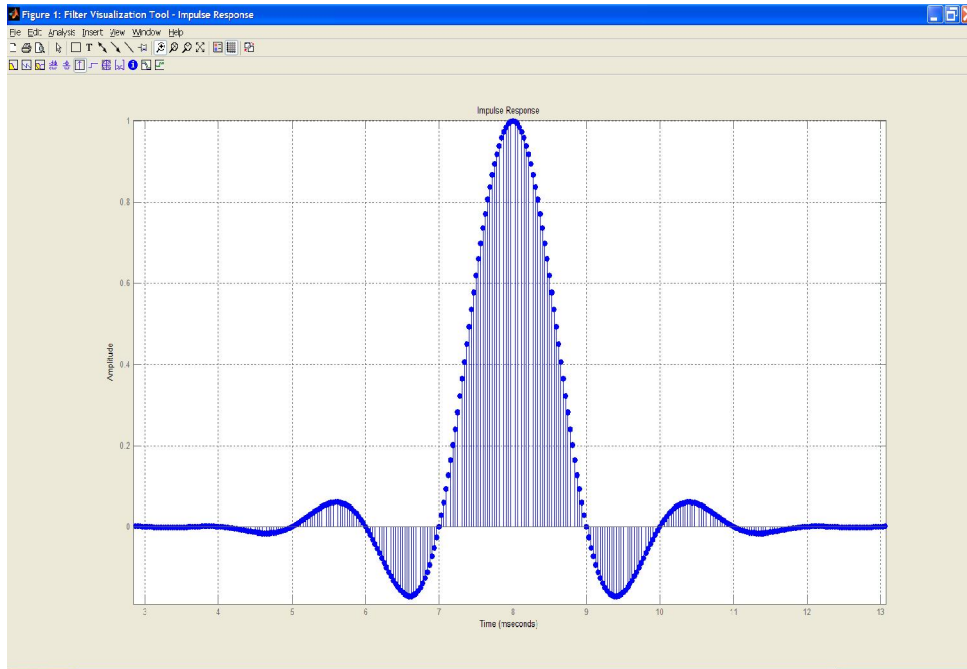
Retardo del filtro en coseno alzado, $G_{\text{delay}} = 8 T_s$ (parámetro del filtro en coseno alzado).

Longitud del filtro, $2 * N * G_{\text{delay}} = 256 \text{ samples}$.

Sobremuestreo de salida del filtro, 32 (es el valor de N).

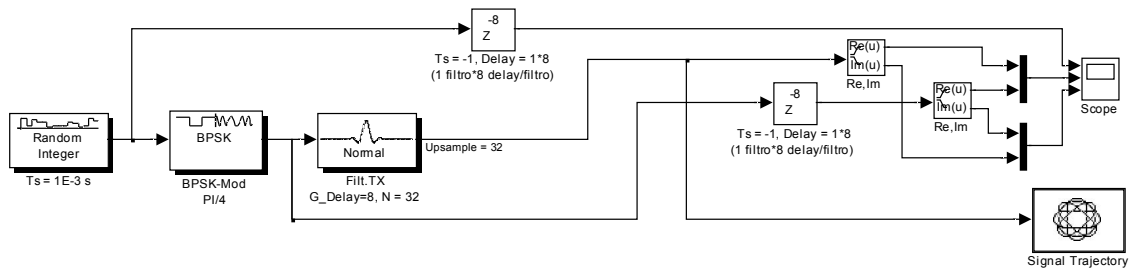
Las dos siguientes figuras muestran la respuesta en frecuencia (roll-off = 0.3) y temporal del filtro con las características indicadas.

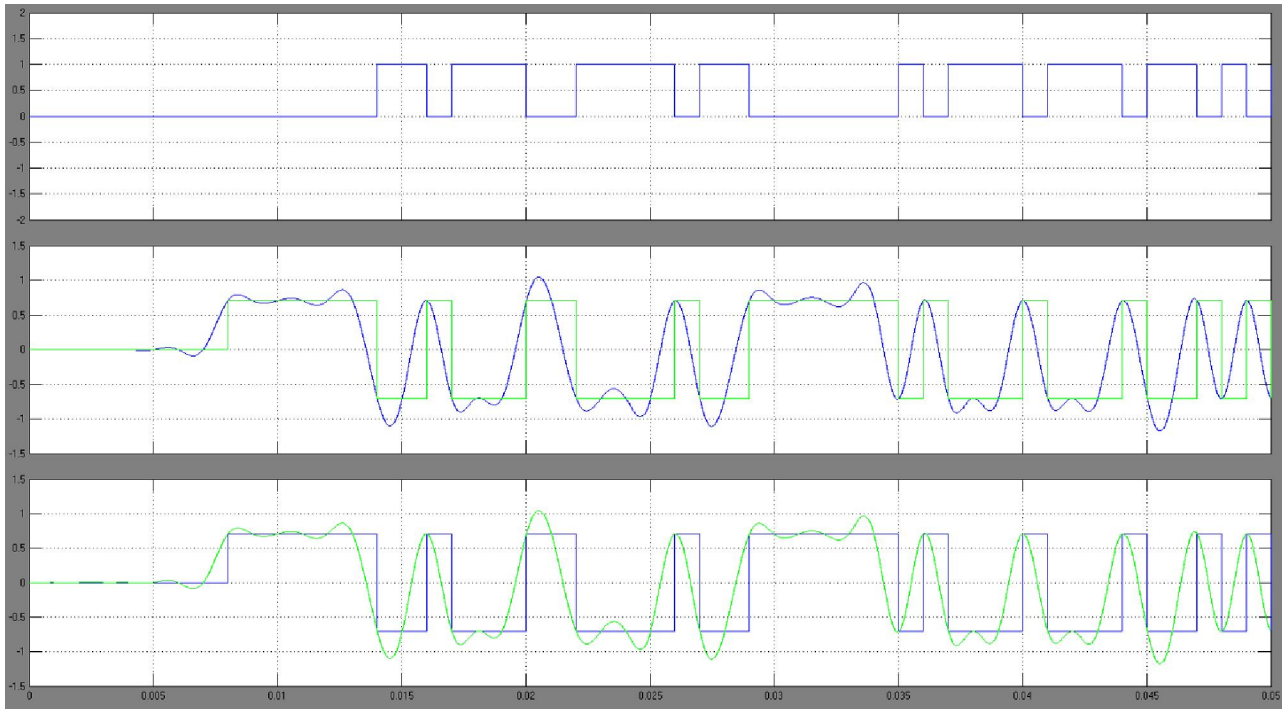




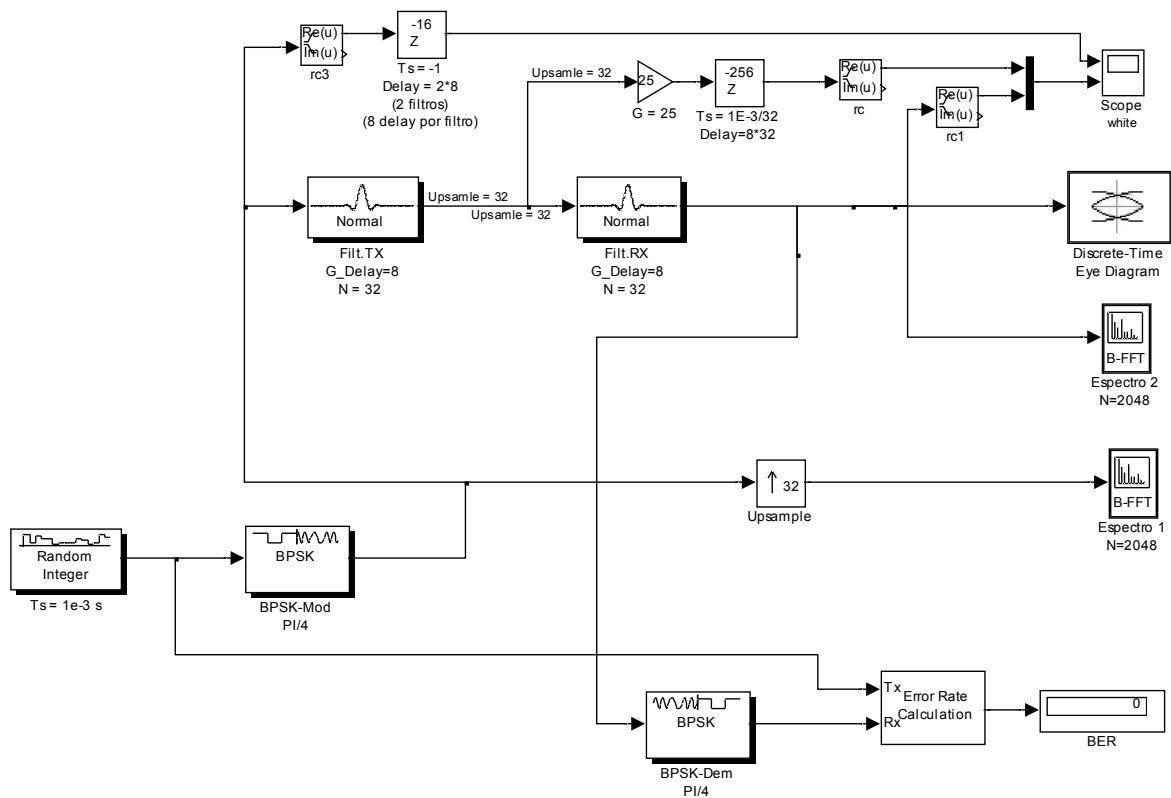
Veamos la aplicación directa de estos filtros.

EJERCICIO: Construir el siguiente modelo en SIMULINK. Comprobar en el Scope como el filtro ha conformado la señal digital (“abrupta” -> ancho de banda alto) a una señal analógica (“suave” -> ancho de banda bajo). Observar que el modulador envía $-PI/4$ y $PI/4$ (para que I y Q sean diferentes de 0).

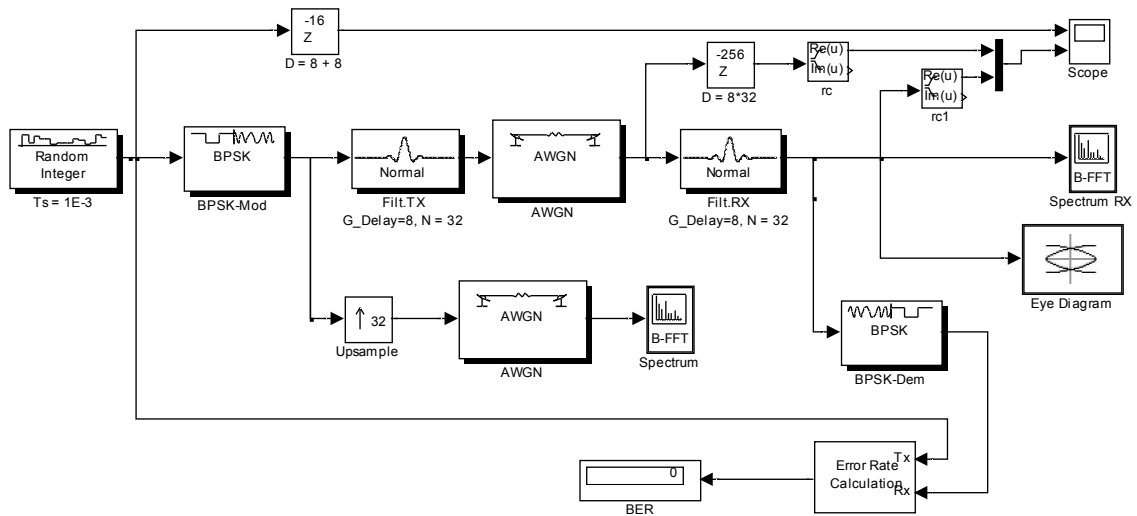
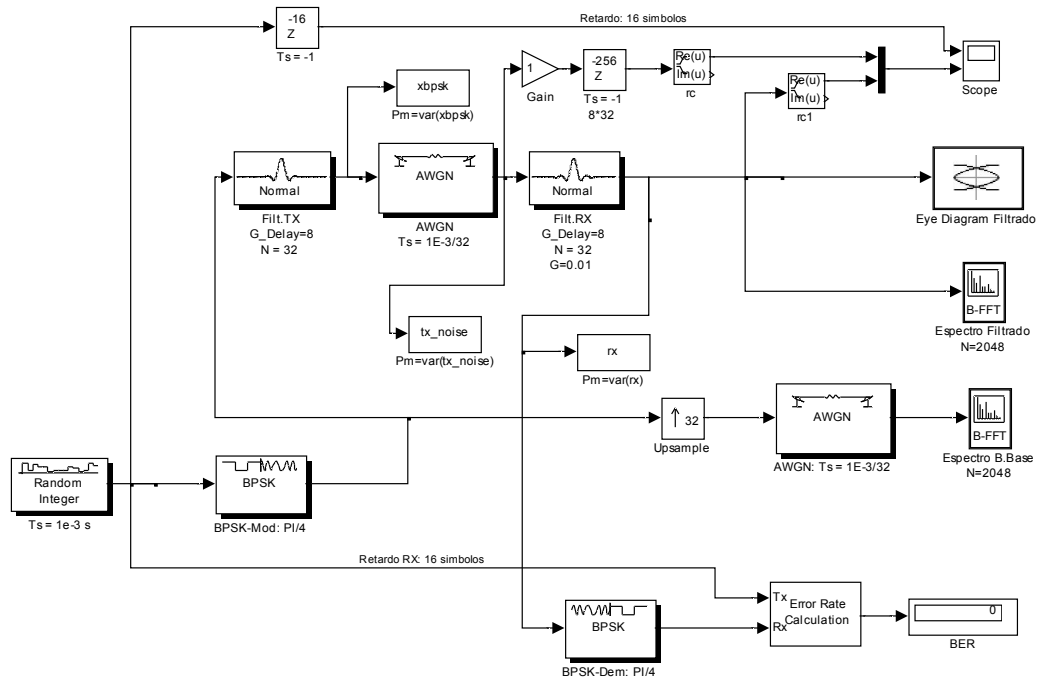




EJERCICIO: Construir el siguiente modelo en SIMULINK. Comprobar las señales temporales y la notable diferencia entre el espectro banda-base, BER y el resultado del filtrado en TX y RX. El filtro de TX sobremuestra a N . El filtro de RX submuestra a N . Esto significa que del modulador BPSK salen 1 ksample/s y al demodulador llegan 1ksamples/s. Solo existen 32 ksample/s entre ambos filtros.



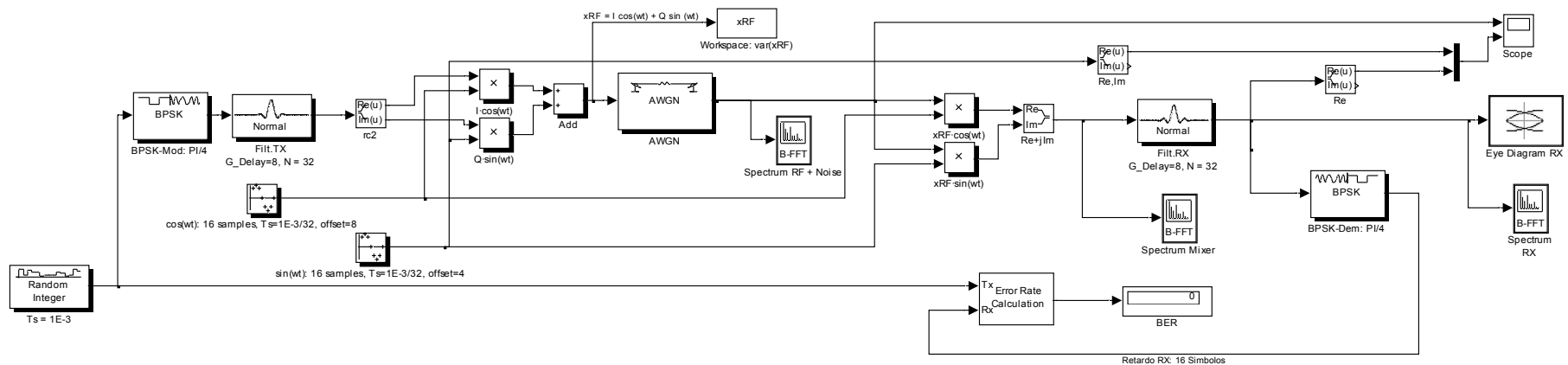
EJERCICIO: Añadir al modelo anterior AWGN. Comprobar las señales temporales y la notable diferencia entre el espectro banda-base, BER y el resultado del filtrado en TX y RX. En el workspace, comprobar las potencias medias de la señal transmitida ($\text{var}(\text{xbpsk})$), potencia de señal con ruido ($\text{var}(\text{tx_noise})$), potencia de ruido ($\text{var}(\text{tx_noise}) - \text{var}(\text{xbpsk})$) y potencia de señal recibida ($\text{var}(\text{rx})$).



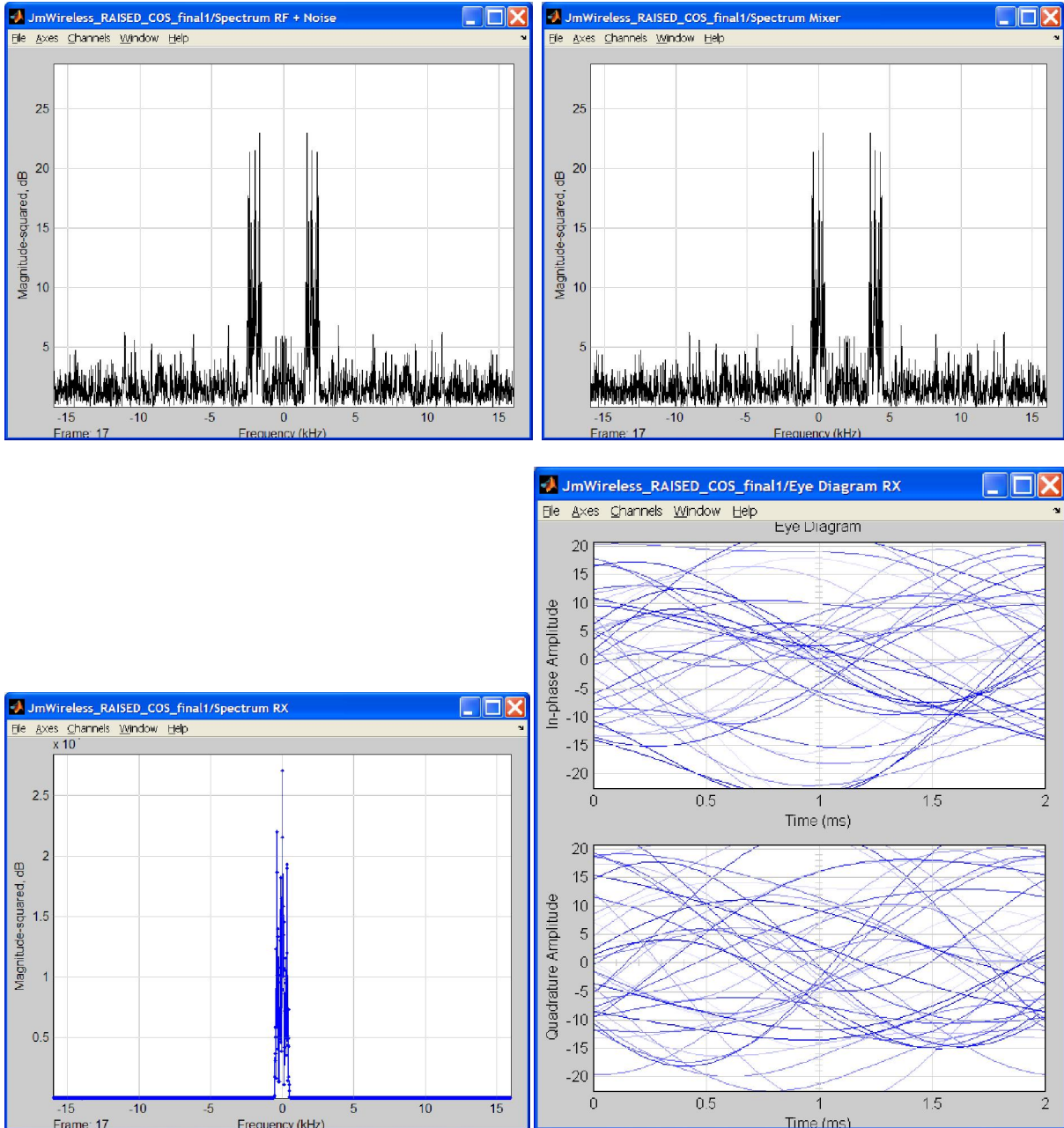
Todo lo visto hasta ahora son señales en banda base. Todas esas señales son complejas, del tipo $I(t) + j Q(t)$ (o mejor: $I[k] + j Q[k]$). Esas señales deben ser moduladas para trasladar en frecuencia. La señal radio es $x_{RF} = I \cos(\omega t) + Q \sin(\omega t)$. En recepción se debe de trasladar otra vez a banda base (multiplicando por $\cos(\omega t)$ y $\sin(\omega t)$).

En el siguiente modelo se presenta un sistema completo de comunicación (modulación paso banda, canal AWGN, demodulación paso banda). La tasa de símbolo es de 1 ksymbol/s. El filtro de TX produce 32 ksamples/s. Los osciladores ($\cos(\omega t)$, $\sin(\omega t)$) generan 16 muestras por periodo sinusoidal, con frecuencia de muestreo 32 kHz (la misma de salida del filtro TX). Esto significa que por cada símbolo (1E-3 s) se transmiten dos periodos sinusoidales, es decir, la modulación es una portadora de 2 kHz.

EJERCICIO: Construir el modelo y comprobar todos los indicadores (scope, spectrum, BER, eye diagram). Variar los valores de AWGN para obtener diferentes tasas de error.



Resultados de simulación del modelo anterior:



A pesar del ruido espectral y del “terrible” diagrama de ojo, la tasa de error de la señal recibida es solo del 1%.

EJERCICIO PROPUESTO: Simular un sistema de comunicación completo similar al anterior, utilizando filtros Gaussianos. Elaborar una pequeña memoria (2 o 3 pag) explicando las ventajas de los filtros Gaussianos y de la modulación GMSK.