

E.T.S. D'ENGINYERIA DE TELECOMUNICACIÓ DE BARCELONA
Enginyeria de Telecomunicació
EMISSORS I RECEPTORS
Quatrimestre de primavera
Examen final
17 de juny de 2008

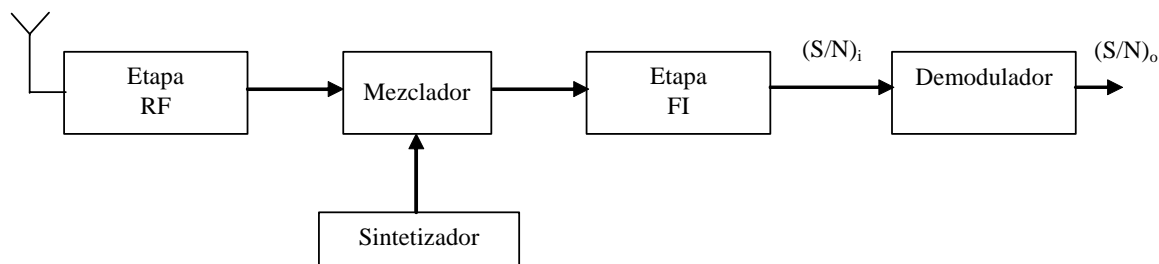
Data de publicació de notes provisionals: 1 de juliol de 2008 a les 12 hores

Data límit per al·legacions: 4 de juliol de 2008 a les 12 hores

Data de publicació de notes definitives: 7 de juliol de 2008 a les 12 hores

Problema 1 (3.5 punts)

Un sistema de radiocomunicacions treballa amb canals de 150 kHz, i usa en recepció el receptor superheterodíno que se mostra en la següent figura.



Los parámetros que caracterizan al receptor son:

Temperatura equivalente de ruido de la antena: $T_A=2600$ K

Etap de RF: $NF_{RF}=3$ dB, $G_{RF}=15$ dB, $IP_{i,RF}=20$ dBm (para los productos de 3r orden)

Mezclador: $NF_m=7$ dB, $G_m=-6$ dB, $IP_{i,m}=30$ dBm (para los productos de 3r orden)

Etap de FI: $NF_{FI}=15$ dB, $B_{FI}=150$ kHz

Demodulador: $(S/N)_0 = (S/N)_i - 3$ (dB)

Constante de Boltzman: $K=1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K

Temperatura ambiente: $T_o=290$ K

Para un correcto funcionamiento del receptor **se requiere que:**

- La relación señal a ruido a la salida del demodulador sea como mínimo de 17 dB.
- El rechazo a la entrada (referido a la sensibilidad) para los productos de intermodulación de tercer orden ocasionados por los canales adyacentes sea como mínimo 65 dB.

Se pide:

- a) Calcular la sensibilidad a la entrada del receptor.
- b) El punto de intercepción referido a la entrada para los productos de 3r orden de la etapa de FI.

Para construir la etapa de FI se dispone de un amplificador con un $IP_{i,ampFI}=-14$ dBm (para los productos de 3r orden), y de un filtro sin pérdidas de inserción, **se pide:**

- c) Dibujar el diagrama de bloques de la etapa de FI y calcular la selectividad necesaria para el filtro.

Si se reciben los canales adyacentes con un nivel de $P_i=-45$ dBm, **se pide:**

- d) Calcular la diferencia de potencias (ΔP en dB) entre el producto de intermodulación de tercer orden ocasionado por dichos canales adyacentes y el nivel de ruido a la entrada del demodulador.

PROBLEMA 1:

a) Per tenir $\left(\frac{S}{N}\right)_0 \geq 17dB$ necessitem $\left(\frac{S}{N}\right)_i \geq 20dB$.

$$\text{Així: } 100 \leq \frac{P_s \cdot G_T}{K \cdot (T_A + (F_{TOT} - 1) \cdot T_0) \cdot B \cdot G_T}$$

El factor de soroll del receptor és:

$$F_{TOT} = F_{RF} + \frac{F_m - 1}{G_{RF}} + \frac{F_{FI} - 1}{G_{RF} \cdot G_m} = 10^{0.3} + \frac{10^{0.7} - 1}{10^{1.5}} + \frac{10^{1.5} - 1}{10^{1.5} \cdot 10^{-0.6}} \Rightarrow F_{TOT} = 5.98 \quad (NF_{TOT} = 7.77dB)$$

I per tant la sensibilitat:

$$P_s \geq 100 \cdot K \cdot (T_A + (F_{TOT} - 1) \cdot T_0) \cdot B \Rightarrow P_s \geq 8.37 \cdot 10^{-13} W = -120.77 dBW = -90.77 dBm$$

$$P_s = -90.77 dBm$$

b) Per tenir un rebuig a l'entrada referit a la sensibilitat superior a 65 dB cal:

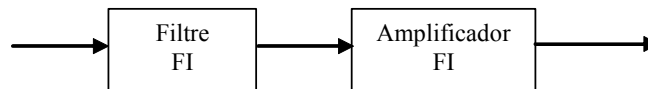
$$u_r(dB) = \frac{m-1}{m} [IPi_{TOT}(dBm) - P_s(dBm)] \geq 65 dB \Rightarrow IPi_{TOT} \geq 6.73 dBm$$

Anem a calcular el punt d'intercepció necessari per l'etapa de FI:

$$\frac{1}{IPi_{TOT}} = \frac{1}{IPi_{RF}} + \frac{G_{RF}}{IPi_m} + \frac{G_{RF} \cdot G_m}{IPi_{FI}} \Rightarrow \frac{1}{IPi_{TOT}} - \frac{1}{IPi_{RF}} - \frac{G_{RF}}{IPi_m} = \frac{G_{RF} \cdot G_m}{IPi_{FI}} \Rightarrow$$
$$\Rightarrow IPi_{FI} = \frac{G_{RF} \cdot G_m}{\frac{1}{IPi_{TOT}} - \frac{1}{IPi_{RF}} - \frac{G_{RF}}{IPi_m}} \Rightarrow IPi_{FI} = \frac{10^{1.5} \cdot 10^{-0.6}}{\frac{1}{10^{0.673}} - \frac{1}{10^2} - \frac{10^{1.5}}{10^3}} \Rightarrow$$

$$IPi_{FI} = 46.53 mW = 16.68 dBm$$

c) El filtre s'ha de col·locar davant de l'amplificador, així el diagrama de l'etapa de FI és:

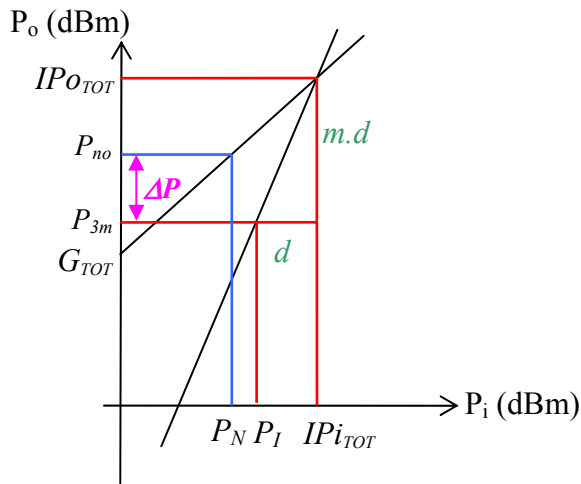


La selectivitat ha de ser com a mínim:

$$IPi_{FI}(dBm) = IPi_{ampFI}(dBm) + \frac{m}{m-1} \cdot \Delta(dB) \Rightarrow 16.68 dBm = -14 dBm + \frac{3}{3-1} \cdot \Delta(dB) \Rightarrow$$

$$\Delta = 20.45 dB$$

d) Es pot calcular per diferents camins, un d'ells és:



La potència del producte d'intermodulació de tercer ordre és:

$$P_{3m}(dBm) = IPi_{TOT}(dBm) + G_{TOT}(dB) - m[IPi_{TOT}(dBm) - P_I(dBm)] = m \cdot P_I(dBm) - (m-1)IPi_{TOT}(dBm) + G_{TOT}(dB)$$

I la potència de soroll a l'entrada del demodulador:

$$P_{no}(dBm) = P_N(dBm) + G_{TOT}(dB)$$

$$\text{On: } P_N = K \cdot (T_A + (F_{TOT} - 1) \cdot T_0) \cdot B \Rightarrow P_N = 8.37 \cdot 10^{-15} W = -140.77 dBW = -110.77 dBm$$

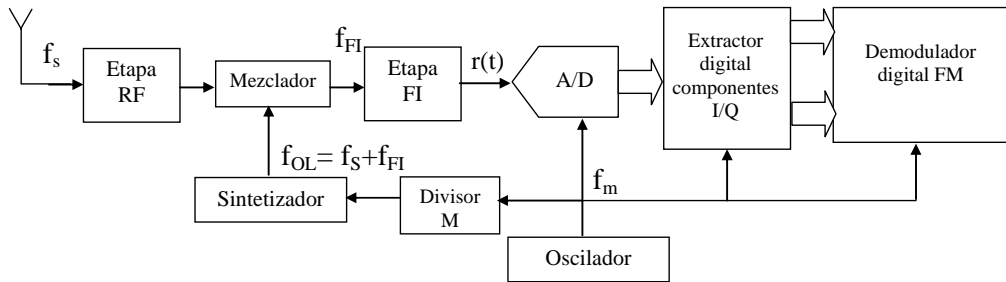
Així la diferència és:

$$\begin{aligned} \Delta P(dB) &= P_{3m}(dBm) - P_{no}(dBm) = m \cdot P_I(dBm) - (m-1)IPi_{TOT}(dBm) + G_{TOT}(dB) - P_N(dBm) - G_{TOT}(dB) \Rightarrow \\ &\Rightarrow \Delta P(dB) = m \cdot P_I(dBm) - (m-1)IPi_{TOT}(dBm) - P_N(dBm) = 3(-45dBm) - 2 \cdot 6.73dBm - (-110.77dBm) \Rightarrow \end{aligned}$$

$$\Delta P = -37.69 dB$$

Problema 2 (3 puntos)

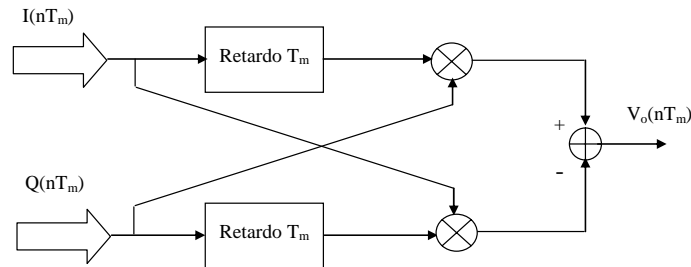
Considérese el siguiente receptor superheterodino, que capta señales moduladas en FM y que efectúa un proceso de demodulación digital, muestreando las señales a la frecuencia f_m .



Datos:

- Rango de frecuencias de entrada: f_s entre 90 y 110 MHz, con una separación entre canales de 200 kHz.
- Frecuencia intermedia: $f_{FI}=5$ MHz
- Señal a la salida de FI: $r(t) = A \cos\left(\omega_{FI}t + 2\pi f_d \int_{-\infty}^t x(\lambda) d\lambda\right) = I(t) \cos \omega_{FI}t - Q(t) \sin \omega_{FI}t$ siendo $I(t)$, $Q(t)$ las componentes en fase y cuadratura, respectivamente.
- Desviación de frecuencia de la señal FM: $f_d=75$ kHz
- Máxima frecuencia de la señal moduladora $x(t)$: $B_x=20$ KHz.

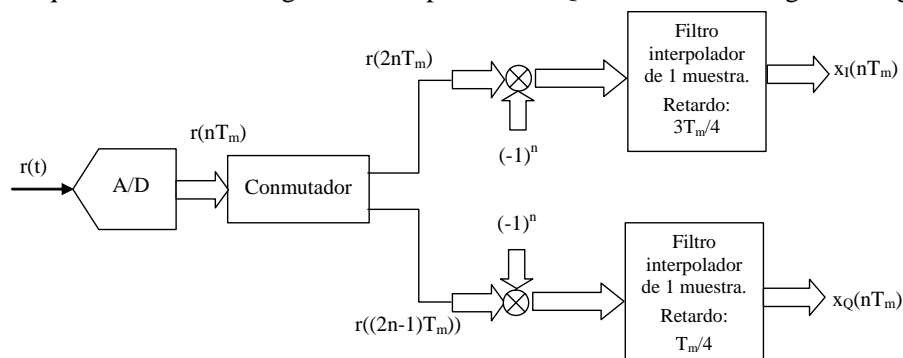
El diagrama de bloques del demodulador digital de FM se muestra en la figura siguiente:



a) Calcular el **mínimo valor que puede tomar la frecuencia de muestreo f_m** para que el esquema funcione correctamente como demodulador de FM y determinar el **valor de las muestras de la salida $V_o(nT_m)$** en función de las muestras de la señal moduladora $x(t)$.

(Nota: La envolvente compleja de $r(t)$ puede expresarse como: $\tilde{r}(t) = I(t) + jQ(t)$)

El diagrama de bloques del extractor digital de componentes I/Q se detalla en la siguiente figura.



b) Demostrar, calculando el valor de las muestras $x_I(nT_m)$, $x_Q(nT_m)$ a la salida, que el esquema funcionará correctamente como extractor de componentes I/Q si la frecuencia de muestreo se expresa de la forma $f_m=f_{FI}/(k+1/4)$, con k cualquier valor entero mayor o igual a 0.

(Nota: la salida de un filtro interpolador de 1 muestra con retardo T_d es $x_{out}(nT_m)=x_{in}((n/2)T_m - T_d)$ siendo x_{in} la entrada)

c) Determinar cuál es el **mínimo valor de la frecuencia de muestreo** que permite cumplir simultáneamente las condiciones de los apartados a) y b).

d) El sintetizador de frecuencias del receptor se diseña mediante un PLL de segundo orden con factor de amortiguación $\xi=0.7$. La señal de referencia se obtiene del oscilador empleado como reloj de muestreo a través de un divisor fijo de valor M (ver figura). **Dibujar el diagrama de bloques del sintetizador, calculando el valor de M , el rango de valores del divisor programable y el mínimo valor de la frecuencia natural** para asegurar que trabaja siempre dentro del margen de lock-in.

PROBLEMA 2:

a)

$$r(t) = A \cos\left(\omega_{FI}t + 2\pi f_d \int_{-\infty}^t x(\lambda) d\lambda\right) = A \cos\left(2\pi f_d \int_{-\infty}^t x(\lambda) d\lambda\right) \cos \omega_{FI}t - A \sin\left(2\pi f_d \int_{-\infty}^t x(\lambda) d\lambda\right) \sin \omega_{FI}t$$

$$\text{de donde: } I(t) = A \cos\left(2\pi f_d \int_{-\infty}^t x(\lambda) d\lambda\right) \quad Q(t) = A \sin\left(2\pi f_d \int_{-\infty}^t x(\lambda) d\lambda\right)$$

y la envolvente compleja se expresa como: $\tilde{r}(t) = I(t) + jQ(t) = A e^{j2\pi f_d \int_{-\infty}^t x(\lambda) d\lambda}$

La señal a la salida del demodulador vendrá dada por:

$$\begin{aligned} V_o(nT_m) &= I((n-1)T_m)Q(nT_m) - I(nT_m)Q((n-1)T_m) = \text{Im}\left\{\left(I(nT_m) + jQ(nT_m)\right)\left(I((n-1)T_m) - jQ((n-1)T_m)\right)\right\} \\ &= \text{Im}\left\{\tilde{r}(nT_m)\tilde{r}^*((n-1)T_m)\right\} = \text{Im}\left\{A^2 e^{j2\pi f_d \int_{-\infty}^{nT_m} x(\lambda) d\lambda} e^{-j2\pi f_d \int_{-\infty}^{(n-1)T_m} x(\lambda) d\lambda}\right\} = A^2 \sin\left(2\pi f_d \int_{(n-1)T_m}^{nT_m} x(\lambda) d\lambda\right) \end{aligned}$$

$$\text{Condición 1: } T_m \leq \frac{1}{\pi B_x} \Rightarrow f_m \geq \pi B_x = 62.83 \text{ kHz} \Rightarrow V_o(nT_m) \approx A^2 \sin\left(2\pi f_d T_m x\left(\left(n - \frac{1}{2}\right)T_m\right)\right)$$

$$\text{Condición 2: } 2\pi f_d T_m \leq 0.2 \Rightarrow f_m \geq 10\pi f_d = 2.35 \text{ MHz} \Rightarrow V_o(nT_m) \approx A^2 2\pi f_d T_m x\left(\left(n - \frac{1}{2}\right)T_m\right)$$

La más restrictiva de ambas condiciones resulta en: $f_m \geq 2.35 \text{ MHz}$

Observe que además la frecuencia de muestreo debe cumplir la condición de Nyquist. Teniendo en cuenta que la banda de las señales es inferior a 200 kHz (separación entre canales) esto impondría $f_m \geq 400 \text{ kHz}$, siendo una condición menos restrictiva que la anterior.

b) Supongamos que se cumple la condición indicada $\frac{f_{FI}}{f_m} = k + \frac{1}{4}$ y comprobemos que la salida de las ramas superior e inferior corresponden a las componentes I/Q:

- Rama superior:

$$\begin{aligned} r(2nT_m) &= I(2nT_m) \cos(2\pi f_{FI} 2nT_m) - Q(2nT_m) \sin(2\pi f_{FI} 2nT_m) = I(2nT_m) \cos\left(4\pi n \frac{f_{FI}}{f_m}\right) - Q(2nT_m) \sin\left(4\pi n \frac{f_{FI}}{f_m}\right) = \\ &= I(2nT_m) \cos(4\pi kn + \pi n) - Q(2nT_m) \sin(4\pi kn + \pi n) = I(2nT_m) \cos(\pi n) = I(2nT_m)(-1)^n \end{aligned}$$

La señal a la salida del multiplicador y a la salida del filtro interpolador será:

$$r(2nT_m)(-1)^n = I(2nT_m)(-1)^{2n} = I(2nT_m) \Rightarrow x_I(nT_m) = I\left(\left(n - \frac{3}{4}\right)T_m\right)$$

- Rama inferior:

$$\begin{aligned} r((2n-1)T_m) &= I((2n-1)T_m) \cos\left(2\pi(2n-1)\frac{f_{FI}}{f_m}\right) - Q((2n-1)T_m) \sin\left(2\pi(2n-1)\frac{f_{FI}}{f_m}\right) = \\ &= I((2n-1)T_m) \cos\left(2\pi(2n-1)k + \frac{\pi(2n-1)}{2}\right) - Q((2n-1)T_m) \sin\left(2\pi(2n-1)k + \frac{\pi(2n-1)}{2}\right) \\ &= -Q((2n-1)T_m) \sin\left(\frac{\pi(2n-1)}{2}\right) = Q((2n-1)T_m)(-1)^n \end{aligned}$$

La señal a la salida del multiplicador y a la salida del filtro interpolador será:

$$r((2n-1)T_m)(-1)^n = Q((2n-1)T_m)(-1)^{2n} = Q((2n-1)T_m) \Rightarrow x_Q(nT_m) = Q\left(\left(n - \frac{1}{2}\right)T_m - \frac{T_m}{4}\right) \Rightarrow$$

$$x_Q(nT_m) = Q\left(\left(n - \frac{3}{4}\right)T_m\right)$$

Con lo que se demuestra que, bajo la condición $\frac{f_{FI}}{f_m} = k + \frac{1}{4}$, las ramas superior e inferior proporcionan las muestras de las componentes en fase y cuadratura, respectivamente.

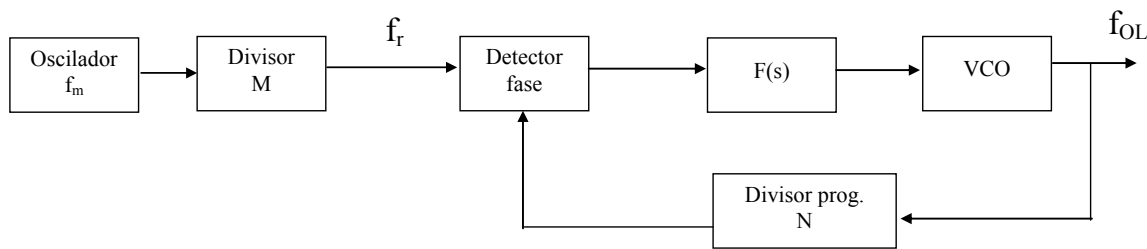
c) Para cumplir las condiciones de los apartados a) y b) deberá cumplirse que: $f_m \geq 2.35$ MHz y que:

$$\frac{f_{FI}}{f_m} = k + \frac{1}{4} \Rightarrow f_m = \frac{f_{FI}}{k + \frac{1}{4}} \geq 2.35 \text{ MHz} \Rightarrow k \leq \frac{f_{FI}}{2.35 \text{ MHz}} - \frac{1}{4} = \frac{5 \text{ MHz}}{2.35 \text{ MHz}} - \frac{1}{4} = 1.87$$

Como nos interesa el mínimo valor de f_m , deberemos tomar el máximo valor de k , que por otra parte tiene que ser entero, de modo que necesariamente $k=1$.

$$f_m = \frac{f_{FI}}{1 + \frac{1}{4}} \Rightarrow f_m = 4 \text{ MHz}$$

d) El diagrama de bloques del sintetizador será:



El rango de frecuencias de salida deberá ser: $f_{OL} = f_S + f_{FI} \in [95, 115]$ MHz en pasos de $f_r = 200$ kHz

El valor del divisor M deberá ser por lo tanto:

$$f_r = \frac{f_m}{M} \Rightarrow M = 20$$

Los valores del divisor programable se obtendrán de: $f_{OL} = Nf_r \Rightarrow N \in [475, 575]$

Para cumplir la condición de lock-in se deberá cumplir:

$$\Delta\omega_L \approx 2\xi\omega_n \geq 2\pi \frac{N_{\max} - N_{\min}}{N_{\min}} f_r \Rightarrow f_n \geq 30.075 \text{ kHz}$$

E.T.S. D'ENGINYERIA DE TELECOMUNICACIÓ DE BARCELONA

Enginyeria de Telecomunicació

EMISSORS I RECEPTORS

Quadrimestre de primavera

Examen final.

17 de juny de 2008

NOMBRE:

Test (3.5 puntos) - Model A

Marcar únicamente una respuesta en cada pregunta. Los errores descuentan 1/3.

1.- ¿Cuál de las siguientes afirmaciones es cierta en relación a la degradación de (S/N) debida al jitter de apertura de un conversor A/D?

- a) Cuantos menos bits tenga el conversor menor será la (S/N).
- b) Cuanto menor sea la frecuencia máxima de la señal muestreada menor será la (S/N).
- c) Cuanto mayor sea el factor de calidad del oscilador empleado como reloj de muestreo mayor será la (S/N).
- d) Todas las anteriores son ciertas.

2.- ¿Cuál de las siguientes afirmaciones es cierta en relación a la codificación de canal?

- a) Permite mejorar la sensibilidad del receptor para un cierto nivel de tasa de error.
- b) En transmisión requerirá un proceso de entrelazado previo a la codificación.
- c) Cuanto mayor sea la tasa del código empleado más incremento de ancho de banda se necesitará.
- d) Todas las anteriores son ciertas.

3.- De un PLL de segundo orden con filtro pasivo y $\xi=0.7$ se sabe que la máxima diferencia de frecuencia que puede existir en el peor caso entre las entradas de su detector de fase es de 2 kHz. La condición que se deberá cumplir para trabajar siempre en el margen de lock-in es:

- a) $f_n \geq 8.97$ kHz
- b) $f_n \geq 1.43$ kHz
- c) $f_n \leq 1.43$ kHz
- d) $f_n \leq 8.97$ kHz

4.- Considere una comunicación en la que un usuario envía un correo electrónico desde un ordenador portátil conectado a una red de telefonía móvil GSM. El receptor del correo es un servidor que se encuentra conectado a una red de área local.

- a) Todos los nodos atravesados por la comunicación implementan los 7 niveles OSI.
- b) El retardo total en la comunicación dependerá únicamente del ancho de banda disponible en el enlace radio.
- c) Las retransmisiones de paquetes erróneos se efectuarán siempre entre los dos nodos extremos de la comunicación.
- d) Ninguna de las anteriores.

5.- Se sabe que la relación (S/N) a la salida de un conversor A/D de 10 bits es de 35 dB. El número de bits efectivo del conversor es, aproximadamente:

- a) 10
- b) 5.5
- c) 13.8
- d) 4.3

6.- Un amplificador sintonizado a la frecuencia de 900 MHz presenta un IP a la entrada para los productos de tercer orden de valor 10 dBm. Los canales adyacentes se ubican a las frecuencias de 900.1 MHz y 900.2 MHz, respectivamente. Si delante del amplificador se coloca un filtro de selectividad 30 dB, ancho de banda 500 kHz y pérdidas de inserción 3 dB, ¿cuál es el punto de intercepción a la entrada del conjunto filtro más amplificador para los productos de tercer orden ocasionados por los canales adyacentes?

- a) 10 dBm
- b) 13 dBm
- c) 55 dBm
- d) 58 dBm

7.- A la entrada de un amplificador existen dos tonos de potencia -30 dBm. Al conectar un analizador de espectros a la salida se observan los dos tonos con potencia de -20 dBm, y un producto de tercer orden, cuya potencia, de -90 dBm, es aproximadamente igual al nivel de ruido a la salida. ¿Cuál de las siguientes afirmaciones es cierta?

- a) El SFDR para los productos de tercer orden del amplificador es de 70 dB.
- b) El rechazo a la salida para el espúreo observado, para una potencia de entrada de -30 dBm, es de 70 dB.
- c) El punto de intercepción a la entrada, para los productos de tercer orden, es de 5 dBm.
- d) Todas las anteriores son ciertas.

8.- ¿Cuál de las siguientes afirmaciones es cierta en relación al jitter de fase a la salida de un PLL de segundo orden que funciona como recuperador de portadora?

- a) Únicamente depende del ruido de fase del VCO.
- b) Es independiente de la relación señal a ruido a la entrada.
- c) Se minimiza con un valor de factor de amortiguación $\xi=0.7$.
- d) Ninguna de las anteriores.

9.- Un sintetizador digital basado en memoria ROM, que genera frecuencias múltiplos de $f_R=10$ kHz con frecuencia de muestreo igual a 10 MHz presentará un tiempo de conmutación igual a:

- a) 1 ms
- b) 100 μ s
- c) 100 ns
- d) Ninguna de las anteriores.

10.- Considérese un modulador directo de FM con una bobina de valor $L=60$ nH y una capacidad dependiente de la tensión de la señal moduladora según $C(t)=(150+2x(t))$ pF. La frecuencia portadora de dicho modulador será aproximadamente:

- a) 53.05 kHz
- b) 333.33 MHz
- c) 53.05 MHz
- d) Depende de la desviación de frecuencia que se desee para la modulación.

11.- Un receptor superheterodino emplea un mezclador con ganancia=-6 dB, aislamiento RF-FI=70 dB y aislamiento OL-FI=80 dB. Si la señal de RF tiene un nivel de -60 dBm y el oscilador local presenta una potencia de 35 dBm ¿cuál es la potencia medida a la frecuencia del OL a la entrada de la etapa de FI?

- a) -35 dBm
- b) -45 dBm
- c) -66 dBm
- d) -51 dBm

12.- ¿Cuánto vale aproximadamente el jitter a la salida del circuito recuperador de portadora de un receptor superheterodino de conversión simple con $B_{FI}=400$ kHz si la relación señal a ruido a la entrada del circuito es de 17dB y el ancho de banda equivalente de ruido del PLL es de 26 kHz?

- a) $3.6 \cdot 10^{-2}$ °
- b) $1.3 \cdot 10^{-3}$ rad
- c) 2.06 rad
- d) $1.3 \cdot 10^{-3}$ rad²

13.- Considere un sistema de codificación más entrelazado en un sistema de comunicaciones móviles que trabaja a 128 kb/s y en el que las ráfagas de errores del canal tienen una duración de 5 ms. Por otro lado, el retardo total que se puede soportar en el proceso de entrelazado en emisión y recepción es de 2.5s. Sabiendo que la matriz de entrelazado se escribe por filas y se lee por columnas, determinar cuál de las siguientes combinaciones puede ser apropiada:

- a) N=600 filas y M=270 columnas
- b) N=200 filas y M=650 columnas
- c) N=650 filas y M=300 columnas
- d) N=650 filas y M=240 columnas

14.- La etapa de RF de un receptor superheterodino presenta una ganancia variable para mantener constante la potencia de señal a la entrada del demodulador. De este modo, ante una disminución del nivel de señal en la antena es cierto que:

- a) La SNR a la entrada del demodulador se mantendrá constante.
- b) La potencia de ruido a la entrada del demodulador se mantendrá constante.
- c) El factor de ruido del receptor disminuirá.
- d) Ninguna de las anteriores.

15.- ¿Qué valor aproximado puede tener la máxima frecuencia de la señal moduladora en FM si se desea poder demodularla utilizando una línea de retardo de 4 μ s?

- a) 1.6 MHz
- b) 79.58 kHz
- c) 250 kHz
- d) 63.66 kHz

16.- ¿Cuál de las siguientes afirmaciones es falsa en relación al espectro radioeléctrico?

- a) El espectro se subdivide en bandas de frecuencias para su uso y gestión.
- b) En el ámbito español el Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias (CNAF) refleja la asignación de las diferentes bandas de frecuencias a sistemas específicos.
- c) Las técnicas de acceso múltiple regulan el acceso compartido de los usuarios a la banda de frecuencias utilizada por un cierto sistema.
- d) Todos los sistemas que utilizan el espectro radioeléctrico requerirán una banda de frecuencias para transmitir y otra diferente para recibir.

17.- Para un receptor superheterodino de conversión simple es cierto que:

- a) Si la frecuencia intermedia se encuentra dentro del rango de las frecuencias de entrada el receptor puede ser inestable.
- b) La frecuencia del oscilador local siempre es superior a la de la señal de entrada.
- c) Es más fácil obtener alta selectividad en la etapa de RF, aunque ésta pueda ser sintonizable, que en la de FI.
- d) La frecuencia imagen es la reflexión especular de f_s respecto de un hipotético eje que se encontrara en f_{FI} .

18.- El factor de ruido de un filtro de ancho de banda 30 kHz con 5dB de pérdidas de inserción a la temperatura de 500 K es aproximadamente:

- a) 4.73 dB
- b) 5 dB
- c) 3.53 dB
- d) 6.75 dB

TEST EMISSORS i RECEPTORS – 17 JUNY de 2008

- 1- C
- 2- A
- 3- B
- 4- D
- 5- B
- 6- B
- 7- D
- 8- D
- 9- C
- 10- C
- 11- B
- 12- D
- 13- D
- 14- C
- 15- B
- 16- D
- 17- A
- 18- D