



NOM ALUMNE:

Informacions addicionals:

- El Test es recollirà als 60 minuts.
- Marcar únicament una resposta en cada pregunta.
- Els errors descompten 1/3.

### Test (3 punts)

1.- 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 un aumento del nivel de señal en la antena es cierto que:

- a) La SNR a la entrada del demodulador se mantendrá constante.
- b) El factor de ruido del receptor se incrementará.
- c) El factor de ruido del receptor se mantendrá constante.
- d) El factor de ruido del receptor será más pequeño.

2.- Considérese un modulador directo de FM con una bobina de valor  $L=50\text{nH}$  y una capacidad dependiente de la tensión de la señal moduladora según  $C(t)=(100+2x(t))\text{pF}$ . La frecuencia portadora de dicho modulador será aproximadamente:

- a) 71.18 kHz
- b) 100.66 MHz
- c) 71.18 MHz
- d) Depende de la desviación de frecuencia que se desee para la modulación.

3.- Un sintetizador indirecto con resolución de 100 kHz y un divisor programable con rango 4260-4780 puede generar como mínimo una frecuencia de:

- a) 426 MHz
- b) 426 kHz
- c) 100 kHz
- d) 478 kHz

4.- Un filtro de 5 dB de pérdidas de inserción y 60 dB de selectividad colocado delante de un cuadripolo mejora el punto de intercepción a la salida para los productos de tercer orden en:

- a) 95 dB
- b) 45 dB
- c) 40 dB
- d) 90dB

5.- Se desea diseñar un sintetizador digital de frecuencias con una resolución de 10 kHz y que la frecuencia máxima generada sea de 2 MHz. ¿Cuál es la combinación adecuada del tamaño de la tabla de memoria y la frecuencia de muestreo?

- a)  $N_A=400$ ,  $f_m=4\text{ MHz}$
- b)  $N_A=8000$ ,  $f_m=800\text{ kHz}$
- c)  $N_A=800$ ,  $f_m=8\text{ MHz}$
- d)  $N_A=200$ ,  $f_m=8\text{ MHz}$

6.- El factor de ruido de un cable coaxial de 15 dB de pérdidas a la temperatura física de 580 K es:

- a) 15 dB
- b) 17.94 dB
- c) 29 dB
- d) 30 dB

7.- Un sintetizador indirecto diseñado con un único PLL presenta un tiempo de conmutación de 10 ms. Si se desea que la frecuencia natural sea a lo sumo la décima parte de la de referencia, el mínimo valor posible de la resolución es:

- a) 1 kHz
- b) 100 Hz
- c) 100 kHz
- d) 10 kHz

8.- Considérese un conversor A/D de 10 bits que muestrea una señal cuya frecuencia máxima es 400 kHz, y que está perfectamente ajustada al margen dinámico del conversor. ¿Qué frecuencia de muestreo es necesaria si se desea obtener una (S/N) de cuantificación de 82 dB aplicando sobremuestreo?

- a) 40.37 MHz
- b) 80.74 MHz
- c) 20.18 MHz
- d) 80.74 kHz

9.- La sensibilidad de un receptor de FM es de -105 dBm para SNR=12dB a la salida del demodulador. Si en ausencia de señal útil se introducen a la entrada dos tonos de -55 dBm en los canales adyacentes, se origina una intermodulación de orden 3 que también proporciona una SNR de 12 dB a la salida del demodulador. El punto de intercepción a la entrada para los productos de orden 3 del receptor será:

- a) -20 dBm
- b) -50 dBm
- c) -30 dBm
- d) -150 dBm

10.- ¿Cuál de las afirmaciones es cierta en relación a un demodulador de FM realizado mediante un PLL?

- a) El espectro de la señal de información debe estar fuera de la banda de la función de transferencia  $H(f)$
- b) Es un demodulador no balanceado
- c) Cuanto mayor sea la desviación de frecuencia mayor deberá ser la frecuencia natural del PLL
- d) Todas las afirmaciones anteriores son falsas

11.- ¿Cómo consigue un conversor A/D de tipo Sigma/Delta mejorar la relación señal a ruido de cuantificación en relación a un conversor A/D convencional?

- a) Porque aplica sobremuestreo.
- b) Porque colorea el ruido de cuantificación trasladando su espectro a frecuencias altas a la vez que aplica sobremuestreo.
- c) Porque colorea el ruido de cuantificación trasladando su espectro a frecuencias altas, lo que es útil aunque no se aplique sobremuestreo.
- d) Porque colorea el ruido de cuantificación trasladando su espectro a frecuencias bajas a la vez que aplica sobremuestreo.

12.- ¿Cuál de las siguientes afirmaciones es cierta para un PLL de segundo orden con filtro activo usado como recuperador de portadora?

- a) El ancho de banda equivalente de ruido presenta un máximo para un factor de amortiguación de 0.5
- b) Cuanto mayor sea la sensibilidad del VCO menor será el Jitter a la salida
- c) El Jitter a la salida es independiente de la potencia de señal a la entrada del PLL
- d) Todas las afirmaciones anteriores son falsas

13.- ¿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  $5\mu\text{s}$ ?

- a) 1.6 MHz
- b) 6.28 kHz
- c) 200 kHz
- d) 63.66 kHz

14.- Un PLL de segundo orden con filtro pasivo ( $R_1=1\text{k}\Omega$ ,  $R_2=10\Omega$ ,  $C=13\mu\text{F}$ ) y  $\xi=0.7$  tiene un margen de "hold-in" de 1.3 MHz. ¿Cuál es su margen de "lock-in"?

- a) 13.9 kHz
- b) 5.6 kHz
- c) 9.95 kHz
- d) 34.9 kHz

15.- Un receptor superheterodino está sintonizado a 638 MHz. El oscilador local, a 580 MHz, tiene una estabilidad de  $10^{-5}$ . La estabilidad de la FI es:

- a)  $10^{-5}$
- b)  $5.8 \cdot 10^{-4}$
- c)  $10^{-4}$
- d) Ninguna de las anteriores

16.- ¿Cuánto vale aproximadamente el jitter a la salida del circuito recuperador de portadora de un receptor superheterodino de conversión simple con  $B_{FI}=300\text{ kHz}$  si la relación señal a ruido a la entrada del circuito es de 20 dB y el ancho de banda equivalente de ruido del PLL es de 30 kHz?

- a)  $3.16 \cdot 10^{-2}^\circ$
- b)  $10^{-3}\text{ rad}$
- c) 1.8 rad
- d)  $10^{-3}\text{ rad}^2$

17.- En un sintetizador indirecto existe a la salida del detector de fase una señal indeseada a la frecuencia  $f_c$ . En relación a las señales espúreas que se generarán debido a esta señal a la salida del sintetizador, es cierto que:

- a) Las señales espúreas están centradas a  $f_c$ .
- b) El rechazo es mayor para frecuencias  $f_c$  bajas.
- c) Cuanto mayor es la sensibilidad del VCO mayor es el nivel de las señales espúreas.
- d) Cuanto mayor es la amplitud de la señal a  $f_c$  mayor es el rechazo de espúreas a la salida.

18.- Para un receptor superheterodino de conversión simple, es falso que:

- a) El filtro de RF puede ser sintonizable.
- b) La frecuencia intermedia debe ser siempre superior a la de sintonía.
- c) La frecuencia del OL puede ser superior a la de sintonía.
- d) La frecuencia del OL varía según la frecuencia de sintonía.



Escola Tècnica Superior d'Enginyeria  
de Telecomunicació de Barcelona

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

DEPARTAMENT DE TEORIA DEL SENYAL I COMUNICACIONS

## EMISSORS I RECEPTORS

11 de GENER de 2008

Data notes provisionals: 21 de GENER de 2008

Període d'al·legacions: 21-23 de GENER 2008

Data notes revisades: 25 de GENER de 2008

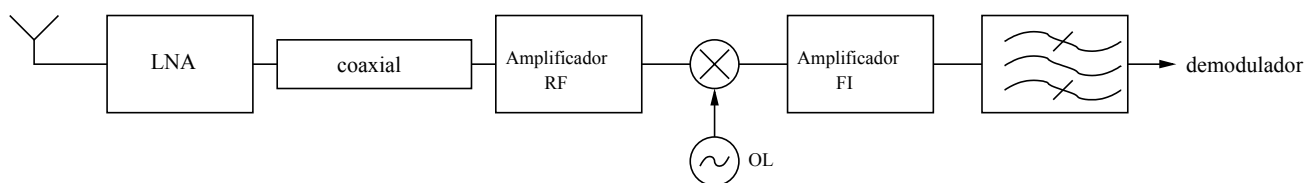
Professors: Anna Umbert Juliana, Paco López Dekker.

Informacions addicionals:

- Duració de l'examen: 3 hores.
- Les respostes dels diferents problemes s'entregaran en fulls separats.
- El Test es recollirà al cap de 60 minuts.

### Problema 1 (3.5 puntos)

Se desea implementar un receptor para un radio enlace mediante un sistema superheterodino de conversión simple. El sistema consta de una antena (con una temperatura de antena  $T_A=100$  K) conectada a un amplificador de bajo ruido (LNA). Del LNA sale un cable coaxial de longitud  $d$  metros que atenúa 0.5 dB/metro, conectado a un segundo amplificador de RF seguido de un mezclador, un amplificador de FI y un filtro, tal y como se muestra en la Figura.



### Datos:

	Ganancia (dB)	NF (dB)	IP <sub>i,3</sub> (dBm)	Ancho de banda
LNA	16	2.55	Muy elevado	
Amplificador RF	20	8.8	-20	
Mezclador	-6	6	-20	
Amplificador FI	30	10	-20	
Filtro FI	-3			200 kHz

Temperatura ambiente:  $T_0 = 290$  K // Constante de Boltzmann:  $K = 1.38 \cdot 10^{-23}$  J/K

Temperatura física del receptor:  $T_F = T_0$

a) Para el correcto funcionamiento del demodulador, éste necesita una relación señal a ruido a su entrada superior a 10dB. Si la potencia recibida en bornes de la antena es de -106 dBm, determinar la máxima longitud que puede tener el cable coaxial para garantizar el correcto funcionamiento del receptor.

En los apartados siguientes se puede asumir que la atenuación introducida por el cable coaxial es de 10 dB.

b) El receptor también recibe dos señales interferentes a  $f_{RF}+40$  kHz y  $f_{RF}+80$  kHz respectivamente. Para el funcionamiento correcto del receptor la relación señal útil a espurio en la entrada del demodulador también tiene que ser superior a 10 dB. Asumiendo que ambas señales interferentes tienen la misma potencia, determina el valor máximo que puede valer esta potencia. Calcular también el margen dinámico libre de espurios (SFDR) del receptor. *Nota: considérese que el punto de intercepción del LNA es infinito.*

c) Resulta que las señales interferentes pueden llegar a tener una potencia (en bornes de la antena) de -50 dBm (por encima, por tanto, del valor calculado en el apartado anterior). Para garantizar que el espurio no supere el nivel de ruido a la salida se considera utilizar un filtro superconductor sin pérdidas de inserción, selectividad  $\Delta$ , y ancho de banda de 50 kHz ubicado a la salida del cable coaxial. Determinar la selectividad mínima que debe tener este filtro y calcular para este caso el SFDR.

d) Si existe una señal interferente a  $f_{RF}+10$  kHz, calcular el nivel de potencia de la misma para el cual el receptor se desensibiliza 3dB. Para ello considerar que el comportamiento no lineal de todo el receptor se puede caracterizar por la expresión  $y(t)=a_1 \cdot x(t)-a_3 \cdot x^3(t)$ , y que la compresión es despreciable.

### Expresiones útiles:

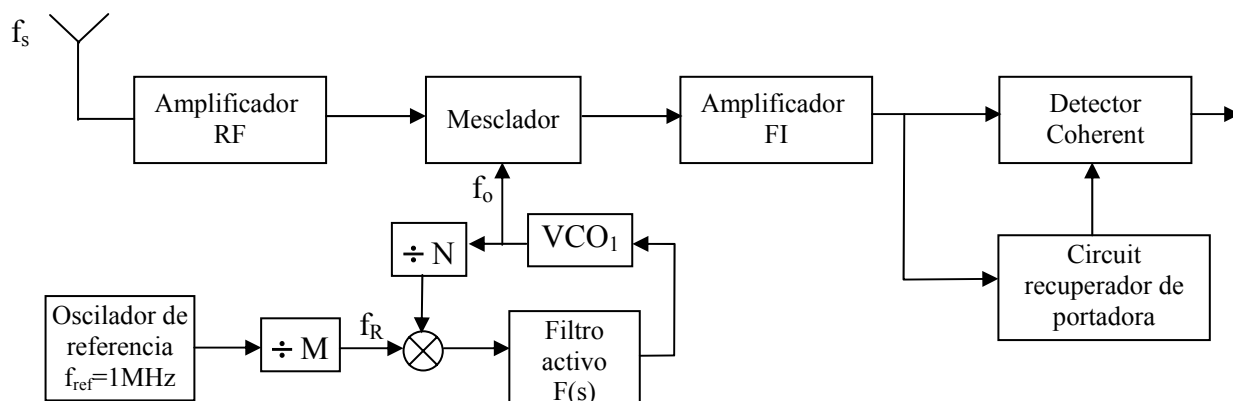
$$(a+b)^3 = a^3 + 3 \cdot a \cdot b^2 + 3 \cdot a^2 \cdot b + b^3$$

$$\cos^2(a) = \frac{1 + \cos(2 \cdot a)}{2}$$

$$\cos^3(a) = \frac{3}{4} \cdot \cos(a) + \frac{1}{4} \cdot \cos(3 \cdot a)$$

## Problema 2 (3.5 puntos)

Se dispone de un receptor superheterodino de conversión simple mostrado en la figura, que debe sintonizar el margen de frecuencias de entrada  $f_s$  de 935 MHz a 960 MHz, con una separación entre canales de 200 kHz. La frecuencia intermedia es de 50 MHz. El oscilador local  $f_o$  genera frecuencias **inferiores** a  $f_s$ .



El oscilador de referencia presenta un factor de ruido de 20 dB, un factor de calidad de 100 y proporciona una potencia de salida de valor 1 mW. El VCO<sub>1</sub> presenta un factor de ruido de 30 dB, un factor de calidad de 10 y proporciona una potencia de salida de valor 1 mW.

Se pide:

- Determinar el valor del divisor M, el margen de frecuencias  $f_o$  a sintetizar y el margen de variación del divisor N.
- Calcular el valor mínimo de la sensibilidad del VCO<sub>1</sub> para garantizar que el sintetizador indirecto trabaja siempre dentro del margen de Lock-in.
- Calcular el Jitter del sintetizador indirecto suponiendo  $f_n \approx \frac{f_R}{10}$ .

Para realizar la detección coherente se usa un circuito recuperador de portadora formado por un PLL de segundo orden con filtro activo.

- Calcular el Jitter de la portadora recuperada si la densidad espectral de tensión de ruido es:  $N_0 = 3.6 \cdot 10^{-12} \text{ V}^2/\text{Hz}$  y la frecuencia natural del PLL es:  $\omega_n = 63245.55 \text{ rad/s}$ .

### Datos:

	Sintetizador indirecto	Recuperador de portadora
Amplitud eficaz de entrada al detector de fase	$A_1 = 5 \text{ Vef}$	$A_2 = 10 \text{ mVef}$
Factor de amortiguación ( $\xi$ )	$\xi = 0.7$	$\xi = 0.7$
Ganancia del detector de fase ( $K_1$ )	$K_1 = 1.3$	
$\tau_1$ del filtro paso bajo	$\tau_1 = 12 \text{ } \mu\text{s}$	

La densidad espectral de ruido de fase de un oscilador a frecuencia  $f_x$  viene dada por:

$$G(f) = \begin{cases} \frac{KT_0 F}{8Q^2 P} \left( \frac{f_x}{f} \right)^2 \text{ rad}^2 / \text{Hz} & |f| \geq f_u = 10 \text{ Hz} \\ 0 & |f| < f_u = 10 \text{ Hz} \end{cases}$$

La función de transferencia en lazo cerrado del sintetizador se puede aproximar por:

$$H(f) = \begin{cases} 1 & |f| \leq f_n \\ 0 & |f| > f_n \end{cases}$$

Temperatura ambiente:  $T_0 = 290 \text{ K}$  // Constante de Boltzmann:  $K = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$

1. (3.5 Puntos) Se desea implementar un receptor para un radio enlace mediante un sistema superheterodino de conversión simple. El sistema consta de una antena (con una temperatura de antena  $T_A=100\text{K}$ ) conectada a un amplificador de bajo ruido (LNA). Del LNA sale un cable coaxial de longitud  $d$  que atenúa  $0.5\text{ dB/metro}$ , conectado a un segundo amplificador de RF seguido de un mezclador, un amplificador de FI y un filtro, tal y como se muestra en la Figura.

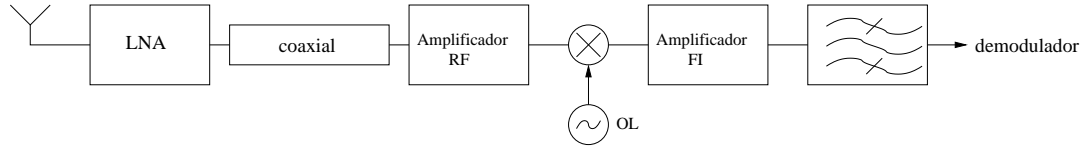


Figura 1: Receptor para problema 1.

### Datos

	Ganancia	NF (dB)	$IP_{i,3}$	Ancho de Banda
LNA	16	2.55	Muy elevado	
Amplificador RF	20	8.8	-20	
Mezclador	-6	6	-20	
Amplificador FI	30	10	-20	
Filtro FI	-3			200 kHz

Otros datos:  $T_0=290\text{K}$ ; Constante de Boltzmann,  $k_b = 1.38 \cdot 10^{-23}$ . Temperatura física del receptor:  $T_F = T_0$ .

- (a) Para el correcto funcionamiento del demodulador, éste necesita una relación señal a ruido a su entrada superior a  $10\text{dB}$ . Si la potencia recibida en bornes de la antena es de  $-106\text{ dBm}$ , determina la máxima longitud que puede tener el cable coaxial para garantizar el correcto funcionamiento del receptor.

**Solution:** Primero calculamos la temperatura equivalente y Figura de ruido de todo el receptor.

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = 10 \rightarrow \frac{P_i}{k_b(T_A + T_e)B_N} = 10 \rightarrow T_e = \frac{P_i}{10k_bB_N} - T_A$$

Por tanto:

$$T_e = \frac{10^{-106/10}}{10 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} 200 \cdot 10^3} - 100 = 810.1 \text{ Kelvin.}$$

El factor de ruido queda

$$F_{tot} = 1 + \frac{T_e}{T_0} = 1 + \frac{810.1}{290} = 3,79$$

Este factor de ruido se puede expresar como

$$F_{tot} = F_{LNA} + \frac{L \cdot F' - 1}{G_{LNA}} \rightarrow L = \frac{G_{LNA}(F_{tot} - F_{LNA}) + 1}{F'}$$

donde  $F'$  sería el factor de ruido de todo lo que sigue al cable coaxial

$$F' = F_{RF} + \frac{F_M - 1}{G_{RF}} + \frac{F_{IF}}{G_{RF}G_M} + \frac{L_{IF}}{G_{RF}G_MG_{IF}}$$

$$10^{0.88} + \frac{4 - 1}{100} + \frac{10 - 1}{100 \cdot 0.25} + \frac{2 - 1}{100 \cdot 0.25 \cdot 1000} = 7.97,$$

y volviendo a la atenuación del cable:

$$L_{max} = \frac{40(3.79 - 10^{0.255}) + 1}{7.97} = 10.08 \rightarrow L_{max}(dB) = 10.03dB.$$

Como la atenuación del cable es de 0.5 dB/m tendremos una longitud máxima de **20 metros**.

*Nota: muchísima gente no ha tenido en cuenta el factor de ruido del filtro final, que se comporta como un atenuador (aunque su impacto en el resultado es totalmente negligible).*

En los apartados siguientes se puede asumir que la atenuación introducida por el cable coaxial es de 10 dB.

- (b) El receptor también recibe dos señales interferentes a  $f_{RF}+40\text{KHz}$  y  $f_{RF}+80\text{KHz}$  respectivamente. Para el funcionamiento correcto del receptor la relación señal útil a espurio en la entrada del demodulador también tiene que ser superior a 10 dB. Asumiendo que ambas señales interferentes tienen la misma potencia, determina el valor máximo que puede valer esta potencia. Calcula también el margen dinámico libre de espurios (SFDR) del receptor. *Nota: considérese que el punto de intercepción del LNA es suficientemente grande como para que no se tenga que tener en consideración.*

**Solution:** Primero observamos que las dos señales interferentes producen un producto de intermodulación de orden  $m=3$  sobre la frecuencia de interés. Nos piden que la potencia de este producto de intermodulación a la salida del receptor esté 10 dB por debajo de la señal útil. Es decir, nos piden que la **potencia del producto de intermodulación sea igual a la potencia de ruido a la salida del receptor**. Por tanto, la potencia interferente máxima será

$$P_{int,MAX} = P_{n,i} + SFDR,$$

la potencia equivalente de ruido a la entrada más el margen dinámico libre de espurios. La potencia de ruido al podemos calcular a partir del factor de ruido, reconstruyendo el apartado a. O directamente,

$$P_{n,i} = P_s - SNR_o = -106\text{dBm} - 10\text{dB} = -116\text{dBm}.$$

El margen dinámico libre de espurios se puede calcular como

$$SFDR = \frac{m-1}{m} (IP_{i,tot} - P_{n,i}).$$

Así pues tenemos que calcular el punto de intercepción del sistema. Calculamos primero el punto intercepción de todo lo que sigue al cable coaxial

$$\frac{1}{IP'_i} = \frac{1}{IP_{i,RF}} + \frac{G_{RF}}{IP_{i,M}} + \frac{G_{RF}G_M}{IP_{i,IF}} \rightarrow IP'_i = -41\text{dBm}.$$

*Nota: mucha gente no se ha fijado que los puntos de intercepción venían dados en dBm, y han sumado un término 30 de más.*

Del coaxial y del LNA no tenemos en cuenta su punto de intercepción pero sí sus respectivas ganancias/pérdidas. El coaxial introduce 10 dB de pérdidas, que subirán en 10 dB  $IP_{i,tot}$ . Por el contrario, habrá que restar los 16 dB de ganancia del LNA:

$$\frac{1}{IP_{i,tot}} = -41\text{dBm} + L - G_{LNA} = -41\text{dBm} + 10\text{dB} - 16\text{dB} = -47\text{dBm}.$$

Finalmente,

$$SFDR = \frac{2}{3}(-47\text{dBm} - (-116\text{dBm})) = 46\text{dB},$$

y

$$P_{int,MAX} = -116\text{dBm} + 46\text{dB} = -70\text{dBm}.$$

- (c) Resulta que las señales interferentes pueden llegar a tener una potencia (en bornes de la antena) de -50 dBm (por encima, por tanto, del valor calculado en el apartado anterior). Para resolver este problema se considera utilizar un filtro superconductor sin pérdidas de inserción, selectividad  $\Delta$ , y ancho de banda de 50 kHz. Determina la selectividad mínima que tiene que tener este filtro y calcula para este caso la SFDR.

**Solution:** En primer lugar, al poner un filtro más estrecho va a cambiar la potencia de ruido. Para empezar, no se puede aplicar Friis directamente. Teniendo en cuenta el nuevo ancho de banda equivalente de ruido del receptor,  $B_N = 50\text{kHz}$ , el nuevo factor de ruido puede expresarse como

$$F_{tot} = F_{LNA} + \frac{L-1}{G_{LNA}} + L \frac{F'-1}{G_L N A} \frac{B_{IF}}{B_N} = 10^{0.255} + \frac{10-1}{40} + \frac{7.97-1}{4} \cdot 4 = 9.03$$

La potencia equivalente de ruido queda

$$P_{n,i} = k_b(T_A + (F_{tot} - 1)T_0)B_N = 1.67 \cdot 10^{-15} = -117.8\text{dBm}$$

Se puede calcular  $\Delta$  de varias maneras. La más intuitiva es darse cuenta de que lo que está haciendo el filtro es rebajar la potencia de las señales interferentes a la entrada del amplificador RF. Como el filtro no afecta a la señal útil, podemos ver que lo que necesitamos es que esta potencia a la entrada del amplificador RF sea la misma que en el apartado anterior, es decir,

$$P_{RF,b} - 70\text{dBm} + G_{LNA} - L_{coax} = -64\text{dBm}.$$

Sin el filtro ahora tendremos

$$P_{RF,b} - 50\text{dBm} + G_{LNA} - L_{coax} = -44\text{dBm}.$$

Vemos que sobran **20 dB**, que es el valor que debe tener la selectividad. La SFDR quedaría sencillamente

$$\text{SFDR} = P_{int} - P_{n,i} = -50\text{dBm} - (-117.8\text{dBm}) = 67.17\text{dB}$$

- (d) Si solo existe una señal interferente, calcula el nivel de potencia de la misma para el cual el receptor se desensibiliza 3dB. Para ello consideremos que el comportamiento no lineal de todo el receptor se puede caracterizar por la expresión  $y(t) = a_1 \cdot x(t) - a_3 \cdot x^3(t)$ .

**Solution:** Primero habría que encontrar o saberse la expresión de la desensibilización de un receptor en presencia de interferencia. Como la primera opción está hecha en los apuntes, tomemos como punto de partida la amplitud de la señal de interés en presencia de una señal interferente,

$$a_1 A \left[ 1 - \frac{3a_3}{4a_1} A^2 - \frac{3a_3}{2a_1} I^2 \right]$$

Si despreciamos la compresión que nos daría el factor  $-\frac{3a_3}{4a_1} A^2$  la pérdida de sensibilidad vendría dada por el término

$$\left[ 1 - \frac{3a_3}{2a_1} I^2 \right]$$

Como es un término de amplitud, la condición de una pérdida de 3 db sería

$$\left[ 1 - \frac{3a_3}{2a_1} I^2 \right] = 10^{-3/20} \rightarrow I^2 = \frac{2a_1}{3a_3} (1 - 10^{-3/20})$$

y la correspondiente potencia interferente

$$P_{3dB} = \frac{I^2}{2R_L} = \frac{a_1}{3R_L a_3} (1 - 10^{-3/20})$$

Nos falta encontrar  $a_1$  y  $a_3$ . El punto de intercepción se puede expresar en términos de  $a_1$  y  $a_3$ . Tendríamos

$$IP_i = \frac{2a_1}{3a_3 R_L} ..$$

Por tanto, tendremos

$$P_{3dB} = 2IP_i \left(1 - 10^{-3/20}\right)$$



## PROBLEMA 2:

a) El divisor de freqüències fixa ha de valdre:  $f_R = \frac{f_{ref}}{M} = 200 \text{ kHz} \Rightarrow M = \frac{f_{ref}}{200 \text{ kHz}} = \frac{1 \text{ MHz}}{200 \text{ kHz}} \Rightarrow M = 5$

Les freqüències a sintetitzar són:

$$f_s - f_o = f_{FI} \Rightarrow f_o = f_s - f_{FI} \Rightarrow \begin{cases} f_{o_{min}} = 885 \text{ MHz} \\ f_{o_{max}} = 910 \text{ MHz} \end{cases}$$

I el divisor de freqüències variable ha de valdre:

$$f_o = f_R \cdot N \Rightarrow N = \frac{f_o}{f_R} \Rightarrow \begin{cases} N_{min} = 4425 \\ N_{max} = 4550 \end{cases}$$

b) La sensibilitat del VCO<sub>1</sub> ha de complir:  $\Delta\omega_L = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n = 2 \cdot \xi \cdot \sqrt{\frac{A \cdot K_1 \cdot K_2}{N \cdot \tau_1}} \geq 2 \cdot \pi \cdot \left( \frac{f_{o_{max}} - f_{o_{min}}}{N_{min}} \right) \Rightarrow$

$$\Rightarrow K_2 \geq \frac{N \cdot \tau_1}{A \cdot K_1} \cdot \left[ \frac{\pi}{\xi} \cdot \left( \frac{f_{o_{max}} - f_{o_{min}}}{N_{min}} \right) \right]^2 \Rightarrow K_2 \geq 5.4 \cdot 10^6 \text{ rad/s} \cdot V \Rightarrow K_2' \geq 859.5 \text{ kHz/V}$$

c) La densitat espectral de soroll de fase del senyal sintetitzat és:

$$G_{\theta_o}(f) = \frac{N^2}{M^2} \cdot |H(f)|^2 \cdot G_{\theta_{ref}}(f) + |1 - H(f)|^2 \cdot G_{\theta_{VCO_1}}(f)$$

Així el Jitter és:

$$\overline{\theta_o^2} = \int G_{\theta_o}(f) \cdot df = \frac{N^2}{M^2} \cdot \frac{KT_0 F_{ref} f_{ref}^2}{8 Q_{ref}^2 P_{ref}} \cdot 2 \cdot \int_{f_u}^{f_n} \frac{1}{f^2} \cdot df + \frac{KT_0 F_{VCO_1} f_o^2}{8 Q_{VCO_1}^2 P_{VCO_1}} \cdot 2 \cdot \int_{f_n}^{\infty} \frac{1}{f^2} \cdot df \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \overline{\theta_o^2} = \frac{N^2}{4} \cdot KT_0 f_R^2 \cdot \left[ \frac{F_{ref}}{Q_{ref}^2 P_{ref}} \cdot \int_{f_u}^{f_n} \frac{1}{f^2} \cdot df + \frac{F_{VCO_1}}{Q_{VCO_1}^2 P_{VCO_1}} \cdot \int_{f_n}^{\infty} \frac{1}{f^2} \cdot df \right]$$

On:  $f_u = 10 \text{ Hz}$  i  $f_n \approx \frac{f_R}{10} = 20 \text{ kHz}$ . El pitjor cas és quan:  $N = N_{max} = 4550$ . Així el Jitter del

sintetitzador és:  $\overline{\theta_o^2} = 1.24 \cdot 10^{-3} \text{ rad}^2 \Rightarrow \sqrt{\overline{\theta_o^2}} = 3.525 \cdot 10^{-2} \text{ rad} = 2.02^\circ$

d) I el Jitter de la portadora recuperada és de:

$$\left. \begin{aligned} \overline{\Phi_n^2(t)} &= \frac{N_0}{A^2} \cdot B_L \\ B_L &= \frac{\omega_n}{2} \cdot \left[ \xi + \frac{1}{4 \cdot \xi} \right] \end{aligned} \right\} \Rightarrow \overline{\Phi_n^2(t)} = \frac{N_0}{A^2} \cdot \frac{\omega_n}{2} \cdot \left[ \xi + \frac{1}{4 \cdot \xi} \right] \Rightarrow$$

$$\overline{\Phi_n^2(t)} = 1.2 \cdot 10^{-3} \text{ rad}^2 \Rightarrow \sqrt{\overline{\Phi_n^2(t)}} = 3.47 \cdot 10^{-2} \text{ rad} = 1.988^\circ \approx 2^\circ$$