



# **EMISSORS I RECEPTORS**

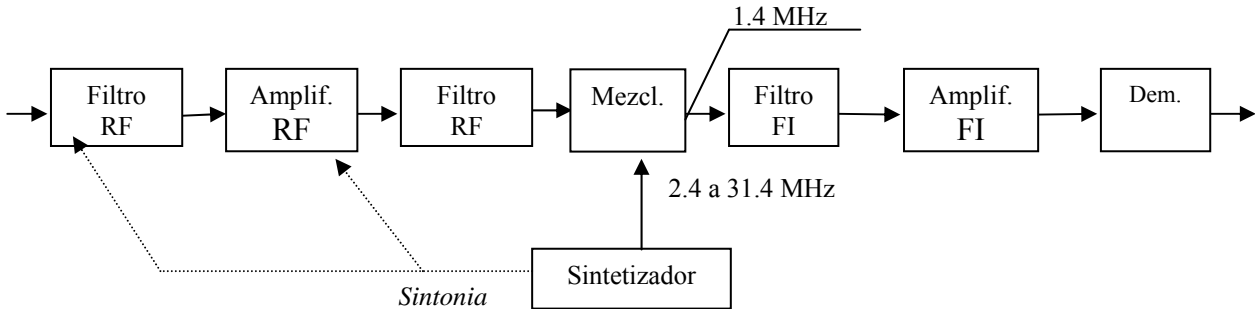
## **Col·lecció de Problemes**

**Jordi Pérez Romero**  
**Anna Umbert Juliana**

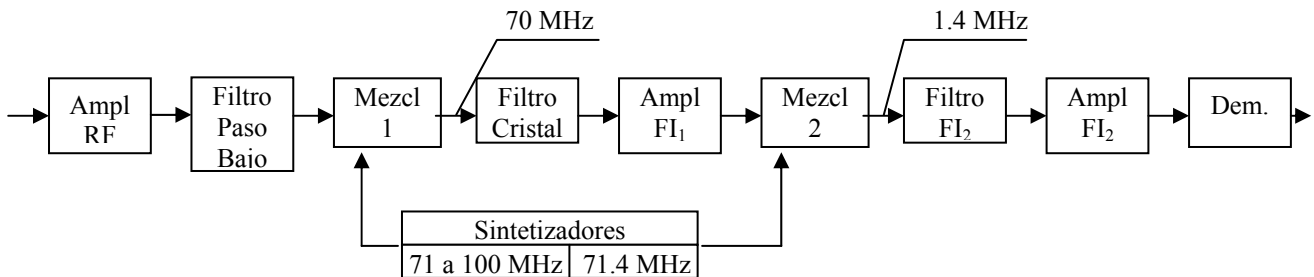
## TEMA 2: Esquemas de emisión y recepción radio

### Problema 1

Se desea diseñar un receptor superheterodino que opere en la banda de 1 a 30 MHz. Se puede optar entre el receptor de conversión simple mostrado en la figura A y el receptor de doble conversión mostrado en la figura B.



**Figura A.-** Receptor Superheterodino de conversión simple



**Figura B.-** Receptor Superheterodino de doble conversión

Para garantizar un correcto funcionamiento en ambos receptores, los filtros previos a los circuitos mezcladores se diseñan de modo que a frecuencia imagen el nivel de atenuación sea al menos de 60 dB.

En la implementación de los filtros del receptor superheterodino de conversión simple se consideran estructuras resonantes RLC sintonizables conectadas en cascada. La función de transferencia de una simple red RLC puede modelarse como:

$$|H(f)| \equiv |H(f_0 + \Delta f)| \cong \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ \frac{2Q\Delta f}{f_0} \right]^2}}$$

Se pide:

**a.-** Considerando que el filtrado previo al mezclador del receptor de la figura A puede modelarse como la concatenación en cascada de  $n$  secciones elementales RLC, encontrar el mínimo valor de  $n$  que garantiza simultáneamente el paso de la señal recibida sin distorsión y la cancelación<sup>1</sup> de la señal a frecuencia imagen. ¿Cuál es el valor de  $Q$  apropiado?

**b.-** Considerando el filtro paso bajo del receptor superheterodino de doble conversión de la figura B, calcular el orden del filtro para garantizar un correcto funcionamiento de esta estructura de receptor. Considérese que la función de transferencia de dicho filtro viene dada por:

$$|H(f)| \equiv \frac{1}{1 + (f / f_n)^n}$$

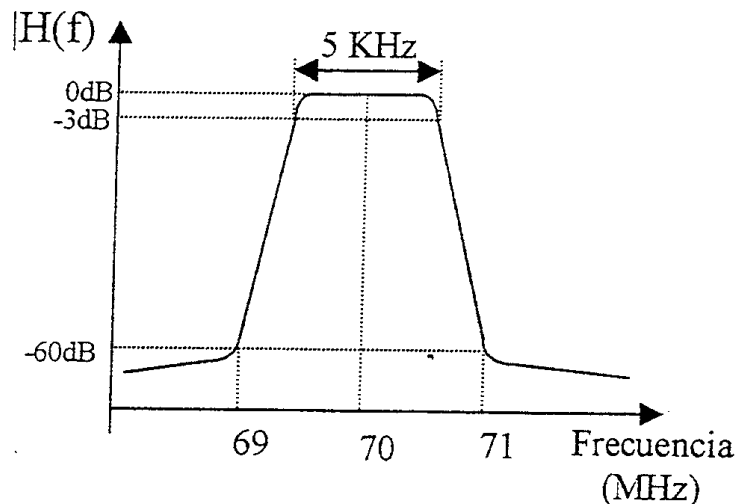
siendo  $n$  el orden del filtro y  $f_n$  una frecuencia de referencia cuyo valor depende del orden del filtro y de la frecuencia de corte a 3dB.

**c.-** En el receptor superheterodino de conversión simple (figura A), ¿existe alguna frecuencia de sintonía especialmente crítica?. Razónese la respuesta.

**d.-** ¿Cuál de las dos estructuras de receptor es la más conveniente para ser implementada?. Razónese la respuesta.

#### Datos:

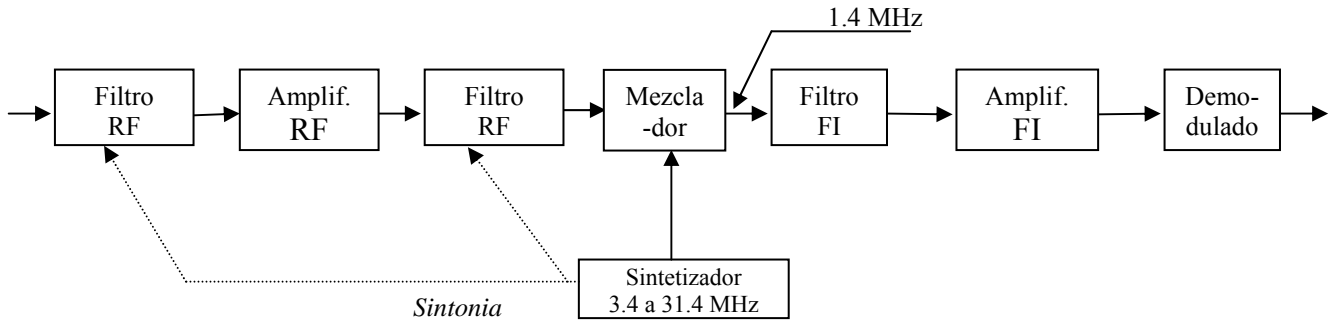
- Ancho de banda de la señal sintonizada: 5kHz.
- Función de transferencia del filtro a cristal a 70MHz.



<sup>1</sup> La señal a frecuencia imagen se considera cancelada si en el proceso de filtrado sufre una atenuación de, al menos 60 dB con respecto a la señal útil.

## Problema 2

Se desea diseñar un receptor superheterodino que opere en la banda de 2 a 30 MHz. Para garantizar un correcto funcionamiento del receptor, los filtros previos al circuito mezclador se diseñan de modo que, para aquellas frecuencias del espectro radioeléctrico a la entrada del receptor que pueden perturbar el buen funcionamiento del receptor, el nivel de atenuación del filtrado es al menos de 60 dB. Se pide:



**Figura A**

- Considerando el espectro radioeléctrico comprendido entre 1 y 100 MHz. ¿Cuáles son las frecuencias más críticas a la entrada del receptor? Justifíquese la respuesta
- Considerando que el filtro de RF previo al mezclador del receptor de la figura A puede modelarse como la concatenación en cascada de  $n$  secciones elementales RLC, encontrar el mínimo valor de  $n$  que garantiza simultáneamente el paso de la señal recibida sin distorsión y la cancelación<sup>2</sup> de las señales críticas determinadas en el apartado anterior. ¿Cuál es el valor de  $Q$  apropiado?
- Considerando que el filtro de FI tienen una función de transferencia como la indicada en la figura B, ¿cuáles han de ser los valores de  $f_1$ ,  $f_0$ ,  $f_2$ ,  $C$  y  $\Delta B$  en cada caso para garantizar un correcto funcionamiento del receptor? Justifíquese la respuesta.  
*Nota: El funcionamiento del receptor se considera correcto si cualquier señal espúrea (no deseada) llega a la entrada del demodulador atenuada al menos 30 dB con respecto a la señal útil.*
- ¿Cuánto vale la cota de atenuación mínima, con respecto a la señal útil de la señal O.L. a la entrada del demodulador?

### Datos

- Ancho de banda de la señal sintonizada: 3 kHz
- Nivel señal en canales adyacentes: -70 dBm
- Ganancia amplificador RF: 20 dB
- Mezclador: Ganancia = 16 dB : Aislamiento OL-FI = 40 dB : Aislamiento RF-FI = 20 dB
- Canalización: 5 kHz
- Sensibilidad = -110 dBm
- Potencia oscilador local = -10 dBm

<sup>2</sup> La señal a frecuencia imagen se considera cancelada si en el proceso de filtrado sufre una atenuación de, al menos 60 dB con respecto a la señal útil.

- Función de transferencia del filtro de FI:

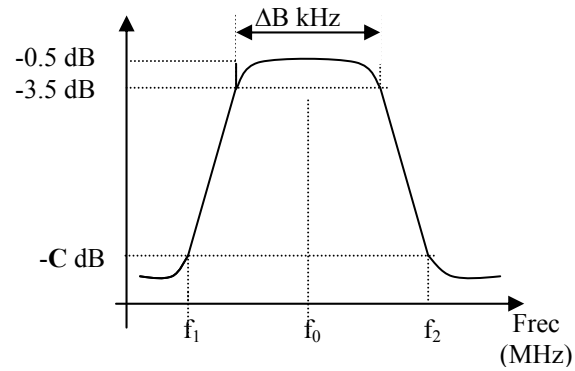


Figura B

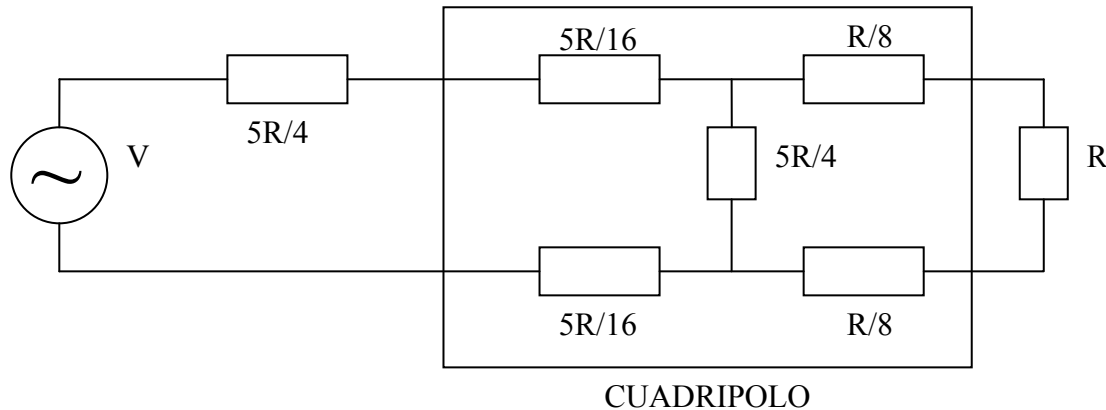
- Función de transferencia de una sección elemental RLC

$$|H(f)| \equiv |H(f_0 + \Delta f)| \cong \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ \frac{2Q\Delta f}{f_0} \right]^2}}$$

## TEMA 3: Cabezal de radiofrecuencia

### Problema 1

- a) Encontrar el factor de ruido de la red de adaptación de la figura, suponiendo que se encuentra a una Temperatura  $T_0$ .



Nota: Obsérvese que existe adaptación de impedancia en ambos extremos.

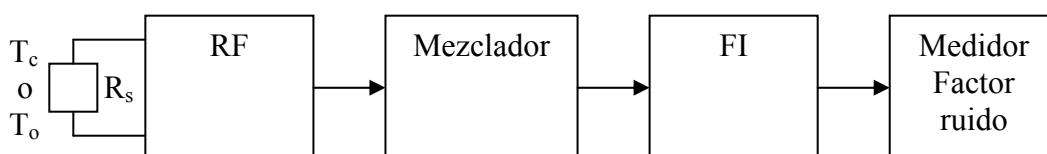
- b) Se dispone de una antena de impedancia  $(5/4)R$  y de un receptor que presenta una figura de ruido de 8 dB y una impedancia de entrada de valor  $R$ . Para conseguir el enlace entre la antena y el receptor se utiliza una línea de transmisión de impedancia característica  $Z_0 = R$  y cuya atenuación es 3 dB. Además, con objeto de adaptar impedancias en todo el sistema, se sitúa la red de adaptación del apartado anterior entre la antena y la línea de transmisión.

Hallar la figura de ruido total del sistema suponiendo que la línea de transmisión y el adaptador de impedancia se encuentran a una temperatura  $T_1 = T_0$ .

### Problema 2

Sea un medidor de factor de ruido que presenta un factor de ruido  $F_F$ , de valor 3 dB y un ancho de banda equivalente de ruido de 1 MHz. Se utiliza dicho medidor para evaluar el factor de ruido de un cabezal receptor compuesto por amplificador de RF, mezclador y amplificador de FI. El resultado de la medida,  $\Gamma$ , es de 6.6 dB.

Sabiendo que la relación de temperaturas ( $T_c/T_0$ ) del generador de ruido es 1000, calcular el factor de ruido de la etapa de RF del cabezal.



Datos:

Ancho de banda de FI,  $B_{FI} = 10 \text{ kHz}$

Ganancia del cabezal = 20 dB

Mezclador:

$G_M = -6 \text{ dB}$

$NF_M = 9 \text{ dB}$

Amplificador FI:

$G_{FI} = 16 \text{ dB}$

$NF_{FI} = 5 \text{ dB}$

$$\Gamma = \left( \frac{1}{Y-1} \right) \left( \frac{T_c}{T_o} - 1 \right)$$

siendo  $Y = P_{nc}/P_{no}$  la relación entre la potencia de ruido medida con la fuente a temperatura  $T_c$  con respecto a la misma potencia medida a temperatura  $T_o$ .

**Problema 3**

Se dispone de un receptor de FM cuya frecuencia nominal de portadora es 147 MHz:

- Calcular la sensibilidad del receptor para una relación señal/ruido a la salida de 17 dB.
- A la entrada del receptor existen simultáneamente: una señal sin modular a la frecuencia de 147.025 MHz y una señal, modulada por un tono de 4KHz con una desviación de pico de  $\pm 3 \text{ kHz}$ , a 147.050 MHz. Cuando ambas señales tienen una potencia de -48 dBm la relación señal/ruido a la salida del receptor es de 17 dB. Calcular el rechazo a la entrada (referido al nivel de sensibilidad), entre la señal útil y el producto de intermodulación de tercer orden.
- Calcular el punto de intercepción del receptor, referido a la entrada, para el producto de intermodulación de tercer orden.

Datos:

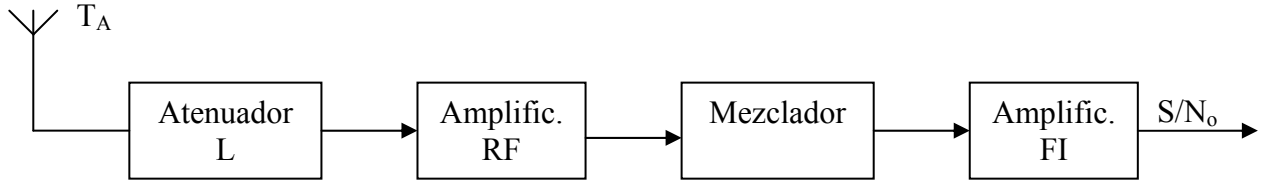
- Factor de ruido del receptor: 8 dB
- Ancho de banda de la etapa de FI: 25 kHz
- Temperatura equivalente de ruido de la antena:  $3 \cdot 10^3 \text{ K}$
- Desviación de pico nominal:  $f_d = 3 \text{ kHz}$
- Ancho de banda de la señal moduladora:  $f_m = 4 \text{ kHz}$
- Para el demodulador de FM se cumple:

$$\left( \frac{S}{N} \right)_o = 3 \left( 2 + \frac{f_d}{f_m} \right) \left( \frac{f_d}{f_m} \right)^2 \left( \frac{S}{N} \right)_i$$

siendo  $(S/N)_o$  y  $(S/N)_i$  las relaciones señal/ruido a la salida y a la entrada, respectivamente,  $f_d$  la desviación de pico de frecuencias y  $f_m$  el ancho de banda de la señal moduladora.

**Problema 4**

Sea un receptor de HF cuyo esquema de bloques es el mostrado en la figura. La temperatura equivalente de ruido de la antena es  $T_A = 135 \cdot 10^6$  K.



- Obtener el valor de la atenuación  $L$  necesario para garantizar una sensibilidad del sistema (receptor + antena) de  $100 \mu V_{ef}$  para una relación señal a ruido a la salida de 10 dB.
- Suponiendo un valor de la atenuación de 30 dB, encontrar el punto de intercepción de la etapa FI ( $IP_{i3}$ ), necesario para garantizar que los productos de intermodulación de tercer orden a la salida del receptor ocasionados por la presencia de dos señales interferentes, ambas de  $50 mV_{ef}$ , están por debajo del nivel de ruido.

**Datos:**

Temperatura física del atenuador  $T_o = 290$  K

Punto de intercepción a la entrada del atenuador infinito.

Impedancias entrada-salida de los cuadripolos  $50 \Omega$

Amplificador de RF:  $G_{RF} = 10$  dB  
 $NF_{RF} = 3$  dB  
 $IP_{i,RF} = 20$  dBm

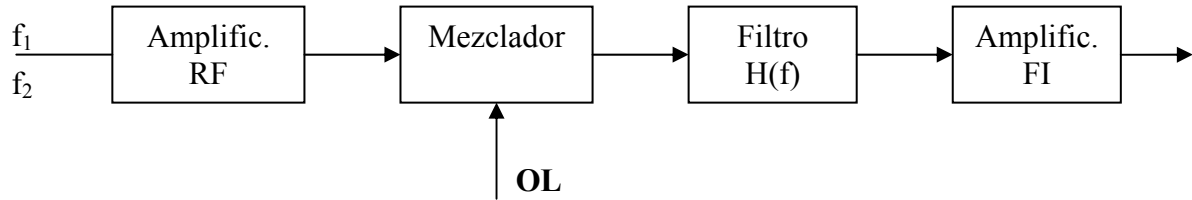
Mezclador:  $G_m = -7$  dB  
 $NF_m = 10$  dB  
 $IP_{i,m} = 35$  dBm

Amplificador de FI:  $G_{FI} = 40$  dB  
 $NF_{FI} = 5$  dB  
 $B_{FI} = 10$  kHz



**Problema 5**

Sean dos señales interferentes  $S_1(t) = A \cos(2\pi f_1 t)$  y  $S_2(t) = A \cos(2\pi f_2 t)$  presentes a la entrada del cabezal de RF de la figura.



- ¿Cuál debe ser el mínimo valor del punto de intercepción a la entrada para los productos de intermodulación de tercer orden del mezclador ( $IP_{i,m}$ ), que garanticen un rechazo a la salida mayor de 60 dB, cuando el nivel de cada una de las señales interferentes a la entrada es de -30 dBm?
- ¿Cuál debe ser el máximo valor del factor de ruido de la etapa de RF para garantizar un margen dinámico libre de espúreas (SFDR) mayor de 80 dB?

**Datos:**

Temperatura de antena,  $T_o = 290$  K

Amplificador de RF:  $G_{RF} = 20$  dB  
 $IP_{i,RF} = 10$  dBm

Mezclador:  $G_m = -8$  dB  
 $NF_m = 10$  dB

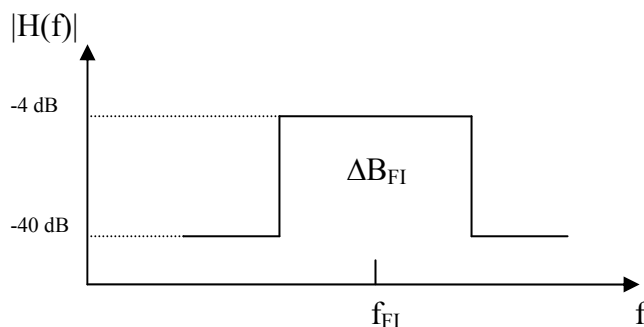
Amplificador de FI:  $IP_{i,FI} = -44$  dBm  
 $NF_{FI} = 16$  dB  
 $B_{FI} = 25$  kHz

$$f_1 = f_s + 25 \text{ kHz}$$

$$f_2 = f_s + 50 \text{ kHz}$$

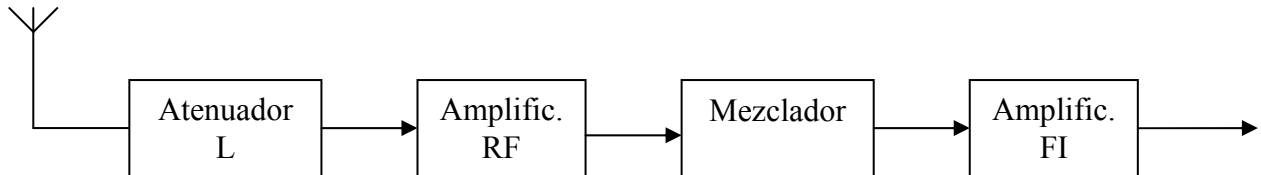
$$f_{FI} = f_{OL} - f_s$$

$f_s$  = frecuencia de sintonía del receptor.



## Problema 6

El esquema de un receptor superheterodino consta de las etapas mostradas en la figura. Cada etapa se supone caracterizada mediante su ganancia, su factor de ruido y su punto de intercepción a la entrada para el producto de intermodulación de tercer orden.  $L$  representa las pérdidas introducidas por el atenuador.



- Si a la entrada del receptor se tienen simultáneamente dos señales interferentes, ambas de amplitud igual a  $20 \text{ mV}_{\text{ef}}$ , calcular el punto de intercepción a la entrada del amplificador de FI que garantice un margen dinámico libre de espúreas del receptor de 70 dB.
- Si únicamente se dispone de un amplificador de FI con  $IP_{i,FI} = -30 \text{ dBm}$ , calcular la selectividad del filtro que es necesario introducir antes del amplificador de FI para conseguir el SFDR anteriormente especificado. Suponer que la atenuación introducida por el filtro sobre la señal útil es de 5 dB.
- Con esta nueva configuración, calcular el factor de ruido del amplificador de RF necesario para conseguir el SFDR especificado. En base al resultado obtenido, ¿es realizable dicho amplificador?

### Datos:

Amplificador de RF:  $G_{RF} = 20 \text{ dB}$   
 $IP_{i,RF} = 10 \text{ dBm}$

Mezclador:  $G_m = 5 \text{ dB}$   
 $NF_m = 10 \text{ dB}$   
 $IP_{i,m} = 15 \text{ dBm}$

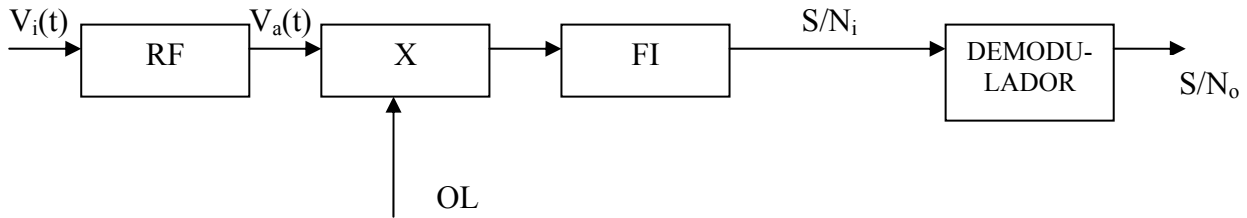
Amplificador de FI:  $G_{FI} = 10 \text{ dB}$   
 $NF_{FI} = 15 \text{ dB}$   
 $B_{FI} = 1 \text{ MHz}$

Atenuador:  $L = 20 \text{ dB}$   
 $IP_{i,at} = \text{infinito}$

Temperatura física del receptor  $T_o = 290 \text{ K}$   
 Impedancia de entrada-salida de los cuadripolos  $50 \Omega$   
 Temperatura de la antena  $T_o = 290 \text{ K}$

**Problema 7**

Para el receptor de FM de la figura, calcular:



- a) Considerando que la relación entrada-salida del amplificador de RF es:

$$v_a(t) = a_1 v_i(t) - a_3 v_i^3(t)$$

Obtener el nivel de compresión a 1 dB.

- b) Calcular la sensibilidad del receptor para tener  $SNR_o = 20$  dB
- c) Si a la entrada del amplificador de RF existe simultáneamente con la señal útil un tono de interferencia senoidal  $i(t) = I \cos(2\pi f_1 t)$  determinar cual es el nivel mínimo necesario para bloquear el receptor, suponiendo que  $f_1 - f_2 \leq \Delta B_{RF}/2$

Nota: El receptor se considera bloqueado cuando para un nivel de señal útil a la entrada igual a la sensibilidad del receptor, la presencia de la señal interferente reduce  $SNR_o$  en 6 dB.

**Datos:**

Resistencia de entrada  $R_{in} = 50 \Omega$

Temperatura de la antena  $T_{ant} = T_o$

Ancho de banda de la señal moduladora  $f_m = 3$  kHz

Ancho de banda de FI = 25 kHz

Ancho de banda de RF = 10 MHz

Factor de ruido del receptor  $F = 4$

$a_1 = 10$ ;  $a_3 = 3 \cdot 10^6$

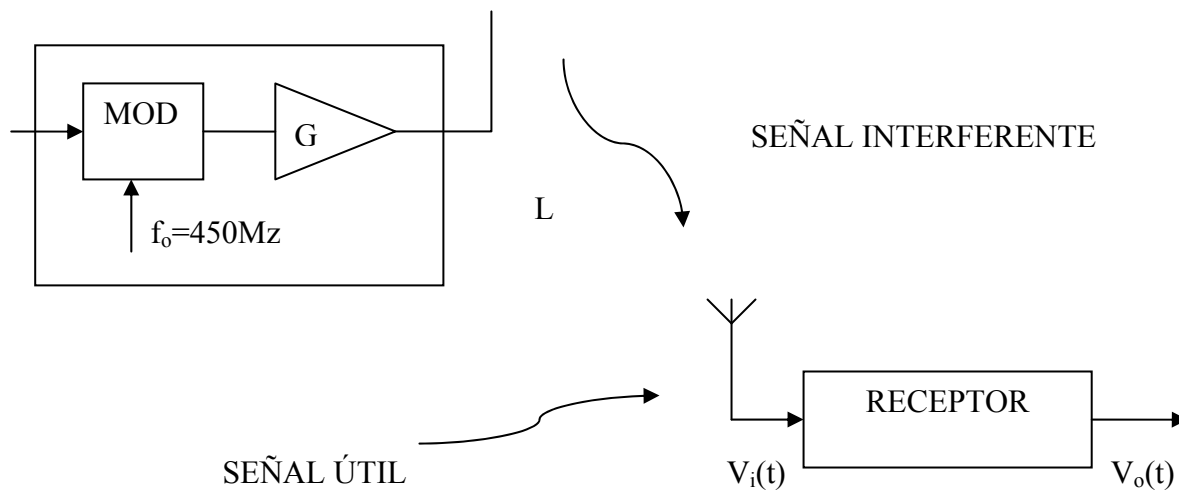
$$(S/N)_0 = \begin{cases} 3\beta^2 (S/N)_i & \text{para } (S/N)_i \geq 5 \\ \frac{3}{4\beta} \exp(S/N)_i & \text{para } (S/N)_i \leq 5 \end{cases}$$

desviación de frecuencia  $f_d = 5$  kHz

$\beta$  índice de modulación =  $f_d / f_m$

## **Problema 8**

Se dispone de un receptor a 451 MHz ubicado en las proximidades de un emisor a 450 MHz por el que es interferido, tal como indica la figura:



$L$  mide el aislamiento entre ambos equipos, y se define como la potencia entregada por el emisor a su antena dividida por la potencia recibida de esta emisión a la entrada del receptor. Se pide:

Calcular el valor de  $L$  que, debido a la presencia de portadora sin modular a 450 MHz, origina una pérdida de sensibilidad en el receptor de 6 dB. Supóngase para ello que el oscilador a frecuencia  $f_0$  es no ruidoso.

Datos:

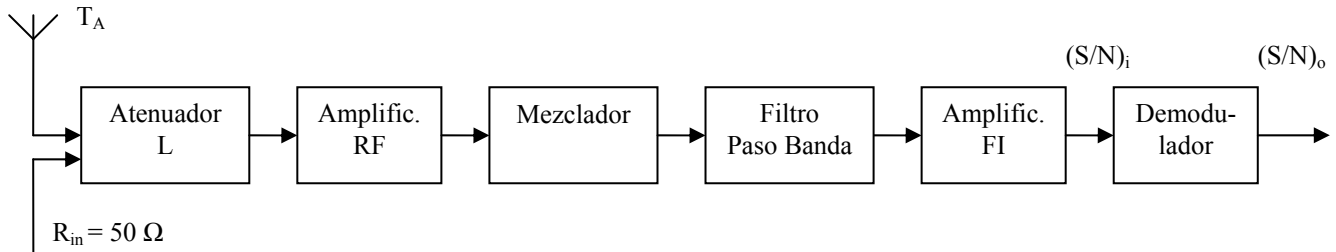
$$v_o(t) = 10v_i(t) - 3 \cdot 10^4 v_i^3(t)$$

Potencia transmitida 2 W

Resistencia de entrada  $50 \, \Omega$

## Problema 9

Considérese el receptor de FM de la figura. Trabajando en la banda de HF la temperatura equivalente de ruido de la antena es de  $10^6$  K. A la entrada del receptor se tienen dos señales indeseadas, cada una de ellas con una potencia de -22 dBm, que dan lugar a un producto de intermodulación de tercer orden.



- Calcular la selectividad del filtro paso banda necesaria para garantizar que la potencia del espúreo a la salida de la etapa de FI se halle por debajo del nivel de ruido.
- Calcular el margen dinámico libre de espúreas y el rechazo (URR) a la salida de la etapa de FI referido a la potencia de entrada de -22 dBm.
- Calcular la sensibilidad (en  $V_{ef}$ ) para tener una S/N a la salida del demodulador de 20 dB.
- Razonar si es posible aumentar la sensibilidad en un factor 10 mediante la utilización de un amplificador, previo al atenuador, que presente un factor de ruido de 2 dB. En caso afirmativo, calcular la ganancia de dicho preamplificador.

Atenuador:

$$L = 15 \text{ dB}$$

Pérdidas de inserción del filtro:

$$\Delta G = 4 \text{ dB}$$

Ganancia etapa RF:

$$G_{RF} = 20 \text{ dB}$$

Punto de intercepción etapa RF:

$$IP_{i,RF} = 30 \text{ dBm}$$

Factor de ruido etapa RF:

$$F_{RF} = 3 \text{ dB}$$

Ganancia mezclador:

$$G_m = -8 \text{ dB}$$

Punto de intercepción mezclador:

$$IP_{i,m} = 20 \text{ dBm}$$

Factor de ruido mezclador:

$$F_m = 10 \text{ dB}$$

Ganancia etapa FI:

$$G_{FI} = 25 \text{ dB}$$

Punto de intercepción etapa FI:

$$IP_{i,FI} = -40 \text{ dBm}$$

Factor de ruido etapa FI:

$$F_{FI} = 5 \text{ dB}$$

Ancho de banda de FI:

$$B_{FI} = 25 \text{ kHz}$$

Temperatura física del receptor:

$$T_o = 290 \text{ K}$$

Constante de Boltzman:

$$K = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$$

$$(S/N)_o = 3 \left[ \frac{f_d}{f_n} \right]^2 (S/N)_i \quad ; \quad f_d = 5 \text{ kHz} \text{ y } f_n = 3 \text{ kHz}$$

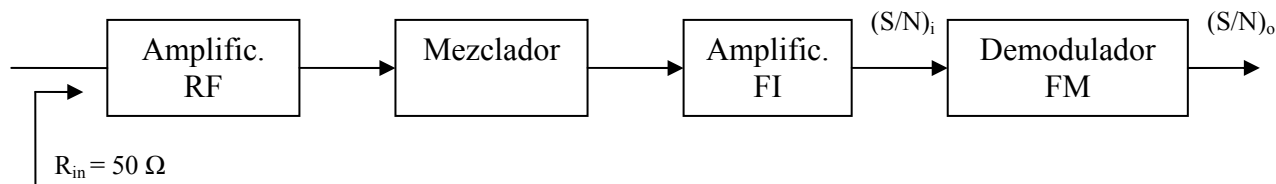
**Problema 10**

Un receptor con 3 kHz de ancho de banda y  $50\Omega$  de impedancia de entrada, tiene un factor de ruido de 8 dB. La temperatura equivalente de ruido de la antena es de 1000 K.

- ¿Cuál es la sensibilidad del receptor (en  $\mu\text{V}$  eficaces) para una relación señal/ruido a la salida de 10 dB?
- Si el receptor tiene un punto de intercepción (referido a la entrada) para los productos de intermodulación de tercer orden de 20 dBm, ¿Cuál es su margen dinámico libre de espúreas?
- ¿Cuál sería el margen dinámico libre de espúreas si se añade, a la entrada del receptor, un amplificador lineal y no ruidoso con ganancia de tensión igual a 10?
- ¿Cuál sería el margen dinámico libre de espúreas si en lugar del amplificador del apartado anterior situamos, a la entrada del receptor, un atenuador ideal que presenta una atenuación de 6 dB? (La temperatura física del atenuador es igual a  $T_o = 290\text{ K}$ )

**Problema 11**

Sea el receptor de FM mostrado en la figura.



Se pide:

- Determinar el valor de la sensibilidad del receptor, expresada en  $\mu\text{V}_{\text{ef}}$ , que garantiza una relación señal-ruido a la salida de 20 dB.
- El valor del punto de intercepción a la entrada de las etapas de FI mínimo necesario para garantizar un nivel de rechazo a la intermodulación ocasionada por los canales adyacentes igual a 70 dB (véase nota para la definición del rechazo a la intermodulación debida a los canales adyacentes).
- Suponiendo que las etapas de FI presentan un punto de intercepción a la entrada de sólo -30 dBm, calcular cual debería ser el valor mínimo de la selectividad de un filtro situado a su entrada para garantizar el valor de rechazo mencionado en el apartado anterior. Supóngase que el filtro presenta unas pérdidas de inserción de 1 dB.
- A partir del valor del punto de intercepción obtenido en el apartado b), encontrar el nivel de compresión a 1 dB.
- Suponiendo que a la entrada del receptor existen dos tonos interferentes de igual amplitud situados en canales adyacentes, y que ocasionan un producto de intermodulación en el canal

intonizado, calcular el máximo valor de la amplitud de dichas señales interferentes para garantizar que el nivel del producto de intermodulación generado está por debajo del nivel de ruido.

### Datos:

Amplificador de RF:  $G_{RF} = 20 \text{ dB}$   
 $NF_{RF} = 4.7 \text{ dB}$   
 $IP_{i,RF} = 0 \text{ dBm}$

Mezclador:  $G_m = -6 \text{ dB}$   
 $NF_m = 10 \text{ dB}$   
 $IP_{i,m} = 17 \text{ dBm}$

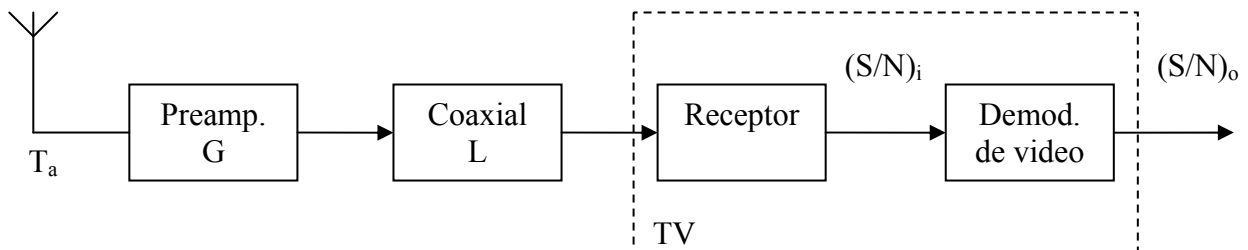
Amplificador de FI:  $NF_{FI} = 15 \text{ dB}$   
 Desviación de frecuencia  $f_d = 5 \text{ kHz}$   
 Frecuencia máxima de la señal moduladora  $f_m = 3 \text{ kHz}$   
 Índice de modulación  $\beta = f_d / f_m$   
 Temperatura de ruido de antena  $T_A = T_o = 290 \text{ K}$

Ancho de banda de FI  $= 25 \text{ kHz}$   
 $K = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$   
 $(S/N)_o = 3\beta^2 (S/N)_i$   
 $m = 3$

**Nota:** El rechazo de la intermodulación ocasionada por los canales adyacentes se mide utilizando el procedimiento siguiente: Se introducen simultáneamente en bornes del receptor dos señales de RF, una sin modular y otra modulada en FM mediante un tono sinusoidal de 3kHz y que ocasiona una desviación de frecuencia de 5kHz. La frecuencia portadora de la primera señal interferente está separada de la frecuencia de sintonía 25kHz, mientras que la separación para la segunda señal interferente es 50kHz. Manteniendo la amplitud de ambas señales igual, se aumenta su nivel hasta que la SNR a la salida del receptor es igual a 20dB. La relación en dB entre el nivel de ambas señales interferentes y el valor de la sensibilidad del receptor para  $SNR_o = 20 \text{ dB}$  nos indica el rechazo a la intermodulación ocasionado por los canales adyacentes.

## Problema 12

Un receptor de TV presenta una sensibilidad de  $25\mu V_{ef}$  (impedancia de entrada de  $75 \Omega$ ) para una  $(S/N)_o = 20 \text{ dB}$  a la salida del demodulador de video. La conexión entre la antena y el receptor se realiza mediante un cable coaxial de  $75 \Omega$ , que presenta una atenuación de  $0.5 \text{ dB/metro}$ . Para compensar dichas pérdidas se coloca un preamplificador de antena con una ganancia de  $17 \text{ dB}$  y un factor de ruido de  $2 \text{ dB}$ .



- Sabiendo que la sensibilidad del receptor de TV se ha medido conectándolo directamente a un generador de señal con una temperatura equivalente de ruido de  $290\text{K}$ , calcular la potencia de ruido generada internamente en el receptor.
- Si la distancia mínima entre la antena y el receptor de TV es de  $35 \text{ m}$ , calcular la potencia mínima de señal recibida en la antena que garantiza una  $(S/N)_o \geq 25 \text{ dB}$  a la salida del demodulador de video.

- c) Calcular el SFDR del conjunto.

Datos: Ancho de banda señal TV 5 MHz

$$T_a = 10 \text{ K}$$

$$(S/N)_o = (S/N)_i - 3 \text{ dB}$$

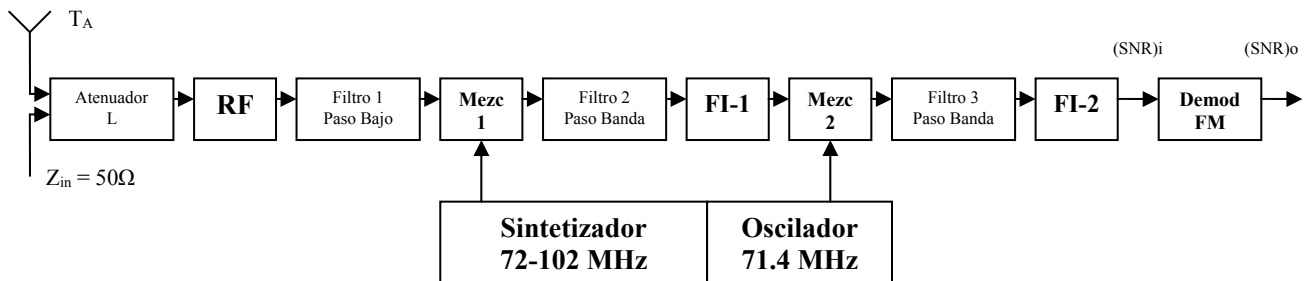
Temperatura del cable 290 K

Punto de intercepción del amplificador de antena  $IP_{iG} = -10 \text{ dBm}$

Característica no lineal del receptor:  $y(t) = 5x(t) - 10^2 x^3(t)$

### Problema 13

Sea el receptor superheterodino de doble conversión mostrado en la figura



Suponiendo  $L = 1$  (ausencia del atenuador de entrada), se pide:

- Calcular la sensibilidad del receptor (expresada en  $\mu\text{V}$ ) para garantizar 20 dB de relación señal a ruido (SNR) a la salida del demodulador. Considerando sólo el ruido generado en el receptor, ¿Cuánto influyen (en % con respecto al total) las etapas posteriores al filtro de primera FI?
- Razonar si con esta configuración es posible alcanzar un rechazo a la intermodulación ocasionada por los canales adyacentes<sup>3</sup> mayor o igual a 70 dB. Justifíquese la respuesta.
- Calcular el máximo valor de atenuación  $L$  permisible antes que la sensibilidad (en tensión) se degrade un 10%.

Suponiendo que  $L = 15 \text{ dB}$

<sup>3</sup> El rechazo a la intermodulación ocasionada por los canales adyacentes se mide utilizando el procedimiento siguiente: Se introducen simultáneamente en bornes del receptor dos señales de RF, una sin modular y la otra modulada en FM mediante un tono sinusoidal de 3KHz y que ocasiona una desviación de frecuencia de 5KHz. La frecuencia portadora de la primera señal interferente está separada de la frecuencia de sintonía 25KHz mientras que la separación para la segunda señal interferente es de 50KHz. Manteniendo la amplitud de ambas señales igual, se aumenta su nivel hasta que la relación señal-ruido a la salida del receptor es igual a 20dB. La relación en dB entre el nivel de ambas señales interferentes y el valor de la sensibilidad del receptor para una  $(SNR)_o$  igual a 20 dB nos indica el rechazo a la intermodulación ocasionada por los canales adyacentes.



- d) Calcular el valor de la selectividad del filtro de primera FI para garantizar un *rechazo a la intermodulación ocasionada por los canales adyacentes* de como mínimo 70 dB.
- e) ¿Cuál es el máximo nivel de señal interferente en los canales adyacentes antes de que el producto de intermodulación resultante sea mayor que el nivel de ruido a la salida?

Datos:

Amplificador de RF:  $G_{RF} = 10 \text{ dB}$   
 $F_{RF} = 3 \text{ dB}$   
 $IP_{i,RF} = 10 \text{ dBm}$

Mezclador1:  $G_{m1} = -6 \text{ dB}$   
 $F_{m1} = 10 \text{ dB}$   
 $IP_{i,m1} = 20 \text{ dBm}$

Amplificador de FI1:  $G_{FI1} = 30 \text{ dB}$   
 $F_{FI1} = 7 \text{ dB}$   
 $IP_{i,FI1} = -10 \text{ dBm}$   
 $B_{FI1} = 200 \text{ kHz}$

Mezclador2:  $G_{m2} = -6 \text{ dB}$   
 $F_{m2} = 10 \text{ dB}$   
 $IP_{i,m2} = 0 \text{ dBm}$

Amplificador de FI2:  $F_{FI2} = 14 \text{ dB}$   
 $IP_{i,FI2} = -10 \text{ dBm}$   
 $B_{FI2} = 200 \text{ kHz}$

Filtro 1: Filtro Paso Bajo con un ancho de banda de 30 MHz y 0 dB de pérdidas de inserción

Filtro 2: Filtro Paso Banda  
 Pérdidas de inserción = 0 dB  
 Selectividad = 70 dB  
 Ancho de banda 25 kHz

Filtro 3: Filtro Paso Banda  
 Pérdidas de inserción = 0 dB  
 Selectividad = 80 dB  
 Ancho de banda 200 kHz

$$(S/N)_0 = 3\beta^2 (S/N)_i \quad \text{con } \beta = f_d / f_m$$

Desviación de frecuencia,  $f_d = 5 \text{ kHz}$

Máxima frecuencia de la señal moduladora,  $f_m = 3 \text{ kHz}$

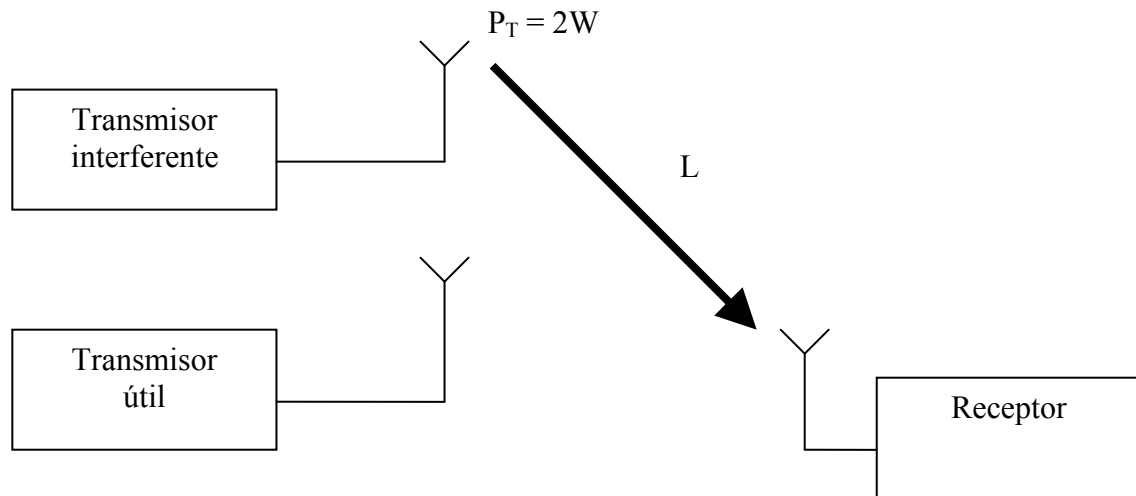
Orden de la distorsión  $m = 3$

$$K = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$$

Temperatura de ruido de antena,  $T_A = 10^6 \text{ K}$

**Problema 14**

Se dispone de un receptor superheterodino de conversión simple a 451 MHz, ubicado en las proximidades de un emisor a 450 MHz por el que es interferido, tal como se indica en la figura:



L mide el aislamiento entre ambos equipos, y se define como la relación entre la potencia entregada por el emisor a su antena, y la potencia recibida de esta emisión a la entrada del receptor.

Los parámetros que caracterizan el receptor son:

Temperatura equivalente de ruido de la antena  $1.2 \cdot 10^4$  K

Factor de ruido del amplificador de RF de 6 dB

Ganancia mezclador -10dB

Factor de ruido del mezclador 10 dB

Ganancia amplificador de FI 12 dB

Ancho de banda de FI 1.4 MHz

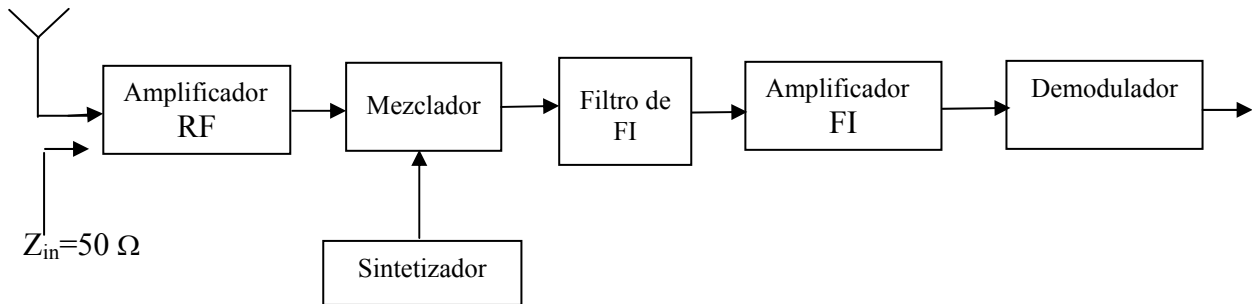
Característica no lineal del cabezal de RF:  $v_o(t) = 10 \cdot v_i(t) - 5 \cdot 10^6 \cdot v_i^3(t)$

Impedancia de entrada  $50\Omega$

- En ausencia de señal interferente, calcular la tensión máxima a la entrada del receptor que permite considerar que no hay compresión de ganancia. Suponer que la compresión de ganancia es despreciable si la potencia de señal a la entrada es 10 dB inferior al nivel de compresión a 1dB.
- Calcular el factor de ruido del amplificador de FI si se desea obtener una relación señal a ruido de 25 dB a la entrada del demodulador, cuando se aplica la tensión anterior a la entrada del receptor.
- Considerando la compresión de ganancia despreciable, calcular el valor de L que debido a la presencia de portadora sin modular a 450 MHz, origina una pérdida de sensibilidad en el receptor de 6 dB. Suponer para ello que el oscilador del emisor interferente es ideal.
- Calcular el SFDR del receptor para los productos de intermodulación de tercer orden.

## Problema 15

Sea el siguiente receptor superheterodino ubicado en una estación base del sistema móvil GSM. La frecuencia  $f_s$  de la señal recibida está en el margen de 890 a 915 MHz, con una separación entre canales de 200 kHz.



Los parámetros que caracterizan a este receptor son:

Amplificador de RF:  $G_{RF}=10$  dB,  $IP_{i,RF}=0$  dBm (prod. de intermodulación de 3r orden)

Mezclador:  $G_m=-6$  dB,  $NF_m=8$  dB,  $IP_{i,m}=10$  dBm (prod. de intermodulación de 3r orden)

Amplificador de FI:  $G_{FI}=20$  dB,  $NF_{FI}=15$  dB,  $IP_{i,FI}=-20$  dBm (prod. de intermodulación de 3r orden)

Filtro de FI: Pérdidas de inserción:  $L_f=2$  dB. Ancho de banda de FI:  $B_{FI}=200$  kHz

$f_{FI} = f_{OL} - f_s = 5$  MHz

Potencia de señal a la entrada del receptor:  $P_s = -100$  dBm

Temperatura de antena:  $T_A=300$  K

Temperatura física del receptor:  $T_o=290$  K

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

Las prestaciones del demodulador se miden según la probabilidad de error de bit a su salida, que varía con la relación señal a ruido a su entrada  $(S/N)_i$  a través de la siguiente expresión:

$$p_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\left( \frac{S}{N} \right)_i} \right)$$

Algunos valores de la función error complementario se muestran a continuación:

X	2.185	2.165	2.146	2.129	2.113	2.098
erfc(x)	0.002	0.0022	0.0024	0.0026	0.0028	0.003

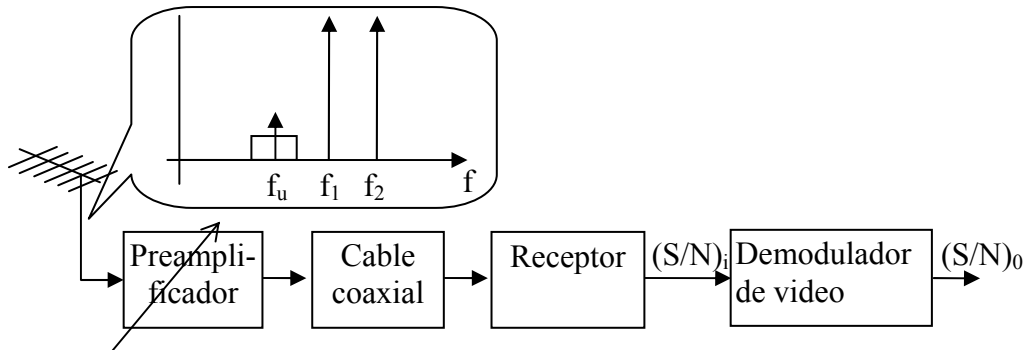
Se pide:

- Calcular el valor del factor de ruido del amplificador de RF sabiendo que se diseña para obtener a la salida una probabilidad de error de bit a lo sumo de  $10^{-3}$ .
- Si a la entrada del receptor existen simultáneamente dos señales en los canales adyacentes separados 200 y 400 kHz de la frecuencia de interés, y de nivel -40 dBm cada una, calcular la selectividad necesaria del filtro de FI para que a la entrada del demodulador el producto de intermodulación generado esté por debajo del nivel de ruido.
- Debido a las condiciones de propagación, la señal útil a la entrada se recibe con un nivel 5 dB inferior. Para compensar esta atenuación, se decide ajustar dinámicamente la ganancia del amplificador de RF. ¿Cuál ha de ser el nuevo valor de dicha ganancia para mantener la probabilidad de error del apartado a)?

- d) Considerando la capacidad de variar dinámicamente la ganancia del amplificador de RF para compensar las fluctuaciones en la potencia de señal recibida, ¿existe algún nivel de potencia recibida por debajo del cual es imposible mantener la probabilidad de error del apartado a? Razonar la respuesta y en caso afirmativo calcular dicho nivel.

## **Problema 16**

Considérese el sistema de TV doméstico de la figura:



- a) Teniendo en cuenta que la ganancia del preamplificador de antena es ajustable, calcular la ganancia mínima necesaria para que la sensibilidad del sistema, para una relación señal/ruido de 45dB a la salida del demodulador, sea de 65 dB $\mu$ V<sub>ef</sub> (sobre 75 $\Omega$ ).

Suponiendo el preamplificador ajustado a la ganancia calculada en el apartado anterior:

- b) En ausencia de señal útil, si a la entrada del preamplificador existen dos tonos interferentes de igual potencia y tales que  $2f_1 - f_2 = f_u$ , calcular el máximo nivel (en dB $\mu$ V<sub>ef</sub>) de los tonos para garantizar que la señal espurea a la salida del receptor esté 50dB por debajo del nivel de señal útil a la salida del receptor que había en el apartado a).
- c) Si las señales interferentes tienen un nivel, a la entrada del preamplificador, de 95 dB $\mu$ V<sub>ef</sub>, calcular la selectividad del filtro paso banda (sin pérdidas) que habría que colocar a la entrada del preamplificador para que se cumpla lo especificado en el apartado b).

Datos:

Temperatura de ruido de la antena =  $T_0 = 290$  K

Factor de ruido del preamplificador = 2.5 dB

IP<sub>i</sub> del preamplificador para productos de intermodulación de orden 3 = 120 dB $\mu$ V<sub>ef</sub>

Atenuación del cable = 10 dB

Factor de ruido del receptor = 12 dB

IP<sub>i</sub> del receptor para productos de intermodulación de orden 3 = 150 dB $\mu$ V<sub>ef</sub>

Ancho de banda de FI = 5 MHz

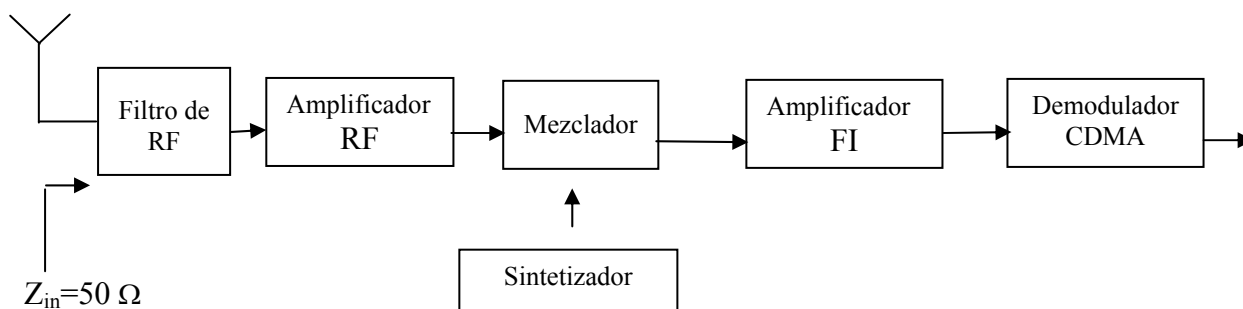
$(S/N)_0 = (S/N)_i - 5$  (dB)

$R = 75 \Omega$

$K = 1.38 \cdot 10^{-23}$  J/K

## Problema 17

La técnica de acceso múltiple CDMA, utilizada por el sistemas de comunicaciones móviles UMTS, permite que un conjunto de usuarios compartan las mismas frecuencias en los mismos instantes de tiempo y que sus señales se puedan separar mediante el empleo de secuencias código diferentes para cada uno. Las características de esta técnica permiten trabajar con relaciones señal a ruido inferiores incluso a la unidad, a costa de emplear un ancho de banda mayor del estrictamente necesario. Con el objetivo de adentrarse en esta técnica, considérese el receptor superheterodino de la figura que, en un momento dado, está sintonizado a la frecuencia de entrada  $f_s=1920$  MHz.



Los parámetros que caracterizan este receptor son:

Filtro de RF: Ideal, no introduce pérdidas en la banda de paso

Amplificador de RF: Ganancia:  $G_{RF}=20$  dB, Factor de Ruido  $NF_{RF}=3$  dB  
Punto de intercepción para los productos de 3r orden:  $IP_{i,RF}=0$  dBm

Mezclador: Ganancia:  $G_m=-6$  dB, Factor de ruido:  $NF_m=8$  dB  
Punto de intercepción para los productos de 3r orden:  $IP_{i,m}=10$  dBm

Amplificador de FI: Ganancia:  $G_{FI}=16$  dB, Factor de ruido:  $NF_{FI}=15$  dB  
Ancho de banda de FI:  $B_{FI}=5$  MHz

$K=1.38 \cdot 10^{-23}$  J/K Temperatura física del receptor:  $T_o=290$  K

Las prestaciones del demodulador CDMA se miden según la probabilidad de error de bit a la salida, que varía con la relación señal a ruido a su entrada  $(S/N)_i$  a través de la siguiente expresión:

$$p_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{G_p \left( \frac{S}{N} \right)_i} \right)$$

siendo  $G_p$  la denominada ganancia de procesado, asumida de valor 256. Algunos valores de la función error complementario se muestran a continuación:

x	2.185	2.165	2.146	2.129	2.113	2.098
erfc(x)	0.002	0.0022	0.0024	0.0026	0.0028	0.003

Se pide:

- a) Considerando que la potencia de señal del usuario útil a la entrada del receptor es  $P_s = -108$  dBm, determinar cual es el valor máximo de la temperatura de ruido de antena  $T_A$  que se puede tolerar para garantizar que la probabilidad de error de bit a la salida sea inferior a  $10^{-3}$ .
- b) En un sistema de estas características, la temperatura de ruido de antena  $T_A$  se puede expresar como la suma de dos contribuciones: una correspondiente al ruido térmico externo, de valor  $T_0 = 290$  K, y otra de valor  $\Delta T(N)$  que refleja el efecto de la potencia correspondiente a  $N$  usuarios interferentes que, como se ha dicho, ocupan la misma banda frecuencial que el usuario útil. Gracias al control de potencia, las señales de todos los usuarios se reciben con un nivel de potencia igual al del usuario útil,  $P_s = -108$  dBm.

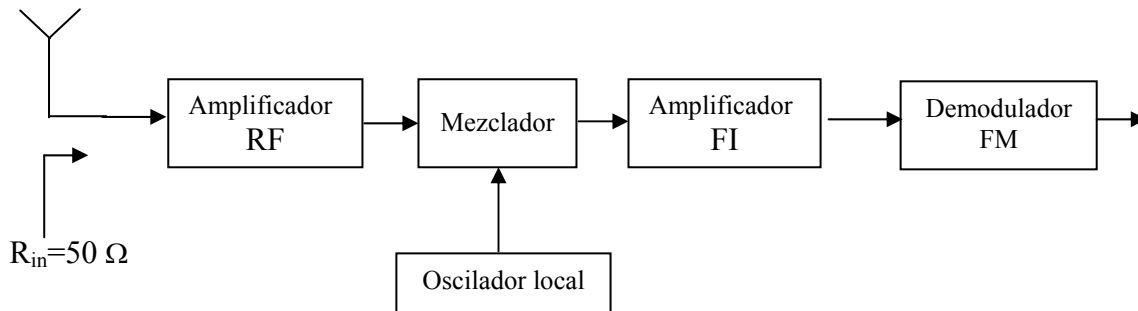
Sabiendo que no existe correlación entre las diferentes señales y el ruido térmico, con lo que la potencia total será la suma de las diferentes potencias, determinar, en función de  $N$ , el valor de  $\Delta T(N)$ . ¿Cuál es el número máximo de usuarios  $N$  que pueden existir en el sistema para mantener la condición del apartado anterior?

- c) Considérese la presencia de dos tonos puros interferentes situados en las frecuencias  $f_1 = 1916$  MHz, y  $f_2 = 1917$  MHz. Su potencia es idéntica y de valor  $-40$  dBm, pero dada su proximidad con la frecuencia de sintonía del receptor (1920 MHz), el filtro sintonizable de RF únicamente puede atenuarlos 10 dB, de modo que originan un producto de intermodulación a la frecuencia  $2f_2 - f_1$  que cae dentro de la banda útil del receptor. El efecto de dicha interferencia se puede modelar como una cierta potencia adicional indeseada a la entrada del demodulador, que originará una degradación de la probabilidad de error de bit.

Sabiendo que se pueden despreciar los efectos de desensibilización y de compresión de ganancia, determinar el mínimo valor del punto de intercepción de la etapa de FI para los productos de tercer orden que garantice una degradación en la probabilidad de error de bit a lo sumo de un 10% respecto del valor nominal de  $10^{-3}$  cuando en el sistema existen los  $N$  usuarios calculados en el apartado anterior.

**Problema 18**

El receptor superheterodino de conversión simple de la figura está sintonizado a la frecuencia de  $f_s=91$  MHz.



Los parámetros que caracterizan al receptor son:

Temperatura equivalente de ruido de la antena:  $T_A=3 \cdot 10^3$  K

Amplificador de RF: Relación entrada - salida:  $v_o(t) = 10 v_i(t) - 3 \cdot 10^6 v_i^3(t)$

Factor de Ruido:  $NF_{RF}=10$  dB, Ancho de banda:  $B_{RF}=3$  MHz

Mezclador: Ganancia:  $G_m=-8$  dB,

Factor de ruido:  $NF_m=15$  dB

Amplificador de FI: Factor de ruido:  $NF_{FI}=15$  dB

Ancho de banda de FI:  $B_{FI}=50$  kHz

$K=1.38 \cdot 10^{-23}$  J/K

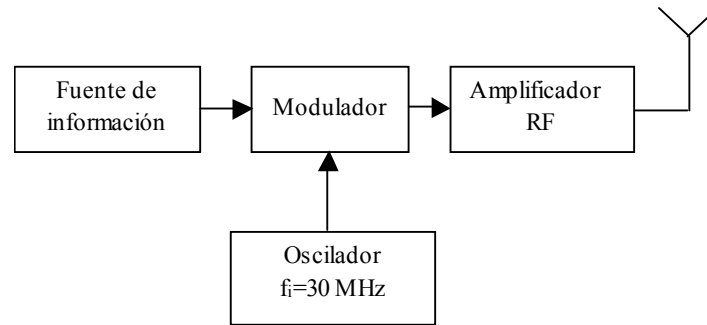
Temperatura física del receptor:  $T_o=290$  K

Para el demodulador de FM se cumple la siguiente relación: 
$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = 3 \left(\frac{f_d}{f_m}\right)^2 \left(\frac{S}{N}\right)_i$$

siendo  $(S/N)_i$  y  $(S/N)_o$  las relaciones señal a ruido a la entrada y salida del demodulador, respectivamente,  $f_d=5$  kHz la desviación de frecuencia y  $f_m=3$  kHz el ancho de banda de la señal moduladora.

Se pide:

- Determinar la sensibilidad del receptor, expresada en  $\mu V_{ef}$ , para obtener a la salida del demodulador una relación señal a ruido de valor 20 dB.
- A la entrada del receptor existe, conjuntamente con la señal útil, una señal interferente a la frecuencia de 90 MHz. Suponiendo despreciable la compresión de ganancia: ¿Cuál es el máximo nivel de dicha señal a la entrada para que la pérdida de sensibilidad que origine en el receptor sea inferior a 3 dB?
- La señal interferente del apartado anterior proviene del tercer armónico del siguiente emisor, del que se sabe que la potencia de señal a la entrada del amplificador de RF es de 0 dBm y que dicho amplificador presenta una ganancia de 40 dB y un punto de intercepción para el 3r armónico de valor  $IP_{i,3}=20$  dBm.



Determinar la mínima distancia  $R$  a la que debe situarse el receptor considerado para que la señal interferente sea recibida con una potencia inferior a  $-55$  dBm.

*Nota: La potencia  $P_R$  (W) a la entrada del receptor proveniente de un emisor situado a una distancia  $R$  (m) puede ser calculada mediante la expresión:  $P_R = P_T G_T G_R \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$  siendo  $P_T$  (W) la potencia del emisor a la salida del amplificador,  $G_T$  y  $G_R$  las ganancias (en lineal) de las antenas emisora y receptora, supuestas de valor  $G_T = G_R = 0.5$  dB y  $\lambda$  (m) la longitud de onda a la frecuencia considerada.*

## **Problema 19**

Una red troncal de fibra óptica acaba en un nodo de conversión optoelectrónico del que parte un cable coaxial, de 500m de largo, que realiza la distribución final de la señal de TV.

La relación señal/ruido a la entrada del cable es de 50 dB y el nivel de señal de 45 dBmV.

Se desea disponer, en cualquier punto del cable, de un nivel de señal comprendido entre 20 dBmV y 55 dBmV y de una relación señal/ruido mayor o igual que 44dB.

Para compensar las pérdidas del cable se intercalan amplificadores que tienen las siguientes características:

- Ganancia: 35 dB
- Con el amplificador aislado y siendo la única fuente de ruido a su entrada una carga adaptada a temperatura  $T_0$ , el nivel total de ruido a la salida del amplificador es de 5 dBmV.

- a) Realizar el diseño calculando el número mínimo de amplificadores necesarios, su posición en el cable y la relación señal/ruido al final del cable.
- b) Para medir la linealidad del sistema se sustituye la señal de TV, a la entrada del cable, por dos tonos próximos en frecuencia con un nivel de 42 dBmV cada uno. En estas condiciones, los productos de intermodulación de tercer orden a la salida del cable valen  $-25$  dBmV cada uno. Calcular el punto de intercepción de los amplificadores intercalados en el cable.

Datos:

Ancho de banda: 7 MHz

Atenuación del cable: 10 dB por cada 100 m

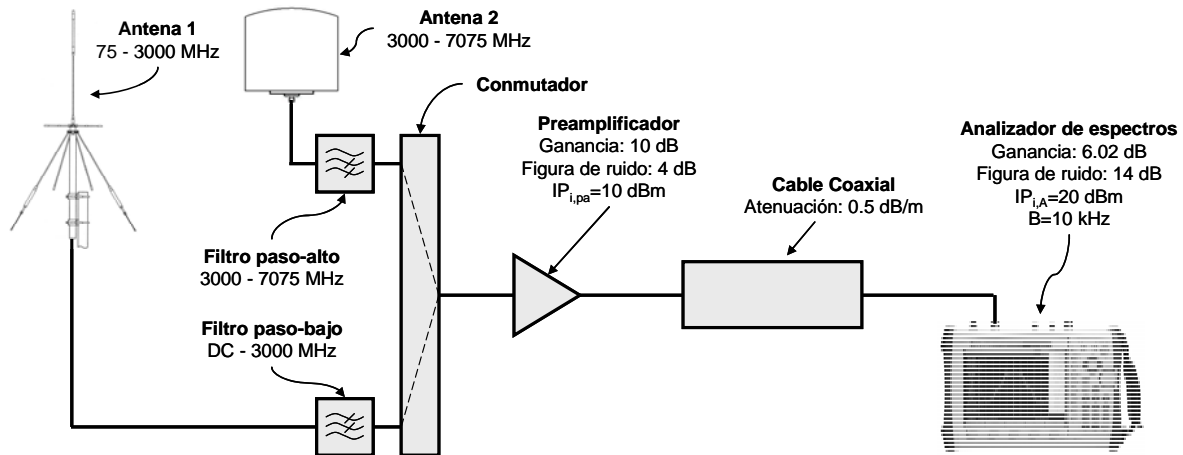
Considerar adaptación de impedancias y que la impedancia nominal es de  $75\Omega$

Considerar que el cable es perfectamente lineal.



## Problema 20

Para realizar medidas de ocupación del espectro radioeléctrico desde 75 MHz hasta 7075 MHz se propone el siguiente esquema que usa dos antenas conectadas a un conmutador ideal (no introduce ruido ni distorsión) a través del cual se selecciona el rango de frecuencias deseado:



Los filtros paso-alto y paso-bajo, situados al lado de las antenas, se usan para eliminar señales fuera de banda, y no tienen pérdidas de inserción. Las antenas se conectan al analizador mediante un cable coaxial de 20 metros de longitud. Para compensar las pérdidas introducidas por el cable se incluye un preamplificador cerca de las antenas.

### Datos:

Temperatura equivalente de ruido de las antenas:  $T_a = 290$  K

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

Temperatura física del sistema:  $T_F = T_o = 290$  K

Considérese que todos los cuadripolos tienen impedancia terminales normalizadas de  $50 \Omega$ .

Todos los puntos de intercepción se refieren a los productos de intermodulación de tercer orden.

### Se pide:

- Calcular el nivel de ruido que se mostrará en la pantalla del analizador para la rama de la antena 1 y para la rama de la antena 2.
- ¿Cuál es el Margen Dinámico Libre de Espúreas (SFDR) para las dos ramas del sistema de medida propuesto?
- ¿A partir de qué nivel de potencia (en la entrada del sistema) serán visibles en la pantalla del analizador las señales a medir?
- ¿A partir de qué nivel de potencia (en la entrada del sistema) serán visibles en la pantalla del analizador los productos de intermodulación de tercer orden generados por otras señales?
- En las proximidades de nuestro sistema de medida existe un emisor que opera a 100 MHz. Calcular el nivel de tensión (en la entrada del sistema y expresado en mV) de dicho emisor que **anulará por completo** las medidas de nuestro analizador de espectros y proponer una solución para evitar este bloqueo.

Nota: No considerar compresión de ganancia en el apartado e.

### Expresiones útiles:

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

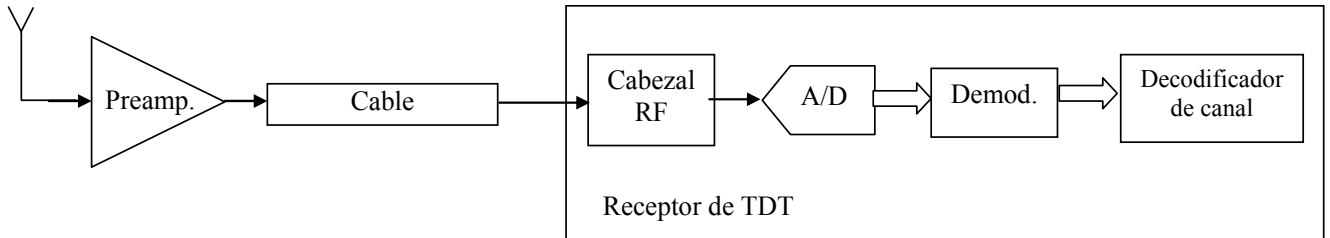
$$\cos^2(a) = \frac{1 + \cos(2 \cdot a)}{2}$$

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

$$IP_i(\text{dBm}) = 28.23 + 10 \log \frac{a_1}{a_3} - 10 \log R_L \quad (\text{prod } 3\text{r ord})$$

## Problema 21

Un receptor de TDT de una vivienda se encuentra conectado con la antena a través de un cable. A pie de antena existe un preamplificador, tal y como se muestra en la figura.

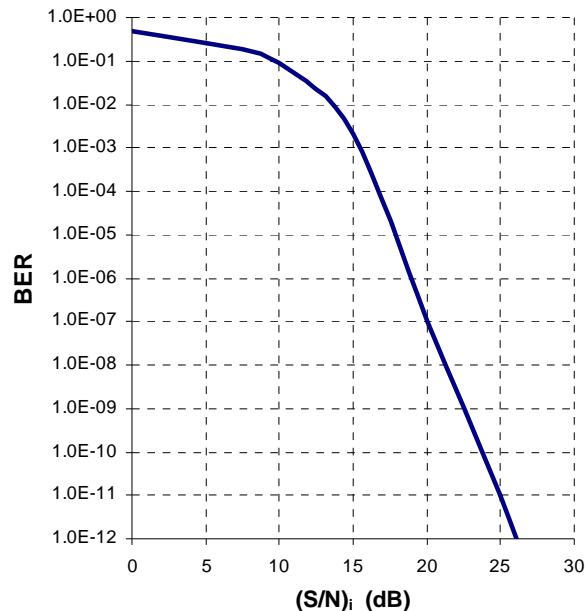


Los parámetros característicos del sistema son:

- Temperatura de antena:  $T_a=1000$  K
- Temperatura física:  $T_o=290$  K
- Atenuación del cable: 0.5 dB/m
- Preamplificador:  $G_A=20$  dB,  $F_A=3$  dB,  $IP_{i,A}=10$  dBm (prod. de 3r orden)
- Cabezal de RF:  $F_R=7$  dB,  $IP_{i,R}=-20$  dBm (prod. de 3r orden)
- Ancho de banda de la señal:  $B=7.6$  MHz

$$K=1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$$

La gráfica adjunta muestra la tasa de error de bit a la salida del decodificador de canal en función de la relación  $(S/N)_i$  a la entrada del conversor A/D.



En un momento dado se está sintonizando el canal a la frecuencia de 850 MHz, y el nivel de señal recibido en la antena es de  $154 \mu\text{Vef}$ , medido sobre una impedancia de  $75 \Omega$ .

Se pide:

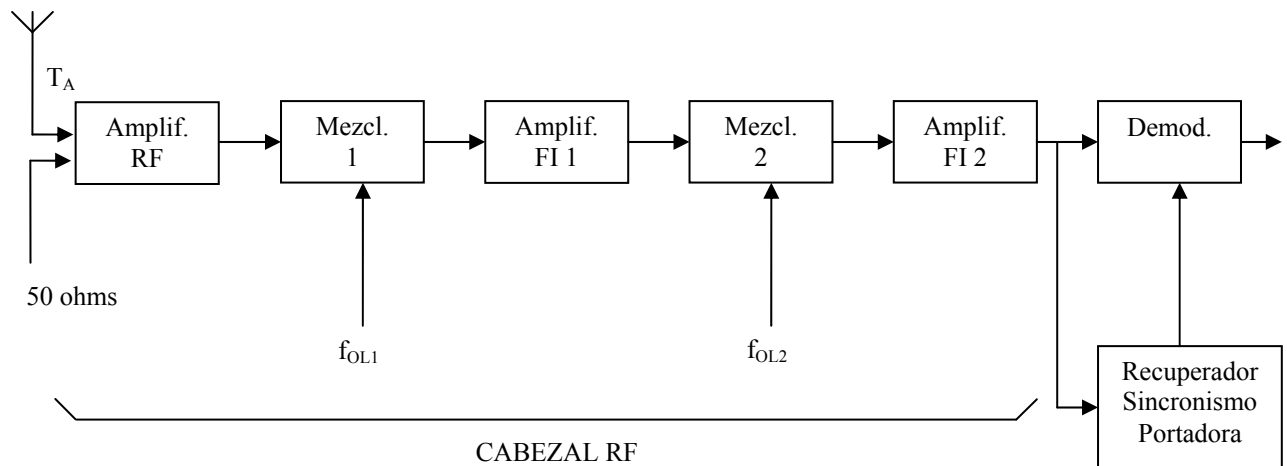
- a)** Determinar la máxima longitud que puede tener el cable si se desea conseguir a la salida del decodificador una BER de  $10^{-11}$ .
- b)** Determinar el SFDR del sistema para los productos de intermodulación de tercer orden.
- c)** Determinar el número de bits que debe tener el conversor A/D sabiendo que utiliza un factor de sobremuestreo igual a 8 y que se quiere que la potencia de ruido de cuantificación sea por lo menos 60 dB inferior al ruido a la salida del cabezal de RF. Suponga que el margen dinámico del cuantificador está perfectamente ajustado a la dinámica de variación de la señal.
- d)** Supóngase ahora la presencia de un transmisor interferente a la misma frecuencia de 850 MHz, que emite una señal de potencia  $P_T = -10$  dBm sobre una banda de  $B_T = 20$  MHz. Determinar a qué distancia mínima del receptor de TDT puede encontrarse este transmisor para que la degradación en  $(S/N)_i$  que ocasione (medida a la salida del cabezal de RF) sea únicamente de 0.5 dB. Considere que las pérdidas de propagación en función de la distancia  $d$  vienen dadas por:

$$L_p \text{ (dB)} = -27.56 + 20 \log f \text{ (MHz)} + 20 \log d \text{ (m)}$$

## TEMA 4: Sintetizadores de frecuencia

### Problema 1

Sea el receptor de AM mostrado en la figura que opera en el rango de 2 a 30 MHz. Como demodulador de la señal recibida se utiliza un detector coherente que utiliza un circuito PLL como recuperador de portadora. Para garantizar un funcionamiento correcto del demodulador la fase recuperada debe tener un 'jitter' menor que  $1^\circ$ . Se dispone de un VCO cuya estabilidad es  $\Delta f_{VCO}/f_{VCO} = 10^{-3}$ , y el PLL se diseña para garantizar que bajo cualquier condición trabaja dentro del margen de 'Lock-in'.



Se pide:

- Calcular la frecuencia natural del PLL.
- El mínimo nivel de señal a la entrada del receptor (expresada en  $\mu V_{ef}$  y calculado en ausencia de modulación) necesario para garantizar un funcionamiento correcto del recuperador de sincronismo.

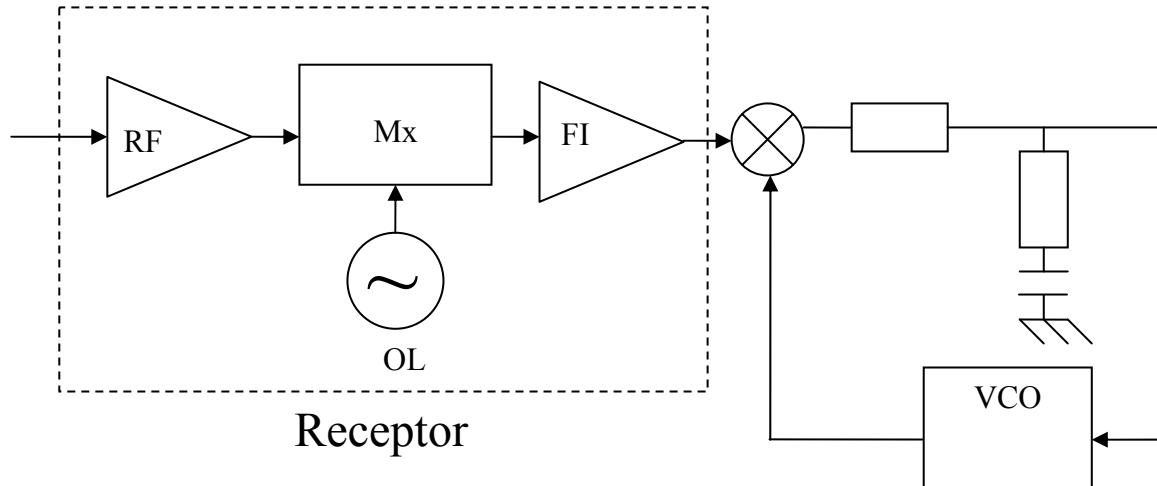
Datos:

Frecuencia intermedia 1: 70 MHz;  
 $f_{OL1} = f_S + f_{FI1}$ ;  
 $f_{OL2} = f_{FI1} + f_{FI2}$ ;  
 Factor de ruido del cabezal: 10 dB;  
 Temperatura de antena:  $T_A = 10^6$  K;

Frecuencia intermedia 2: 1.4 MHz  
 Estabilidad  $\epsilon_{OL1} = 10^{-5}$  (10 ppm)  
 Estabilidad  $\epsilon_{OL2} = 10^{-5}$  (10 ppm)  
 Factor de amortiguamiento: 0.7  
 Ancho de banda de FI: 10 KHz

**Problema 2**

Se desea recuperar la fase de una portadora proveniente de una sonda espacial que se aleja de la Tierra a una velocidad constante de  $V$  m/s. Para ello se dispone de un receptor seguido de un PLL de 2º orden con filtro pasivo tal como se muestra en la figura. Calcular:



- ¿Cuál es la velocidad máxima de la sonda para que el PLL se mantenga enganchado?. En estas condiciones, ¿Cuánto valdría el error de fase entre la portadora local y la recibida?
- Suponiendo que la velocidad de la sonda fuera de 600 m/s, calcular el margen de valores que puede tomar el error de fase entre la portadora local y la recibida. En estas condiciones, ¿Cuánto vale el “jitter” de fase en la portadora local?

**Datos:**

Frecuencia de portadora: 11 GHz  
 Frecuencia intermedia: 70 MHz  
 Estabilidad del VCO:  $10^{-5}$   
 Producto  $K_1 K_2 = K = 2\pi \cdot 10^7$   
 Temperatura de ruido de la antena: 3 K  
 Temperatura de ruido del receptor: 14 K  
 Potencia de señal a la entrada del receptor: -110 dBm  
 Ganancia del receptor: 90 dB  
 Ancho de banda de ruido del PLL: 10 kHz

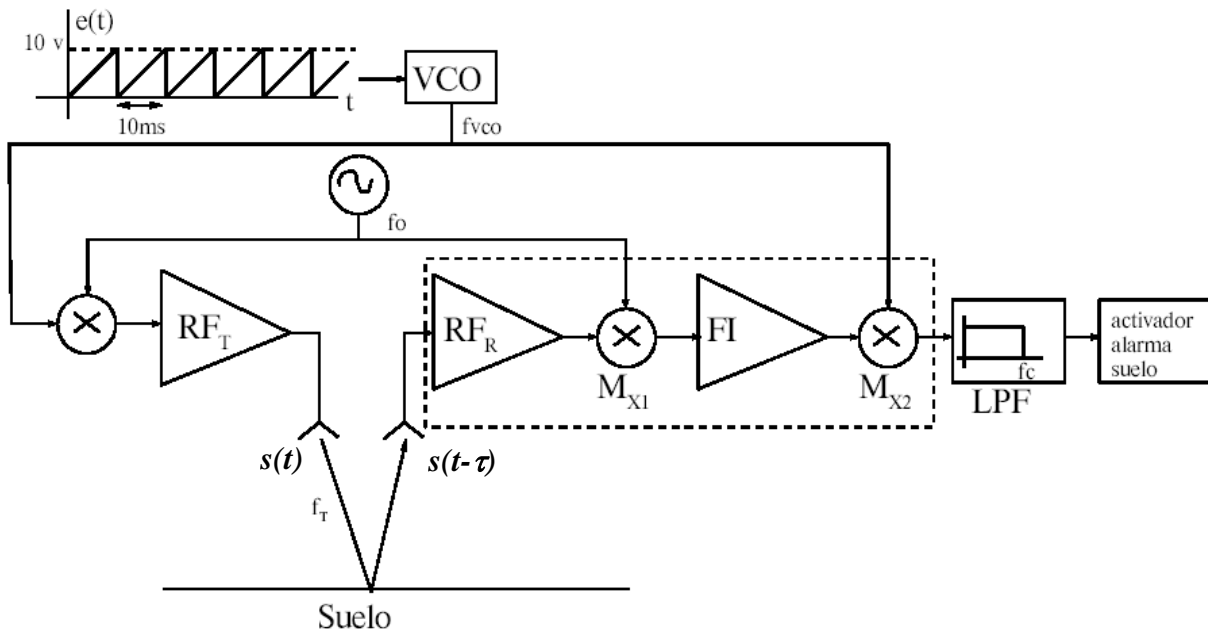
**Notas:**

(\*) Considérese que la impedancia de entrada del comparador de fase es de  $50 \Omega$

(\*) El desplazamiento de frecuencia debido al efecto doppler vale  $\Delta f = V/\lambda$  Hz, siendo  $V$  la velocidad del móvil y  $\lambda$  la longitud de onda de la portadora.

### Problema 3

Considérese el esquema de la figura. Se trata de un altímetro que dispara una alarma cuando la aeronave vuela demasiado bajo. El VCO genera una frecuencia variable en forma de diente de sierra que se transmite hacia el suelo. El receptor capta la señal reflejada en el suelo y compara la frecuencia recibida con la transmitida. La diferencia de frecuencia es proporcional a la distancia al suelo. La alarma se dispara cuando hay señal a la salida del filtro paso-bajo.



- Calcular la frecuencia de reposo y la sensibilidad ( $K_2$ ) del VCO para que la frecuencia transmitida ( $f_T$ ) varíe entre 4 y 4.2 GHz.
- Dibujar la gráfica de la frecuencia instantánea a la entrada del filtro paso-bajo y calcular la frecuencia de corte de éste ( $f_c$ ) para que se dispare la alarma cuando la distancia al suelo sea menor o igual que 100m. Explicar si la deriva de los osciladores puede afectar a la precisión en la medida de la distancia al suelo.
- Tomando  $f_c = 13.3$  kHz y sabiendo que la ganancia del amplificador de  $RF_R$  varía automáticamente para mantener un nivel de señal de 0 dBm a la entrada del filtro paso-bajo, calcular la relación señal/ruido a la salida del filtro paso-bajo que tendremos a 3000 m y a 100 m de altura.
- Calcular el punto de intercepción ( $IP_i$ ) del receptor, para los productos de intermodulación de 3<sup>er</sup> orden, de forma que el nivel de bloqueo sea de 0 dBm.

#### Datos:

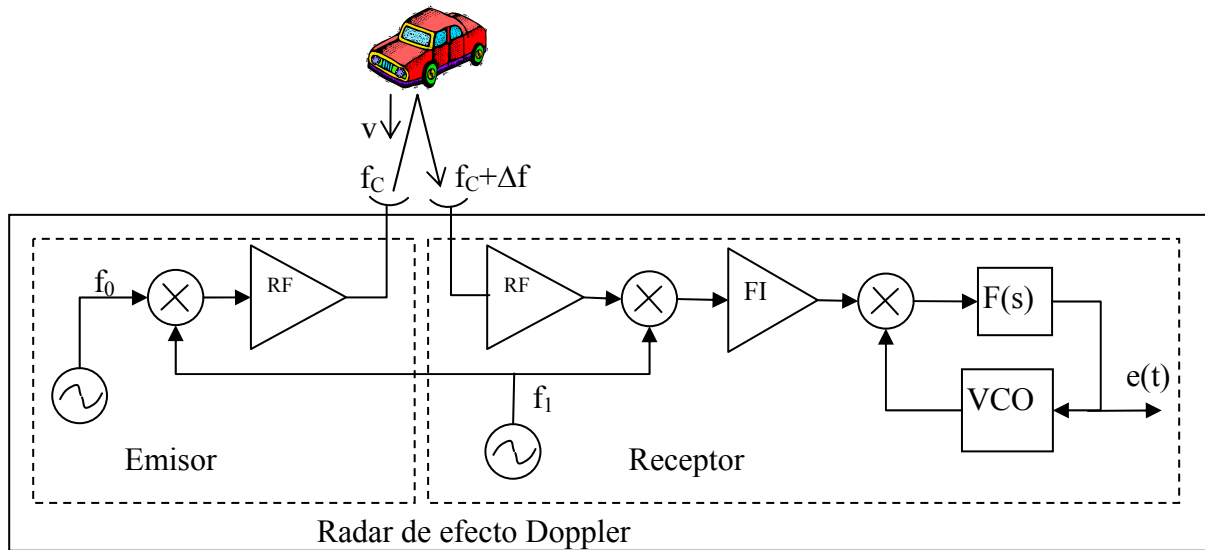
- $R = 50 \Omega$
- Potencia transmitida ( $P_T$ ) = 20 dBm
- Propagación:
  - $P_R = P_T - 5 - 20 \cdot \log_{10}(2 \cdot h)$ , con  $P_T$  y  $P_R$  en unidades logarítmicas y  $h$  la altura de vuelo en metros.
- $f_0 = 3.8$  GHz
- Velocidad de la luz ( $c$ ) =  $3 \cdot 10^8$  m/s
- definición de bloqueo del receptor:  $20 \log_{10}[1 - (3a_3 I^2 / 2a_1)] = -6$  dB

- Receptor:

- Ganancia de conversión  $M_{X1}$  y  $M_{X2} = -4$  dB
- Ganancia amplificador FI = 35 dB
- Temperatura de ruido antena receptora = 290 K
- Factor de ruido amplificadores RF<sub>R</sub> y FI = 8 dB
- Factor de ruido  $M_{X1}$  = Factor de ruido  $M_{X2} = 10$  dB
- Filtro paso-bajo sin pérdidas

### Problema 4

Considérese el esquema de la figura correspondiente a un radar de efecto Doppler para medir la velocidad de un vehículo:



Si el vehículo se aproxima al radar a velocidad  $v$ , la frecuencia recibida es  $f_c + \Delta f$ , con  $\Delta f = v/\lambda$  y  $\lambda = c/f_c$ . Suponiendo que  $f_c = f_1 + f_0$  se pide:

- Si la velocidad máxima que se desea medir son 350 Km/h, calcular la frecuencia natural del PLL para que el error inicial de frecuencia esté siempre dentro del margen de Lock-in.
- Calcular el tiempo de enganche del PLL.
- Calcular el “jitter” de fase a la salida del VCO en régimen permanente.
- Demostrar que hay una relación lineal entre  $e(t)$  y la velocidad ( $v$ ) de aproximación del vehículo al radar y calcular el porcentaje de error en la estimación de  $v$ .
- ¿Cuánto valdrá el valor máximo de  $e(t)$ ?

#### Datos:

Frecuencia de RF =  $f_c = 2$  GHz

Estabilidad del oscilador a  $f_1 = 10^{-2}$

$f_0$  = Frecuencia de reposo del VCO = 100 kHz

Estabilidad del oscilador a  $f_0$  y del VCO =  $10^{-5}$

Constante del VCO =  $K_2 = 2\pi \cdot 100$  rad/sV

Temperatura de ruido de la antena receptora =  $T_0 = 290$  K

Factor de ruido del receptor =  $F = 5$  dB

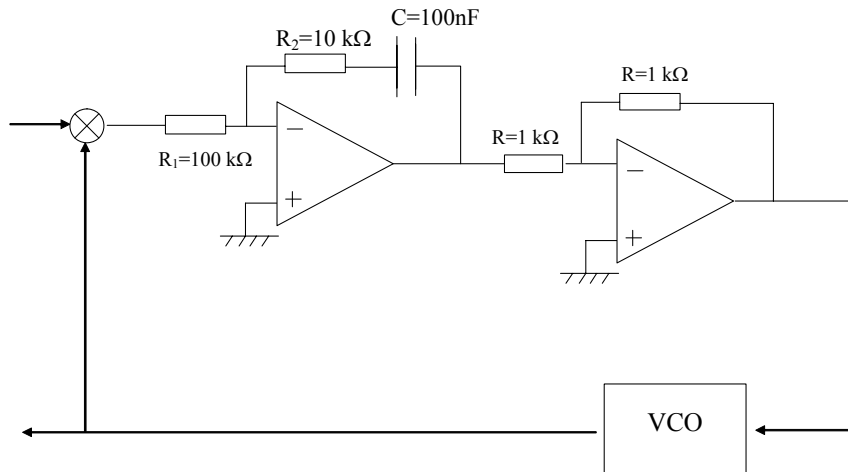
Potencia de señal recibida = -100 dBm

Impedancia de entrada PLL = 50  $\Omega$

$\xi = 0,7$

## Problema 5

Considérese el circuito PLL de la figura, utilizado como recuperador de portadora de un receptor superheterodino con frecuencia intermedia  $f_{FI}=1$  MHz, un margen de frecuencias de entrada  $f_s$  de 90 a 110 MHz (con una estabilidad del oscilador emisor de  $\varepsilon_s=10^{-6}$ ) y con un oscilador local  $f_{OL}=f_{FI}+f_s$ . El ancho de banda de frecuencia intermedia es  $B_{FI}=50$  kHz.



Se pide:

- Obtener las expresiones de la frecuencia natural y del factor de amortiguación del PLL. Calcular ambos valores.
- Determinar la máxima estabilidad en frecuencia del oscilador local (medida en ppm) que garantiza que el PLL siempre trabaje dentro del margen de Lock-in.
- Si a la entrada del PLL la potencia de ruido es de -100 dBm determinar el jitter (en grados) de la portadora a la salida del PLL.

Datos:

Ganancia del detector de fase:  $K_1=1/\pi$ ,

Resistencia de entrada del detector de fase:  $R_{in}=1$  kΩ

Sensibilidad del VCO:  $K_2=2\pi 10^8$  rad/s/V

Estabilidad en frecuencia del VCO:  $\varepsilon_{VCO}=10^{-5}$

Nivel de señal a la entrada del PLL: -80 dBm

Nota:

El denominador de la función de transferencia de un filtro de 2º orden toma la forma

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2$$



## **Problema 6**

Considérese un circuito PLL de **segundo orden con filtro activo** que trabaja como recuperador de portadora en un receptor superheterodino.

- Determinar la frecuencia natural para que trabaje siempre dentro del margen de Lock-in.
- Calcular el jitter de fase (en grados) de la portadora recuperada.
- Calcular cuánto debe valer la constante de tiempo  $\tau_1$  del filtro de lazo.
- Supóngase que en un momento dado, la frecuencia recibida a la entrada del PLL es exactamente de 9.99 MHz. Determinar, en estas circunstancias, qué rango de valores puede tomar la tensión a la entrada del VCO. ¿Cuánto valdrá el error de fase entre la portadora recibida y la recuperada?

### Datos del PLL:

Ganancia del detector de fase:  $K_1=2$

Resistencia de entrada del detector de fase:  $R_{in}=50\ \Omega$

Factor de amortiguación:  $\xi=0.7$

Sensibilidad del VCO:  $K_2=42\text{ MHz/V}$

Estabilidad del VCO:  $\varepsilon_{VCO}=10^{-4}$

### Datos del receptor superheterodino:

Frecuencia de sintonía:  $f_s=900\text{ MHz}$  (estabilidad del oscilador emisor  $\varepsilon_s=10^{-6}$ )

Frecuencia del oscilador local:  $f_{OL}=f_{FI}+f_s$  (estabilidad  $\varepsilon_{OL}=10^{-5}$ )

Frecuencia intermedia:  $f_{FI}=10\text{ MHz}$

Ancho de banda:  $B_{FI}=200\text{ kHz}$ .

Temperatura de ruido en la antena:  $T_A=1000\text{ K}$

Potencia de señal en la antena:  $P_s=-83\text{ dBm}$

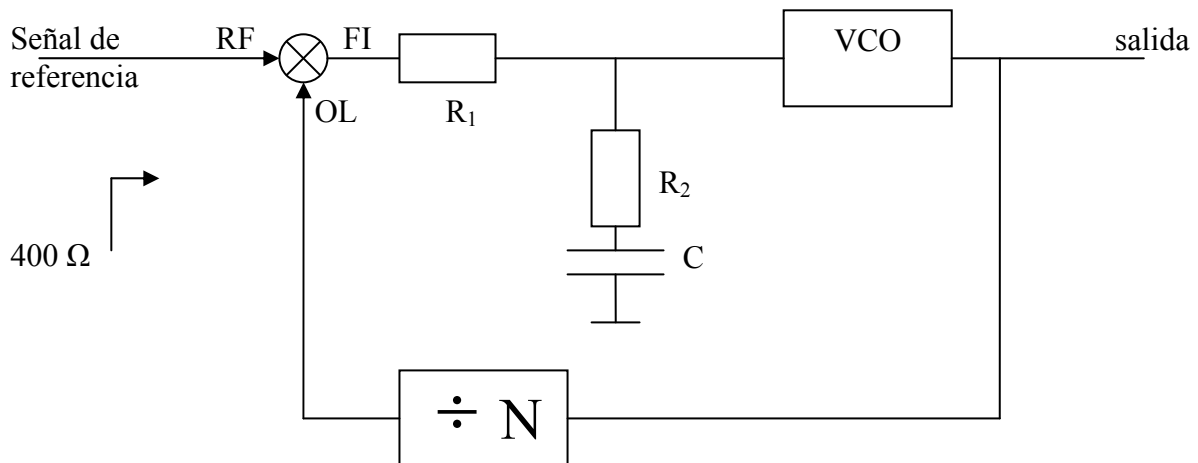
Factor de ruido del cabezal de RF:  $F=10\text{ dB}$

Ganancia del cabezal de RF:  $G=30\text{ dB}$

**Problema 7**

Sea un sintetizador indirecto de frecuencia que trabaja en la banda de 10 a 30 MHz con resolución de 100 KHz, tal como el mostrado en la figura. Como detector de fase se utiliza un mezclador pasivo que presenta un aislamiento entre la puerta de RF y la puerta de FI de 100 dB. Las pérdidas de conversión del mezclador son 6 dB. Se pide calcular:

- El valor de la constante característica del VCO para garantizar que el sintetizador opera siempre dentro del margen de “Lock-in”.
- El nivel de rechazo de señales espúreas en el espectro de la señal sintetizada. Considérese que el filtro de bucle opera dentro de su banda atenuada.

**Datos:**

Potencia de la señal de referencia = 10 dBm

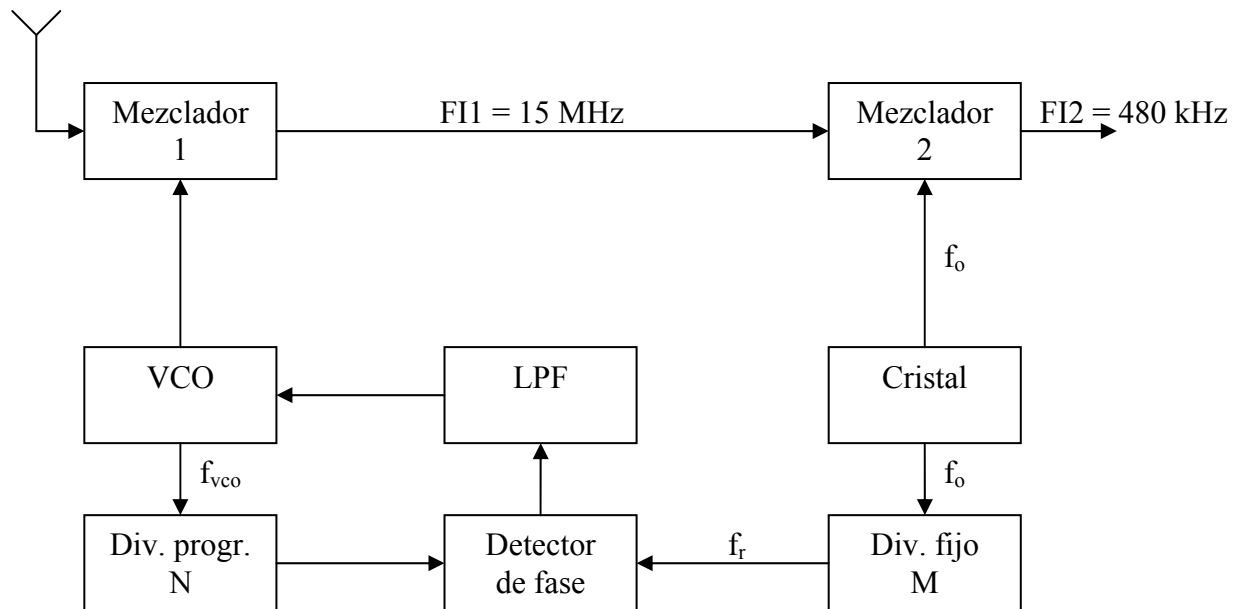
Factor de amortiguamiento 0.7

$$\tau_1 = R_1 C = 12 \mu\text{seg}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{AK}{N\tau_1}} \quad ; \quad \xi = \frac{\omega_n}{2} \tau_2$$

**Problema 8**

Supongamos que se desea diseñar un scanner para cubrir la banda de 135-150 MHz en pasos de 60 kHz, y que para ello se ha pensado en un receptor de doble conversión en el que se varía la frecuencia del oscilador local asociado al primer mezclador mediante un PLL y un divisor programable, según el esquema siguiente:



A la salida de los mezcladores únicamente se considera la diferencia de frecuencias.

- Diseñar el esquema calculando los valores de  $f_o$ ,  $M$  y la excursión de  $N$
- Calcular el tiempo de conmutación entre canales.
- Calcular el jitter asociado a la frecuencia del primer oscilador local (suponer que la densidad espectral de ruido de fase de los osciladores es nula para  $f < 10$  Hz).

**Datos:**

Q del VCO = 10  
 Factor de ruido del VCO = 30 dB  
 Potencia de salida VCO 1mW

Q del cristal = 100  
 Factor de ruido del cristal = 20 dB  
 Potencia de salida cristal 1mW

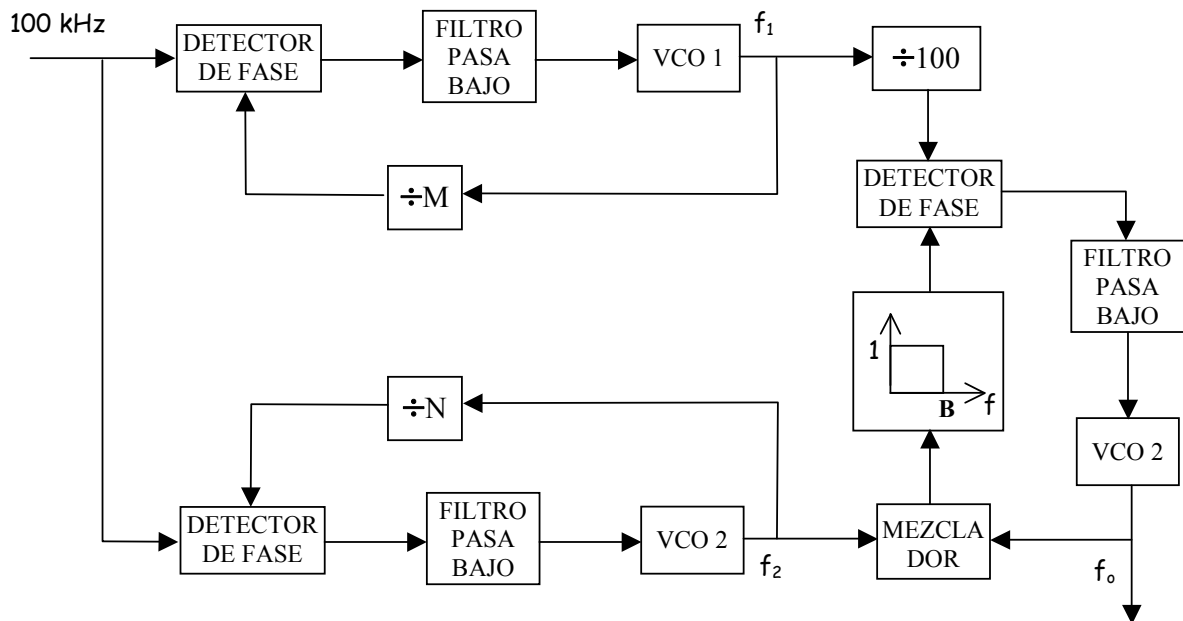
Función de transferencia del PLL  $H(f) = \begin{cases} 1 & |f| \leq f_n \\ 0 & |f| > f_n \end{cases}$

Considérese  $f_n \approx f_r/10$

## Problema 9

Se desea diseñar un sintetizador de frecuencias mediante PLL para cubrir el margen de 88 a 108 MHz en pasos de 1 kHz y con tiempos de conmutación entre frecuencias  $T_{ct}$  menores que 0.15 ms. Se dispone de un oscilador de referencia de 100 kHz y se supone que cualquier incremento de frecuencia realizado en el sintetizador está dentro del margen de Lock-in del PLL utilizado.

- Razonar si es posible diseñar este sintetizador utilizando un único PLL.
- Diseñar el sintetizador a partir del esquema de la figura encontrando los valores de M, N y B.



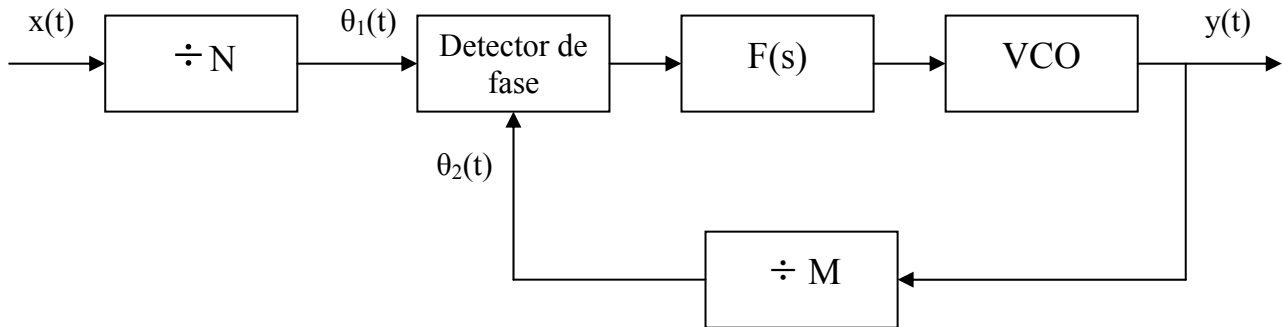
Nota: En todos los PLL considérese la frecuencia natural de los mismos igual a una décima parte de su frecuencia de referencia.

$$T_{cT} = T_{c3} + \max(T_{c1}, T_{c2})$$

siendo  $T_{c1}$ ,  $T_{c2}$  y  $T_{c3}$  los tiempos de conmutación de PLL1, PLL2 y PLL3 respectivamente.

## Problema 10

Dado el sintetizador de frecuencias de la figura:



Donde

$$x(t) = \sqrt{2}A \sin(2\pi f_r t + \theta_r(t))$$

$$y(t) = \sqrt{2}K_1 \sin(2\pi f_o t + \theta_o(t))$$

- Determinar la expresión de la densidad espectral del ruido de fase de salida,  $S_o(f)$ , en función de la densidad espectral del ruido de fase de los osciladores de referencia,  $S_r(f)$ , y VCO,  $S_{VCO}(f)$ , y de la función de transferencia del lazo PLL,  $H(s) = \theta_2(s)/\theta_1(s)$ .
- Suponiendo que se quieren generar todas las frecuencias desde  $f_{\min} = 110$  MHz hasta  $f_{\max} = 115$  MHz, con una resolución de 100 kHz, a partir de un oscilador de referencia de 1 MHz, determinar la frecuencia natural del lazo PLL necesaria para conseguir, en el peor de los casos, un “jitter” de fase a la salida de  $\Phi = 0.1^\circ$ .

Datos:

$$K = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}, T_o = 290\text{K}$$

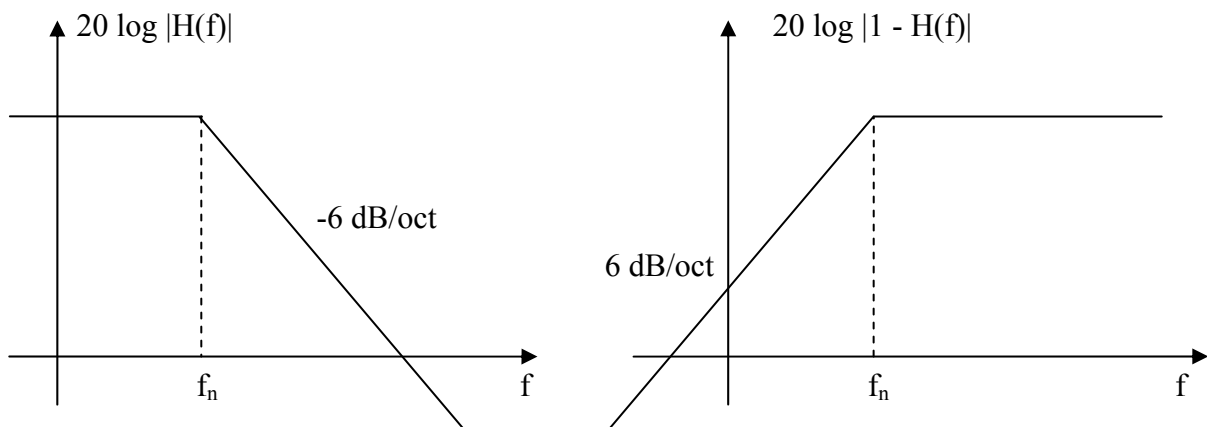
Oscilador de referencia:  $F_r = 3\text{dB}$ ,  $P_r = 0\text{dBm}$ ,  $Q_r = 10000$ ,  $f_u = 10\text{Hz}$

VCO:  $F_o = 6\text{dB}$ ,  $P_o = 0\text{dB}$ ,  $Q_o = 10$ ,  $f_u = 10\text{Hz}$

Notas:

En el apartado b) suponer que:

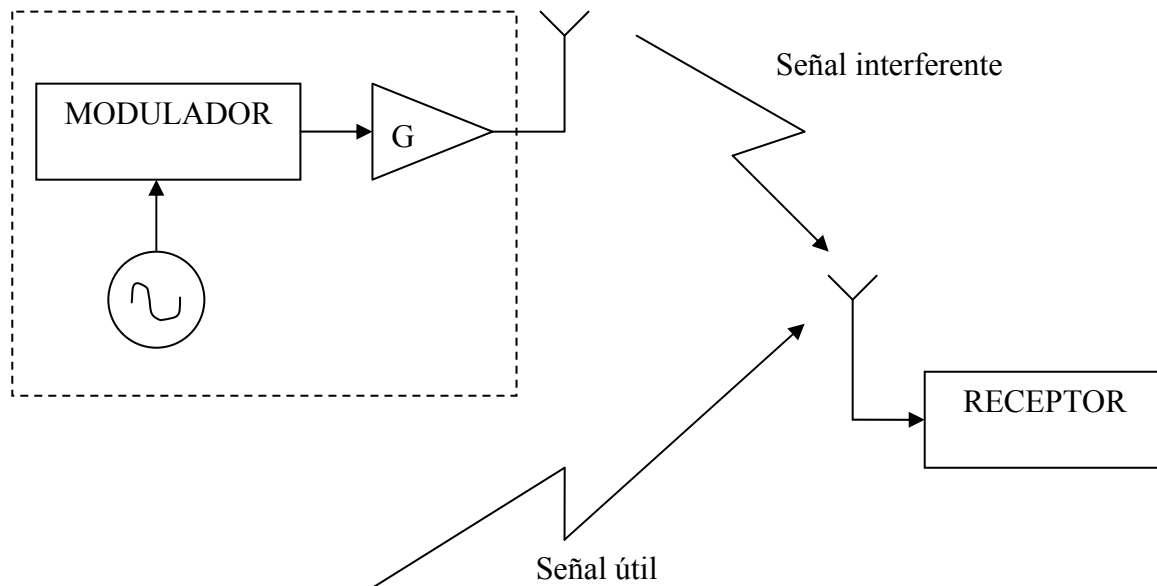
- La función de transferencia del lazo PLL puede aproximarse por,



- La densidad espectral de ruido de fase de los osciladores es nula para referencias inferiores a una frecuencia umbral,  $f_u$ .

**Problema 11**

Se dispone de un receptor que opera a 898 MHz y que está situado próximo a un transmisor que trabaja a 900 MHz y por el que es interferido tal y como se muestra la figura.



Debido a la presencia de bandas laterales de ruido en el oscilador del transmisor, esta interferencia ocasiona un efecto de desensibilización del receptor.

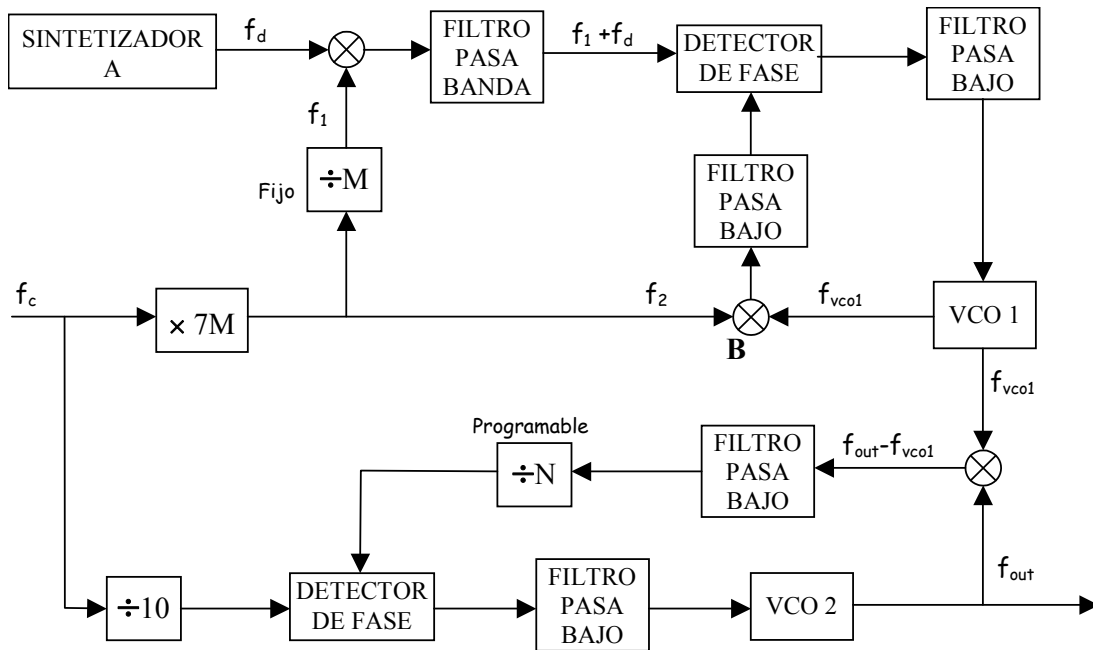
Si la atenuación  $L$  mide el aislamiento entre ambos equipos y se define como la relación entre la potencia entregada por el transmisor a su antena respecto a la potencia de esta emisión recibida en bornes del receptor, calcular el valor de  $L$  que origina una pérdida de sensibilidad en el receptor de 6 dB.

**Datos:**

- Figura de ruido del receptor = 5 dB
- Ganancia del transmisor = 60 dB
- Factor de calidad del oscilador,  $Q = 50$
- Figura de ruido del oscilador = 17 dB

## Problema 12

Se dispone del sintetizador híbrido mostrado en la siguiente figura:



La frecuencia  $f_c$  proviene de un oscilador de cristal de 1 MHz, y la frecuencia  $f_d$  es generada por el sintetizador A y varía entre 2 MHz y 2.1 MHz en pasos de 10 Hz.

Datos: Tiempo de conmutación del sintetizador A :  $T_{cA} = 20$  ns,  $\xi = 0.5$ .

Dado que existen dos posibilidades de diseño en el mezclador B ( $f_2 - f_{vco1}$  y  $f_{vco1} - f_2$ ), se desea analizar la mejor opción, para ello se pide:

- Expresar la frecuencia de salida ( $f_{out}$ ) en función de  $f_d$  y  $f_c$  para las dos posibilidades.
- Indicar la resolución del sintetizador híbrido.
- Calcular el valor de M y el rango de variación de N necesarios, en los dos casos, para generar a la salida frecuencias en la banda de 198.1 MHz a 200 MHz. Para el divisor fijo se debe escoger el máximo valor de M.
- Calcular el tiempo de conmutación entre frecuencias del sintetizador híbrido, para las dos posibilidades de diseño. Supóngase que la frecuencia natural máxima en los PLL's es la décima parte de la frecuencia de referencia, y que siempre trabajan dentro del margen de Lock-In.

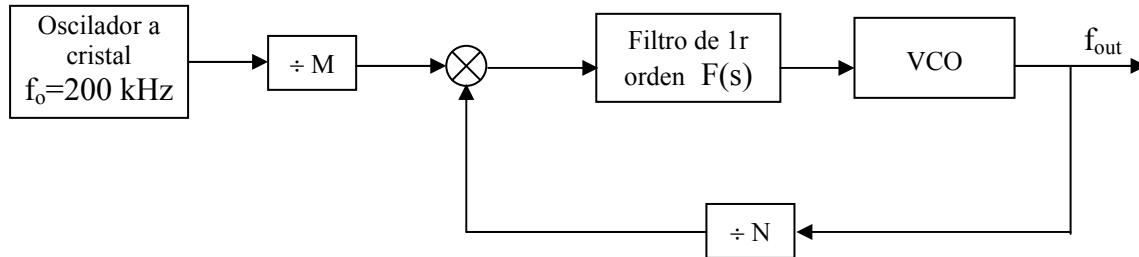
NOTA: el tiempo de conmutación total es la suma de los tiempos de conmutación:

$$T_c = T_{cA} + T_{cPLL1} + T_{cPLL2}$$

- Escoger la configuración óptima. Justificarla.

### Problema 13

Se dispone de un receptor superheterodino de conversión simple que debe sintonizar el margen de frecuencias de entrada  $f_s$  de 100 a 110 MHz, con una separación entre canales de 25 kHz. La frecuencia intermedia es de 1 MHz. El oscilador local genera frecuencias superiores a  $f_s$  y se implementa mediante el siguiente sintetizador indirecto:



El oscilador a cristal presenta un factor de ruido de 2 dB, un factor de calidad de 40 y proporciona una potencia de salida de valor 0 dBm.

El VCO presenta un factor de ruido de 6 dB y proporciona una potencia de salida de valor 0 dBm.

Se pide:

- Determinar el margen de frecuencias a sintetizar.
- Calcular los valores de M y N necesarios para generar el margen de frecuencias especificado.
- Determinar el tiempo de conmutación de frecuencias. Asíumase para ello que para cualquier valor de N se debe cumplir que  $f_n \leq f_r/10$  siendo  $f_r$  la frecuencia de referencia del lazo PLL.
- Calcular el mínimo valor del factor de calidad Q del VCO que garantiza que cualquier portadora generada presente un jitter de fase inferior a  $0.1^\circ$ .

#### Notas:

La densidad espectral de ruido de fase de un oscilador a frecuencia  $f_0$  viene dada por:

$$S(f) = \begin{cases} \frac{KT_0 F}{8Q^2 P} \left( \frac{f_0}{f} \right)^2 & |f| \geq f_u = 10 \text{ Hz} \\ 0 & |f| < f_u = 10 \text{ Hz} \end{cases} \quad \text{rad}^2 / \text{Hz}$$

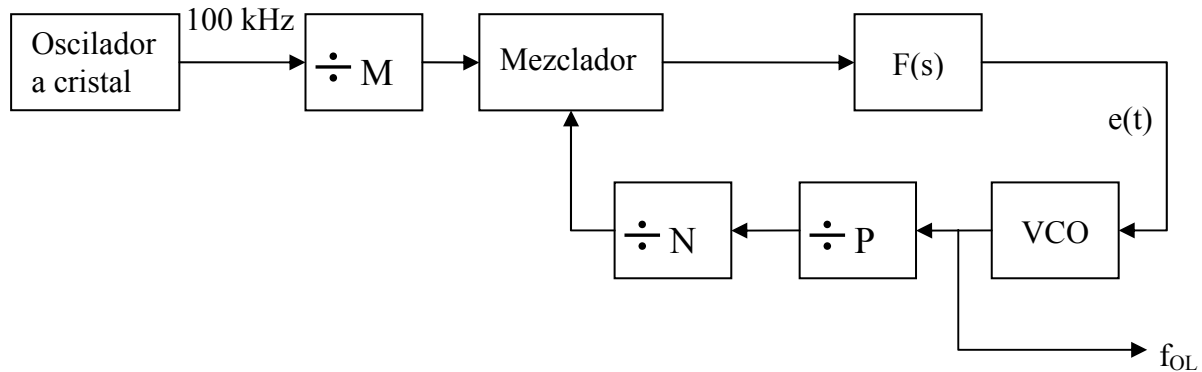
La función de transferencia en lazo cerrado del sintetizador se puede aproximar por:

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



**Problema 14**

Un receptor superheterodino para FM comercial debe sintonizar portadoras entre  $f_S=88.1$  MHz y  $f_S=107.9$  MHz en pasos de 200 kHz. La frecuencia intermedia vale 10.7 MHz. Como oscilador local se utiliza el sintetizador indirecto de frecuencias mostrado en la figura:



Donde los divisores por M y por P son fijos (no programables) y  $f_{OL} > f_S$ .

- Se desea que cualquier espurio en la señal sintetizada esté separado de  $f_{OL}$  exactamente 25 kHz. Diseñar el sintetizador encontrando los valores de M, P y el rango de valores de N.
- Suponiendo que  $F(s)$  corresponde a un filtro activo de primer orden, calcular el producto  $AK$  necesario para garantizar que cualquier salto de frecuencia está dentro del margen de “lock-in” del sintetizador.
- Teniendo en cuenta que, por razones de implementación práctica,  $|e(t)| \leq 5$  V, y que la estabilidad del VCO es  $10^{-2}$ , calcular la sensibilidad del VCO ( $K_2$ ) mínima necesaria para que se pueda sintetizar el rango de frecuencias deseado.
- Suponiendo que  $K_2 = 20$  [MHz/V] y que la señal que da lugar a los espurios tiene una amplitud de  $10 \mu\text{V}$  de pico a la salida del mezclador, calcular el rechazo de espurios a la salida del sintetizador.

Datos:

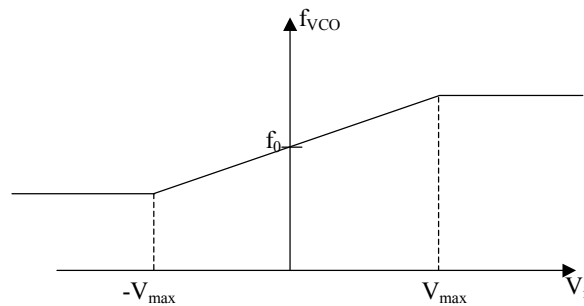
- $\zeta \approx 0.707$
- $F(s) = \frac{1 + \tau_2 s}{\tau_1 s}$
- $\lim_{s \rightarrow \infty} F(s) = 3.2 \cdot 10^{-3}$
- frecuencia de reposo del VCO =  $\frac{f_{OL, \max} + f_{OL, \min}}{2}$

## Problema 15

Un receptor superheterodino capta señales en el rango de 935 a 960 MHz con una canalización de 200 kHz. La frecuencia intermedia es de 2 MHz y el oscilador local trabaja por encima de la frecuencia de entrada. Como oscilador local se utiliza un sintetizador indirecto basado en un APLL de segundo orden con filtro pasivo.

- Dibujar el diagrama de bloques del sintetizador, detallando la estructura del filtro de lazo, y calcular el margen de valores del divisor programable y la frecuencia del oscilador de referencia.
- Calcular la constante característica  $K_2$  del VCO para que el sintetizador trabaje siempre dentro del margen de Lock-in.
- Calcular el tiempo de conmutación del sintetizador.
- Calcular el jitter de fase en grados a la salida del sintetizador

Considérese que el VCO no es ideal y presenta aproximadamente la siguiente característica frecuencia de salida respecto a tensión de entrada:



La frecuencia en reposo  $f_0$  se escoge como el valor central del rango de frecuencias de salida del sintetizador.

- Determinar el valor que debe tomar la tensión  $V_{max}$  si se desea que el VCO trabaje siempre en la región lineal. Calcular también el margen de valores que tomará la tensión  $V_i$  en régimen permanente.

### Datos:

Factor de amortiguación  $\xi \approx 0.7$

Ganancia del detector de fase:  $K_1 = 10$

Para el filtro de lazo tómesese:  $\tau_1 = 1 \text{ ms}$

Oscilador de referencia:

VCO:

- Amplitud de salida:  $0.5 V_{ef}$
- Potencia de salida: 10 mW
- Factor de calidad:  $Q_r = 100$
- Factor de ruido:  $F_r = 10 \text{ dB}$

- Potencia de salida: 10 mW
- Factor de calidad:  $Q_{VCO} = 10$
- Factor de ruido:  $F_{VCO} = 20 \text{ dB}$

Frecuencia natural del sintetizador:  $\omega_n \approx \sqrt{\frac{AK_1K_2}{N\tau_1}}$

La densidad espectral del ruido de fase de un oscilador a la frecuencia  $f_a$  es:

$$S_{\theta}(f) = \begin{cases} \frac{KT_0F}{8Q^2P} \left( \frac{f_a}{f} \right)^2 & \text{si } |f| \geq 10 \text{ Hz} \\ 0 & \text{si } |f| < 10 \text{ Hz} \end{cases} \quad (\text{rad}^2/\text{Hz})$$

La función de transferencia  $H(f)$  del sintetizador se puede aproximar por un rectángulo de amplitud 1 en el margen entre  $f_n$  y  $-f_n$ .

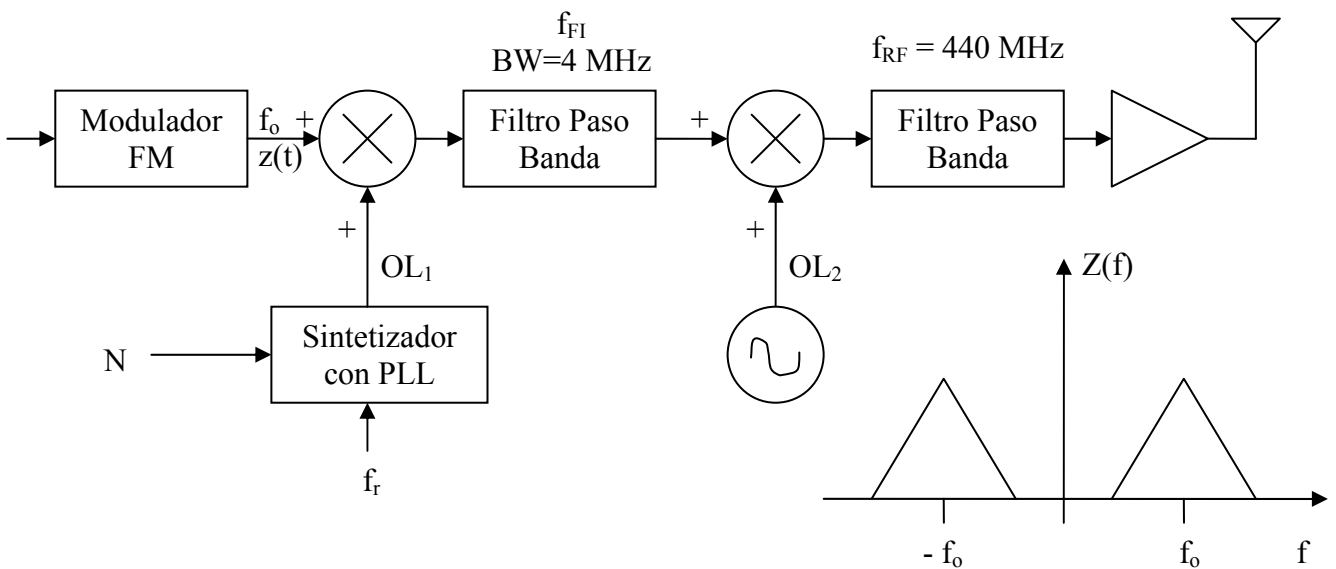
### Problema 16

Se desea diseñar un sintetizador que genere frecuencias en el rango de 10 a 20 MHz en pasos de 10kHz empleando una tabla de memoria que almacena un tono a la frecuencia  $f_R$ .

- Dibujar el diagrama de bloques del sintetizador.
- Determinar el valor de la frecuencia  $f_R$ , de la frecuencia de muestreo  $f_m$  y del número de muestras de la memoria.
- Calcular el número de bits  $k$  necesario para direccionar la tabla de memoria.
- Calcular el número de bits  $b$  de las muestras almacenadas en la ROM si se desea una relación señal a ruido de cuantificación superior a 100 dB (suponer que el filtro paso bajo a la salida del conversor D/A tiene una banda entre  $-f_m/2$  y  $f_m/2$ ).

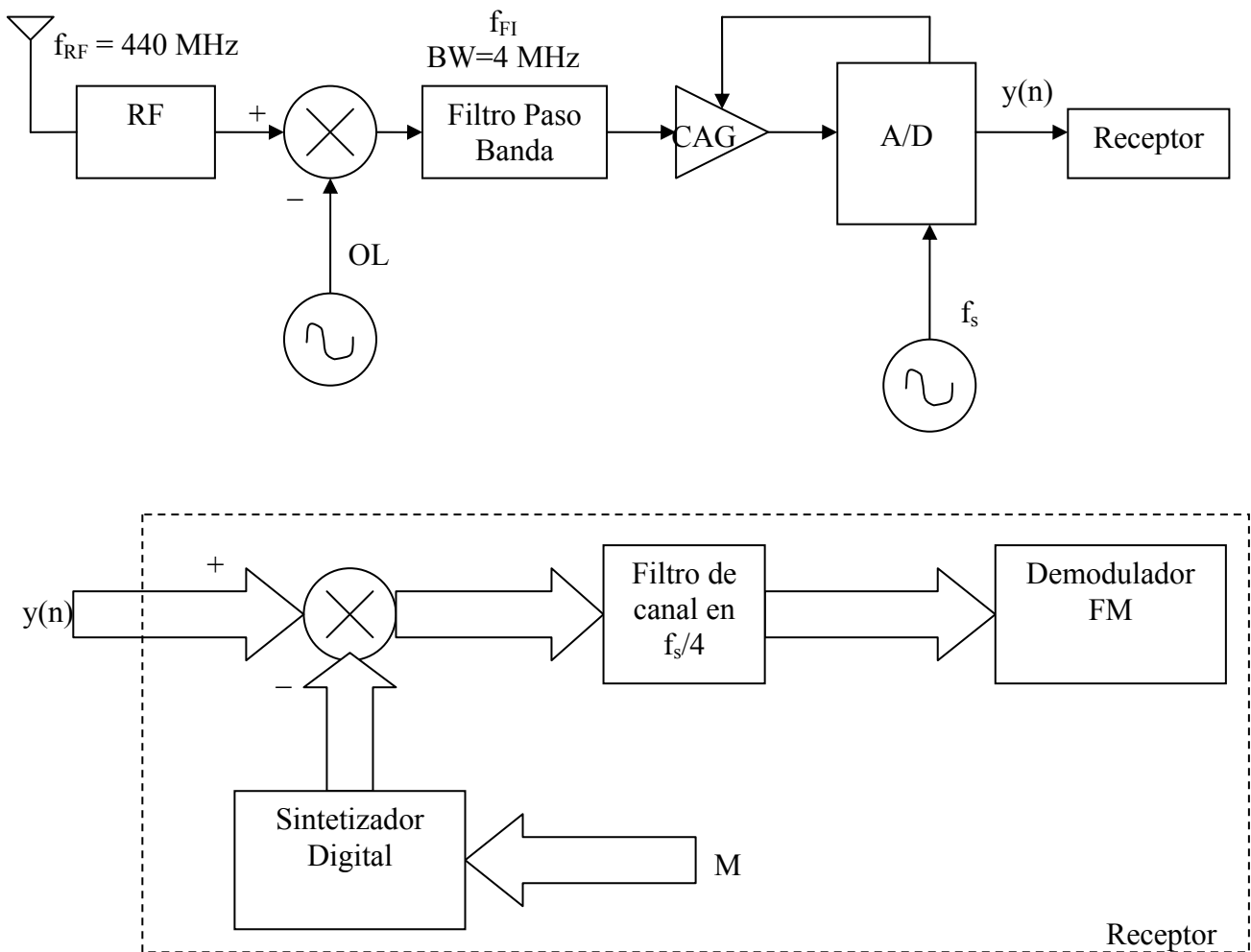
### Problema 17

Sea el transmisor de la figura siguiente:



Con objeto de proteger la información, la frecuencia en transmisión irá variando. El cambio de una frecuencia a otra (de un canal a otro) se implementa mediante cambios en el sintetizador  $OL_1$  formado a partir de un PLL. Por otra parte, el  $OL_2$  trabaja a 396 MHz.

- Si la separación entre frecuencias de salto es de 25 kHz y la banda de trabajo es de 4 MHz, hallar el número de frecuencias de salto, la resolución del sintetizador ( $f_r$ ), el valor mínimo de  $f_o$  que permite que el sistema funcione correctamente, así como el margen de valores de  $N$ . Escoger un valor adecuado para  $f_n$ .



- Si el sistema de control automático de ganancia (CAG), que realiza el ajuste del nivel de tensión a la entrada del A/D, tiene una resolución de 2 dB, cuál es la degradación máxima en SNR que esta resolución puede producir?
- Determinar la frecuencia mínima del OL para garantizar a la salida del conversor A/D una SNR superior a 50 dB, teniendo en cuenta la degradación del apartado anterior.
- Teniendo en cuenta que después del muestreo se ha obtenido el espectro centrado en  $3f_s/8$  y que el filtro de canal está centrado en  $f_s/4$ , hallar la resolución del sintetizador digital y la cantidad de memoria que se necesita para implementarlo. Cuál será la frecuencia máxima necesaria a sintetizar?
- Si los coeficientes del filtro de canal tienen 16 bits, calcular la atenuación máxima que se puede conseguir en el canal adyacente. Cuál es la complejidad computacional del filtro?

#### DATOS DEL TRANSMISOR:

Frecuencia máxima de operación del PLL: 55 MHz

Frecuencia natural PLL:  $f_n \leq \frac{f_r}{8}$

DATOS DEL RECEPTOR:

Conversor A/D de 12 bits.

Frecuencia de muestreo:  $f_s = 20 \text{ MHz}$

Número de coeficientes del filtro:  $N_c = \frac{2}{3} \log_{10} \left( \frac{1}{10\delta_p\delta_s} \right) \frac{1}{b}$

Número de bits del filtro:  $n_{bits} = \frac{At_{BA}(dB)}{6.02} + \log_2 N_c$

Rizado en la banda de paso del filtro de canal:  $\delta_p = 0.1$

Rizado en la banda atenuada del filtro de canal:  $\delta_s = 0.1$

Ancho de banda de transición relativo del filtro de canal  $b=0.007$

Factor de ruido del oscilador de muestreo:  $F_s = 15\text{dB}$

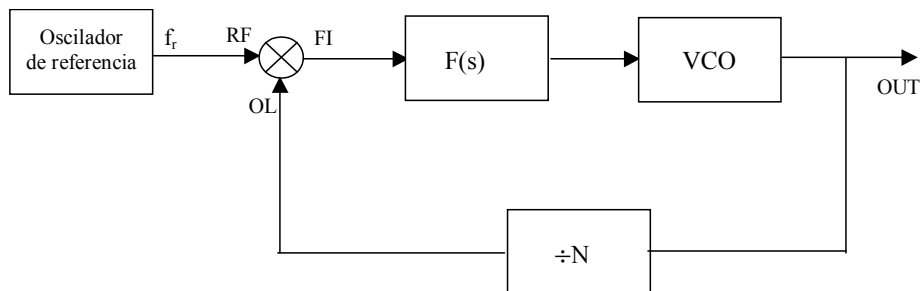
Factor de calidad del oscilador de muestreo:  $Q_s = 100$

Potencia de salida del oscilador de muestreo:  $P_s = 1\text{mW}$

Ruido de fase del oscilador de muestreo 0 para  $f < 1\text{Hz}$

**Problema 18**

Se desea diseñar un sintetizador para generar frecuencias en la banda de 90 a 100 MHz con una resolución de 10 kHz. Como detector de fase se utiliza un circuito mezclador con pérdidas de conversión de 11 dB, cuyas puertas se detallan en la figura:

Datos:

Amplitud de salida del oscilador de referencia:  $A=1 \text{ Vef}$

Filtro  $F(s)$  activo con  $\tau_1=10 \mu\text{s}$

$\xi=0.7$

VCO: Factor de ruido:  $F_{VCO}=20 \text{ dB}$ , Factor de Calidad:  $Q_{VCO}=10$

Potencia de salida:  $P_{VCO}=1 \text{ mW}$

- Determinar cual ha de ser la sensibilidad del VCO para que el sintetizador trabaje siempre dentro del margen de lock-in.

Para el diseño del oscilador de referencia se barajan dos alternativas posibles:

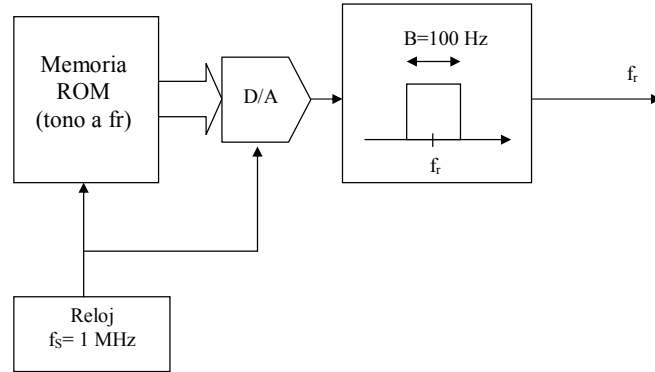
**Alternativa 1:**

Utilización de un oscilador a cristal con factor de ruido  $F=20 \text{ dB}$  y potencia de salida  $P=1 \text{ mW}$ .

- Determinar cuál ha de ser el factor de calidad  $Q$  de dicho oscilador si se desea que el jitter de fase de cualquier portadora a la salida del sintetizador sea inferior a  $0.5^\circ$ .

**Alternativa 2:**

Utilización de un oscilador digital que almacena en una memoria un cierto número de muestras de un tono a la frecuencia  $f_r$  muestreado a 1 MHz. Entre el conversor D/A y la entrada del detector de fase del sintetizador se introduce un filtro de 100 Hz centrado a  $f_r$ , tal y como se muestra en la figura.



- c) Si se desea un jitter de fase a la salida del sintetizador inferior a  $0.5^\circ$  calcular cual debe ser el número de bits de las muestras almacenadas. (Nota: suponer despreciable el jitter de apertura del reloj de muestreo)

Notas:

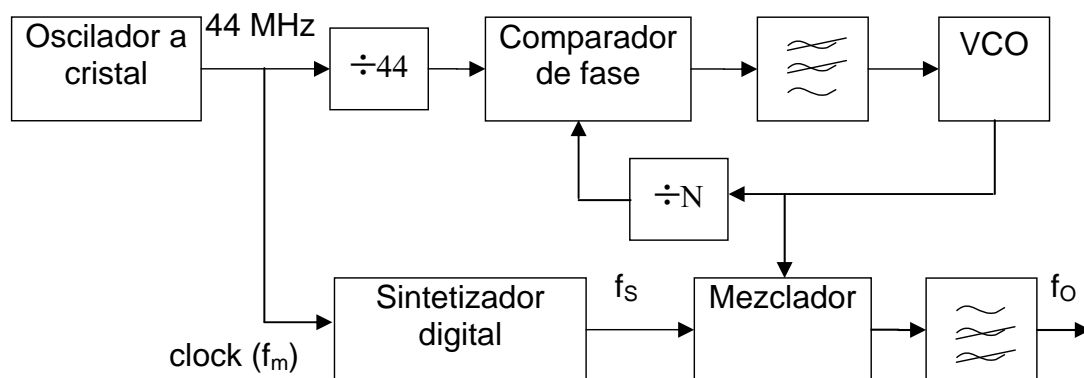
La densidad espectral de ruido de fase de un oscilador a frecuencia  $f_0$  viene dada por:

$$S(f) = \begin{cases} \frac{KT_0 F}{8Q^2 P} \left( \frac{f_0}{f} \right)^2 & |f| \geq f_u = 10 \text{ Hz} \\ 0 & |f| < f_u = 10 \text{ Hz} \end{cases} \quad \text{rad}^2 / \text{Hz}$$

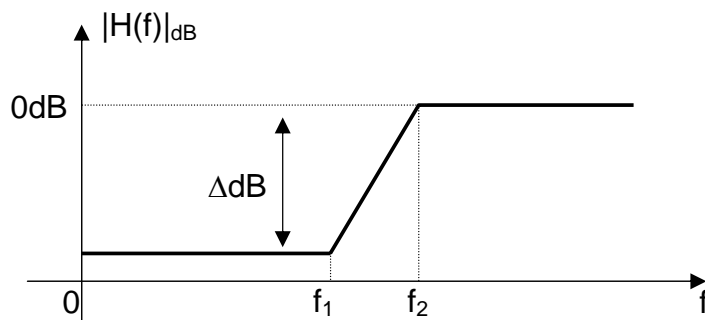
La función de transferencia en lazo cerrado del sintetizador es:  $H(f) = \begin{cases} 1 & |f| \leq f_n \\ 0 & |f| > f_n \end{cases}$

## Problema 19

Se desea diseñar un sintetizador que genere todas las frecuencias comprendidas entre 90.001 MHz y 100 MHz (ambas incluidas) en pasos de 1 kHz. Se utiliza el esquema de la figura, donde el sintetizador digital se implementa mediante lectura de una tabla de la función coseno almacenada en una memoria ROM. Nótese que, para facilitar el diseño del filtro paso-alto a la salida del mezclador, interesa utilizar la gama de frecuencias más alta posible que pueda generar el sintetizador digital.



- Diseñar el sistema completo calculando el rango de valores de  $N$ , la resolución y el tamaño de la tabla del sintetizador digital así como el rango de frecuencias ( $f_s$ ) que debe generar.
- Teniendo en cuenta que el PLL debe operar dentro del margen de “Lock-in”, y que  $\xi=0.7$ , calcular el valor mínimo de la frecuencia natural necesaria. A efectos de minimizar los espúreos a la salida, ¿es adecuado el valor de la frecuencia natural obtenido?
- Suponiendo que la frecuencia natural del PLL es la calculada en b), y tomando el tiempo de conmutación igual a:  $t_C = \max[t_P, t_S]$ , donde  $t_P$  y  $t_S$  son respectivamente los tiempos de conmutación del PLL y del sintetizador digital, calcular  $t_C$ .
- Si el filtro paso-alto a la salida del mezclador tiene la función de transferencia de la figura, y se desea que cualquier espúreo debido al proceso de mezcla esté atenuado al menos 40dB respecto de la señal útil a la salida del sistema y que  $f_2 - f_1$  sea lo mayor posible, diseñar el filtro calculando  $f_1$ ,  $f_2$  y  $\Delta$ .

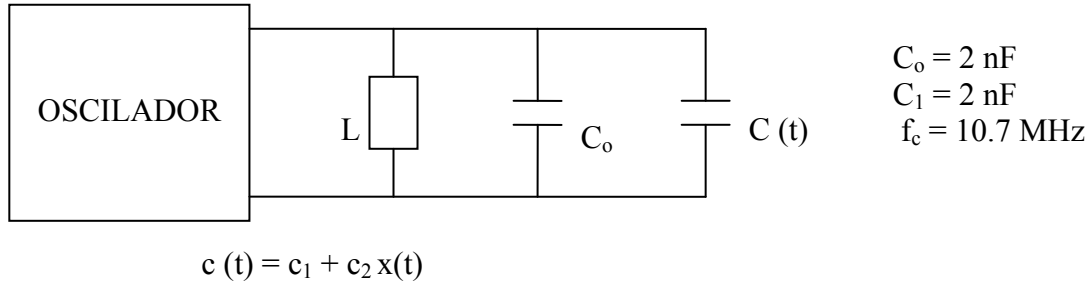


**NOTA:** La frecuencia máxima del sintetizador digital se obtiene con cuatro muestras por período.

## TEMA 5: Moduladores y Demoduladores

### Problema 1

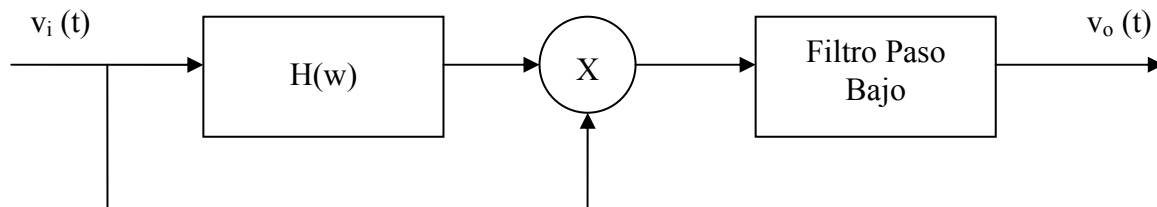
Se desea diseñar un modulador de FM por un método directo y para ello se dispone de un oscilador cuya frecuencia de sintonía está controlada por una capacidad variable tal como indica la figura



Se desea obtener una desviación de frecuencia de 5KHz con una distorsión menor del 1%. ¿Cuáles son los valores de L y  $C_2$  aproximados?

### Problema 2

Dado el diagrama de bloques de la figura, encontrar el valor máximo de Q que garantiza que el circuito se comporta como un demodulador de FM.



Datos:

$$v_i(t) = A \sin\left(2\pi f_o t + 2\pi f_d \int_{-\infty}^t x(\lambda) d\lambda\right)$$

$$H(\omega) \cong -\frac{jQ}{1 + j2\left(\frac{\omega - \omega_o}{\omega_o}\right)Q} \quad ; \quad \text{con } |\omega - \omega_o| \ll \frac{\omega_o}{2Q}$$

$$f_o = 10.7 \text{ MHz} ; f_d = 75 \text{ KHz}$$

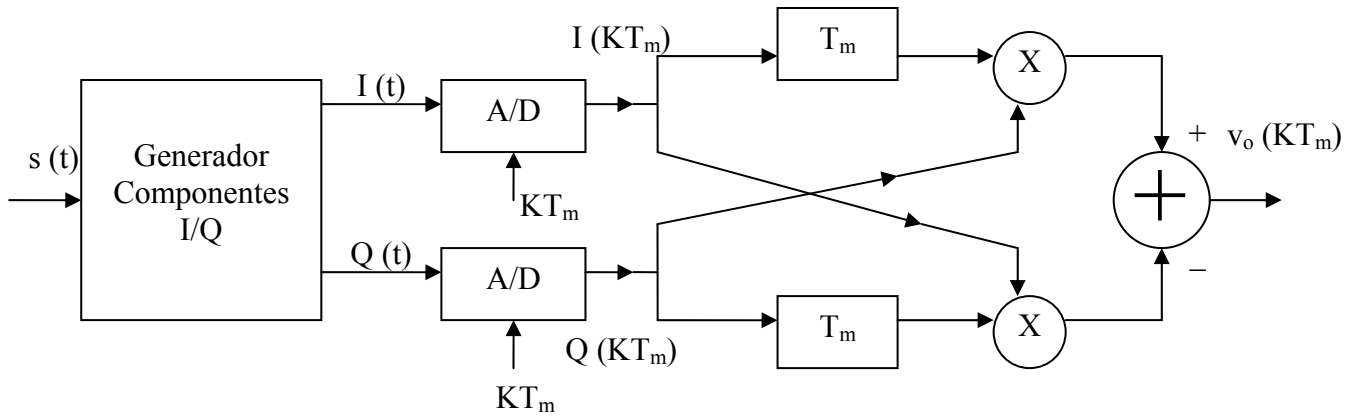
$$\text{Máxima frecuencia del espectro } x(t): f_m = 15 \text{ KHz}$$

Nota: Demuéstrese que  $H(\omega)$  se comporta como una línea de retardo.



**Problema 3**

Para el circuito mostrado en la figura, encontrar el máximo valor de  $T_m$  que garantiza que se comporta como un demodulador de FM. Considérese que la desviación de frecuencia de la señal moduladora es 75 kHz y que la señal moduladora tiene un espectro comprendido entre 20 Hz y 20kHz. ¿Es un demodulador balanceado?



$$s(t) = A \cos\left(\omega_o t + 2\pi f_d \int_{-\infty}^t x(\lambda) d\lambda\right) \equiv I(t) \cos \omega_o t - Q(t) \sin \omega_o t$$

## **Problema 4**

Se desea diseñar un receptor superheterodino para captar señales de FM en la banda de 88 a 108MHz.

Los datos relativos a la modulación de FM utilizada son:

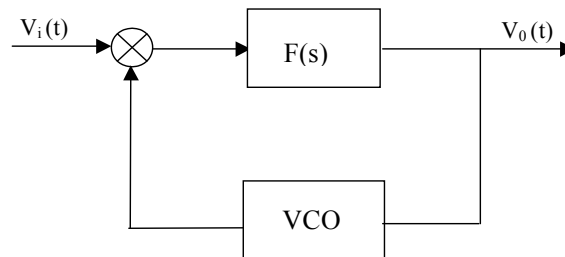
- Señal moduladora  $x(t)$ : Margen dinámico:  $\pm 1$  V    Ancho de banda:  $BW_x=15$  kHz
- Desviación en frecuencia:  $f_d=75$  kHz
- Ancho de banda de la señal modulada:  $B=200$  kHz

La etapa de RF presenta un filtro paso banda sintonizable cuya respuesta frecuencial es:

$$|H(f_0 + \Delta f)| = \frac{1}{1 + \left(2Q \frac{\Delta f}{f_0}\right)^2}$$

Se desea que la frecuencia imagen esté atenuada como mínimo 60 dB y que la señal sintonizada se encuentre dentro del ancho a 3 dB del filtro.

- a) Calcular el mínimo valor que puede tomar la frecuencia intermedia así como el correspondiente valor del factor de calidad  $Q$  del filtro de RF.
- b) Como demodulador se emplea el siguiente circuito PLL con factor de amortiguación  $\xi=0.7$ :

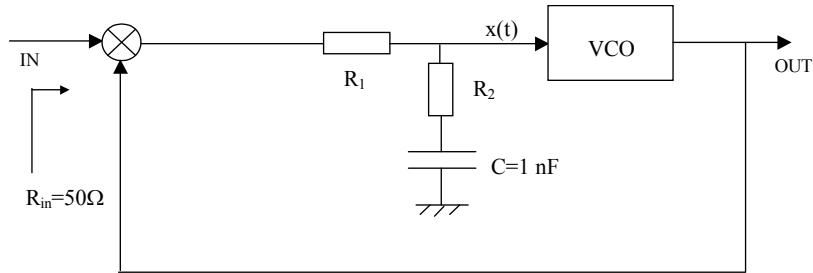


Se desea que la señal de salida  $V_o(t)$  sea igual a la señal de información moduladora  $x(t)$ . Calcular la frecuencia en reposo y la sensibilidad del VCO así como la mínima frecuencia natural del PLL para que el demodulador funcione correctamente.

- c) Supóngase ahora que el VCO presenta una estabilidad en frecuencia de valor  $\varepsilon = \Delta f_{VCO}/f_{VCO}$ . Razonar el efecto que esto tiene sobre la señal de información recuperada y calcular el máximo valor de dicha estabilidad si se desea una distorsión en la señal recuperada inferior al 1%.

## Problema 5

Se desea diseñar un circuito recuperador de portadora para un receptor de FM basándose en el circuito PLL de la figura:



Datos:

Potencia a la entrada del cabezal de RF:  $P_s = -90$  dBm; Ganancia del cabezal de RF:  $G = 50$  dB

Oscilador en emisión:  $f_s = 900$  MHz,  $\varepsilon_s = 10^{-6}$

Oscilador local del receptor:  $f_{OL} = 830$  MHz,  $\varepsilon_{OL} = 10^{-6}$

VCO: Estabilidad  $\varepsilon_{VCO} = 10^{-4}$ ; Sensibilidad:  $K_2 = 2\pi 10^6$  rad/s/V; Amplitud de salida:  $1 V_{ef}$ ;  $\xi = 0.7$

a) Sabiendo que se desea que el PLL trabaje siempre dentro del margen de Lock-in y que disponga de un margen de Hold-in de 50 kHz, determinar los valores de las resistencias  $R_1$  y  $R_2$ .

b) El VCO se diseña mediante un oscilador LC con capacidad controlada por la tensión de entrada  $x(t)$  según  $C(t) = C_0 + C_1 + C_2 x(t)$ , con  $C_0 = C_1 = 2$  nF. Determinar los valores de  $L$  y de  $C_2$  así como el error en % que este tipo de oscilador introduce.

Notas:  $\frac{1}{\sqrt{1+x}} \approx 1 - \frac{x}{2} + \frac{3x^2}{8} + \dots$

## Problema 6

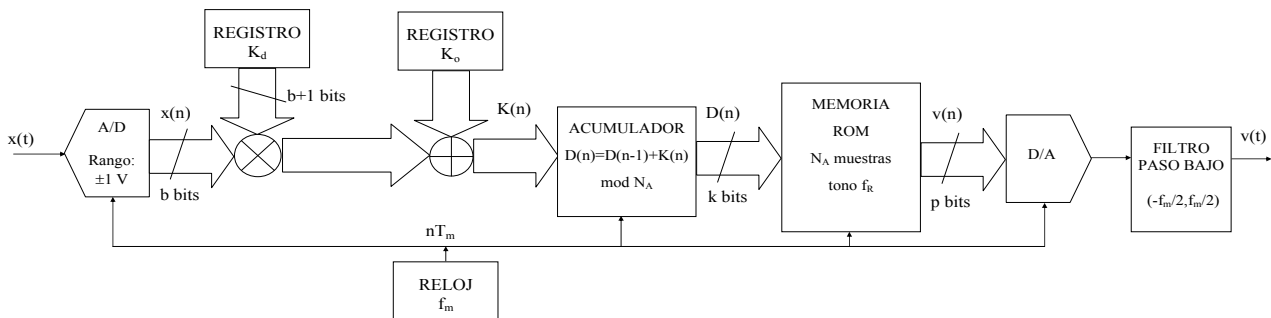
Se desea diseñar un modulador de FM con frecuencia portadora  $f_0=15$  MHz y desviación de frecuencia  $f_d=75$  kHz. La señal moduladora  $x(t)$  varía entre  $\pm 1$  V. Se consideran dos posibles alternativas:

**Alternativa 1:** diseño analógico mediante un oscilador LC formado por una bobina de  $L=100$  nH y un diodo de capacidad variable con la tensión de acuerdo a  $C(t)=C_0+C_1x(t)$ .

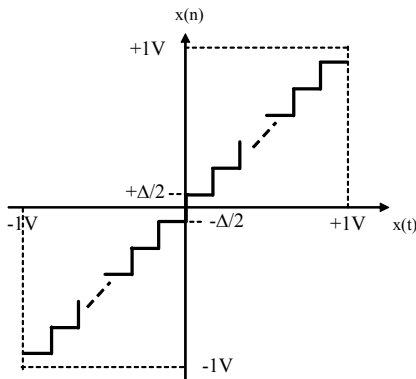
a) Efectuar el diseño calculando el valor de las constantes  $C_0$ ,  $C_1$ . Calcular también el error de frecuencia.

Nota:  $\frac{1}{\sqrt{1+x}} \approx 1 - \frac{x}{2} + \frac{3x^2}{8}$

**Alternativa 2:** diseño digital mediante una memoria ROM que almacena  $N_A$  muestras de un tono a frecuencia  $f_R$ , tal y como se muestra en la figura siguiente, siendo enteros los valores  $K_d$ ,  $K_0$  almacenados en los registros.



El convertor A/D de  $b$  bits tiene un rango de  $\pm 1$  V y contiene el cuantificador uniforme de la figura:



b) Determinar el valor de la frecuencia de muestreo  $f_m$  que asegura que en cualquier caso se leen de la memoria por lo menos 4 muestras por período de la señal generada.

c) El valor de  $K(n)$  debe ser entero en cualquier situación para poder direccionar la tabla de memoria adecuadamente. **Demostrar que esto sólo es posible si  $K_d=2^b$ .**

(Ayuda: demostrar primero que la señal muestreada y cuantificada  $x(n)$  se puede expresar de la forma  $-1+(2m+1)/2^b$  siendo  $m$  un entero entre 0 y  $2^b-1$  que depende del nivel de cuantificación)

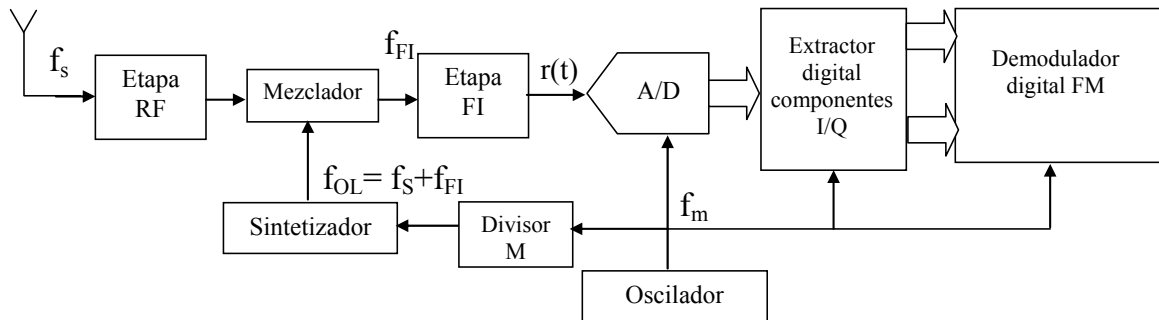
d) Demostrar que el error máximo en la frecuencia instantánea de la modulación FM debido a la cuantificación de la señal  $x(t)$  es igual a  $f_R$ .

e) Si se desea un error en frecuencia inferior a 75 Hz, calcular el número de bits  $b$  de las muestras  $x(n)$ , la frecuencia del tono  $f_R$ , el número de muestras  $N_A$ , el valor de los registros  $K_0$ ,  $K_d$  y el número de bits  $k$  para direccionar la memoria ROM.

f) Si se desea una relación señal a ruido de cuantificación superior a 100 dB a la salida del modulador, determinar el número de bits  $p$  de las muestras de la ROM.

## Problema 7

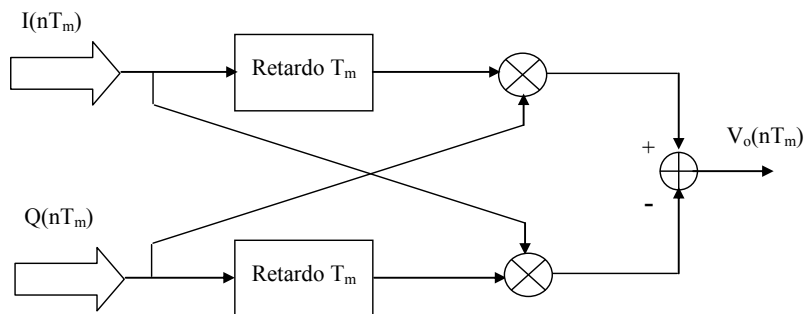
Considérese el siguiente receptor superheterodino, que capta señales moduladas en FM y que efectúa un proceso de demodulación digital, muestreando las señales a la frecuencia  $f_m$ .



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.

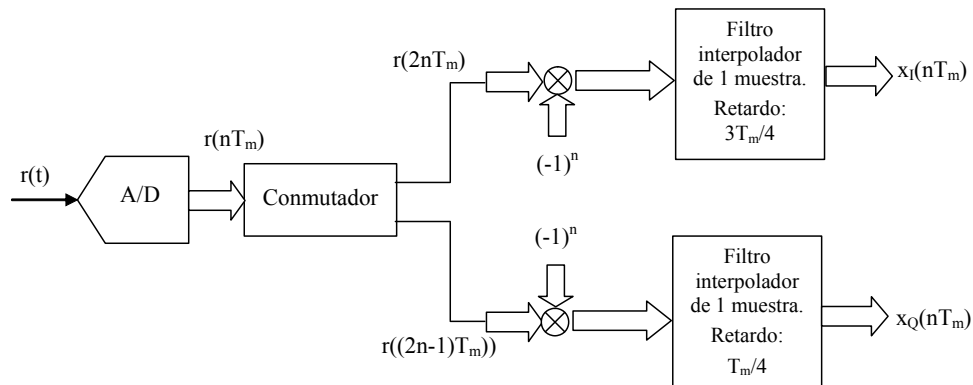
El diagrama de bloques del demodulador digital de FM se muestra en la figura siguiente:



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  $x_{out}(nT_m) = x_{in}(n(T_m/2) - T_d)$  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.**