Examen de Comunicaciones Inalámbricas **Junio 2016**

Nombre y apellidos:

DNI:

Lea con detenimiento los enunciados. Si tiene cualquier duda consulte al profesor. Todas las respuestas deben razonarse y en los problemas debe incluirse el desarrollo necesario para obtener la solución. ***No se puntuarán las respuestas no justificadas.*** *La duración del examen es de* ***3 horas****.*

Cuestión 1 (1 punto)

En un sistema receptor tenemos una antena con una temperatura de ruido de 290 K, un amplificador de bajo ruido (f=1.05) y baja ganancia (g=10 dB), y un amplificador de potencia (f=3, g=40 dB). ¿Qué amplificador podría justo después de la antena para conseguir un ruido menor al final de la cadena receptora (antena + amplificador 1 + amplificador 2)?

Cuestión 2 (1 punto)

Si la potencia de salida de un amplificador está 20dB por debajo de la del punto de cruce de intermodulación de tercer orden, los productos de intermodulación de dos tonos estarán:

a. 20dB por debajo de la potencia de salida.
b. 30dB por debajo del punto de cruce de intermodulación.
c. 60dB por debajo del punto de cruce de intermodulación.
d. 30dB por debajo de la potencia de salida.

Cuestión 3 (1 punto)

Para un sistema de modulación en banda lateral única por filtrado se usa un filtro de cristal estándar para la banda de 9 MHz. La atenuación en la banda de paso es de 6 dB. El filtro proporciona una atenuación de 60 dB a 2.5 KHz del canal. Si se requiere un rechazo de 24 dB para la banda no deseada, ¿cuál es la mínima separación requerida para los diferentes canales?

a. 0.83 KHz.
b. 2 KHz.
c. 2.5 KHz.
d. 1.3 MHz.

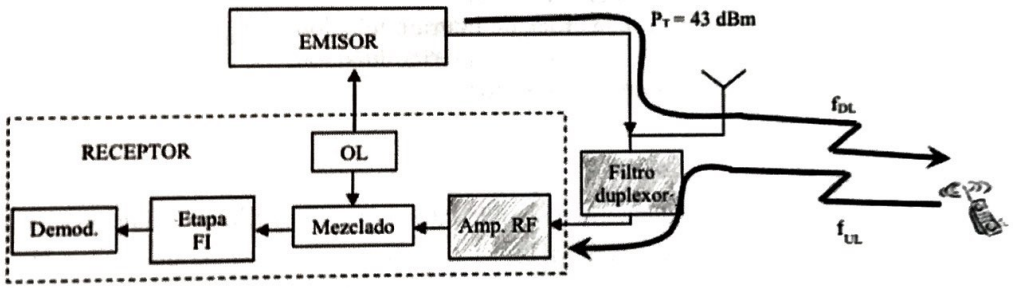
Cuestión 4 (1 punto)

En un modulador FSK mediante conmutadores se necesitan 2 sintetizadores para generar las dos frecuencias diferentes. La frecuencia de la portadora es de 2.4 GHz y la modulación se realiza con $\Delta f = \pm 20$ MHz. Si usamos sintetizadores de doble módulo con $f_0 = (N_p P + A) f_r$, y una frecuencia de referencia de 20 MHz, indique cuál sería la configuración correcta:

a. $N_p = 40; A = 1 \ldots 40; P = 2;$
b. $N_p = 32; A = 1 \ldots 25; P = 3;$
c. $N_p = 16; A = 1 \ldots 7; P = 7;$
d. $N_p = 8; A = 1 \ldots 14; P = 14;$

Problema 1 (3 puntos)

Se desea diseñar la estación base de un sistema de comunicaciones móviles GSM. Para ello, suponemos que se ubican en un mismo lugar, y compartiendo la misma antena, un receptor que recibe señales de los teléfonos (uplink) en el rango en el rango $f_{UL} \in [890.2 - 914.8]$ MHz, y un transmisor que emite señales (downlink) en el rango $f_{DL} \in [935.2 - 959.8]$ MHz. Tanto el uplink como el downlink están canalizados, teniendo cada canal 200 kHz de ancho de banda. Para aislar la señal transmitida de la recibida se emplea un filtro, denominado duplexor, que solo deja pasar hacia el receptor la señal de uplink (f_{UL}).



Los parámetros que caracterizan al receptor son los siguientes:

- Amplificador de RF: G_{RF} = 30 dB, f_{RF} = 4 dB, Modelo no lineal: $y(t) = a_1 x(t) - a_3 x^3(t)$, con $a_3 = 10^6$.
- Mezclador: G_m = -6 dB, f_m = 20 dB, $IP_{3,m}$ = 10 dBm.
- Etapa de FI:
  - Frecuencia intermedia: 25MHz, oscilador local con conversión hacia abajo.
  - Amplificador FI : G_{FI} = 30 dB, f_{FI} = 15 dB, $IP_{3,FI}$ = 3 dBm.
  - Filtro FI: B_{FI} = 200 kHz, sin pérdidas.
- Resistencia de entrada/salida de todos los cuadripolos: R = 50 Ω.
- k = 1.38×10^{-23} J/K, T_0 = 290 K.
- La tasa de error de bit a la salida del demodulador en función de la SNR a su entrada es $P_e = 3/(4SNR_E)$.

- Para un cuadripolo con distorsión cúbica: $IP_3 = \frac{2a_1}{3a_3R}$ (W), donde R es impedancia de entrada del cuadripolo.

En este primer problema nos centraremos en el diseño del sistema receptor:

1. Calcule la máxima potencia de ruido a la entrada del demodulador para tener una sensibilidad de -87 dBm a la entrada del receptor, con una probabilidad de error de bit de 10^{-3} en el demodulador. Deberá estimar tambien la temperatura de ruido de la antena. **(1 punto)**

$$T = T_0(f-1) \qquad T = T_1 + \frac{T_2}{g_1} + \cdots + \frac{T_k}{g_1 g_2 \cdots g_{k-1}}$$

2. Determine el punto de intercepción de orden 3 del amplificador de RF, a partir de la ley de distorsión cúbica del cuadripolo. Determine el punto de intercepción total equivalente del sistema. **(1 punto)**

$$(PI_3)_{TOTAL} = 1 \Big/ \sqrt{\sum \left(\frac{1}{\left(PI_{3,i} \times g_{i+1} \times g_{i+2} \times \ldots \times g_n\right)^2} \right)}$$

3. Queremos que el filtro duplexor sea capaz de eliminar tanto las frecuencias del downlink, como la banda imagen del receptor. ¿Qué banda de señal debería dejar pasar el filtro duplexor? ¿Qué bandas debería eliminar? Queremos diseñar un filtro Chebyshev que atenúe un mínimo de 40 dB las frecuencias de la banda eliminada. Calcule cuál es la frecuencia que limita la atenuación mínima. **(1 punto)**

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \qquad w = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \qquad \omega' = \frac{1}{w}\left|\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right|$$

Problema 2 (3 puntos)

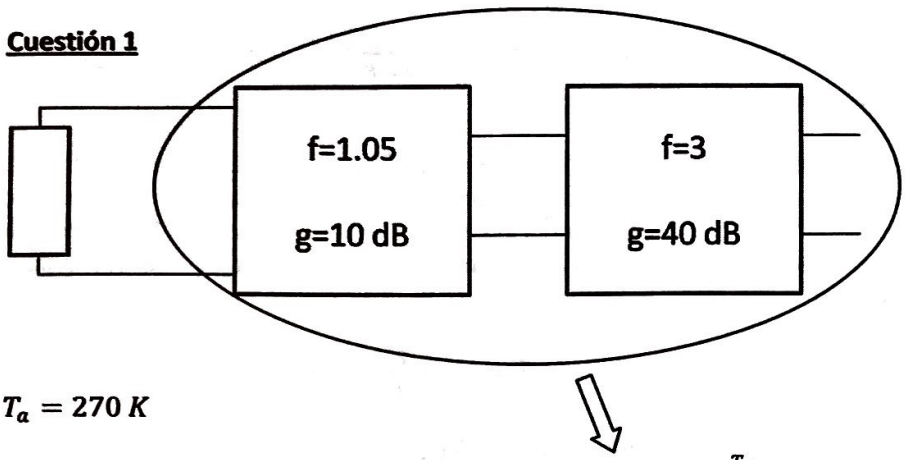
En este problema llevaremos a cabo el diseño del bloque emisor y del sintetizador de frecuencia de la estación base del Problema 1. Para ello, supondremos que el transmisor del sistema es homodino y que comparte el sintetizador de frecuencia con el receptor.

Datos:

- Cristal de referencia: Frecuencia de 8 MHz.
- Frecuencia máxima a la entrada de los divisores programables: f_L = 100 MHz.
- Filtro orden 2 tipo 2 activo, $F(s) = (1 + \tau_2 s)/(\tau_1 s)$.

1. Dibuje el diagrama de bloques del emisor. Justifique la función que lleva a cabo cada bloque. ¿Qué frecuencias tendremos que ser capaces de sintetizar tanto para el emisor como para el receptor? **(1 punto)**
2. Dibuje un esquema del sintetizador de frecuencia suponiendo un PLL de orden 2 tipo 2 activo y un divisor de doble módulo. Calcule la frecuencia de referencia y los valores de todos los divisores. Suponga que P tiene que ser potencia de 2. **(1 punto)**
3. Desarrolle y obtenga la función de transferencia ideal del sintetizador. **(1 punto)**

Cuestión 1



$T_a = 270\ K$

$T_s = T_a + T_r$

$T_r = T_1 + \frac{T_2}{g_a}$

$T = T_0(f-1)$

$$T_{bajo\ ruido} = 290\ (1.05-1) \cong 14.5\ K$$

$$T_{potencia} = 290\ (3-1) \cong 580\ K$$

$g_{bajo\ ruido} = 10$

$g_{potencia} = 10^4$

Para el amplificador de bajo ruido:

$$\boxed{T_s = 270 + 14.5 + \frac{580}{10} \cong 362.5\ K}$$

Para el amplificador de potencia:

$$T_s = 270 + 580 + \frac{14.5}{10^4} \cong 870\ K$$

-La solución es para el amplificador de bajo ruido.

Cuestión 2

$P_0 = PI_3 - 20\ dB \Longrightarrow PI_3 = P_0 + 20\ dB$

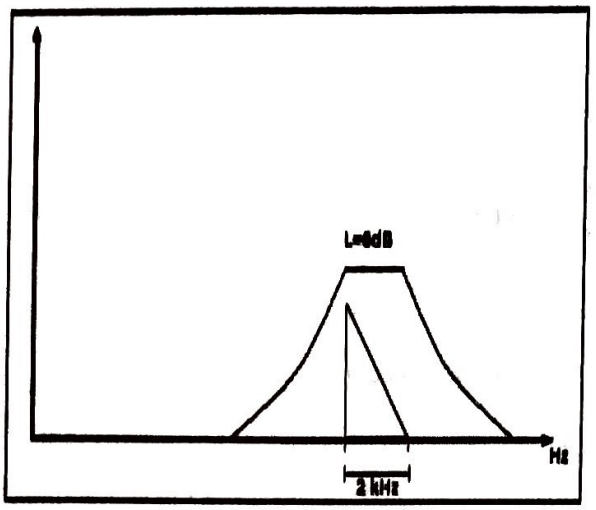
$I_3 = 3P_0 - 2PI_3\ ;\ I_3 = 3P_0 - 2P_0 - 40 = P_0 - 40\ dB$

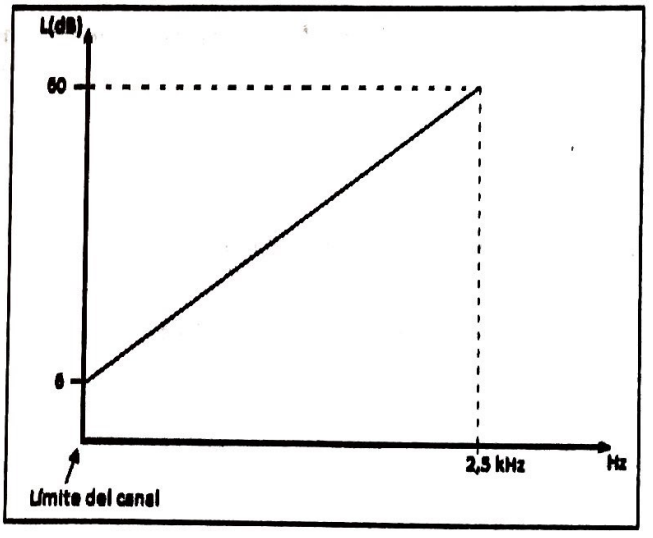
¿Qué formula hay que usar? En el entregable usamos otra.

$$\boxed{I_3 = P_0 - 40dB = PI_3 - 60dB}$$

-La solución es la c)

Cuestión 3





$y = a \cdot f + b$

Para: $f = 0 \Rightarrow y = 6 \Rightarrow b = 6$

Para: $f = 2.5 \Rightarrow y = 60 \Rightarrow a = \frac{60-6}{2.5} = 21.6$

$$y = 21.6 \cdot f + 6 = 24 \; ; \; \boxed{f = \frac{24-6}{21.6} = \frac{5}{6} kHz \cong 0.83\ kHz}$$

La respuesta es la a)

Cuestión 4

Datos:

$f_r = 20\,MHz$

Teniendo que: $f_0 = (N_p P + A) f_r = N \cdot f_r$

$$f_1 = 2.42\,GHz \Rightarrow N_1 = \frac{f_1}{f_r} = \frac{2.42\,GHz}{20\,MHz} = 121$$

$$f_2 = 2.38\,GHz \Rightarrow N_2 = \frac{f_2}{f_r} = \frac{2.38\,GHz}{20\,MHz} = 119$$

a) $N_1 = N_p P + A = 40 \cdot 2 + 40 = 120$. No llega a 121

b) $N_1 = N_p P + A = 32 \cdot 3 + 25 = \boxed{121}$

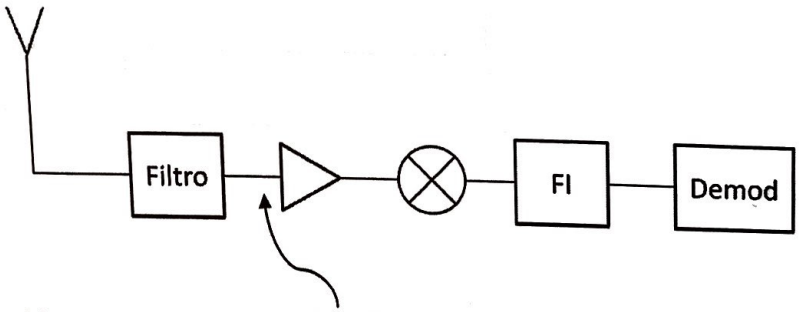
c) $N_1 = N_p P + A = 16 \cdot 7 + 7 = 119$. No llega a 121

d) $N_1 = N_p P + A = 8 \cdot 14 + 14 = 126$. Esto si se cumple, pero también debe cumplirse que $N_p > A$ para $N_1 = 121$ y esto no se cumple.

Problema 1

1) -La relación señal a ruido a la entrada será:

$$P_e = \frac{3}{4 \cdot SNR_E} = 10^{-3} \Rightarrow SNR_E = 750$$



A la entrada queremos tener $\overline{-87dBm} \cong 2 \cdot 10^{-9} mW \Leftarrow SEÑAL$

La potencia de la señal en el demodulador será:

$P_{dem} = -87 + 30 - 6 + 30 = -33\,dBm\ (5 \cdot 10^{-4} mW)$

Y como tenemos la relación señal a ruido podemos sacar la potencia de ruido antes del demodulador:

$$SNR = \frac{P_{señal}}{P_{ruido}} \Longrightarrow P_{ruido} = \frac{P_{señal}}{SNR} = \frac{5 \cdot 10^{-4}}{750} = \boxed{6.67 \cdot 10^{-7} mW\ (-61.76\ dBm)}$$

-Para calcular la temperatura de ruido de la antena haremos:

$$T_{total} = T_a + T_s \rightarrow T_a = T_{total} - T_s$$

Donde la temperatura del sistema será:

$$T_s = T_{Filtro} + \frac{T_{RF}}{g_{Filtro}} + \frac{T_{MX}}{g_{Filtro} \cdot g_{RF}} + \frac{T_{FI}}{g_{Filtro} \cdot g_{RF} \cdot g_{MX}}$$

Como tenemos que $T_{Filtro} = 0$ y que $g_{Filtro} = 1$, la temperatura del sistema quedará como:

¿Suponemos la T y la g del filtro?

$$T_s = T_{RF} + \frac{T_{MX}}{g_{RF}} + \frac{T_{FI}}{g_{RF} \cdot g_{MX}}$$

Las temperaturas podemos hallarlas a partir de:

$T = T_0(f - 1)$ con $T_0 = 290\ K$

Por tanto serán:

$$f_{RF} = 4dB\ (2.512) \Longrightarrow T_{RF} = 290(2.512 - 1) \cong 438.48\ K$$

$$f_{MX} = 20dB\ (100) \Longrightarrow T_{MX} = 290(100 - 1) \cong 28710\ K$$

$$f_{FI} = 15dB\ (31.623) \Longrightarrow T_{FI} = 290(2.512 - 1) \cong 8880.60\ K$$

Las ganancias que vamos a usar son:

$g_{RF} = 30\ dB\ (10^3)$

$g_{MX} = -6dB\ (0.2512)$

La temperatura del sistema es:

$$T_s = T_{RF} + \frac{T_{MX}}{g_{RF}} + \frac{T_{FI}}{g_{RF} \cdot g_{MX}} = 438.48 + \frac{28710}{10^3} + \frac{8880.60}{10^3 \cdot 0.2512} \cong$$

$$\cong 438.48 + 28.71 + 35.353 \cong 502.543 = 1.7328 \cdot T_0$$

La temperatura total la calcularemos a partir de la potencia de ruido en el demodulador:

$$P_{Ruido} = K \cdot T_{total} \cdot B_{FI} \cdot G_{total}$$

Donde $G_{total} = 30 - 6 + 30 = 54dB(2.512 \cdot 10^5)$

Así la temperatura será:

$$T_{total} = \frac{P_{Ruido}}{K \cdot B_{FI} \cdot G_{total}} = \frac{6.67 \cdot 10^{-10}(W)}{1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 200 \cdot 10^3 \cdot 2.512 \cdot 10^5} = 962.05\ K$$

Por tanto para una sensibilidad de $-87dB$ habrá una temperatura de ruido de la antena de:

$$T_a = T_{total} - T_s = 962.05 - 1.7328 \cdot T_0 = 459.538\ K \cong \boxed{1.585 \cdot T_0\ (K)}$$

2)

El modelo no lineal del amplificador es:

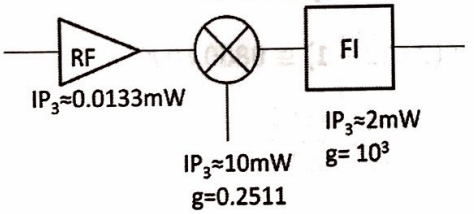
$$y(t) = a_1 x(t) - a_3 x^3(t), \qquad con\ a^3 = 10^6$$

Donde:

$$a_1 \Longrightarrow G_{RF} = 30\ dB\ (10^3)$$

Así que el producto de intercepción de orden 3 del amplificador de RF es:

$$IP_{3,RF} = \frac{2a_1}{3a_3 \cdot R} = \frac{2 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^6 \cdot 50} \cong \boxed{0.0133\ mW\ (-18.75\ dBm)}$$



El punto de intercepción total equivalente del sistema será:

$$(PI_3)_{TOTAL} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{PI_{3_{RF}} \cdot g_{MX} \cdot g_{FI}}\right)^2 + \left(\frac{1}{PI_{3_{MX}} \cdot g_{FI}}\right)^2 + \left(\frac{1}{PI_{3_{FI}}}\right)^2}} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{0.0133 \cdot 0.2511 \cdot 10^3}\right)^2 + \left(\frac{1}{10 \cdot 10^3}\right)^2 + \left(\frac{1}{2}\right)^2}} \cong \boxed{1.716\ mW\ (2.34\ dBm)}$$

3)

Datos:

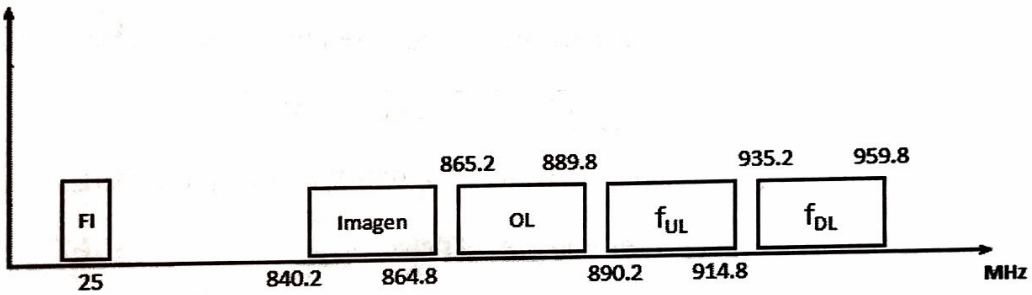
$f_{DL} \in [935.2 - 959.8]\ MHz$

$f_{UL} \in [890.2 - 914.8]\ MHz \Longrightarrow f_{imagen} = f_s + 2f_{FI} = f_{UL} + 2(25MHz)$;

$$f_{imagen} \in [840.2 - 864.8]MHz$$

Para hallar la frecuencia del oscilador local tenemos que tener en cuenta que es de conversión hacia abajo:

$$f_{OL} = (fs - 25MHz);\ f_{OL} \in [865.2 - 889.8]MHz$$



Debemos dejar pasar únicamente $f_{UL} \in [890.2 - 914.8]\ MHz$

Deberíamos eliminar como mínimo $[840.2 - 864.8]MHz$ y $[935.2 - 959.8]MHz$

-Queremos diseñar un filtro Chebyshev en el que $L > 40dB$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2} = 2\pi\sqrt{890.2 \cdot 914.8} \cong 2\pi \cdot 902.41\ (rad/s)$$

$$w = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = 0.02726$$

$$935.2 \Longrightarrow \omega' = \frac{1}{w}\left|\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right| = \frac{1}{0.02726}\left|\frac{935.2}{902.41} - \frac{902.41}{935.2}\right| \cong 2.6191$$

$$864.8 \Longrightarrow \omega' = \frac{1}{w}\left|\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right| = \frac{1}{0.02726}\left|\frac{864.8}{902.41} - \frac{902.41}{864.8}\right| \cong 3.124$$

Limita la w' de 935.2 MHz.

¿Por qué limita a esa frecuencia?

Problema 2

1)

-El transmisor es homodino por lo que se modula directamente sobre la portadora.

$$f_{DL} \in [935.2 - 959.8]\ MHz$$

Como los canales son de 200 kHz, las frecuencias de portadoras serán:

$$\boxed{[935.3, 935.5, 935.7 \ldots, 959.5, 959.7]MHz}$$

-El receptor trabaja con frecuencias de $f_{UL} \in [890.2 - 914.8]\ MHz$.

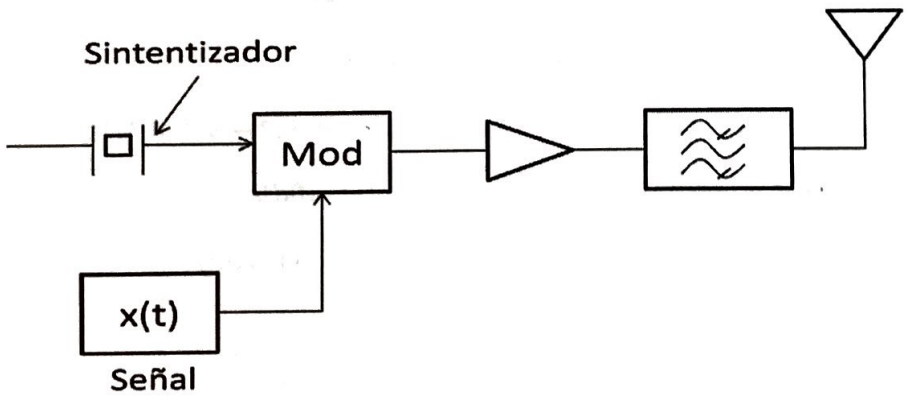
Las portadoras están en: $[890.3, 890.5, 890.7, \ldots, 914.5, 914.7]MHz$

Debemos llevarlas a FI=25 MHz por tanto habrá que sintetizar las frecuencias:

$$\boxed{[865.3, 865.5, 865.7 \ldots, 889.5, 889.7]MHz}$$

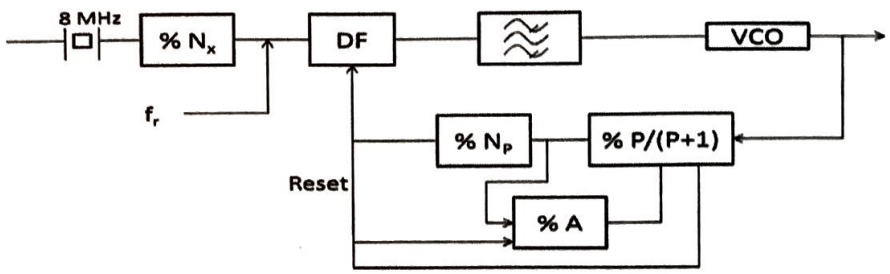
En total hay que sintetizar las frecuencias $[865.3 - 959.7]$ en pasos de 200kHz.

-El diagrama de bloques del emisor es el siguiente:



2)

-El esquema de un sintetizador de frecuencia suponiendo un PLL de orden 2 tipo 2 activo y un divisor de doble módulo es de la forma:



¿Por qué f_r es 100kHz cuando el paso es de 200kHz?

$$\Delta f_0 = f_r = 100\,kHz \Longrightarrow N = \frac{f_x}{f_r} = \frac{80MHz}{100kHz} = 80$$

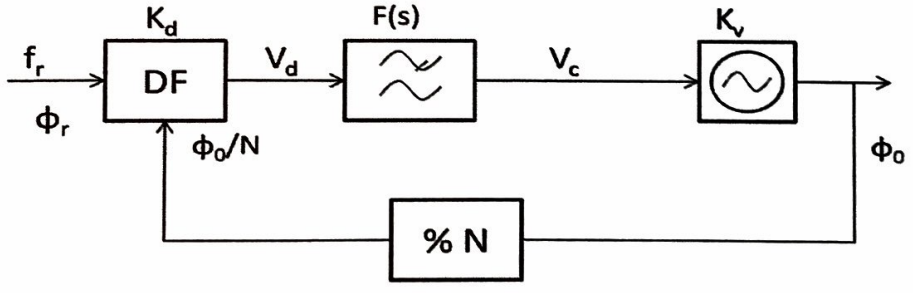
¿Por qué escoge P=32?

$$f_L > \frac{f_{0max}}{P} = \frac{959.7 \cdot 10^6}{P} = \frac{959.7 \cdot 10^6}{2^5} = 30\,MHz < 100\,MHz$$

$P = 32\ ;\ A = 1 \ldots 32\ ;\ N_P = 270, \ldots, 299.$

$f_0(MHz)$	N_p	P	A	$f_r(kHz)$
865.3	270	32	13	100
865.5	270	32	15	100
865.7	270	32	17	100
...	...	...	...	...
959.5	299	32	27	100
959.7	270	32	29	100

3)



$$V_d(s) = K_d\left(\phi_r(s) - \frac{\phi_0(s)}{N}\right)$$

$$V_c(s) = F(s) \cdot V_d(s)$$

$$\phi_0(s) = 2\pi \cdot K_v \cdot \frac{V_c(s)}{s} = 2\pi \cdot K_v \cdot \frac{F(s)V_d(s)}{s} = \frac{2\pi \cdot K_v}{s}F(s) \cdot K_d \cdot \left(\phi_r(s) - \frac{\phi_0(s)}{N}\right)$$

$$H(s) = \frac{\phi_0(s)}{\phi_r(s)} = N\frac{\frac{K}{N}F(s)}{s + \frac{K}{N}F(s)}$$

$$F(s) = \frac{1 + \tau_2 \cdot s}{\tau_1 \cdot s} \qquad K = 2\pi \cdot K_v \cdot K_d$$