 <div data-bbox="316 136 683 197"> Escola Tècnica Superior d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona </div> <div data-bbox="303 203 689 224"> UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA </div>	Emissors i Receptors 18/06/09
<ul style="list-style-type: none"> • Test (3.5 puntos) – Modelo A • Marcar únicamente una respuesta en cada pregunta. • Los errores descuentan 1/3. 	
NOMBRE:	

1.- Un atenuador pasivo de 10 dB se ubica delante de un receptor con factor de ruido 3 dB dentro de un satélite. La temperatura física del sistema es de 20 K. El factor de ruido del conjunto es:

- a) 13 dB
- b) 2 dB
- c) 10.6 dB
- d) 11.6 dB

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

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

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

- a) Cuanto mayor es la tasa de codificación de un código más redundancia se envía.
- b) Los turbocódigos generan la redundancia a partir de la combinación de dos códigos bloque.
- c) Tras codificar un flujo de bits de R_b (b/s) con un código de tasa 1/2 la velocidad resultante entregada al canal será $R_b/2$.
- d) Ninguna de las anteriores.

4.- Un sintetizador digital almacena en una memoria 10000 muestras correspondientes al período de un tono. ¿Cuál de las siguientes afirmaciones es cierta?

- a) La frecuencia máxima generable del sintetizador se conseguirá leyendo periódicamente 4 muestras de la memoria.
- b) La frecuencia máxima generable del sintetizador se conseguirá leyendo periódicamente 2000 muestras de la memoria.
- c) La resolución del sintetizador es de 10 kHz.
- d) Ninguna de las anteriores.

5.- ¿Cuál de las siguientes condiciones debe cumplir un demodulador de FM basado en un PLL de primer orden con constante de lazo K (rad/s/V) y amplitud eficaz a la entrada A para poder demodular correctamente una señal FM con desviación de frecuencia f_d (Hz)?

- a) $AK \geq f_d$
- b) $f_n \geq f_d/(2\xi)$
- c) $f_d \geq AK/(2\pi)$
- d) $AK \geq 2\pi f_d$

6.- Sea un sistema de comunicaciones móviles que utiliza una modulación BPSK a 30 kb/s y permite un retardo máximo (T_{\max}) de 50 ms. El canal presenta un tiempo de ráfaga de errores ($T_{\text{ráfaga}}$) de 1 ms. Se usa una matriz de entrelazado rectangular. ¿Qué matriz de entrelazado de las mencionadas a continuación es correcta?

- a) 40 filas y 16 columnas
- b) 20 filas y 20 columnas
- c) 20 filas y 16 columnas
- d) 40 filas y 20 columnas

7.- ¿Cuál de las siguientes afirmaciones es cierta para un circuito mezclador?

- a) La ganancia de conversión en dB de un mezclador pasivo será negativa.
- b) Los mezcladores activos suelen ser menos ruidosos que los pasivos.
- c) Un mezclador es un circuito lineal.
- d) Ninguna de las anteriores.

8.- Considere un modulador directo de FM que utiliza una bobina $L=200$ nH y un diodo varicap con capacidad $C(t)=3+4x(t)$ pF, siendo $x(t)$ la señal moduladora ($|x(t)| \leq 1$). ¿Cuál es la frecuencia portadora del modulador?

- a) 1291 MHz
- b) 205 MHz
- c) 134 MHz
- d) 178 MHz

9.- ¿Qué densidad espectral tendrá la fuente de tensión que modela el ruido generado por un dipolo pasivo de impedancia $Z(f)=R(f)+jX(f)$ a la temperatura física T_F ?

- a) $G(f)=2KT_F X(f)$ (V^2/Hz)
- b) $G(f)=2KT_F R(f)$ (V^2/Hz)
- c) $G(f)=2KT_F |Z(f)|$ (V^2/Hz)
- d) Ninguna de las anteriores

10.- Considere un PLL de primer orden en el que la amplitud de la señal a la entrada es 0.75 mVef y la constante de lazo es $K=6.28$ Mrad/s/V ¿Cuál será el error de fase en régimen permanente ante un salto de frecuencia de 1 kHz?

- a) 0.84 rad
- b) El PLL no llegará al régimen permanente
- c) 0.21 rad
- d) Ninguna de las anteriores

11.- ¿Cuál de las siguientes afirmaciones es cierta en relación a las técnicas de duplexado?

- a) La técnica TDD requerirá del uso de un duplexor
- b) La técnica FDD solamente puede emplearse si se utiliza un acceso basado en FDMA
- c) Mediante TDD el usuario percibe cortes en la comunicación ya que se transmite y se recibe en instantes diferentes
- d) Ninguna de las anteriores

12.- Un sintetizador basado en un PLL debe generar frecuencias entre 1800 y 1860 MHz con una separación de 200 kHz. El máximo valor que tomará el divisor programable es:

- a) 9000
- b) 9300
- c) 9200
- d) 200

13.- ¿Cuál es la sensibilidad de un receptor de factor de ruido 5 dB y ancho de banda 5 MHz si se desea una SNR a la salida del cabezal de 10 dB y la temperatura de antena es de 1000K?

- a) -119 dBm
- b) -109 dBm
- c) -89 dBm
- d) -92 dBm

14.- ¿Qué afirmación es cierta en relación con el modelo OSI en una comunicación extremo a extremo en la que intervienen varios nodos intermedios?

- a) Los nodos intermedios siempre incluyen los 7 niveles OSI.
- b) Típicamente los nodos intermedios incluyen los niveles desde el físico hasta el nivel de presentación.
- c) Típicamente los nodos intermedios únicamente incluyen el nivel físico.
- d) Ninguna de las anteriores.

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

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

16.- ¿Cuál de las afirmaciones siguientes es cierta en relación al ruido de cuantificación para un conversor A/D que no emplea sobremuestreo?

- a) La potencia del ruido de cuantificación depende de la frecuencia de muestreo
- b) La densidad espectral de potencia del ruido de cuantificación depende de la frecuencia de muestreo
- c) Las respuestas a) y b) son ciertas
- d) Las respuestas a) y b) son falsas

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

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

18.- Sea un receptor que opera a una frecuencia intermedia (f_{FI}) de 10.7 MHz con un ancho de banda de 25 kHz. Se desea diseñar un extractor digital de componentes I/Q escogiendo la frecuencia de muestreo $f_m = 4f_{FI}/(4k+1)$ ¿cuál es el valor apropiado del factor k que permite minimizar la frecuencia de muestreo?

- a) 427
- b) 213
- c) 0
- d) 157

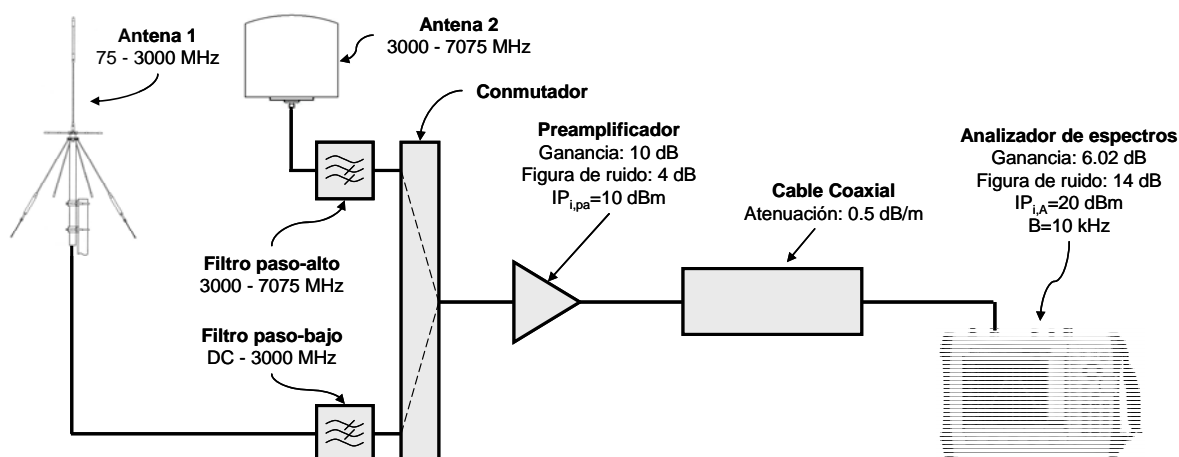
RESPUESTAS:

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

<div style="display: flex; align-items: center;"> <div style="text-align: center;"> <p>Escola Tècnica Superior d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona</p> <p>UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA</p> </div> </div>	Emissors i Receptors
	18/06/09
	Notas provisionales: 26/06/09, 14h
	Alegaciones hasta 1/07/09, 12h
<ul style="list-style-type: none"> • Duración total: 3h (1h Test + 2h Problemas) 	Notas revisadas: 2/07/09, 14h

Problema 1 (3.5 puntos)

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 cuádrupolos tienen impedancia terminales normalizadas de 50Ω .

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:

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

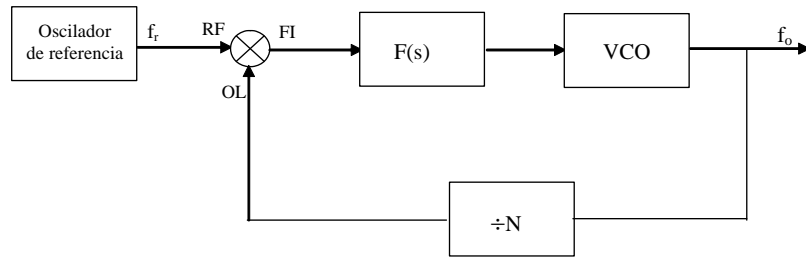
$$\cos^3(a) = \frac{3}{4} \cdot \cos(a) + \frac{1}{4} \cdot \cos(3 \cdot a)$$

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

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

Problema 2 (3 puntos)

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

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

a) 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:

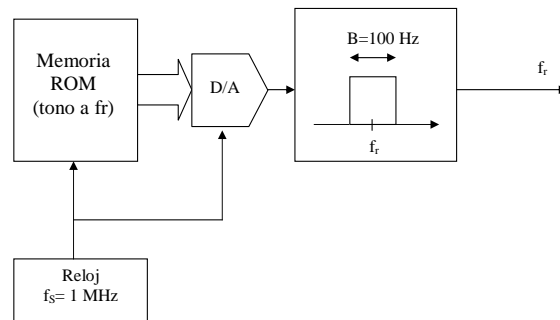
Alternativa 1:

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

b) Determinar cuál ha de ser el factor de calidad Q_c de dicho oscilador si se desea que el jitter de fase de cualquier portadora a la salida del sintetizador sea inferior a 0.5° .

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° 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:

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

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

Solución problema 1

a) El nivel de ruido es igual para las dos ramas:

$$F_{tot} = F_{pa} + \frac{L_{cx} - 1}{G_{pa}} + \frac{F_A - 1}{G_{pa} \cdot 1/L_{cx}} = 10^{0.4} + \frac{10 - 1}{10} + \frac{10^{1.4} - 1}{10 \cdot 1/10} = 27.53 = 14.4 \text{ dB}$$

$$G_{tot} = G_{pa} - L_{cx} + G_A = 10 \text{ dB} - 10 \text{ dB} + 6.02 \text{ dB} = 6.02 \text{ dB} = 4$$

$$P_{no} = K \cdot (T_a + (F_{tot} - 1)T_o) \cdot B \cdot G_{tot} = K \cdot F_{tot} \cdot T_o \cdot B \cdot G_{tot} \Rightarrow P_{no} = 4.41 \cdot 10^{-15} \text{ W} = -113.56 \text{ dBm}$$

b) El SFDR también es igual para las dos ramas:

$$SFDR(\text{dB}) = \frac{m-1}{m} [IP_{i,tot}(\text{dBm}) - P_N(\text{dBm})]$$

$$P_N = K \cdot F_{tot} \cdot T_o \cdot B \Rightarrow P_N(\text{dBm}) = P_{no}(\text{dBm}) - G_{tot}(\text{dB}) = -113.56 \text{ dBm} - 6.02 \text{ dB} = -119.58 \text{ dBm}$$

$$\frac{1}{IP_{i,tot}} = \frac{1}{IP_{i,pa}} + \frac{G_{pa}}{IP_{i,cx}} + \frac{G_{pa} \cdot 1/L_{cx}}{IP_{i,A}} = \frac{1}{10 \text{ mW}} + \frac{10 \cdot 1/10}{100 \text{ mW}} = 0.11 \text{ mW}^{-1} \Rightarrow IP_{i,tot} = 9.09 \text{ mW} = 9.59 \text{ dBm}$$

$$SFDR(\text{dB}) = 86.11 \text{ dB}$$

c) Las señales a medir se observaran en la pantalla del analizador de espectros a partir de un nivel a la entrada del sistema de:

$$P_s = P_N = -119.58 \text{ dBm}$$

d) Los productos de intermodulación se observaran en la pantalla del analizador de espectros a partir de un nivel a la entrada del sistema de las señales interferentes de:

$$P_I(\text{dBm}) = P_N(\text{dBm}) + SFDR(\text{dB}) = -119.58 \text{ dBm} + 86.11 \text{ dB} \Rightarrow P_I = -33.47 \text{ dBm}$$

e) Si consideramos en la entrada del sistema: $v_i(t) = A \cos(\omega_u t) + I \cos(\omega_i t)$

A la salida tendremos: $v_o(t) = a_1 \cdot v_i(t) - a_3 \cdot v_i^3(t) = a_1 A \left(1 - \frac{3a_3}{4a_1} A^2 - \frac{3a_3}{2a_1} I^2 \right) \cos(\omega_u t) + \text{otros terminos}$

Despreciando la compresión de ganancia, el término útil es: $a_1 A \left(1 - \frac{3a_3}{2a_1} I^2 \right) \cos(\omega_u t)$

Del $IP_{i,tot}$ sacamos los coeficientes a_1 y a_3

$$IP_{i,tot}(\text{dBm}) = 9.59 \text{ dBm} = 28.23 + 10 \log \frac{a_1}{a_3} - 10 \log R_L \Rightarrow \frac{a_1}{a_3} = 0.684$$

Que quedará completamente anulado cuando:

$$\frac{3a_3}{2a_1} I^2 = 1 \Rightarrow I = \sqrt{\frac{2a_1}{3a_3}} V = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 0.684 V = 0.675 V \Rightarrow I_I = 675.2 \text{ mV}$$

La solución más fácil consiste en poner un filtro banda eliminada que no deje pasar 100 MHz.
Existen otras soluciones.

Solución problema 2

a) Para que el sintetizador trabaje siempre dentro del margen de Lock-in se debe cumplir:

$$\Delta\omega_L = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \geq 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_{o\max} - f_{o\min}}{N_{\min}}$$

Con: $f_r = 10 \text{ kHz}$ y $\xi = 0.7$

$$f_{o\min} = N_{\min} \cdot f_r = 90 \text{ MHz} \Rightarrow N_{\min} = \frac{f_{o\min}}{f_r} = 9000$$

$$f_{o\max} = N_{\max} \cdot f_r = 100 \text{ MHz} \Rightarrow N_{\max} = \frac{f_{o\max}}{f_r} = 10000$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{A \cdot K_1 \cdot K_2}{N \cdot \tau_1}}$$

$$K_1 = \sqrt{2 \cdot G_m} = \sqrt{2 \cdot 10^{-1.1}} \approx 0.4$$

En el peor caso se debe cumplir:

$$2 \cdot \xi \cdot \sqrt{\frac{A \cdot K_1 \cdot K_2}{N_{\max} \cdot \tau_1}} \geq 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_{o\max} - f_{o\min}}{N_{\min}} \Rightarrow K_2 \geq 6.21 \cdot 10^6 \text{ rad/sV} \Rightarrow K_2' \geq 989415.67 \text{ Hz/V} \approx 1 \text{ MHz/V}$$

b) De la teoría: $S_{\theta_o}(f) = N^2 \cdot |H(f)|^2 \cdot S_{\theta_c}(f) + |1 - H(f)|^2 \cdot S_{\theta_{vco}}(f)$

Así el Jitter a la salida es:

$$\overline{\theta_o^2(t)} = N^2 \frac{KT_o F_c f_r^2}{4Q_c^2 P_c} \int_{f_u}^{f_n} \frac{1}{f^2} df + \frac{KT_o F_{vco} f_{vco}^2}{4Q_{vco}^2 P_{vco}} \int_{f_n}^{\infty} \frac{1}{f^2} df$$

El peor jitter es cuando:

$$f_{vco\max} = f_{o\max} = N_{\max} \cdot f_r = 100 \text{ MHz}$$

$$N = N_{\max} = 10000$$

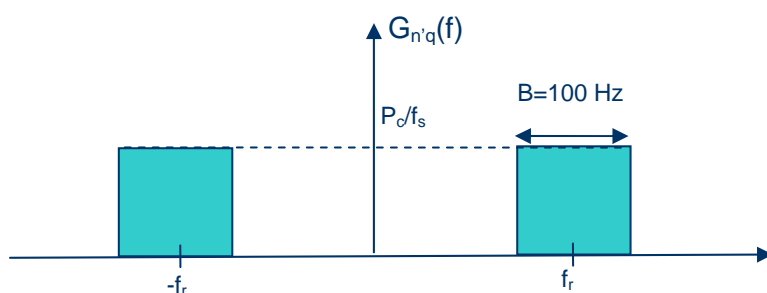
$$f_{n\min} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \sqrt{\frac{A \cdot K_1 \cdot K_2}{N_{\max} \cdot \tau_1}} = 793.22 \text{ Hz}$$

Si se desea un jitter menor que 0.5°: $\overline{\theta_o^2(t)} \leq \left(0.5 \frac{\pi}{180}\right)^2$

$$\overline{\theta_o^2(t)} = \frac{N_{\max}^2 KT_o f_r^2}{4} \left[\frac{F_c}{Q_c^2 P_c} \left(\frac{1}{f_u} - \frac{1}{f_{n\min}} \right) + \frac{F_{vco}}{Q_{vco}^2 P_{vco}} \left(\frac{1}{f_{n\min}} - 0 \right) \right] \leq \left(0.5 \frac{\pi}{180}\right)^2 \Rightarrow Q_c \geq 39.44$$

c) La señal a la salida del oscilador digital presentará ruido de cuantificación: $v_o(t) = \sqrt{2} \cdot A \cdot \sin(\omega_r t) + n'_q(t)$

Se trata de un ruido paso banda, con densidad espectral de potencia:



$$n'_q(t) = n_x(t) \cdot \cos(\omega_r t) + n_y(t) \cdot \sin(\omega_r t)$$

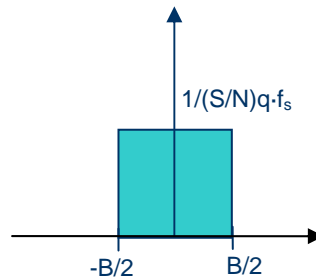
Si la relación señal a ruido de cuantificación es elevada: $n_x(t), n_y(t) \ll \sqrt{2} \cdot A$

Y podemos ver el ruido como un ruido de fase $\theta_{ni}(t)$: $v_o(t) \approx \sqrt{2} \cdot A \cdot \sin\left(\omega_r t + \frac{n_y(t)}{\sqrt{2} \cdot A}\right)$

Así la densidad espectral del ruido de fase es: $S_{\theta_{ni}}(f) = \frac{2 \cdot \cancel{P_c} / f_s}{(\sqrt{2} \cdot A)^2} = \frac{\cancel{P_c} / f_s}{A^2} = \frac{1}{A^2 / \cancel{P_c} \cdot f_s}$

Y la relación señal a ruido de cuantificación: $\left(\frac{S}{N}\right)_q = \frac{A^2}{P_c}$

Por lo que: $S_{\theta_{ni}}(f) = \frac{1}{\left(\frac{S}{N}\right)_q \cdot f_s}$



Ahora: $S_{\theta_o}(f) = N^2 \cdot |H(f)|^2 \cdot S_{\theta_{ni}}(f) + |1 - H(f)|^2 \cdot S_{\theta_{vco}}(f)$

Así el Jitter a la salida es:

$$\overline{\theta_o^2(t)} = N^2 \frac{B}{\left(\frac{S}{N}\right)_q \cdot f_s} + \frac{KT_o F_{vco} f_{vco}^2}{4Q_{vco}^2 P_{vco}} \int_{f_n}^{\infty} \frac{1}{f^2} df$$

El peor jitter es cuando:

$$f_{vco \max} = f_{o \max} = N_{\max} \cdot f_r = 100 \text{ MHz}$$

$$N = N_{\max} = 10000$$

$$f_{n \min} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \sqrt{\frac{A \cdot K_1 \cdot K_2}{N_{\max} \cdot \tau_1}} = 793.22 \text{ Hz}$$

Si se desea un jitter menor que 0.5°: $\overline{\theta_o^2(t)} \leq \left(0.5 \frac{\pi}{180}\right)^2$

$$\overline{\theta_o^2(t)} = N_{\max}^2 \frac{B}{\left(\frac{S}{N}\right)_q \cdot f_s} + \frac{KT_o F_{vco} f_{vco \max}^2}{4Q_{vco}^2 P_{vco}} \frac{1}{f_{n \min}} \leq \left(0.5 \frac{\pi}{180}\right)^2 \Rightarrow \left(\frac{S}{N}\right)_q \geq 1.57 \cdot 10^8 = 81.97 \text{ dB} \Rightarrow$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_q = 6.02 \cdot b + 1.76 \text{ dB} \geq 1.57 \cdot 10^8 = 81.97 \text{ dB} \Rightarrow b \geq 13.32 \Rightarrow \boxed{b = 14 \text{ bits}}$$