	Escola Tècnica Superior d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona  UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA	<b>Emissors i Receptors</b> <b>15/01/2010</b>
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Test (3.5 puntos) – Modelo A</li> <li>• Marcar únicamente una respuesta en cada pregunta.</li> <li>• Los errores descuentan 1/3.</li> </ul>			
<b>NOMBRE:</b>			

1.- Sea un cuadripolo no lineal con relación entrada salida según ley cúbica al que se inyectan dos tonos de igual potencia. El punto de intercepción para los productos de tercer orden es de 10 dBm, y la ganancia de 30 dB. El nivel de potencia de las señales de entrada para el que la potencia de los productos de tercer orden generados coincidirá con la del tercer armónico a la salida será de:

- a) 10 dBm
- b) 40 dBm
- c) 15 dBm
- d) Ninguna de las anteriores

2.- ¿Cuál de las afirmaciones siguientes es cierta en relación al ruido de cuantificación en un conversor A/D al incrementar la frecuencia de muestreo?

- a) La potencia de ruido de cuantificación disminuye.
- b) La densidad espectral de ruido de cuantificación disminuye.
- c) Disminuyen tanto la potencia como la densidad espectral del ruido de cuantificación.
- d) Aumentan tanto la potencia como la densidad espectral del ruido de cuantificación.

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 mayor es su capacidad correctora.
- 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 1/3 la velocidad resultante entregada al canal será  $3 \cdot R_b$ .
- d) Ninguna de las anteriores.

**ANULADA** 4.- Un sintetizador digital almacena en una memoria 20000 muestras correspondientes al período de un tono a  $f_R$ . ¿Cuál de las siguientes afirmaciones es cierta?

- a) Cuanto menor sea  $f_R$ , mayor será el tiempo de conmutación.
- b) La frecuencia máxima generable del sintetizador se conseguirá leyendo periódicamente 5000 muestras de la memoria.
- c) La frecuencia de muestreo debe ser  $20000 \cdot f_R$ .
- d) Ninguna de las anteriores.

5.- ¿Cuál de las siguientes afirmaciones es cierta para un demodulador de FM basado en un PLL de segundo orden con  $\xi=0.7$ , para poder demodular correctamente una señal FM con desviación de frecuencia  $f_d$ (Hz) y ancho de banda de la señal moduladora  $BW_{y(t)}$ ?

- a) El ancho de banda de la señal moduladora ( $BW_{y(t)}$ ), debe ser superior a la frecuencia natural del PLL ( $f_n$ ).
- b) Para un buen funcionamiento del demodulador se debe cumplir que  $f_n \geq f_d / 1.4$
- c) Para un buen funcionamiento del demodulador se debe cumplir que  $f_n \geq BW_{y(t)} / 1.4$
- d) El ancho de banda de la señal moduladora ( $BW_{y(t)}$ ), debe ser inferior a la desviación de frecuencia ( $f_d$ ).

6.- ¿Cuál de las siguientes afirmaciones es cierta en relación al ruido interno generado en un receptor?

- a) La introducción de un cable que conecte la antena con el receptor aumenta el factor de ruido del sistema.
- b) La introducción de un preamplificador entre la antena y el receptor aumenta el factor de ruido del sistema.
- c) El ruido interno jamás depende de la temperatura física a la que se encuentre el sistema.
- d) Ninguna de las anteriores.

7.- ¿Cuál de las afirmaciones siguientes es cierta al efectuar una demodulación de FM mediante un derivador y un demodulador de AM?

- a) Es necesario utilizar un limitador de tensión seguido de un filtro paso banda delante del derivador.
- b) Es necesario utilizar un filtro paso banda seguido de un limitador de tensión delante del derivador.
- c) En caso de utilizar un derivador basado en retardo temporal no es preciso utilizar ningún tipo de limitador.
- d) Ninguna de las anteriores.

8.- Considere un modulador directo de FM que utiliza una bobina  $L=150$  nH y un diodo varicap con capacidad  $C(t)=3+4x(t)$  pF, siendo  $x(t)$  la señal moduladora ( $|x(t)| \leq 1$ ). ¿Cual es aproximadamente la frecuencia portadora del modulador?

- a) 1490 MHz
- b) 205 MHz
- c) 237 MHz
- d) 1290 MHz

9.- ¿Qué densidad espectral tendrá la fuente de tensión que modela el ruido generado por un dipolo activo 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 segundo orden con filtro activo,  $\xi=0.5$  y un margen de Lock-in  $\Delta\omega_L=628318$  rad/s. ¿Cuál será aproximadamente el tiempo de Lock-in?

- a)  $1.6 \mu s$
- b)  $100 ms$
- c)  $10 \mu s$
- d)  $160 ms$

11.- ¿Cuál de las siguientes afirmaciones es falsa en relación a las técnicas de acceso múltiple?

- a) Permiten regular el acceso compartido de los múltiples usuarios a la banda de frecuencias asignada.
- b) La técnica FDMA nunca se ha implementado por la ineficiencia de la asignación de radiocanales exclusivos.
- c) La técnica TDMA requiere una estricta sincronización para que las señales lleguen en el instante apropiado.
- d) La capacidad de separar las señales de diferentes usuarios en el receptor se consigue haciendo dichas señales ortogonales.

12.- Un sintetizador basado en un PLL debe generar frecuencias entre 900 y 960 MHz con una separación de 200 kHz. El mínimo valor que tomará el divisor programable es:

- a) 200
- b) 4500
- c) 4800
- d) 1

13.- Un receptor superheterodino está sintonizado a 108 MHz. El oscilador local, a 103 MHz, tiene una estabilidad de  $10^{-5}$ . La estabilidad de la FI es aproximadamente:

- a)  $10^{-5}$
- b)  $2 \cdot 10^{-3}$
- c)  $10^{-4}$
- d)  $2 \cdot 10^{-4}$

14.- ¿Cuál es la banda en la que se ubican las frecuencias asignadas a los sistemas de radiodifusión de FM?

- a) LF (30-300 kHz)
- b) SHF (3-30 GHz)
- c) VHF (30-300 MHz)
- d) EHF (30-300 GHz)

15.- ¿Cuál es el valor máximo del retardo de una línea para demodular una señal modulada en FM con frecuencia máxima de la señal moduladora 20 kHz y una desviación de frecuencia 1 KHz?

- a)  $1.6 \mu s$
- b)  $16 \mu s$
- c)  $50 \mu s$
- d)  $71.4 \mu s$

16.- Suponiendo que el vestigio del rizado de la fuente de alimentación ( $f_e=50Hz$ ) en bornes de un VCO es  $A_e=2\mu V$ , ¿cuál debe ser el valor de la constante característica del VCO ( $K_2$ ) para garantizar un rechazo de las señales espurias a la salida del mismo de 80 dB?

- a) 5 kHz/V
- b) 50 kHz/V
- c) 2 MHz/V
- d) 20 MHz/V

17.- Considérese un receptor superheterodino de conversión simple que está sintonizando una señal a la frecuencia de 10 MHz. El oscilador local genera una señal a 11 MHz y el mezclador presenta un aislamiento RF-FI de 6 dB. Las frecuencias que deben ser canceladas por la etapa de RF son:

- a) 8 MHz y 12 MHz
- b) 1 MHz y 12 MHz
- c) 1 MHz y 8 MHz
- d) 11 MHz y 12 MHz

18.- ¿Cuánto vale aproximadamente el jitter a la salida del circuito recuperador de portadora de un receptor superheterodino de conversión simple con  $B_{FI}=500$  kHz si la relación señal a ruido a la entrada del circuito es de 17dB y el ancho de banda equivalente de ruido del PLL es de 2.6 kHz?

- a)  $1.02 \cdot 10^{-2}^\circ$
- b)  $1.04 \cdot 10^{-4} rad$
- c) 0.58 rad
- d)  $1.04 \cdot 10^{-4} rad^2$

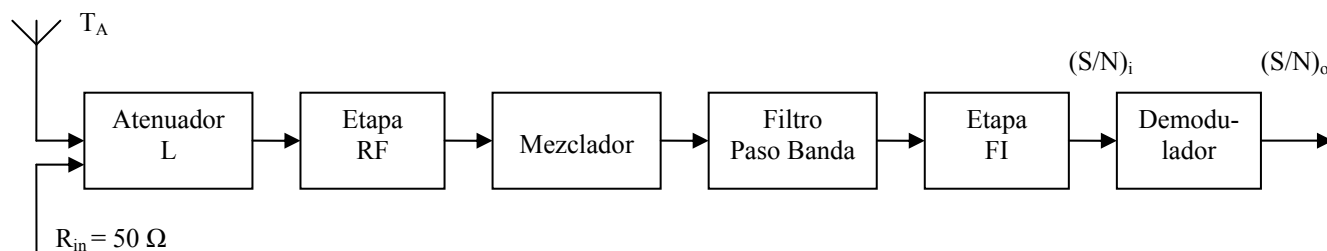
## RESPUESTAS

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

  <div> <b>Escola Tècnica Superior d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona</b>  <small>UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA</small> </div>	<b>Emissors i Receptors</b>
	<b>15/01/2010</b>
	Notas provisionales: 22/01/2010, 14h
	Alegaciones hasta 26/01/2010, 12h
Notas revisadas: 27/01/2010, 14h	
<ul style="list-style-type: none"> <li>Duración total: 3h (1h Test + 2h Problemas)</li> </ul>	

### Problema 1 (3 puntos)

Considérese el receptor de FM de la figura. 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 producto de tercer orden a la salida de la etapa de FI se halle por debajo del nivel de ruido.
- Calcular, para todo el cabezal de RF, el margen dinámico libre de espúreas y el rechazo a la salida referido a la potencia de entrada de -22dBm.
- 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 (en tensión) 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.

### DATOS:

Temperatura equivalente de ruido de la antena:  $T_A = 10^6$  K

Atenuador:  $L = 15$  dB

Ganancia etapa RF:  $G_{RF} = 20$  dB

Punto de intercepción etapa RF:  $IP_{i,RF} = 30$  dBm

Factor de ruido etapa RF:  $F_{RF} = 3$  dB

Ganancia mezclador:  $G_m = -8$  dB

Punto de intercepción mezclador:  $IP_{i,m} = 20$  dBm

Factor de ruido mezclador:  $F_m = 10$  dB

Pérdidas de inserción del filtro:  $\Delta G = 4$  dB

Ganancia etapa FI:  $G_{FI} = 25$  dB

Punto de intercepción etapa FI:  $IP_{i,FI} = -40$  dBm

Factor de ruido etapa FI:  $F_{FI} = 5$  dB

Ancho de banda de FI:  $B_{FI} = 25$  kHz

Temperatura física del receptor:  $T_o = 290$  K

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

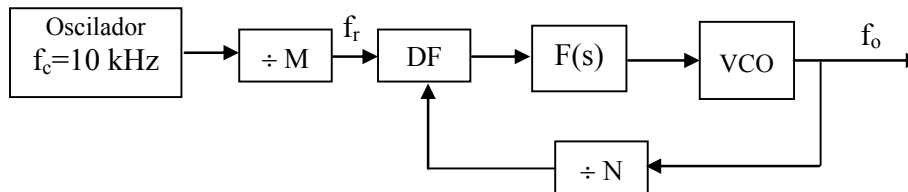
Para el demodulador se cumple:  $(S/N)_0 = 3 \left[ \frac{f_d}{f_m} \right]^2 (S/N)_i$  con  $f_d = 5$  kHz y  $f_m = 3$  kHz

**NOTA:** Todos los puntos de intercepción se refieren a los productos de intermodulación de tercer orden

## Problema 2 (3.5 puntos)

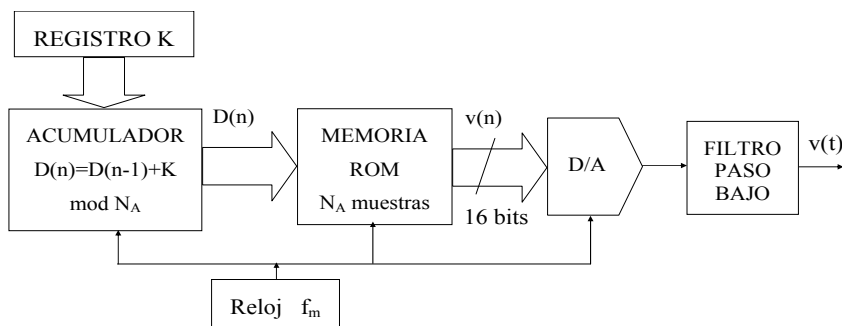
Con objeto de realizar un escáner de frecuencias de alta resolución se requiere diseñar un sintetizador capaz de recorrer el rango de 2.6 GHz a 3 GHz en pasos de 10 Hz. Para ello se barajan las siguientes alternativas:

*Alternativa 1:* Utilización de un PLL de 2º orden como el que se muestra en la figura:



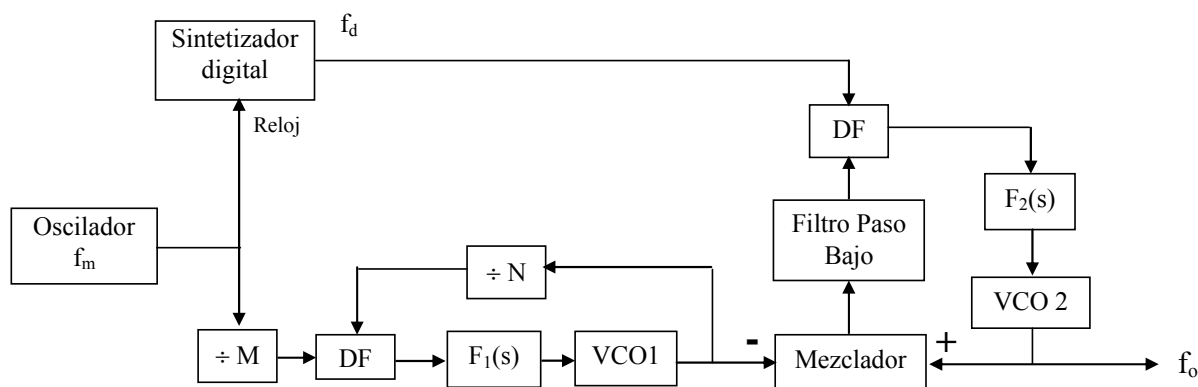
a) Determinar el valor del divisor fijo M, el rango de variación del divisor programable N y el tiempo de conmutación suponiendo que la frecuencia natural del PLL es aproximadamente igual a la décima parte de la frecuencia de referencia ( $f_n \approx f_r/10$ ).

*Alternativa 2:* Utilización de un sintetizador digital que almacena en una memoria ROM un total de  $N_A$  muestras de un tono, tal y como se muestra en la figura:



b) Determinar la frecuencia de muestreo  $f_m$  necesaria, el tiempo de conmutación y el tamaño total de la memoria en bytes sabiendo que cada muestra se codifica con 16 bits=2 bytes.

*Alternativa 3:* Diseño híbrido que contiene un sintetizador digital que genera una frecuencia  $f_d$  en el rango 9.00001 MHz a 10 MHz en pasos de 10 Hz, combinado con dos PLLs de segundo orden tal y como se muestra en la figura. En ambos PLLs la frecuencia natural se escoge igual a la décima parte de su correspondiente frecuencia de referencia. Para el sintetizador digital las muestras de la ROM se codifican con 2 bytes.



c) Determinar la frecuencia de muestreo  $f_m$ , el valor del divisor fijo M, el rango de valores del divisor programable N, el tiempo de conmutación total del sintetizador y el tamaño de la ROM del sintetizador digital en bytes.

(NOTA: el tiempo de conmutación total es  $T_c \approx \max(T_d, T_{c1}) + T_{c2}$  siendo  $T_d$ ,  $T_{c1}$  y  $T_{c2}$  los tiempos de conmutación del sintetizador digital, del PLL1 y del PLL2, respectivamente)

d) En base a los resultados obtenidos valore las ventajas e inconvenientes de las diferentes alternativas. Para ello tenga en cuenta los requerimientos obtenidos como p.ej. memoria o frecuencia de muestreo así como el tiempo total que se necesitaría para efectuar un barrido de todas las frecuencias de la banda a escanear.

## Solución problema 1

a) Para que el producto de intermodulación generado esté por debajo del ruido se deberá cumplir:

$$P_I \text{ (dBm)} \leq P_N \text{ (dBm)} + SFDR \text{ (dB)} \quad \text{con } P_N = K(T_A + T_o(F_{TOT} - 1))B_{FI}, \text{ y } P_I = -22 \text{ dBm}$$

Calculamos  $F_{TOT}$  con la formula de Friis, ya que limita la etapa de FI:

$$F_{TOT} = L \cdot \left[ F_{RF} + \frac{F_m - 1}{G_{RF}} + \frac{\Delta G \cdot F_{FI} - 1}{G_{RF} \cdot G_m} \right] = 10^{1.5} \cdot \left[ 10^{0.3} + \frac{10 - 1}{10^2} + \frac{10^{0.4} \cdot 10^{0.5} - 1}{10^2 \cdot 10^{-0.8}} \right] = 79.79$$

Así:  $P_N = 3.53 \cdot 10^{-13} \text{ W} = -94.52 \text{ dBm}$  y el  $SFDR \geq 72.52 \text{ (dB)}$

$$SFDR \text{ (dB)} = (m-1)(IP_{i,TOT} \text{ (dBm)} - P_I \text{ (dBm)}) \geq 72.52 \text{ dB} \Rightarrow IP_{i,TOT} \geq 14.26 \text{ dBm}$$

Tomamos el mínimo valor.

$$\frac{1}{IP_{i,TOT}} = \frac{1}{L} \left[ \frac{1}{IP_{i,RF}} + \frac{G_{RF}}{IP_{i,m}} + \frac{G_{RF}G_m}{IP_{i,eq}} \right] \Rightarrow IP_{i,eq} = \frac{G_{RF}G_m}{\frac{L}{IP_{i,TOT}} - \frac{1}{IP_{i,RF}} - \frac{G_{RF}}{IP_{i,m}}} = \frac{10^2 \cdot 10^{-0.8}}{\frac{10^{1.5}}{10^{1.426}} - \frac{1}{10^3} - \frac{10^2}{10^2}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow IP_{i,eq} = 85.77 \text{ mW} = 19.33 \text{ dBm}$$

$$IP_{i,eq} \text{ (dBm)} = IP_{i,FI} \text{ (dBm)} + \frac{m}{m-1} \Delta \text{ (dB)} + \Delta G \text{ (dB)} \Rightarrow 19.33 \text{ dBm} = -40 \text{ dBm} + \frac{m}{m-1} \Delta \text{ (dB)} + 4 \text{ dB} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \Delta = 36.89 \text{ dB}$$

b) Tal como hemos calculado:  $SFDR = 72.52 \text{ dB}$

Mientras que para un nivel de señal de entrada de -22 dBm, el rechazo a la salida será:

$$U_R \text{ (dB)} = (m-1)(IP_{i,TOT} \text{ (dBm)} - P_I \text{ (dBm)}) = 2(14.26 \text{ dBm} - (-22 \text{ dBm})) \Rightarrow U_R = 72.52 \text{ dB}$$

c) Para una  $(S/N)_0 = 20 \text{ dB}$  necesitamos:

$$\left( \frac{S}{N} \right)_0 = 3 \cdot \left( \frac{f_d}{f_m} \right)^2 \cdot \left( \frac{S}{N} \right)_i \Rightarrow \left( \frac{S}{N} \right)_i = \left( \frac{S}{N} \right)_0 \cdot \frac{1}{3} \cdot \left( \frac{f_m}{f_d} \right)^2 = 100 \cdot \frac{1}{3} \cdot \left( \frac{3}{5} \right)^2 \Rightarrow \left( \frac{S}{N} \right)_i = 12$$

Y la sensibilidad en potencia es:

$$\left( \frac{S}{N} \right)_i = \frac{P_s}{K(T_A + (F_{TOT} - 1)T_o)B_{FI}} \Rightarrow P_s = \left( \frac{S}{N} \right)_i K(T_A + (F_{TOT} - 1)T_o)B_{FI} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow P_s = 12 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot (10^6 + (79.79 - 1)290)25 \cdot 10^3 \Rightarrow P_s = 4.23 \cdot 10^{-12} \text{ W}$$

$$\text{Y en tensión: } P_s = \frac{V_{ef}^2}{R_{in}} \Rightarrow V_{ef} = \sqrt{P_s \cdot R_{in}} \Rightarrow V_{ef} = 14.55 \mu\text{Vef}$$

d) Para mejorar (reducir) la sensibilidad en tensión en un factor 10, se requiere:  $V'_{ef} = 1.455 \mu\text{Vef}$

Y el factor de ruido total debería ser de:

$$\left( \frac{S}{N} \right)_i = \frac{P'_s}{K(T_A + (F'_{TOT} - 1)T_o)B_{FI}} = 12 \Rightarrow F'_{TOT} = -3412$$

NO es posible incrementar la sensibilidad en tensión un factor 10, pues se necesitaría un factor de ruido total menor que 1, y eso no es realizable!!!

Notar que el factor limitativo es el elevado ruido externo ( $T_A = 10^6$ ), así pues aunque el receptor fuera ideal (no introdujera ruido interno), nunca se podría conseguir esta sensibilidad.

## Solución problema 2

a) Para resolución de 10Hz  $\Rightarrow f_r = f_o/M = 10 \text{ Hz} \Rightarrow M = 1000$

$f_o = N f_r \Rightarrow N_{\min} = f_{o\min}/f_r, N_{\max} = f_{o\max}/f_r \Rightarrow N_{\min} = 2.6 \cdot 10^8, N_{\max} = 3 \cdot 10^8$

Tiempo de conmutación:  $T_c \approx 1/f_n \approx 10/f_r \Rightarrow T_c = 1 \text{ s}$

b)  $f_m = 4f_{o\max} \Rightarrow f_m = 12 \text{ GHz}$  ; Tiempo de conmutación:  $T_c \approx 1/f_m \Rightarrow T_c = 8.33 \cdot 10^{-11} \text{ s}$

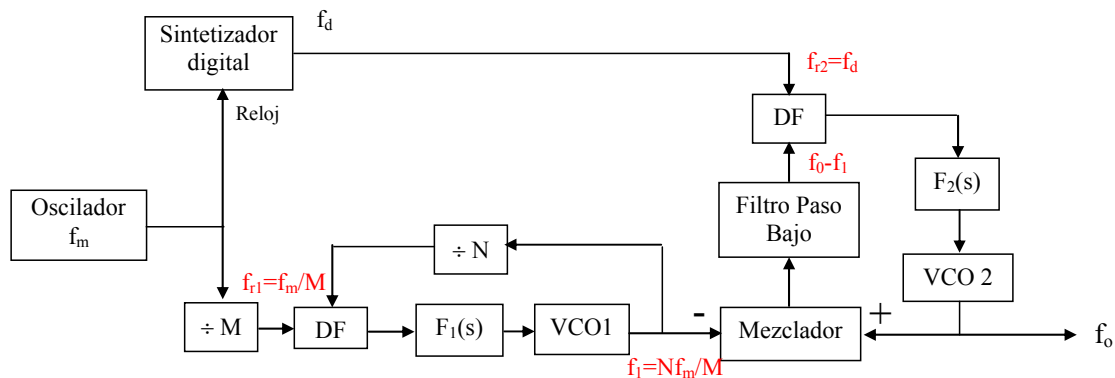
La frecuencia de salida es  $f_o = K f_r$  donde  $f_r = 10 \text{ Hz}$  es la frecuencia de resolución, correspondiente a la lectura de todas las muestras de una en una, es decir:

$f_m = N_A \cdot f_r \Rightarrow N_A = 1.2 \cdot 10^9$  muestras codificadas con 2 bytes, correspondiente a una memoria de 2.4 GByte

c)  $f_m = 4f_{d\max} \Rightarrow f_m = 40 \text{ MHz}$

$f_m = N_A \cdot f_r$  con  $f_r = 10 \text{ Hz} \Rightarrow N_A = 4 \cdot 10^6$  muestras codificadas con 2 bytes  $\Rightarrow 8 \text{ MByte}$

Inspeccionando el diagrama de bloques, igualando las frecuencias a las entradas de cada detector de fase, obtenemos:



De donde la frecuencia a la salida se obtiene al igualar las frecuencias a la entrada del DF del PLL2 como:

$$f_o - f_1 = f_d \Rightarrow f_o = N \frac{f_m}{M} + f_d$$

En esta expresión se observa como la resolución la marca el sintetizador digital cuya frecuencia  $f_d$  tiene una resolución de 10 Hz, consiguiendo por lo tanto el ajuste fino de la frecuencia de salida  $f_o$ .

El PLL1 a su vez se encarga de efectuar el ajuste grueso variando el valor de N de 1 en 1 lo que ocasiona saltos de  $f_{r1} = f_m/M$  sobre la frecuencia de salida. Así, el ajuste grueso deberá coincidir con el rango de salida del sintetizador digital, que es de 1 MHz, por lo que:

$f_{r1} = f_m/M = 1 \text{ MHz} \Rightarrow M = 40$

De modo que:  $f_o (\text{MHz}) = N + f_d (\text{MHz})$  y así las frecuencias máxima y mínima de salida  $f_o$  (2600 y 3000 MHz) se obtienen en ambos casos con el sintetizador digital generando  $f_{d\max} = 10 \text{ MHz}$  (ya que es la única forma de lograr que  $f_o$  sea un número entero de MHz) y con los siguientes valores de N:

$f_{o\min} = 2600 \text{ MHz} = N_{\min} + 10 \Rightarrow N_{\min} = 2590$

$f_{o\max} = 3000 \text{ MHz} = N_{\max} + 10 \Rightarrow N_{\max} = 2990$

El tiempo de conmutación vendrá dado a partir de los tiempos de conmutación de los dos PLLs  $T_{c1}$ ,  $T_{c2}$  y del sintetizador digital  $T_d$  por:

$$T_c \approx \max(T_d, T_{c1}) + T_{c2}$$

con  $T_d = 1/f_m = 25 \text{ ns}$ ,  $T_{c1} \approx 1/f_{n1} \approx 10/f_{r1} = 10 \mu\text{s}$ ,  $T_{c2} \approx 1/f_{n2} \approx 10/f_{r2} = 10/f_{d\min} = 1.1 \mu\text{s} \Rightarrow T_c = 11.1 \mu\text{s}$

**d)** La alternativa 1 presenta como principal inconveniente el elevado tiempo de conmutación de 1 s, que haría imposible efectuar un barrido (escaneo) de toda la banda de 2.6 GHz a 3 GHz de 10 Hz en 10 Hz (esto es, un total de  $N_p=40$  millones de pasos), ya que tardaría  $40 \cdot 10^6$  s !!

La alternativa 2 presenta unas prestaciones muy buenas en términos de tiempo de conmutación, que permitiría en tan solo  $N_p \cdot T_c = 3.3$  ms efectuar el barrido de toda la banda. Sin embargo, presenta como principales inconvenientes la enorme cantidad de memoria requerida y la elevada frecuencia de muestreo.

Por último, la alternativa 3 presenta un tiempo de conmutación algo superior al de la alternativa 2, requiriendo un total de 444 s (aprox. 7.4 minutos) en efectuar el escaneo de toda la banda. Sin embargo, en este caso, tanto la cantidad de memoria requerida como la frecuencia de muestreo son muy inferiores a los de la alternativa 2, por lo que puede resultar una opción más conveniente.