

DEPARTAMENT DE TEORIA DEL SENYAL  
I COMUNICACIONS

ESCOLA TECNICA SUPERIOR D'ENGINYERS  
DE TELECOMUNICACIO

CONTRIBUCION AL ESTUDIO Y DISEÑO  
DE OSCILADORES SINTETIZADOS DE MICROONDAS  
DE GRAN PUREZA ESPECTRAL

FRANCESC TORRES TORRES

DIRECTOR: Dr.IGNASI CORBELLA SANAHUJA

TESIS DOCTORAL PRESENTADA A LA  
UNIVERSITAT POLITECNICA DE  
CATALUNYA PARA LA OBTENCION DEL  
TITULO DE DOCTOR INGENIERO DE  
TELECOMUNICACION

BARCELONA, OCTUBRE DE 1992



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

## Caracterización de los subsistemas no ideales

### VI.1 Introducción

Los capítulos anteriores se han dedicado a la caracterización del ruido de fase de los subsistemas de un PLO. En este capítulo se estudiará, también con un enfoque práctico, la segunda causa de no idealidad de dichos subsistemas, es decir, su función de transferencia real. La respuesta real del PLL siempre se aparta, en mayor o menor grado, de su comportamiento ideal por dos motivos fundamentales:

-La denominada **variación de parámetros**, causada por la tolerancia de los componentes, envejecimiento, cambios de temperatura, etc. Se prestará especial atención a la variación de la constante del VCO  $K_v$ , muy dependiente del punto de trabajo cuando la respuesta tensión-frecuencia del VCO es poco lineal. La constante del detector de fase  $K_d$  también puede sufrir importantes variaciones si cambian las condiciones de carga del detector o la potencia de señal a su entrada. La variación de  $k_d$  y  $K_v$  se minimiza con la medida de dichas constantes en condiciones idénticas a las de trabajo.

-**Efectos parásitos de alta frecuencia**. La respuesta frecuencial de los diversos subsistemas tiene que tenerse en cuenta siempre que se diseñen lazos con anchos de banda elevados. Dichos efectos parásitos elevan el orden de las funciones de transferencia involucradas y pueden llevar el lazo a la inestabilidad. Se prestará especial atención a la respuesta frecuencial del VCO  $-K_v(s)-$  y a las limitaciones de los amplificadores operacionales utilizados, que se incluyen en el filtro de lazo  $F(s)$ .

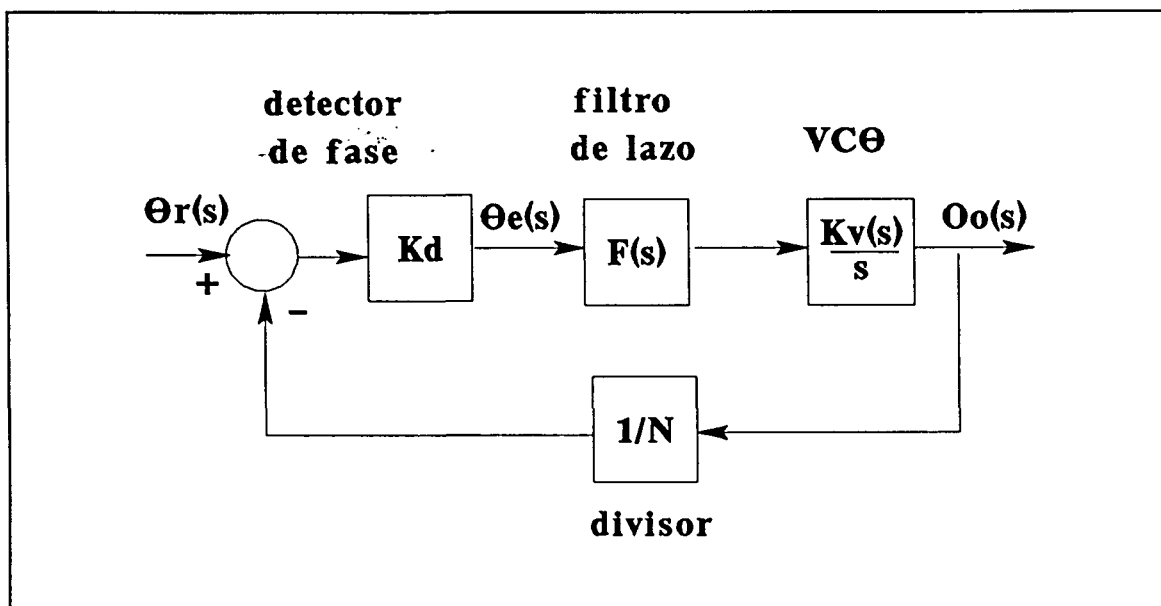


Figura VI-1 Diagrama de bloques lineal de un PLL típico

## VI.2 Función de transferencia real de los subsistemas

Antes de estudiar cada subsistema por separado, es conveniente recordar los resultados más importantes obtenidos para el PLL de segundo orden tipo II. Tal y como se vio en el capítulo III, éste es el diseño más habitual y es el que se utilizará para ilustrar el efecto de los componentes reales sobre las funciones ideales. La figura VI-1 muestra el diagrama de bloques lineal de un PLL genérico. El filtro de lazo utilizado por el PLL de segundo orden tipo II es la célula de retardo avance

$$F(s) = \frac{1 + \tau_2 s}{\tau_1 s} \quad (\text{VI-1})$$

Si se considera que el VCO es ideal, esto es  $K_v(s) = K_o$ , la función de transferencia en lazo cerrado del PLL es de segundo orden. Su expresión es

$$H_r(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_r(s)} = \frac{K_d F(s) \frac{K_v(s)}{s}}{1 + \frac{1}{N} K_d F(s) \frac{K_v(s)}{s}} = N \frac{2\xi \omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{VI-2})$$

Donde  $\omega_n$  es la frecuencia natural del bucle y  $\xi$  su coeficiente de amortiguamiento. El diseño

del PLL consistirá en determinar las constantes de tiempo del filtro de lazo para el par  $\omega_n$ - $\xi$  deseado, a partir de las relaciones

$$\tau_1 = \frac{K}{\omega_n^2} \quad \tau_2 = \frac{2\xi}{\omega_n} \quad \text{con} \quad K = \frac{K_d K_o}{N} \quad (\text{VI-3})$$

Lo cual fija el valor de los componentes del filtro de lazo  $R_1$ ,  $R_2$  y  $C$  (fig.VI-2). En el caso ideal, la estabilidad del lazo está teóricamente garantizada sea cual sea el ancho de banda y coeficiente de amortiguamiento elegidos para el diseño. Sin embargo, a medida que el ancho de banda del PLL aumenta, los efectos parásitos de alta frecuencia se hacen progresivamente más importantes, y deben ser tenidos en cuenta para garantizar la estabilidad del bucle.

Por lo tanto, al diseñar lazos PLL con ancho de banda elevados -el caso de un PLO de bajo ruido- es necesario caracterizar la respuesta frecuencial de los componentes más conflictivos. La naturaleza parásita y poco previsible de estos efectos aconsejan que la caracterización se realice de forma experimental, y que se establezca algún método para verificar el funcionamiento de los diseños.

Además, al estudiar un PLL real, hay que tener en cuenta que los diferentes circuitos físicos no siempre se corresponden directamente con los bloques lineales de la figura VI-1. Así, la figura VI-2 muestra el esquema habitual de un PLO, en el cual los circuitos físicos se hallan recuadrados por una línea discontinua. Las marcas X, Y, Z establecen los puntos entre los cuales deberían medirse las funciones de transferencia correspondientes a los bloques lineales de la figura VI-1. Obsérvese que el detector de fase se ha modelado como un generador cuya tensión es proporcional al error de fase. -Se ha definido en circuito abierto -punto X- para evitar que el valor de  $K_d$  dependa de la impedancia de carga  $R_1$ . El filtro de lazo (X-Y) engloba la impedancia interna del detector de fase. Y, finalmente, el VCO comprende sus propias redes de polarización, así como la etapa convertora de continua, físicamente incluida dentro del filtro de lazo.

A continuación se describirá la forma adecuada de caracterizar el comportamiento real de los subsistemas más conflictivos: el VCO, el filtro de lazo y el detector de fase. También se presentará un técnica original para la medida de la función de transferencia del PLL en lazo cerrado, con la cual verificar los diseños realizados.

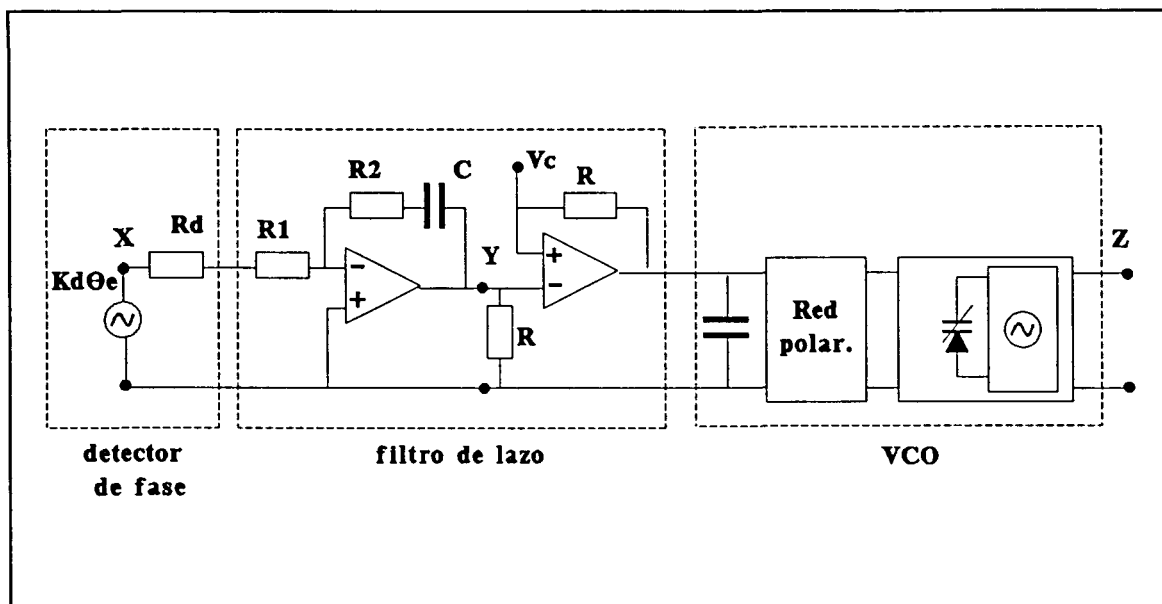


Figura VI-2 Diagrama de bloques de un PLL. Los circuitos reales (línea discontinua) no coinciden con los bloques lineales de la figura VI-1, que están delimitados por X, X-Y, e Y-Z.

### VI.2.1 Caracterización del VCO

Un VCO ideal es un dispositivo que genera una señal cuya frecuencia incremental es proporcional a la tensión aplicada a su acceso de control. Así, si la frecuencia nominal de oscilación es  $\omega_o$ , la frecuencia absoluta de oscilación será

$$\omega = \omega_o + \Delta\omega \quad \text{con} \quad \Delta\omega(t) = K_o v_c(t) \quad (\text{VI-4})$$

donde  $K_o$  es la constante del VCO (sus unidades son  $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{V}^{-1}$  o bien  $\text{Hz} \cdot \text{V}^{-1}$ ). La función de transferencia lineal del VCO se puede calcular sencillamente si se tiene en cuenta que la frecuencia es la derivada de la fase. De este modo

$$\Delta\omega(s) = K_o V_c(s); \quad \theta(s) = \frac{K_o}{s} V_c(s) \quad \text{con} \quad \Delta\omega(s) = s \cdot \theta(s) \quad (\text{VI-5})$$

En la práctica, es obvio que el VCO presentará un cierta respuesta frecuencial  $K_v(s)$ , de tipo paso bajo -no puede seguir perfectamente a un escalón de frecuencia-. Así, por ejemplo,

modelando  $K_v(s)$  en la forma más sencilla se tendrá

$$\Delta\omega(s) = \frac{K_0}{\tau_v s + 1} V_c(s) \quad \theta(s) = \frac{K_0}{s(\tau_v s + 1)} V_c(s) \quad (\text{VI-6})$$

La función de transferencia del VCO se puede determinar modulando el VCO con un tono de amplitud constante y frecuencia variable, para estudiar el espectro de la señal FM resultante. Así, supóngase un VCO cuya frecuencia nominal es  $f_0$ , modulado a través de su acceso de control por un tono  $V_m(t)$ , de frecuencia variable  $f_m$  y amplitud constante  $A_0$ .

$$V_m(t) = A_0 \cos(\omega_m t) \quad (\text{VI-7})$$

Dicha señal FM podrá escribirse como

$$V_p(t) = V_0 \cos \left[ 2\pi f_0 t + \frac{\Delta f}{f_m} \cos(2\pi f_m t + \gamma_m) \right] \quad (\text{VI-8})$$

Cuya frecuencia instantánea de oscilación es

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta}{dt} = f_0 + \Delta f \sin(2\pi f_m t + \gamma_m) \quad (\text{VI-9})$$

Lógicamente la desviación de pico de la frecuencia  $\Delta f$  y la fase del tono modulador  $\gamma_m$  dependen de la función de transferencia real del VCO  $K_v(s)$ , según

$$\Delta f = |K_v(f_m)| A_0 \quad \gamma_m = \text{Arg}(K_v(f_m)) \quad (\text{VI-10})$$

La señal  $V_p(t)$  tiene por tanto el espectro de una señal FM -constituido por infinitas componentes espectrales separadas en  $f_m$ - y cuya amplitud es proporcional a las funciones de Bessel  $J_n(\beta)$ , siendo  $\beta$  es el índice de modulación

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m} \quad (\text{VI-11})$$

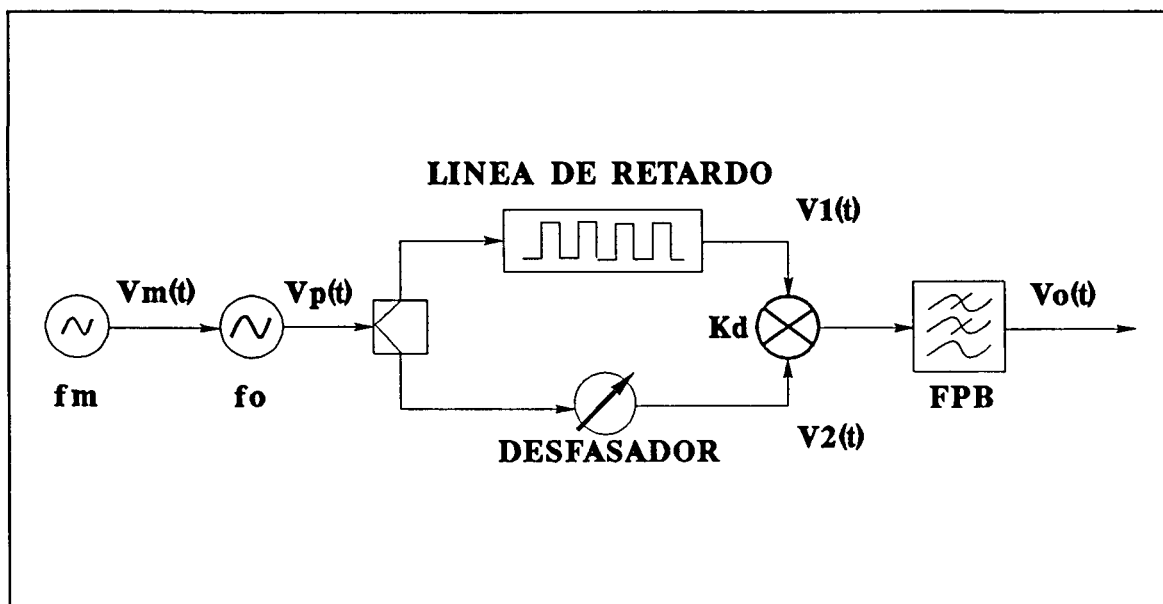


Figura VI-3 Medida de  $K_v(s)$ . Diagrama de bloques de un demodulador FM realizado con línea de retardo para cancelar las derivas del VCO.

El valor  $|K_v(f_m)|$  puede determinarse fácilmente a partir del espectro de la señal FM, si se utiliza un índice de modulación reducido. En este caso es suficiente utilizar únicamente la relación entre la primera raya espectral y el armónico fundamental, que además se puede aproximar según

$$\frac{J_1\left[\frac{\Delta f}{f_m}\right]}{J_0\left[\frac{\Delta f}{f_m}\right]} \approx \frac{1}{2} \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{1}{2} \frac{A_0 |K_v(f_m)|}{f_m} \quad (\text{VI-12})$$

Sin embargo, este procedimiento tiene el inconveniente de que las derivas del VCO limitan la medida de  $K_v(s)$  para frecuencias offset reducidas. Además, al variar la frecuencia del tono modulador  $f_m$  se debe corregir el factor  $1/f_m$  en la medida -en realidad se está midiendo la función de transferencia del VCO para las fases-. Estos problemas se evitan demodulando la señal FM de test y efectuando la medida en banda base.

#### VI.2.1.1 Demodulador de FM con línea de retardo

A continuación se describe el funcionamiento de un demodulador de FM realizado con una línea de retardo. La figura VI-3 muestra el diagrama de bloques de este tipo de

demodulador. Obsérvese que la realización del mismo es sencilla y que además permite solventar el problema de las derivas del VCO -se autocancelan en el detector de fase-. Si la señal de test utilizada es la señal  $V_p(t)$  de la ecuación VI-8, entonces las señales a la entrada del detector de fase pueden escribirse como

$$V_1(t) = V \cos \left[ 2\pi f_0(t - \tau_r) + \frac{\Delta f}{f_m} \cos(2\pi f_m(t - \tau_r) + \gamma_m) \right] \quad (\text{VI-13})$$

$$V_2(t) = V \cos \left[ 2\pi f_0 t + \frac{\Delta f}{f_m} \cos(2\pi f_m t + \gamma_m) \right] \quad (\text{VI-14})$$

donde  $\tau_r$  es el retardo relativo entre las dos ramas. El filtro elimina el término de frecuencia  $2f_0$ , quedando únicamente el término de banda base - o término diferencia- que se escribirá como

$$V_o(t) = K_d \cos \left[ 2\pi f_0(t - \tau_r) + \frac{\Delta f}{f_m} \cos(2\pi f_m(t - \tau_r) + \gamma_m) - 2\pi f_0 t - \frac{\Delta f}{f_m} \cos(2\pi f_m t + \gamma_m) \right]$$

$$V_o(t) = K_d \cos \left[ -2\pi f_0 \tau_r + 2 \frac{\Delta f}{f_m} \text{sen} \left( 2\pi f_m \left( t - \frac{\tau_r}{2} \right) + \gamma_m \right) \text{sen}(\pi f_m \tau_r) \right] \quad (\text{VI-16})$$

Asumiendo cuadratura

$$-2\pi f_0 \tau_r = \pm \frac{\pi}{2} \quad (\text{VI-17})$$

y desarrollando el coseno de la suma, se tiene

$$V_o(t) = \pm K_d \text{sen} \left[ 2 \frac{\Delta f}{f_m} \text{sen}(\pi f_m \tau_r) \text{sen} \left( 2\pi f_m \left( t - \frac{\tau_r}{2} \right) + \gamma_m \right) \right] \quad (\text{VI-18})$$



si la señal de test utiliza un índice de modulación bajo, en la expresión anterior se puede aproximar el seno por su argumento, obteniéndose finalmente

$$V_o(t) \approx \pm K_d 2 \frac{\Delta f}{f_m} \text{sen}(\pi f_m \tau_r) \text{sen} \left[ 2\pi f_m \left( t - \frac{\tau_r}{2} \right) + \gamma_m \right] \quad (\text{VI-19})$$

En conclusión, a la salida del discriminador de frecuencia se obtiene un tono a la frecuencia moduladora  $f_m$  cuya amplitud viene dada por la expresión

$$A(f_m) = 2\pi K_d \tau_r \Delta f \text{sinc}(\pi f_m \tau_r) = 2\pi K_d \tau_r A_0 |K_v(f_m)| \text{sinc}(\pi f_m \tau_r) \quad (\text{VI-20})$$

y cuya fase es irrelevante en esta aplicación.

El valor de la constante del VCO en continua  $-K_v(0)$  o  $K_0$  puede obtenerse fácilmente por medio de medidas en continua. Así, si se normaliza la función de transferencia del VCO a  $K_0$  no se requerirá la calibración del discriminador -se evita tener que determinar  $K_d$  (detector del discriminador) y el retardo  $\tau_r$ -. La amplitud del tono demodulado, tras la normalización propuesta, viene dada por

$$\frac{A(f_m)}{A(0)} = \frac{2\pi K_d \tau_r |K(f_m)| A_0 \text{sinc}(\pi f_m \tau_r)}{2\pi K_d \tau_r |K(0)| A_0 \text{sinc}(0)} = \frac{|K(f_m)|}{K_0} \text{sinc}(\pi f_m \tau_r) \quad (\text{VI-21})$$

Esta expresión puede simplificarse para el caso habitual en que se cumple que  $f_m \ll 1/\tau_r$ . En este caso, la función sinc puede aproximarse por la unidad, y no se necesitará efectuar la corrección de este término. Así, manteniendo constante la amplitud del tono modulador, la amplitud del tono demodulado es proporcional al módulo de la constante del VCO:

$$A(f_m) = cte \cdot |K_v(f_m)| \quad (\text{VI-22})$$

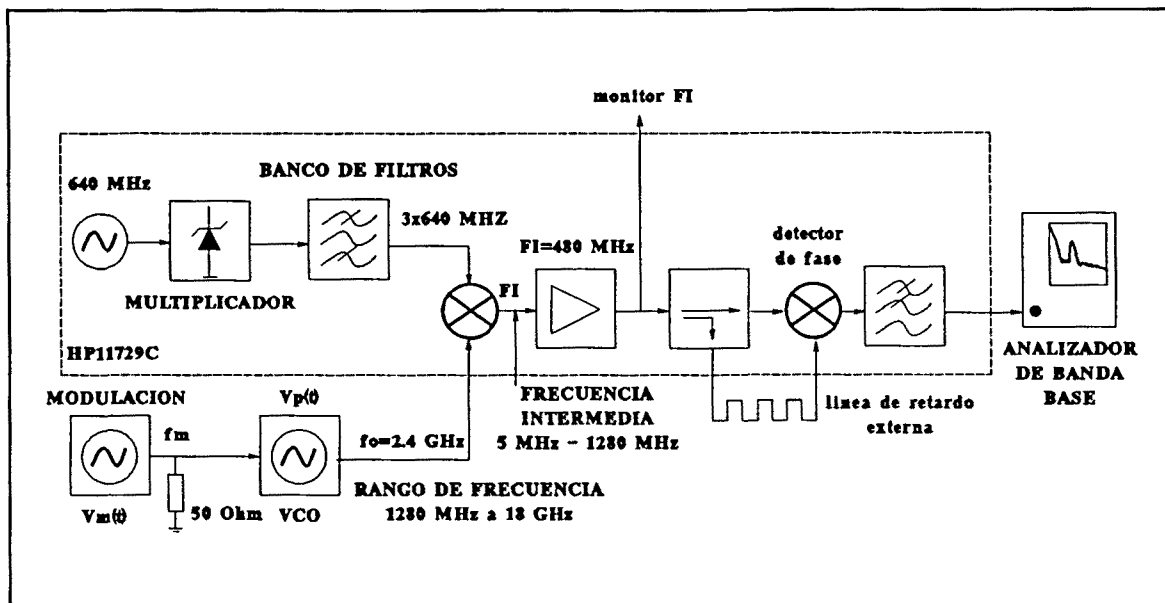


Figura VI-4 Medida de Kv(s) de un VCO a 2.4 GHz. Demodulación de FM mediante el convertidor HP11729C. La demodulación con línea de retardo se realiza a frecuencia intermedia.

### VI.2.1.2 Realización del discriminador y medidas.

La figura VI-4 muestra el esquema de medida de un VCO a 2.4 GHz, basado en el convertidor HP11729C (cap. V-2). Este incorpora un convertidor de frecuencia que permite realizar la medida a frecuencia intermedia, un divisor de potencia, un detector de fase, los accesos necesarios para incorporar una línea de retardo coaxial externa, y un monitor de cuadratura. La cuadratura se consigue intercalando un desfasador variable en serie con la línea de retardo, o bien variando ligeramente la frecuencia de oscilación del VCO.

Para generar el tono modulador a  $f_m$  se utiliza un generador de baja frecuencia. Este se carga con  $50 \Omega$  -en paralelo con la entrada del VCO- para asegurar que suministra la misma tensión de pico  $A_0$  a todas las frecuencias de interés. La señal moduladora se inyecta en el punto Y (figura VI-2) para incluir en la medida los efectos de toda la circuitería posterior al filtro de retardo avance. La señal modulada es convertida a 480 MHz para facilitar su demodulación.

En la figura VI-5 se observa un tono demodulado de 2.71 MHz, correspondiente a la primera raya espectral de la señal FM. Se comprueba que el índice de modulación es reducido pues la segunda raya espectral ya se halla por debajo del umbral de ruido del analizador. Efectuando un barrido lento de la señal moduladora, en el margen de 0.1 MHz a 10 MHz, y almacenando el valor máximo de cada lectura, se muestra claramente el comportamiento paso bajo de  $K_v(f_m)$ . -figura VI-5-.

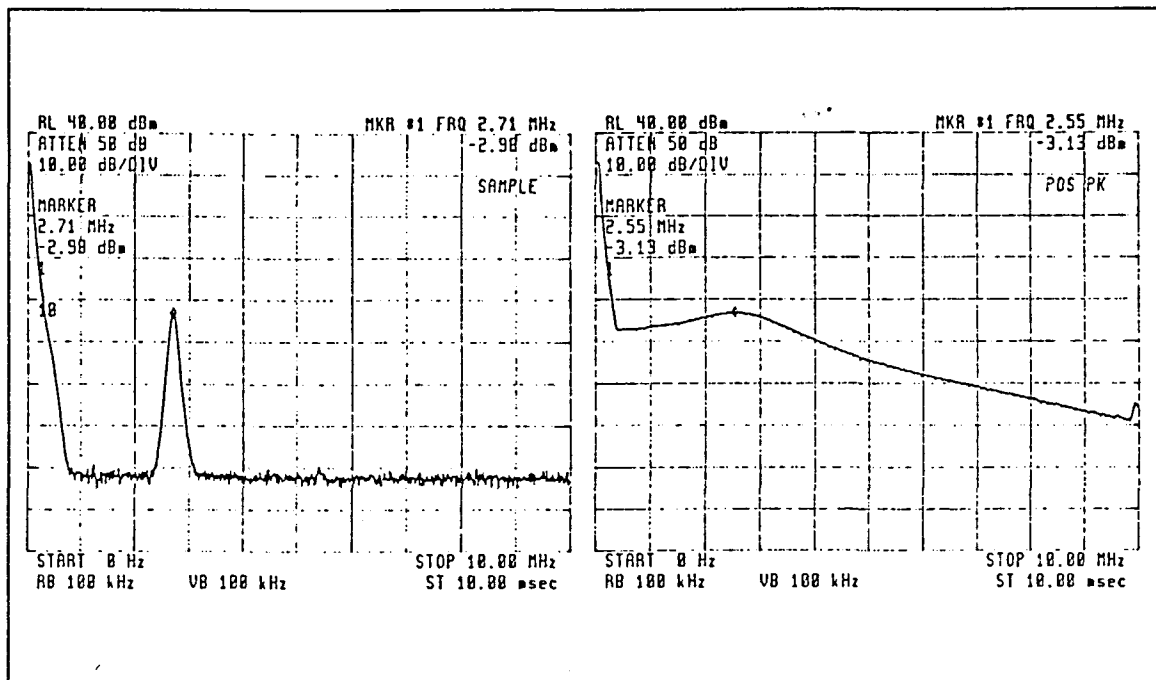


Figura VI-5 Tono modulador de 2.71 MHz a la salida del discriminador de frecuencia. El barrido en frecuencia permite visualizar el comportamiento paso bajo de  $K_v(s)$ .

Los datos obtenidos en el apartado anterior se utilizan para ajustar una función de transferencia, paso bajo y de primer o segundo orden, con la cual caracterizar analíticamente el comportamiento del VCO. En este ejemplo la caída de 40 dB/dec y el sobreamortiguamiento que aparece en la curva (línea discontinua en la figura VI-6) indican un comportamiento de segundo orden. La función que mejor se ajusta (línea continua en la figura VI-6) tiene la expresión

$$K_v(s) = K_0 \frac{\omega_{nv}^2}{s^2 + 2\xi_v \omega_{nv} s + \omega_{nv}^2} \quad (\text{VI-23})$$

con  $K_0 = 40$  MHz/V (medido en continua),  $f_{nv} = 2.8$  MHz y  $\xi_v = 0.35$ . Este comportamiento de segundo orden está motivado por el efecto de carga del acceso de modulación del VCO sobre la etapa conversora de continua del filtro de lazo.

Para verificar el método propuesto para la medida de  $K_v(s)$ , se utiliza en un caso fácilmente previsible. Para ello se aumenta la ganancia de la etapa conversora de continua de 0 dB a 10 dB. Esta etapa está realizada con el amplificador operacional LF356 que tiene un GBW típico de 4.5 MHz. Obsérvese en la figura VI-7 que, ahora, el  $K_v(s)$  medido se ajusta perfectamente a una curva de primer orden con un ancho de banda a -3 dB de  $f_v \approx 450$  KHz.

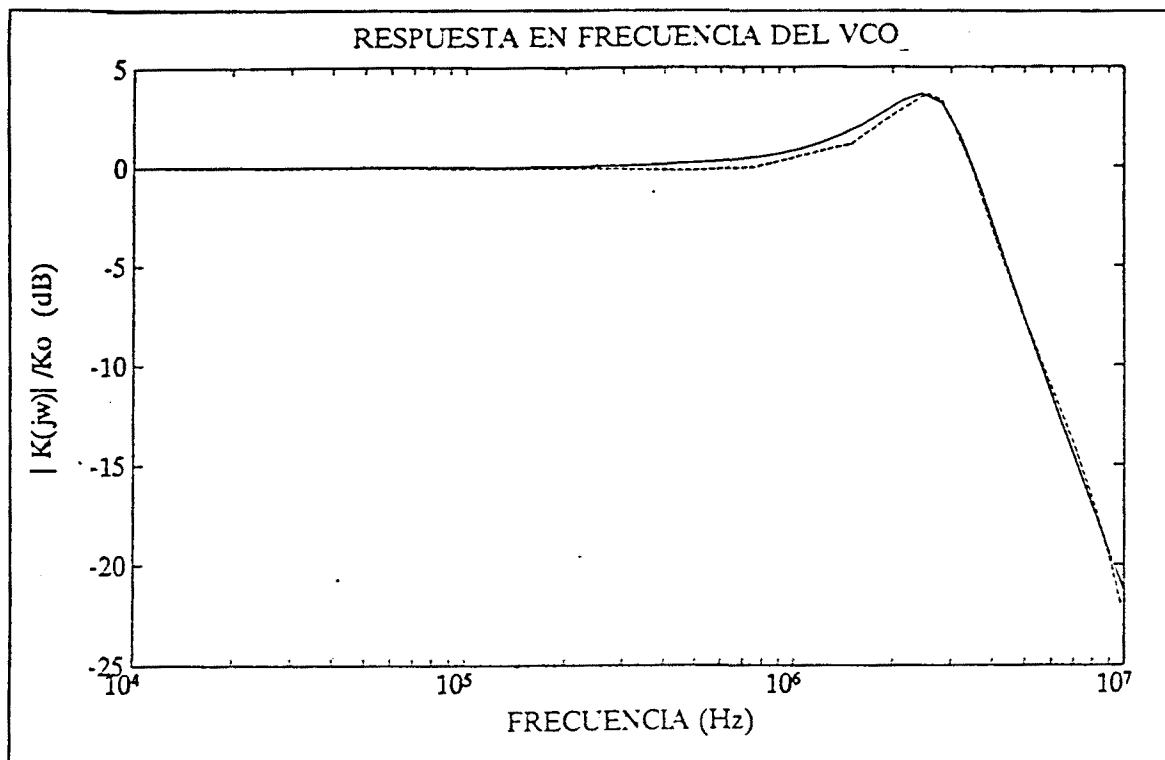


Figura VI-6 La expresión de la función  $K_v(s)$  se obtiene ajustando la medida a una función paso bajo de segundo orden. Se obtiene  $f_{nv}=2.8$  MHz y  $\xi_v=0.35$ .

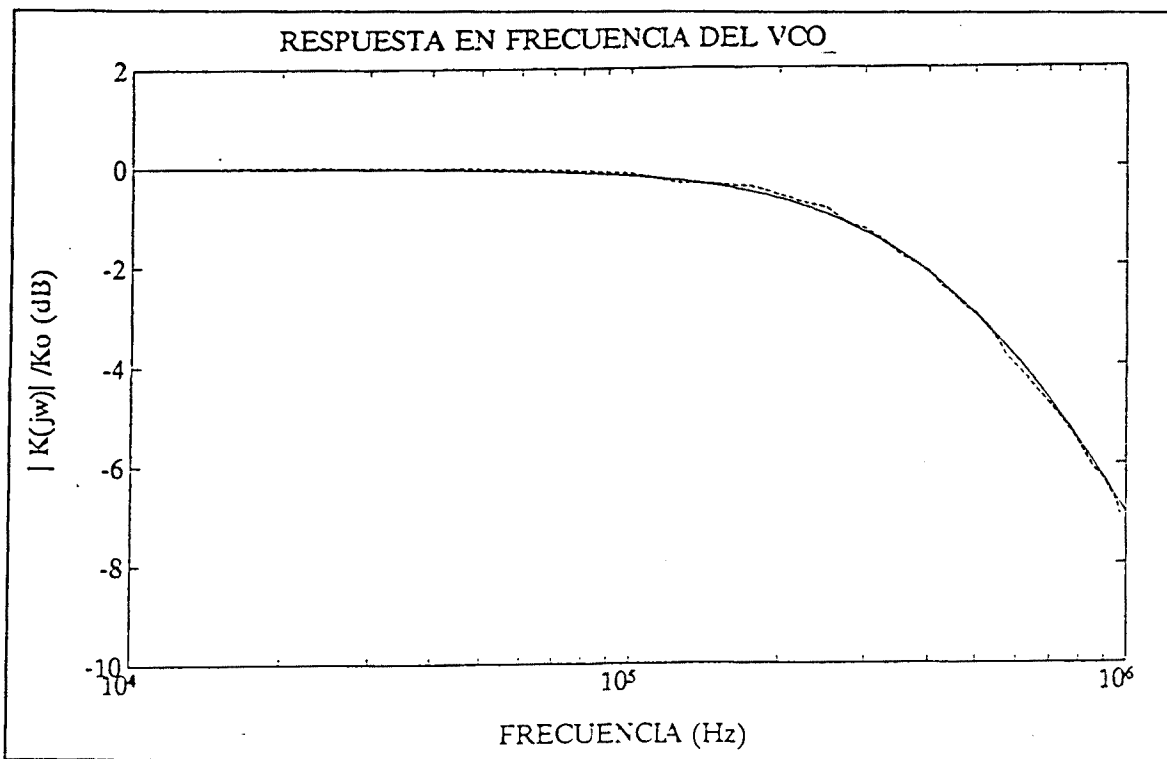


Figura VI-7 Aumentando la ganancia en 10 dB de la etapa de continua se aumenta  $K_0$  del VCO, pero se reduce su ancho de banda a 450 MHz. Ahora el factor limitador es el A.O. LF356 -GBW=4.5 MHz-.

. Esto está de acuerdo con la ganancia de 10 dB del convertor de continua, que se convierte en el elemento limitador del ancho de banda del VCO.

Otra aplicación de la medida de  $K_v(s)$  es la de monitorizar el efecto del filtrado de interferencias a la entrada del VCO. Recuérdese que cualquier señal indeseada en el acceso de control del VCO se convertirá en una modulación de FM a la salida del mismo. Generalmente se utiliza un condensador para desacoplar el VCO, pero ello puede reducir drásticamente el ancho de banda de modulación. La medida de  $K_v(s)$  permitirá llegar a un compromiso entre ambos objetivos.

### VI.2.2 Filtro de lazo $F(s)$ .

En la figura VI-8 se muestra la realización típica del filtro de lazo de primer orden (célula de retardo avance) que proporciona una respuesta del PLL en lazo cerrado de segundo orden tipo II. Para el caso de que el amplificador operacional sea ideal -ganancia en lazo abierto infinita-,  $F(s)$  viene dada por

$$F(s) = \frac{1 + \tau_2 s}{\tau_1 s} \quad \text{con} \quad \tau_1 = CR_1 \quad \tau_2 = CR_2 \quad (\text{VI-24})$$

En realidad, el amplificador operacional presenta una ganancia en continua  $A_0$  finita, con un polo de baja frecuencia en  $f_a$ :

$$A(s) = \frac{A_0}{\tau_a s + 1} \quad \text{con} \quad \tau_a = \frac{1}{2\pi f_a} \quad (\text{VI-25})$$

Así, la función de transferencia real del filtro de lazo es

$$F(s) = A_0 \frac{\tau_2 s + 1}{s^2 (\tau_1 + \tau_2) \tau_a + s (\tau_1 + \tau_a + \tau_2 + A_0 \tau_1) + 1} \quad (\text{VI-26})$$

La función  $F(s)$  real puede obtenerse analíticamente a partir de los datos suministrados por el fabricante del amplificador operacional. En la figura VI-9 se muestra la función de

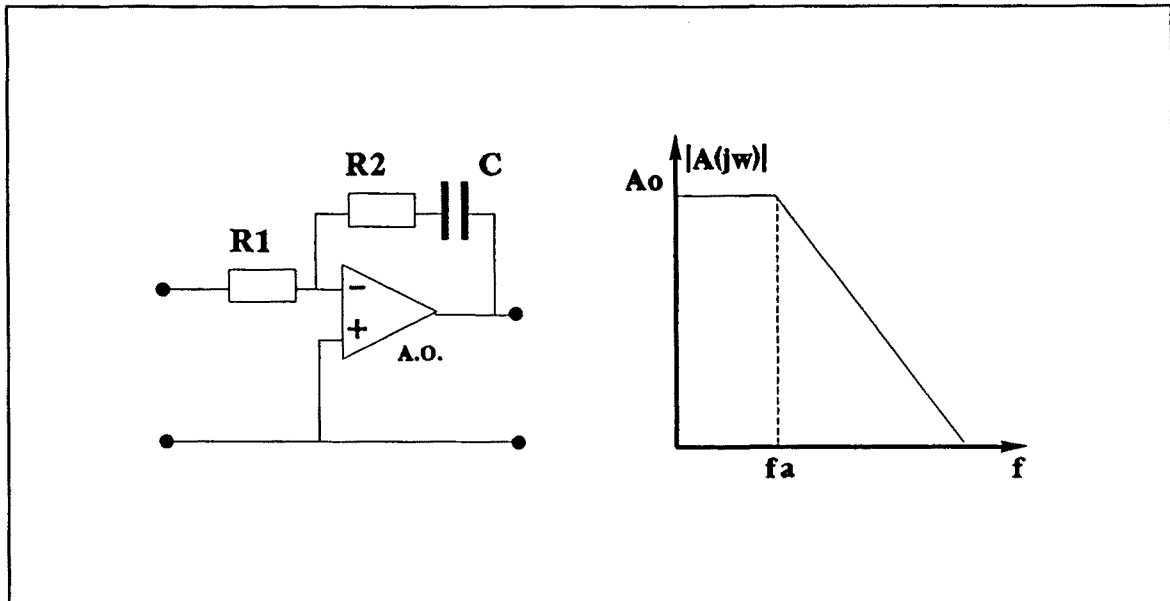


Figura VI-8 Realización física del filtro de lazo de primer orden, de retardo-avance; y ganancia real del amplificador operacional.

transferencia real del filtro de lazo, para un diseño típico. El amplificador operacional utilizado es el LF356 que presenta una ganancia en continua de  $A_0=106$  dB y un polo en  $f_a=20$  Hz -curva a-. La curva b muestra el caso de  $F(s)$  ideal, mientras que la curva c representa el caso real. Obsérvese que el margen de frecuencias en el cual el comportamiento del filtro real se aproxima al ideal, es aquel en el cual la curva  $F(s)$  ideal se mantiene por debajo de la ganancia en lazo abierto del AO. En estos gráficos, sin embargo, no se tiene en cuenta el desfase introducido por el polo del AO, y por tanto su efecto en la estabilidad del PLL. Esto es, no sirven para predecir el máximo ancho de banda del PLL que se puede realizar con un amplificador operacional dado.

De las gráficas anteriores se deduce que para el diseño de PLL con anchos de banda elevados se requieren amplificadores operacionales con ganancia elevada en continua y con el polo  $f_a$  lo mayor posible. El parámetro que resume estas especificaciones es GBW -producto ganancia ancho de banda-, que deberá ser lo mayor posible. Para los AO comerciales GBW se sitúa en el rango de 1 MHz a 10 MHz para los circuitos típicos, y puede ser de 60 MHz para los modelos más recientes (cap.IV.3.1).

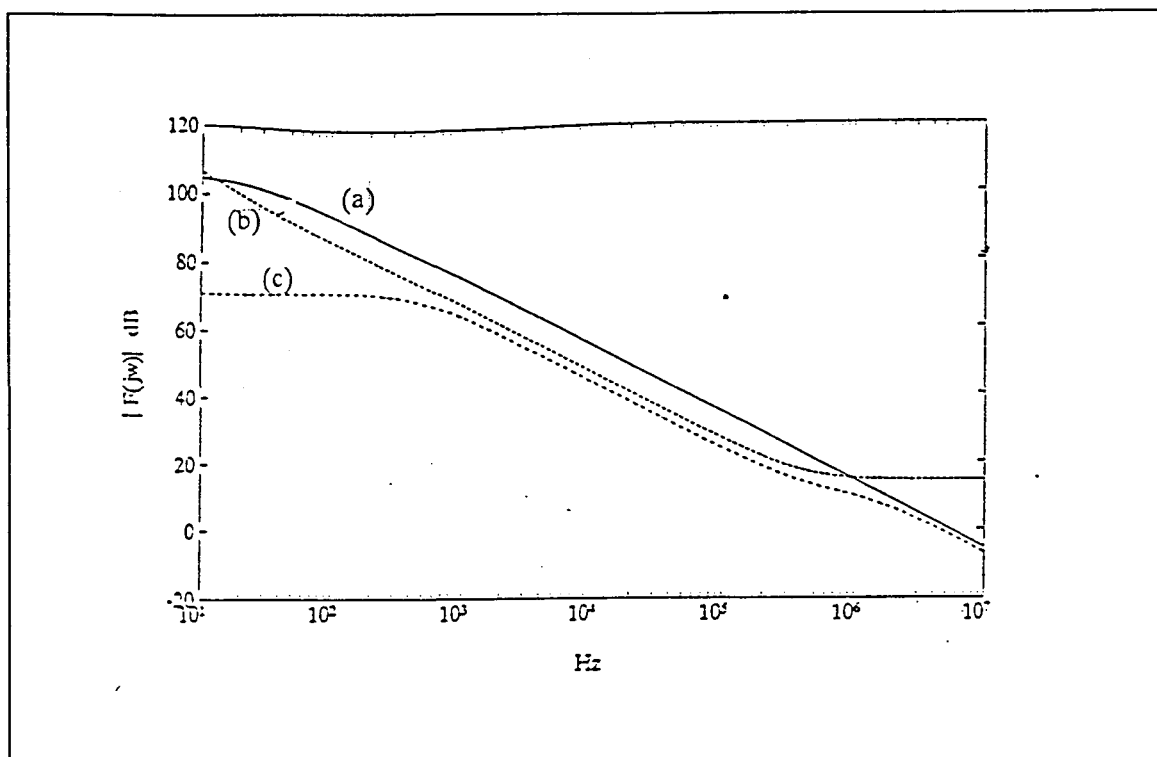


Figura VI-9 Respuesta del filtro  $F(s)$  real (c), ideal (b) y ganancia en lazo abierto del amplificador operacional LF356 (a).

### VI.2.3 Detector de fase.

En la figura VI-2 el detector de fase se ha modelado como un generador cuya tensión  $K_d\theta_e$ , es proporcional al error de fase -implícitamente supone la realimentación-, y con una cierta resistencia interna  $R_d$ . Hay que hacer notar que tanto  $R_d$  como  $K_d$  dependen de los niveles de potencia de las señales a la entrada del detector. En general, dichos niveles de potencia deben ser lo mayores posibles para que el detector esté en saturación y sea poco sensible a la variación de potencia. Además, de este modo se logran valores de  $K_d$  elevados, necesarios para reducir el ruido de fase equivalente del detector.

Otro inconveniente importante que presenta un detector de fase real es que la constante  $K_d$  depende del ancho de banda del PLL a través de  $R_1$ . Una forma de solucionar este problema es definir  $K_d$  en circuito abierto, e incluir  $R_d$  en la constante de tiempo del filtro de lazo  $\tau_1$  (figura VI-2). La gráfica de la figura VI-10 muestra la caracterización del mezclador balanceado SRA-1 de MINICIRCUITS actuando como detector de fase analógico a 100 MHz. Variando la impedancia de carga  $R_1$  se ha obtenido el valor de  $K_d$  en circuito abierto  $-K_d=262$  mV/rad- y el valor de su resistencia interna  $-R_d=80$  Ohm-. El nivel de potencia en los dos accesos del detector es, en esta aplicación, de 0 dBm.

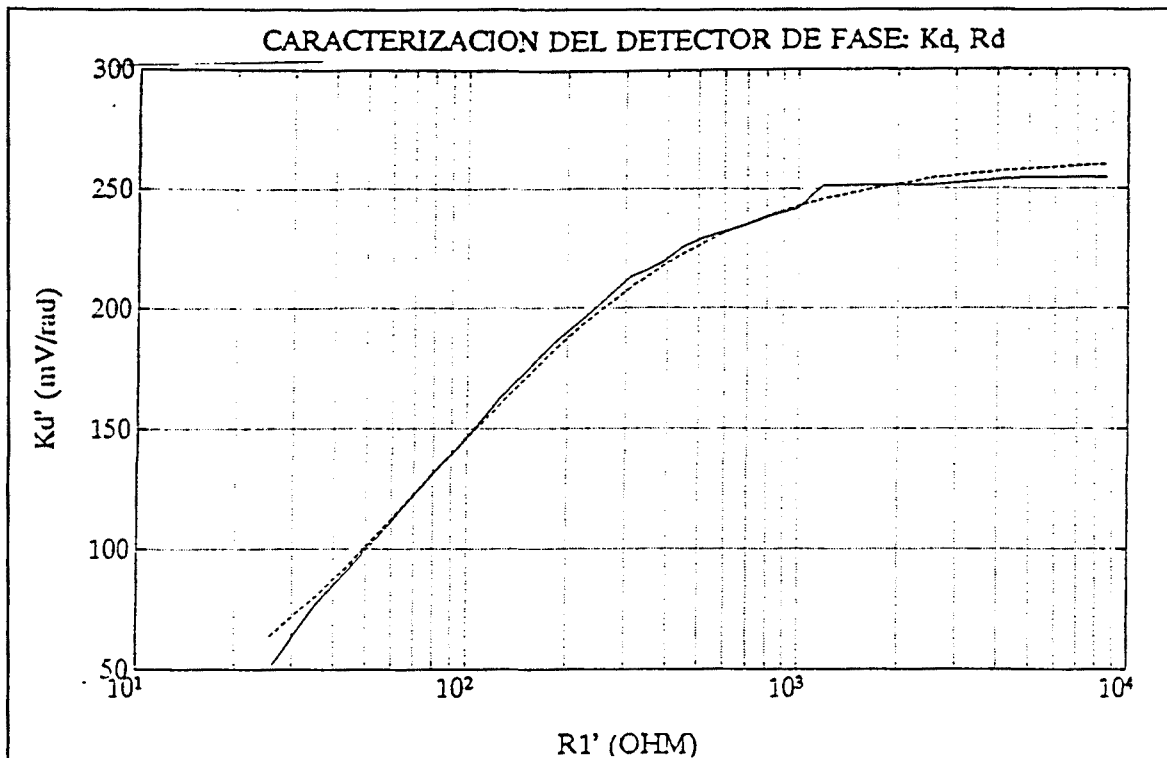


Figura VI-10 Constante del detector  $K_d$ , en función de la resistencia de carga  $R_1$ . Así  $K_d$  en circuito abierto es  $K_d=262$  mV/rad y  $R_d=80 \Omega$ . (- - -) curva teórica.

### VI.3 Medida de la función de transferencia en lazo cerrado del PLL

En el apartado anterior se ha visto que existen numerosas causas que pueden hacer diferir la respuesta real del PLL,  $H_r(s)$ , de su comportamiento esperado. Cuando se utilizan lazos PLL con anchos de banda elevados, es conveniente poder verificar los diseños, pues los problemas descritos pueden hacer el lazo inestable, producir un pérdida frecuente de sincronismo, o un comportamiento deficiente en cuanto al ruido de fase. Existen diversos métodos de medida que permiten caracterizar el funcionamiento del PLL. A continuación se realizará una breve descripción de los más interesantes, resaltando sus ventajas e inconvenientes. Se verá que ninguno de ellos permite caracterizar adecuadamente el comportamiento de alta frecuencia del PLL, y que por ello se ha hecho necesario desarrollar una técnica de caracterización propia.

Tradicionalmente, los métodos de medida se dividen en métodos temporales y métodos frecuenciales. Los primeros se basan en el estudio de la respuesta del PLL a una excitación transitoria determinada -escalón, rampa, impulso, etc.-. Este estudio permite determinar los



parámetros de una función  $H_r(s)$  cuya forma se conoce -generalmente de segundo orden) Obviamente este método no es útil para el objetivo propuesto de determinar una  $H_r(s)$  desconocida. Los métodos frecuenciales miden directamente el módulo de la función de transferencia. Para ello, utilizan como señal de excitación una señal modulada con un tono de frecuencia variable, o bien modulada con ruido blanco -matemáticamente ambas posibilidades son idénticas-

La figura VI-11-a muestra el diagrama de bloques de un método muy original de determinar  $H_r(s)$  [B9]. Como señal de excitación se utiliza la señal de referencia del PLL modulada en FM con un tono de amplitud constante y frecuencia variable. En régimen lineal -para las fases- dicha excitación se escribirá como

$$\theta_i(s) = \frac{\Delta F}{s} \quad (\text{VI-27})$$

$H_r(s)$  se determina a partir de la tensión de control del VCO, que es una señal en banda base, cuya expresión viene dada por

$$\theta_{TEST}(s) = \frac{K_d F(s)}{1 + \frac{1}{N} K_d F(s) \frac{K_o}{s}} \theta_i(s) = \frac{K_d F(s) \frac{\Delta F}{s}}{1 + \frac{1}{N} K_d F(s) \frac{K_o}{s}} \quad (\text{VI-28})$$

Si se compara este resultado con la expresión de  $H_r(s)$  (ec. VI-2), se observa que la densidad espectral de potencia de la señal medida es

$$S_{TEST}(f_m) = cte \cdot |H_r(f_m)|^2 \quad (\text{VI-29})$$

Es decir, la tensión de control del VCO es proporcional al módulo de la función de transferencia en lazo cerrado del PLL. Esta medida es sencilla de realizar pues requiere únicamente un generador modulable en FM y un analizador en banda base (o un osciloscopio, en su defecto). Sin embargo, este método solamente es válido si el VCO es ideal, es decir si se cumple que  $K_v(s) = K_o$ . Ya se ha visto en los apartados anteriores que el ancho de banda de modulación del VCO es uno de los principales causantes del aumento del

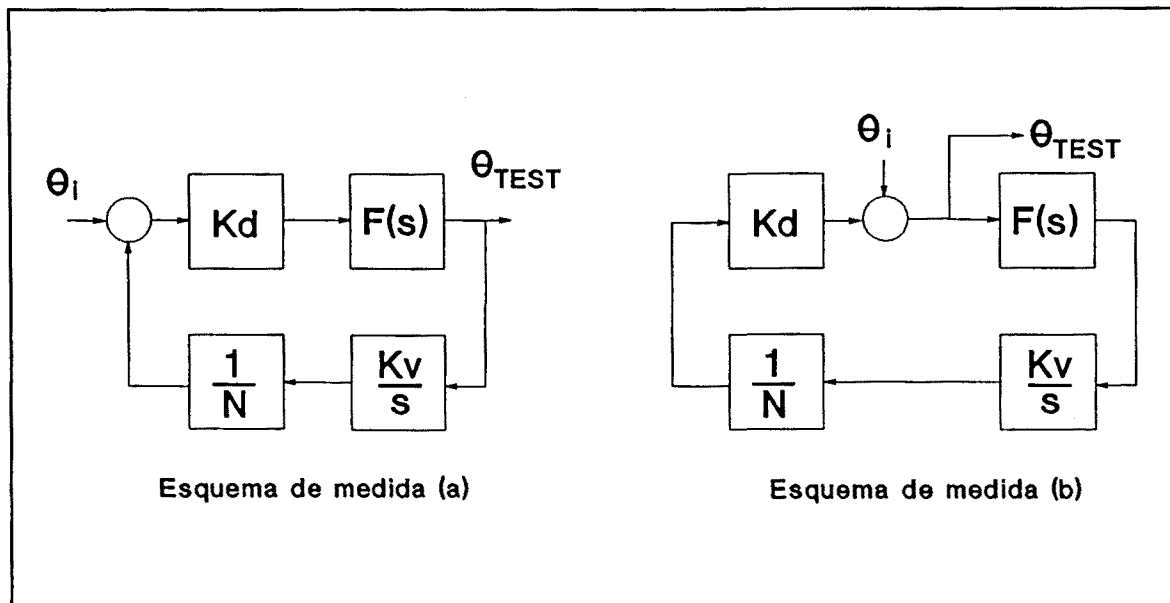


Figura VI-11 Métodos frecuenciales para la medida de la función de transferencia de un PLL.  $\theta_i(s)$ , es la señal de excitación -tono modulador o señal ruidosa- y  $\theta_{TEST}(s)$  la señal medida.

orden de la función de transferencia del PLL, y precisamente es su efecto el que se quiere determinar.

Una forma indirecta de verificar el funcionamiento del PLL consiste en determinar la función de transferencia para el ruido del VCO,  $H_v(s)$ . Esta puede determinarse fácilmente inyectando ruido blanco en cualquier punto del lazo y midiendo la respuesta en lazo cerrado en dicho punto. El sistema HP3048A efectúa esta medida cuando utiliza el método del detector de fase. En este caso, el sistema utiliza un PLL para garantizar la cuadratura de las señales a la entrada del detector de fase, y la medida de  $H_v(s)$  se necesita para corregir la atenuación que sufre el ruido medido dentro del ancho de banda del PLL del sistema. La medida la realiza en banda base, inyectando ruido blanco a la salida del detector de fase (figura VI-11-b). La función de transferencia medida vendrá dada por

$$\frac{\theta_{TEST}(s)}{\theta_i(s)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{N} K_d F(s) \frac{K_o}{s}} = H_v(s) = 1 - \frac{1}{N} H_r(s) \tag{VI-30}$$

Así, si la señal de excitación tiene una densidad espectral de potencia constante, la densidad de potencia medida será proporcional al cuadrado del módulo de la función de transferencia

en lazo cerrado del VCO. Esto es

$$S_{TEST}(f_m) = cte \cdot |H_v(f_m)|^2 \quad (\text{VI-31})$$

Este método de medida tiene la ventaja de que se realiza íntegramente en banda base, donde es sencillo realizar el procesamiento de la señal. Sin embargo, tiene el enorme inconveniente de que debe romper el lazo para introducir el sumador, lo cual puede modificar drásticamente los parámetros del lazo. Además, el circuito sumador intercalado en el bucle tendrá su propia respuesta frecuencial que puede distorsionar la medida. Hay que resaltar, no obstante, que este procedimiento es perfectamente válido para el sistema HP3048A, pues siempre utiliza lazos PLL de ancho de banda muy reducidos (por debajo de 10 KHz) y por tanto no se enfrenta con problemas de ancho de banda.

Otra posibilidad para medir la función de transferencia del PLL hace referencia a su propia definición (ec. VI-2). Si se utiliza como referencia del PLL una señal modulada en fase con un tono de amplitud constante y fase variable, cuya expresión en régimen lineal es

$$\theta_i(s) = \Delta\theta \quad (\text{VI-32})$$

Entonces, la densidad espectral de fase de la señal sintetizada será proporcional al cuadrado del módulo de la función de transferencia

$$S_o(f_m) = cte \cdot |H_r(j2\pi f_m)|^2 \quad (\text{VI-33})$$

De este modo, el módulo de  $H_r(s)$  podrá medirse directamente sobre el espectro de la señal sintetizada -utilizando un índice de modulación reducido-, o bien demodulando la señal sintetizada y midiendo en banda base. Este método tiene el inconveniente de precisar un modulador de fase, de frecuencia variable, y con el suficiente ancho de banda para efectuar la medida, el cual no siempre está disponible en el laboratorio.

Una posibilidad, derivada de la anterior, es la de utilizar el ruido de fase de la referencia como señal de excitación, en substitución del tono modulador de frecuencia variable. Veamos a continuación qué propiedades debe cumplir dicha señal de excitación para que la medida sea útil. Así, si se realiza un análisis del ruido a la salida del PLO (figura VI-1), éste viene determinado por la contribución del ruido del VCO y de su

referencia, según

$$S_o(f_m) = |H_r(j2\pi f_m)|^2 S_r(f_m) + \left|1 - \frac{1}{N} H_r(j2\pi f_m)\right|^2 S_v(f_m) \quad (\text{VI-34})$$

En un PLO, el ruido de la referencia, en general, es dominante dentro del ancho de banda del PLL, y el ruido del VCO lo es fuera del mismo. Sin embargo, si se dispone de una referencia suficientemente ruidosa para que el ruido del VCO sea siempre despreciable para el margen de frecuencias de interés, se tendrá que

$$S_o(f_m) = |H_r(j2\pi f_m)|^2 S_r(f_m) \quad (\text{VI-35})$$

Con lo cual, si el ruido de la referencia es conocido, se podrá obtener el módulo de la función de transferencia del PLL en lazo cerrado.

En la figura VI-12 se describe el diagrama de bloques de la referencia ruidosa de test, de 100 MHz, utilizada para evaluar los diferentes diseños de un PLO a 2.4 GHz. Para obtener una señal de referencia muy estable, pero con un ruido de fase elevado y aproximadamente constante, se le suma ruido térmico amplificado a una señal sintetizada. La referencia ruidosa de test consta de una primera etapa que amplifica 57 dB el ruido térmico de una resistencia de 50  $\Omega$ . Esta etapa está muy bien apantallada, y alimentada con baterías, para evitar que cualquier interferencia pueda ser amplificada excesivamente y sature los amplificadores posteriores o pueda contaminar la señal de referencia. Los amplificadores utilizados tienen un ancho de banda de 350 MHz para poder ser utilizados con las señales de referencia de frecuencia más habituales. La etapa final consta de un sumador de banda ancha -red resistiva en Y realizada en microstrip) que amplifica el ruido 42 dB -BW=350 MHz-, y lo suma a una señal de referencia externa. Para asegurar el enganche del PLL, el ruido total de la referencia de test está limitado mediante un filtrado pasobanda -BW=20 MHz- alrededor de la frecuencia de interés. Un atenuador variable permite regular el nivel de ruido de la referencia. Además, para monitorizar el buen funcionamiento del PLL, un interruptor ON/OFF en la batería permite efectuar el enganche del PLL CON/SIN ruido, sin necesidad de efectuar conexiones adicionales.

La medida de  $H_r(s)$  puede realizarse con un analizador de espectro directamente sobre el espectro de la señal sintetizada, pues reúne las dos condiciones necesarias para ello: es una señal con ruido de fase elevado, pero de frecuencia muy estable. En este trabajo, sin embargo, se ha utilizado el sistema de medida HP3048A para aprovechar sus rutinas de

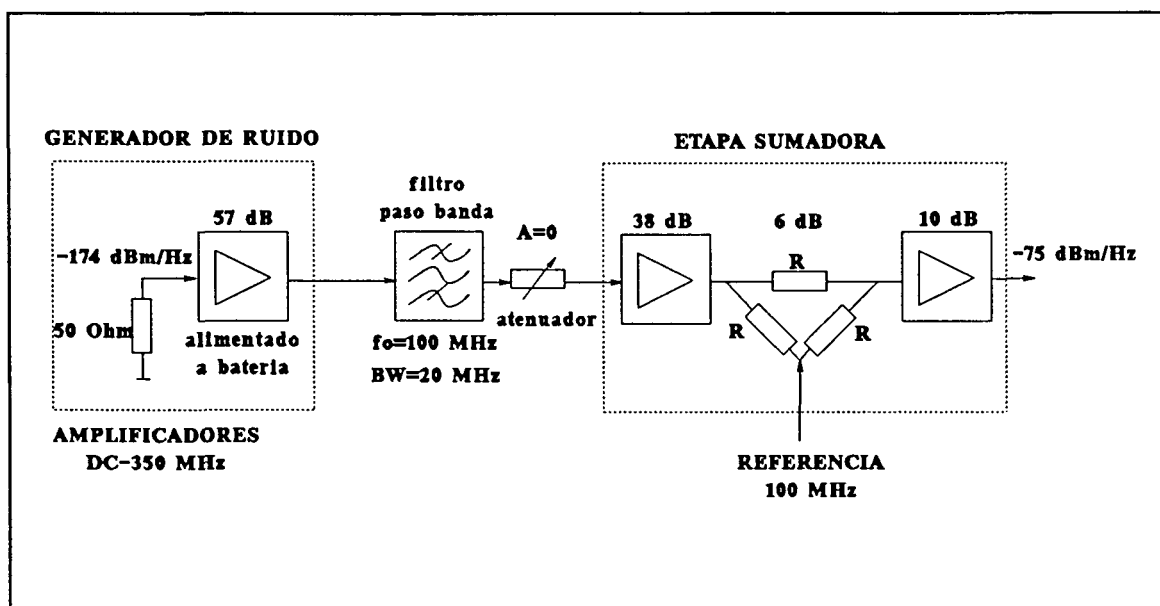


Figura VI-12 Diagrama de bloques de la referencia de test para la medida de  $H_r(s)$ . A la señal de referencia de  $100 \text{ MHz}$  se le suma ruido térmico amplificado y filtrado al ancho de banda de interés.

medida automática y de tratamiento de datos. Las medidas se han efectuado a frecuencia intermedia, utilizando el método del discriminador de frecuencia.

La figura VI-13 muestra el espectro de la señal de test. Como puede observarse, se obtiene una referencia de  $100 \text{ MHz}$  con un ruido de fase plano de aproximadamente  $-78 \text{ dBrad/Hz}$ , en un ancho de banda de  $20 \text{ MHz}$ . El ruido de AM presente en esta señal no va a distorsionar la medida, pues es rechazado en aproximadamente  $30 \text{ dB}$  por el detector de fase balanceado del PLO.

La figura VI-14 muestra diversas medidas realizadas sobre un PLO de  $2.4 \text{ GHz}$  que utiliza la referencia ruidosa de  $100 \text{ MHz}$ . El ruido de fase ha sido medido utilizando el sistema HP3048A. La curva (a) se ha medido con el PLO enganchado a la referencia ruidosa, y por tanto representa una medida del módulo de la función de transferencia, en escala logarítmica. Se observa claramente el ancho de banda del PLL, aproximadamente  $100 \text{ kHz}$ , y los efectos de alta frecuencia a partir de  $1 \text{ MHz}$ .

La curva (b) corresponde a la medida del ruido de fase de la propia referencia de  $100 \text{ MHz}$ . Esta curva se utilizará para la corrección de errores sistemáticos de medida. Obsérvese que se tiene ruido plano para frecuencias offset bajas, y el efecto del filtrado del ruido para la banda superior del margen de medida. Se observa también, una diferencia de  $27 \text{ dB}$  entre esta curva y el ruido del PLO motivada por el factor 24 de multiplicación del PLL.

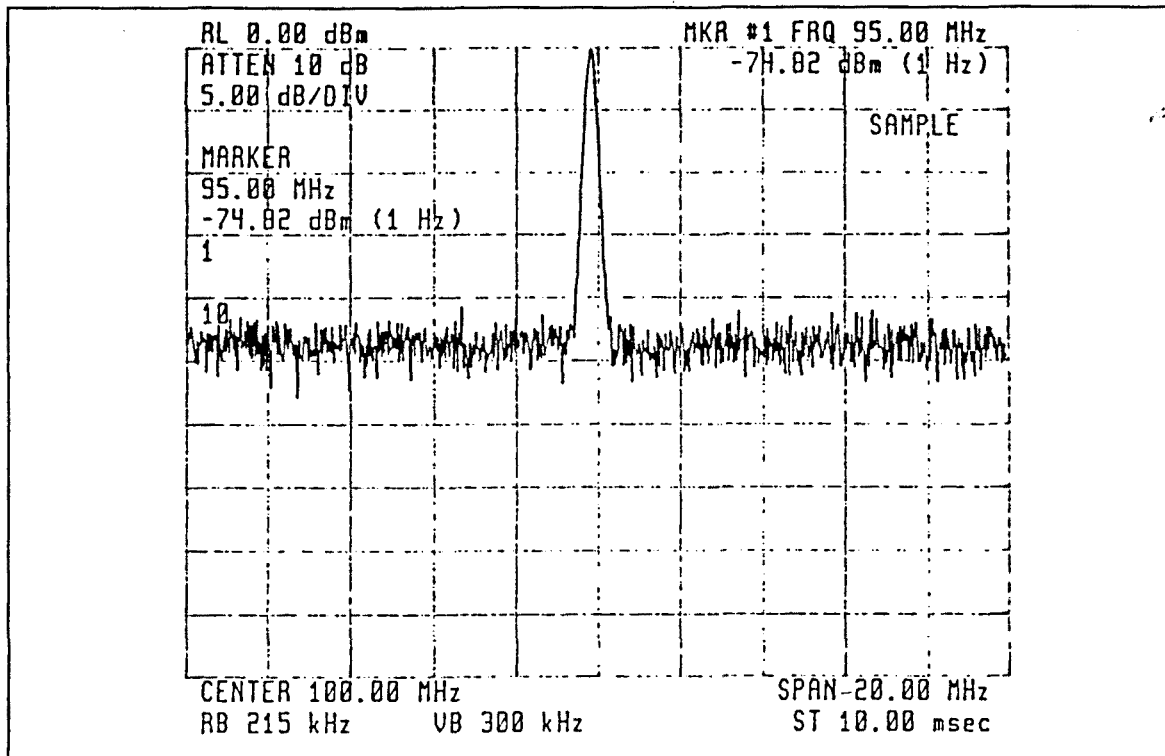


Figura VI-13 Medida de la referencia de test a 100 MHz. Se obtiene un nivel de potencia de ruido de fase de -78 dBm/Hz en un ancho de banda de 20 MHz.

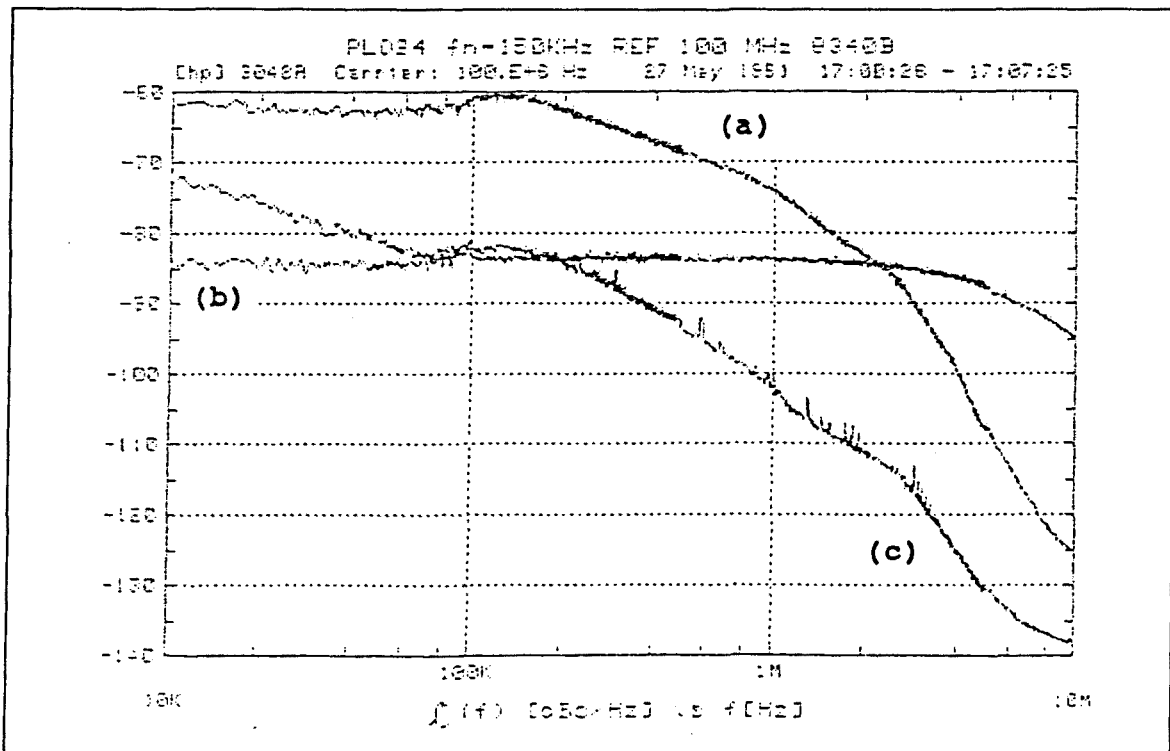


Figura VI-14 Medida de  $H_f(s)$  en un PLO a 2.4 GHz: (a) Ruido del PLO con la referencia de test; (b) ruido de la referencia ruidosa de 100 MHz; y (c), medida con referencia no ruidosa.

La curva (c) representa el ruido del PLO de 2.4 GHz, con el interruptor del ruido de la referencia en OFF. Esto permite comprobar que el ruido de la referencia de test es dominante en todo el margen de medida, y que por tanto se está midiendo realmente la función  $H_r(s)$ . Para frecuencias offset bajas, el margen útil de medida está limitado por el ruido flicker de la señal de 100 MHz, que en algún punto será superior al ruido de fase de origen térmico. Para frecuencias elevadas el factor limitador lo constituye el ruido del VCO. Obsérvese que en este caso -frecuencias offset elevadas- la curva (a) está constituida por ruido de la referencia atenuado por  $H_r(s)$ , mientras que la curva (c) es ruido del VCO sin atenuar. Obviamente, el ruido de test no puede aumentarse indefinidamente pues el enganche sería imposible

Este método de medida de  $H_r(s)$ , tiene la ventaja de que las medidas pueden realizarse sin tener que interrumpir el lazo, evitando así problemas de repetibilidad, de variación de los parámetros del PLL, o de tener que diseñar circuitería adicional para efectuar la misma. Se ha comprobado, además, que este método tiene la suficiente sensibilidad como para detectar los efectos de alta frecuencia de la función de transferencia. En el capítulo siguiente se efectúan diversos diseños de PLO con componentes reales, que permitirán validar tanto los modelos reales de éstos, como la validez del método de medida propuesto.

PARTE TERCERA

---

OPTIMIZACION DEL RUIDO DE FASE EN PLLs





# Diseño de PLOs con subsistemas no ideales

## VII.1 Introducción

En los capítulos anteriores, correspondientes a la parte II del presente trabajo, se han caracterizado los diferentes subsistemas que integran un PLO, tanto desde el punto de vista de ruido de fase añadido, como de su función de transferencia. El estudio teórico y experimental de los componentes ha servido para determinar las prestaciones que se pueden esperar de los mismos, así como para identificar aquellos que puedan ser más conflictivos. Una vez caracterizados los subsistemas, en esta parte III de la tesis se tratará el diseño de PLOs con subsistemas no ideales. El problema puede abordarse desde dos puntos de vista:

-Reducción de los efectos parásitos de los componentes de modo que el diseño pueda realizarse como si éstos fuesen ideales. La caracterización de los componentes será necesaria únicamente para garantizar que el comportamiento real del sistema no difiera excesivamente del ideal.

-Incorporación de los efectos parásitos de los subsistemas en el método de diseño del PLO. De este modo podrán obtenerse las máximas prestaciones de un conjunto de componentes dado.

El proceso de diseño en el primer caso es evidente: se diseña el PLO considerando que todos los componentes se comportan de una forma ideal, y después se analiza el sistema teniendo en cuenta el comportamiento real de dichos componentes, para verificar que no introducen ningún efecto nocivo. Así, los siguientes apartados de este capítulo estudiarán exclusivamente el segundo punto de vista. Al considerar los efectos no ideales en el mismo proceso de diseño, podremos obtener el máximo provecho de unos componentes dados, sin necesidad de substituirlos por otros de prestaciones superiores. El problema de los efectos

parásitos de orden superior -que dan funciones de transferencia de orden superior al ideal- es tratado por medio del método de las líneas de margen de fase constante, propuesto en esta tesis. En cuanto al ruido de fase añadido por los diversos componentes que integran el PLO, será tratado según el método de los osciladores equivalentes, método empleado de forma implícita en las referencias habituales sobre el tema [B1][B2][S1]

## VII.2 Método de las líneas de margen de fase constante

Una vez que se han caracterizado todos los componentes que integran un PLO, y se dispone de su función de transferencia real, ya se puede realizar el diseño del mismo. Hay que hacer notar que éste consistirá únicamente en determinar el tipo de filtro de lazo que se va a utilizar y la posición de sus ceros y polos, pues las características del resto de componentes vienen preestablecidas. El método de diseño que se propondrá a continuación es totalmente general para cualquier tipo de realización con componentes no ideales. Sin embargo, dado que el diseño más habitual es el de segundo orden tipo II, nos referiremos únicamente a éste. El filtro que se debe realizar es el de primer orden de retardo avance

$$F(s) = \frac{1 + \tau_2 s}{\tau_1 s} \quad (\text{VII-1})$$

Las constantes del filtro de lazo ideal  $\tau_1$  y  $\tau_2$  son los únicos parámetros de diseño de que se dispone -en realidad los valores de los componentes  $R_1$ ,  $R_2$  y  $C$  del filtro (fig. VI-8)-. La función de transferencia en lazo cerrado del PLL real será de orden superior al segundo, y por tanto los parámetros  $\omega_n$  y  $\xi$  ya no tienen sentido. Sin embargo, como están sencillamente relacionados con  $\tau_1$  y  $\tau_2$ , y además son mucho más intuitivos,  $\omega_n$  y  $\xi$  se siguen utilizando como parámetros de diseño. Recordemos que la relación entre los tres conjuntos de parámetros es

$$\tau_1 = CR_1 = \left( \frac{K}{\omega_n^2} \right) \quad \tau_2 = CR_2 = \left( \frac{2\xi}{\omega_n} \right) \quad (\text{VII-2})$$

El análisis, en especial para determinar la estabilidad de los lazos, deberá realizarse, por supuesto, según las funciones de transferencia de orden superior.

La figura VII-1 nos muestra el efecto de los polos parásitos en el comportamiento de  $H_r(s)$ , que aparece cuando se intentan realizar anchos de banda elevados. Las gráficas presentan la función  $|H_r(jw)|$  para los diseños  $\xi=0.7$  y  $f_n=50$  KHz, 250 KHz y 500 KHz, representados para el caso ideal y el caso real. Los parámetros de diseño son los correspondientes al PLO24:

VCO:	$K_o=40$ MHz/V	$f_{nv}=2.8$ MHz	$\xi_v=0.35$
DETECTOR:	$K_d=262$ mV/rad	$R_d=80$ Ohm	
DIVISOR:	$N=24$		
A.O:	$A_o=199.5e3$	$f_a=22.5$ Hz	

Para el caso ideal, todos los diseños presentan el mismo aspecto, independientemente de la frecuencia natural de diseño. Para el caso real, al aumentar la frecuencia natural del filtro de lazo  $f_n$ , los diseños se apartan progresivamente del caso ideal, observándose el efecto de los polos de alta frecuencia, que producen un sobreamortiguamiento **-peaking-** en la respuesta del filtro.

La figura VII-2 muestra la fase de la función de transferencia en lazo abierto, para el caso ideal y real, de los tres diseños anteriores. En el caso ideal, el margen de fase asociado a  $\xi=0.7$  es de  $65^\circ$ , y es independiente de  $\omega_n$ . El margen de fase real, sin embargo, se reduce drásticamente al intentar aumentar el ancho de banda del filtro, quedando en  $MF=63^\circ$ ,  $MF=51^\circ$  y  $MF=32^\circ$  respectivamente.

Las gráficas anteriores ponen de manifiesto que si se pretende garantizar la estabilidad de un diseño -especificando un margen de fase dado, por ejemplo- es imprescindible tener en cuenta las funciones de transferencia reales de los componentes del PLL. La figura VII-3 muestra el margen de fase real obtenido para el PLO24, diseñado para distintas  $f_n$  y  $\xi$  ideales. Nótese que para garantizar un  $MF > 60^\circ$  se debe diseñar para  $f_n < 200$  KHz. Desde el punto de vista de diseño, esta gráfica es poco útil, pues se observa que para  $f_n$  constante, simplemente aumentando  $\xi$  no se tiene un aumento sostenido del margen de fase, que pasa por un valor máximo. Para solucionar este problema, en la figura VII-4 se han representado las líneas de MF real constante en el plano de diseño  $f_n$ - $\xi$  ideales. Se observa que para  $MF=60^\circ$  se obtiene un ancho de banda máximo con  $\xi=0.9$

Las líneas de MF real constante proporcionan unas sencillas reglas de diseño que nos serán muy útiles para estudiar la estabilidad de diferentes realizaciones de PLOs, pues permitirán comparar las prestaciones de diferentes prototipos para márgenes de fase reales preestablecidos. En este caso, si solamente se pretende garantizar la estabilidad, tomando

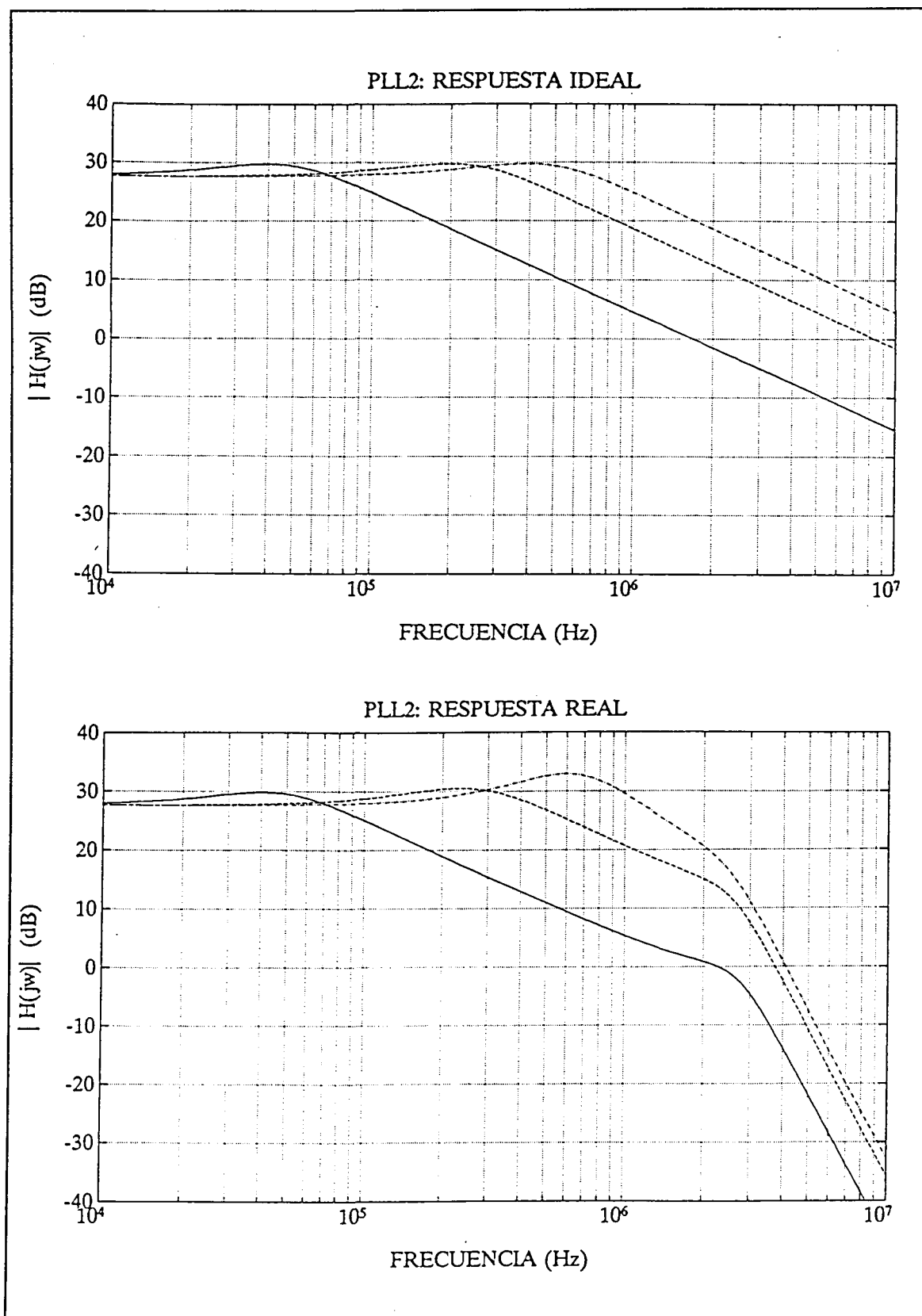


Figura VII-1 Función de transferencia en lazo cerrado ideal y real del PLO de 2.4 GHz. Diseños de segundo orden con  $\xi=0.7$  y  $f_n=50$  KHz, 250 KHz y 500 KHz.

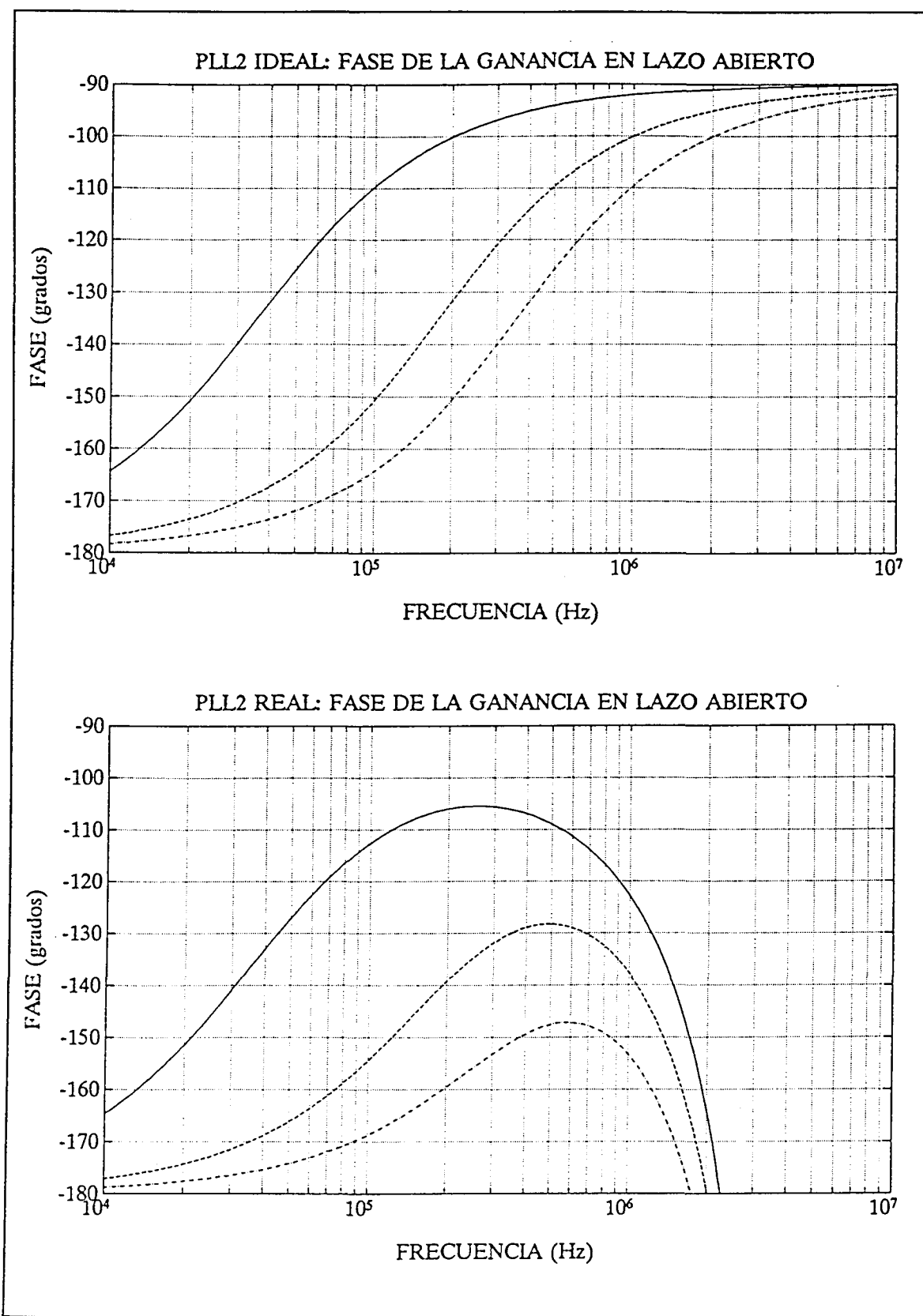


Figura VII-2 Fase de la función de transferencia en lazo abierto ideal y real del PLO de 2.4 GHz. Diseños de segundo orden con  $\xi=0.7$  y  $f_n=50$  KHz, 250 KHz y 500 KHz.

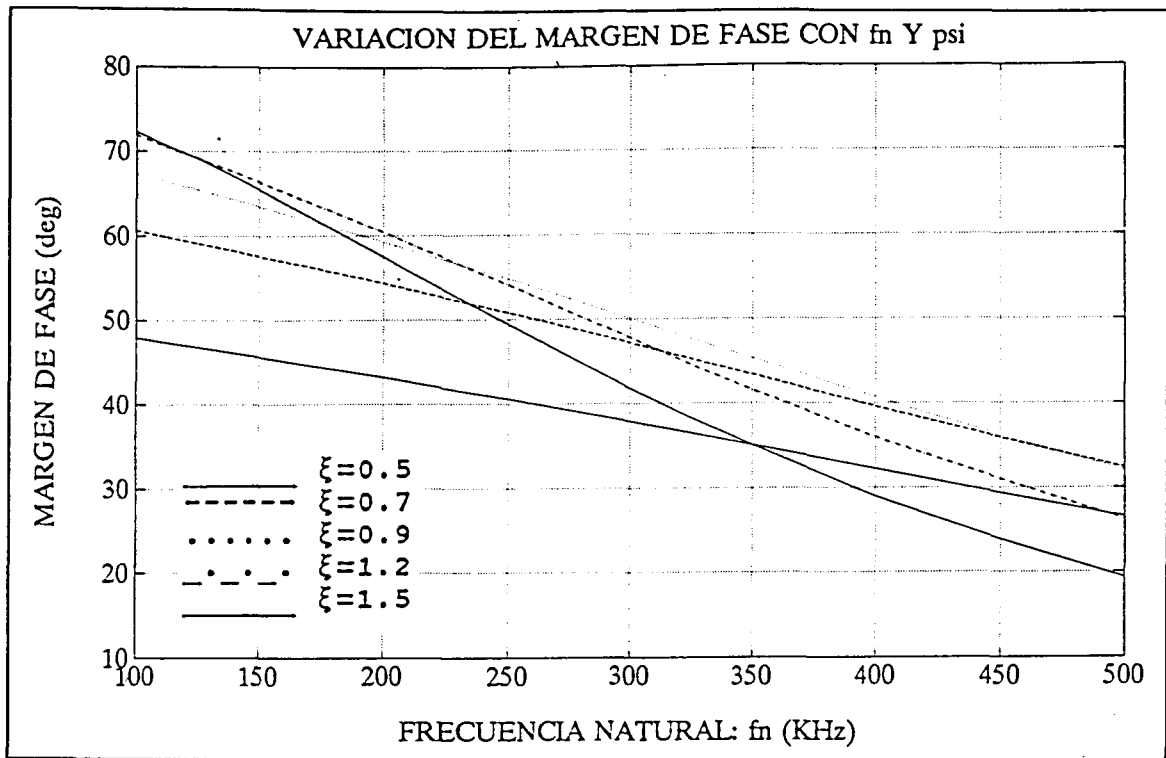


Figura VII-3 Margen de fase del PLL de orden 2 realizado con componentes reales, en función de los parámetros de diseño  $f_n$ - $\xi$  del PLL de segundo orden ideal.

MF=60°, por ejemplo, cualquier par de valores  $f_n$ - $\xi$  sobre la línea de MF=60° constituirá un posible diseño.

Para realizar un estudio de la sensibilidad de los diseños a la variación de los parámetros del PLL, en la figura VII-4 se han marcado tres posibles realizaciones:

DISEÑO A:  $f_n=125$  KHz  $\xi=0.7$

DISEÑO B:  $f_n=180$  KHz  $\xi=0.9$

DISEÑO C:  $f_n=200$  KHz  $\xi=1.2$

Una vez elegidos estos tres diseños -todos ellos con MF=60°-, vamos a determinar cuál de ellos es el menos sensible a la variación de los parámetros del PLL. Supóngase que el filtro de lazo se ha diseñado para un par de valores  $\omega'_n$ - $\xi'$  a partir de una constante del lazo estimada  $K'$ . En este caso, las constantes de tiempo del filtro que se realizan son

$$\tau_1 = \frac{K'}{(\omega'_n)^2} \quad \tau_2 = \frac{2\xi'}{\omega'_n}$$

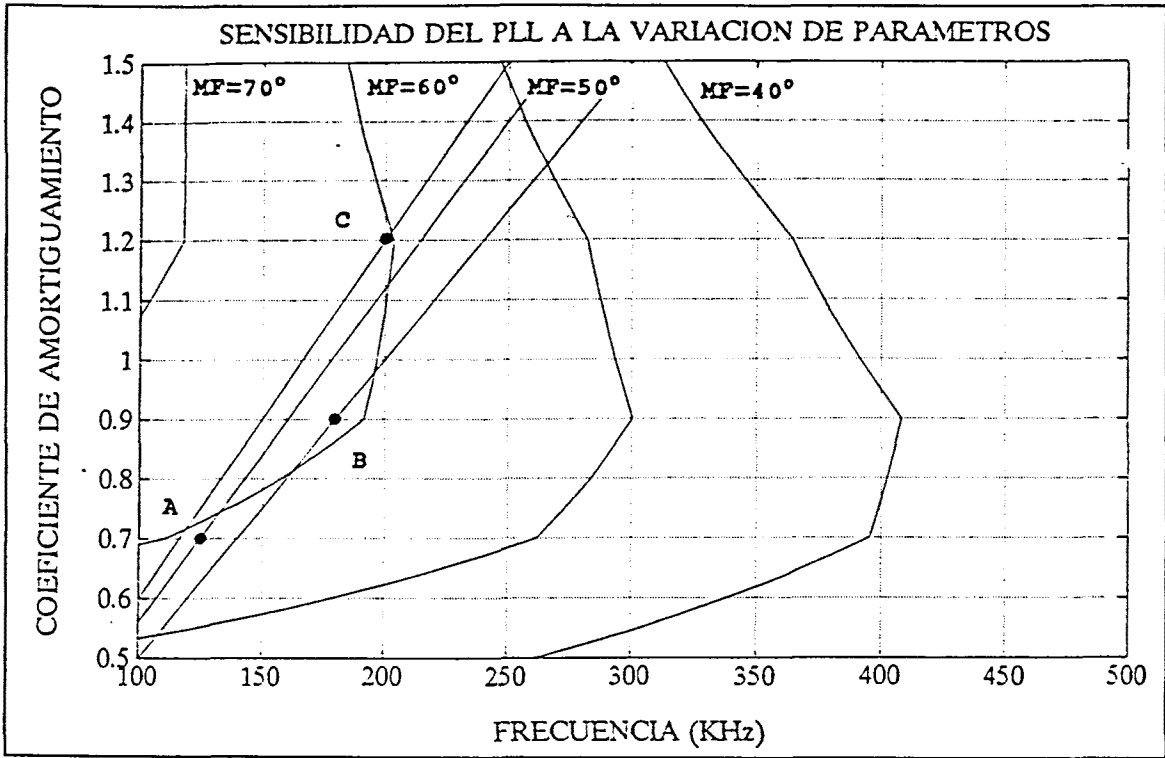


Figura VII-4 Líneas de margen de fase -MF- real constante en el plano de diseño  $\omega_n$ - $\xi$ . A, B y C son tres posibles realizaciones con MF=60°.

Recordemos que  $\tau_1$  y  $\tau_2$ , calculados de este modo, fijan el valor de los componentes del filtro de lazo. Sin embargo, el valor estimado  $K'$  -utilizado en el cálculo de  $\tau_1$  y  $\tau_2$ - puede ser distinto de su valor real  $K$ . Las razones son múltiples: cambio en la potencia de las señales del detector de fase, cambios de temperatura, no linealidad del VCO, tolerancia de los componentes, etc. Así, si escribimos el valor real  $K$  en función de su valor estimado  $K'$  como

$$K = k_e K' \tag{VII-4}$$

donde  $k_e$  es un parámetro de dispersión, los valores  $\omega_n$ - $\xi$  que realmente se han realizado son

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{\tau_1}} = \sqrt{k_e} \omega'_n \quad \xi = \frac{1}{2} \omega_n \tau_2 = \sqrt{k_e} \xi' \tag{VII-5}$$



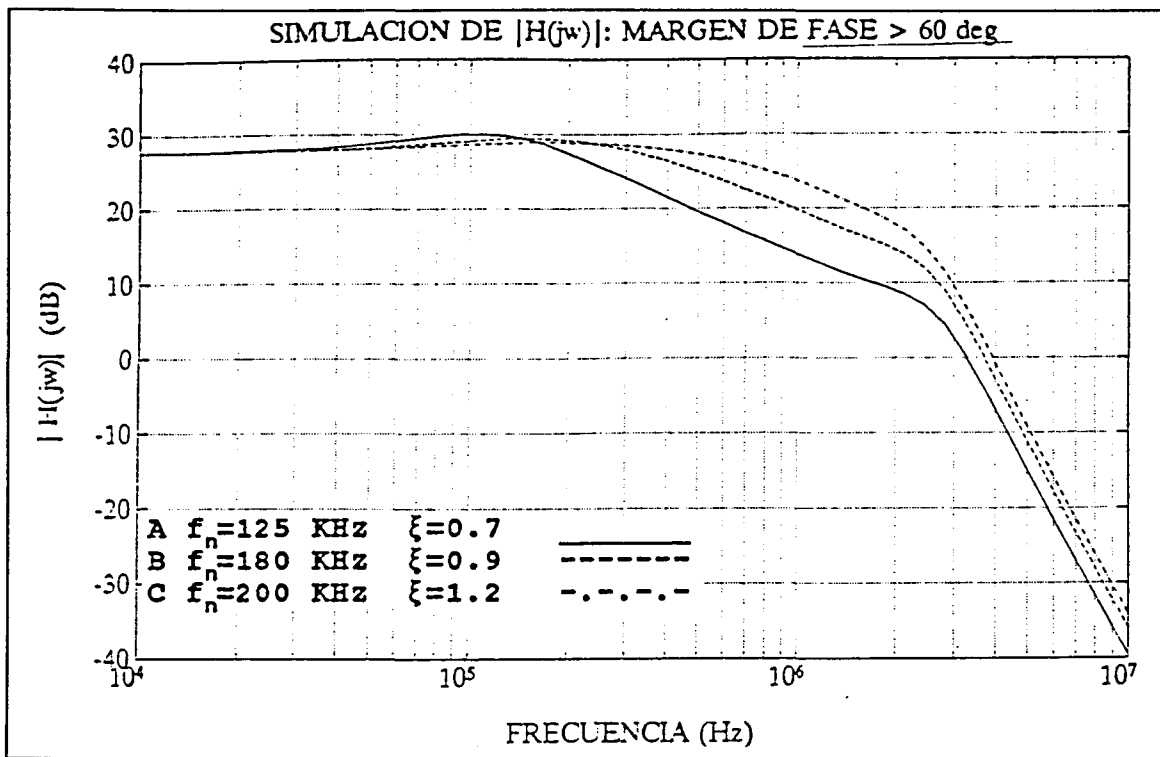


Figura VII-5 Respuesta  $H_r(s)$  real de los diseños del PLO24 A, B y C de la figura VII-4. El análisis se ha realizado considerando los efectos de orden superior.

Esta no es más que la ecuación paramétrica de la recta en el plano de diseño  $\omega_n$ - $\xi$  dada por

$$\xi = \left( \frac{\xi'}{\omega'_n} \right) \omega_n \quad (\text{VII-6})$$

En consecuencia, la dispersión de la constante  $K$  del PLL no provoca una variación completamente aleatoria del par  $\omega_n$ - $\xi$  diseñado, sino que éste estará restringido a la recta anteriormente descrita, que pasa por el punto (0,0) y por el punto de diseño ( $\omega'_n$ - $\xi'$ ) -condición de no error, o de  $k_e=1$ -.

La figura VII-4 muestra claramente que el diseño B se halla muy próximo al máximo margen de fase asequible en su línea de dispersión asociada, que corresponde, lógicamente, a un mínimo de sensibilidad en dicha línea de dispersión. Además, si es posible acotar el valor de  $k_e$ , se podrá tener una estimación de la degradación máxima -en términos de margen de fase- que puede sufrir el diseño debido a la dispersión de  $K$ .

### VII.2.1 Validación del método de diseño

Para validar tanto el método de diseño de PLOs reales, como el modelado del comportamiento real de los subsistemas -efectuado en el capítulo VI-, es conveniente realizar la medida de la función de transferencia en lazo cerrado para los tres diseños A, B y C. La figura VII-5 muestra la simulación del módulo de  $H_r(s)$  para los tres casos, en la cual se observa un comportamiento aproximado de segundo orden para frecuencias bajas -incluida la zona de transición-, y el efecto de los polos parásitos para frecuencias elevadas, ya en la banda atenuada del filtro. Nótese que, al asegurar un MF de aproximadamente  $60^\circ$  para los tres diseños, todos ellos presentan un sobreamortiguamiento reducido y de valor similar entre sí.

El método de medida de la función de transferencia en lazo cerrado del PLL, expuesto en el capítulo anterior, permite la comparación de los resultados experimentales con las simulaciones teóricas. La figura VII-6 muestra la medida de los diseños A, B y C propuestos para el PLO24. También presenta la curva de ruido de la referencia de test de 100 MHz, que se empleará para efectuar la corrección de los errores sistemáticos de la medida. La diferencia de 27 dB a frecuencias bajas corresponde al factor de multiplicación  $N=24$  del PLL. Además, también se observa muy buena concordancia con las previsiones teóricas a frecuencias offset más elevadas.

La figura VII-7 presenta las medidas realizadas, una vez han sido importadas por el programa "PLL" y efectuadas las correcciones. Se observa una ligera disminución de la frecuencia natural de diseño  $f_n$  -con respecto al caso ideal- en los tres casos. Esto se corresponde con un  $k_e < 1$ , e implica una disminución del margen de fase del diseño C, paradójicamente el que menor  $f_n$  utilizaba y por tanto parecía más estable a priori. Obsérvese, que según ec. VII-5, una disminución de  $\omega_n$  implica también una disminución de  $\xi$ . Aunque el diseño se halle en la zona ideal, esto supone un aumento del sobreamortiguamiento.

La figura VII-8 compara la medida de  $H_r(s)$  del diseño B con la previsión teórica realizada. La buena concordancia entre las dos curvas indica que, efectivamente, el diseño B es poco sensible a la variación de parámetros.

Como conclusión, la concordancia de los resultados obtenidos con las previsiones teóricas ha servido para validar el método de diseño propuesto, que permite el tratamiento de PLLs realizados con subsistemas no ideales. También ha quedado demostrada la validez de los modelos adoptados para los componentes reales y los métodos de medida utilizados para obtenerlos. Además, se ha probado la eficacia del método para la medida de la función de transferencia en lazo cerrado del PLL -desarrollado en el capítulo anterior-, que posee la

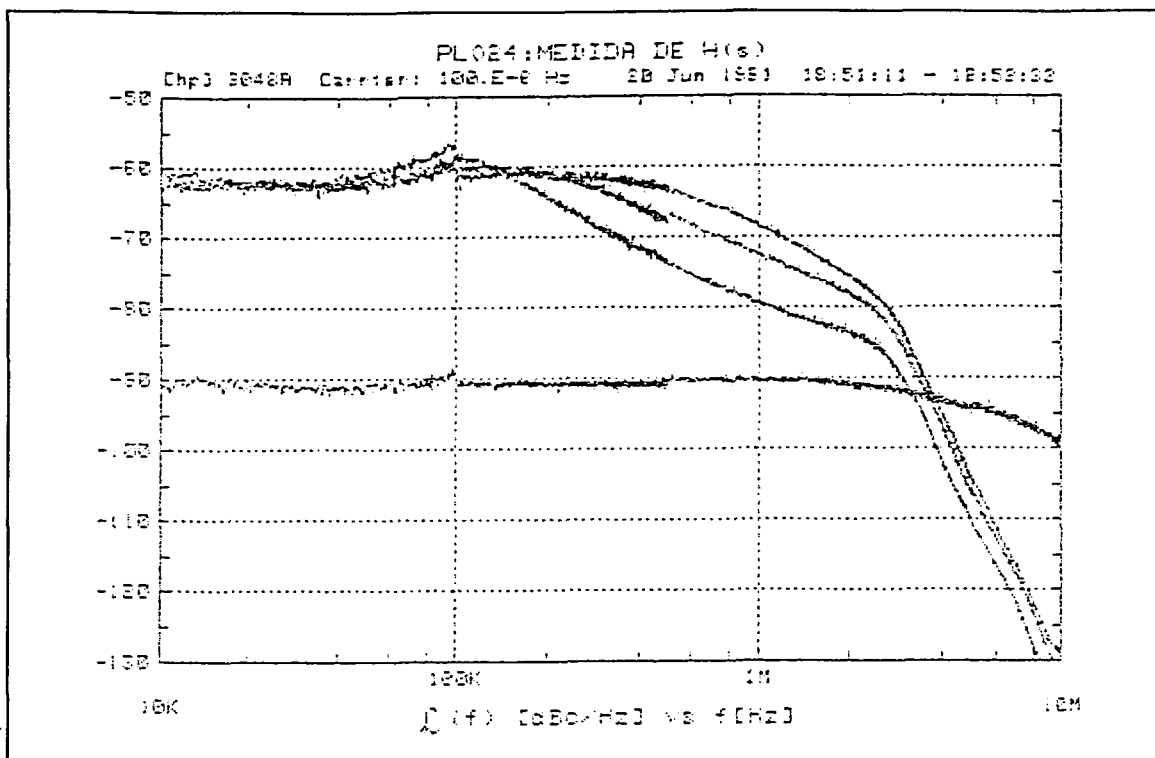


Figura VII-6 Medida de  $H_r(s)$  del PLO24 (diseños A, B y C de la figura VII-4) utilizando la referencia de test de 100 MHz y ruido de ésta.

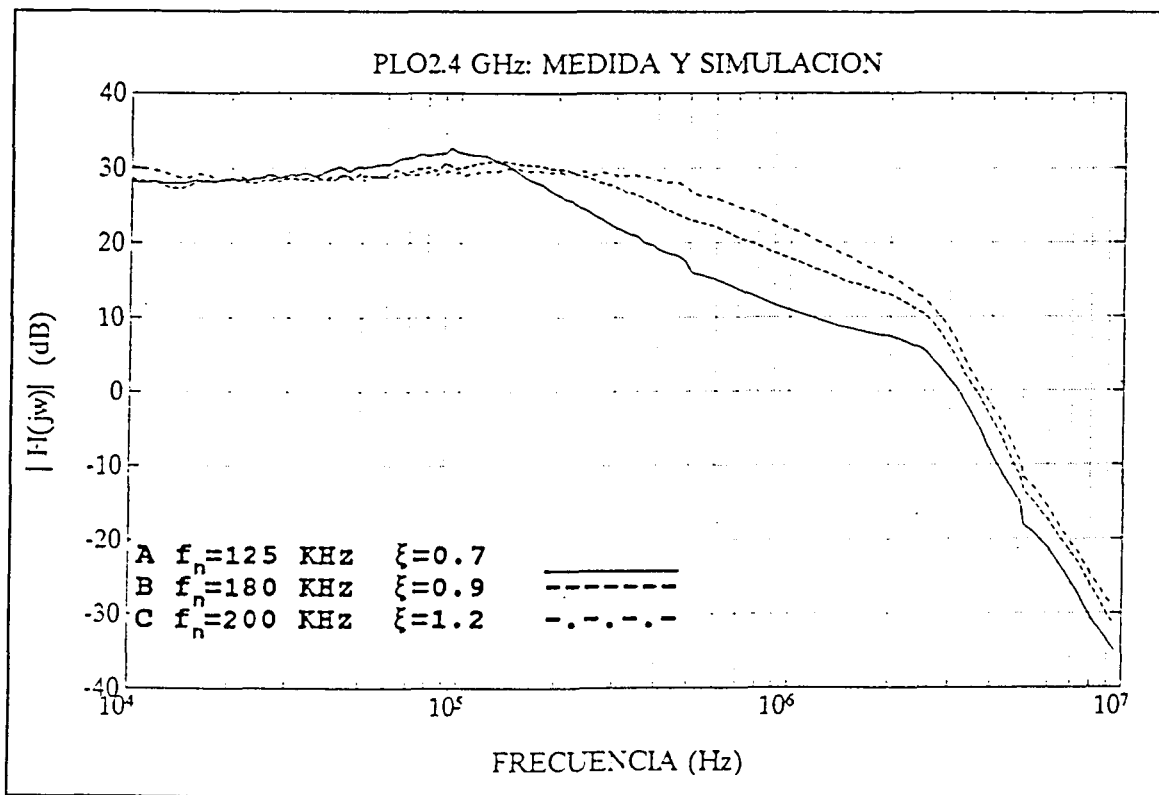


Figura VII-7 Las medidas de la figura VII-6 han sido procesadas para obtener la respuesta en lazo cerrado  $H_r(s)$  de los diseños A, B y C del PLO de 2.4 GHz.

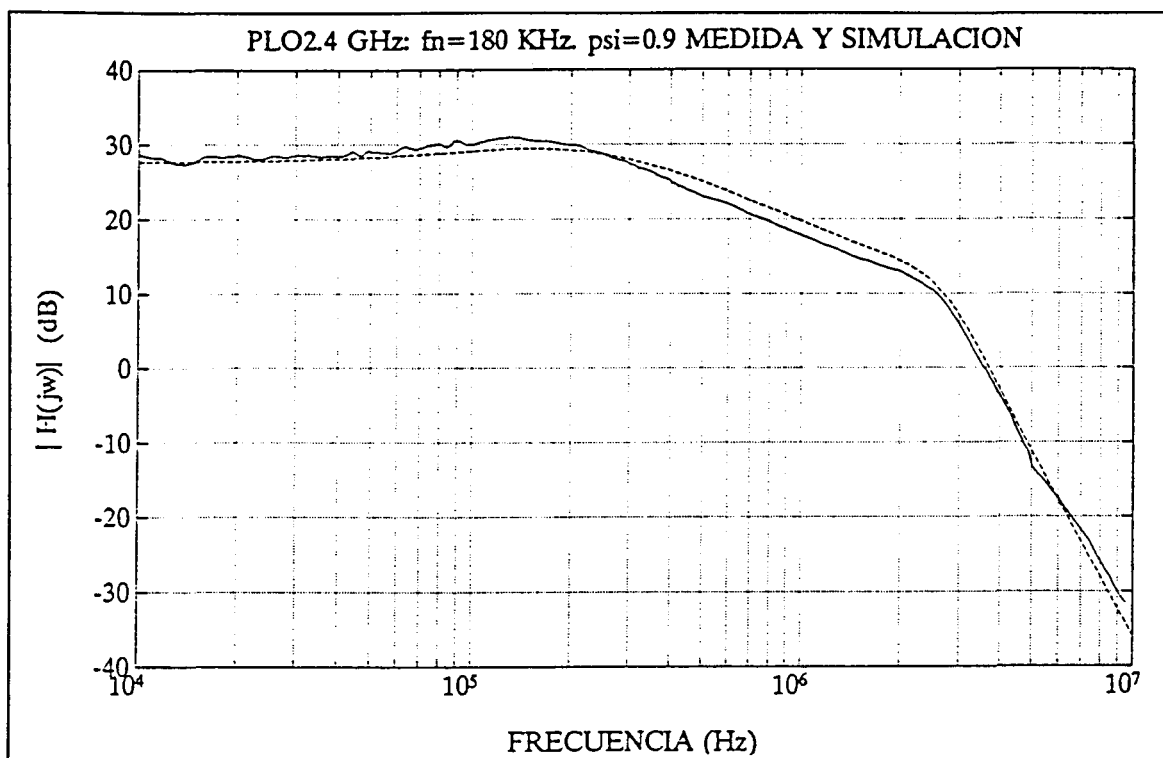


Figura VII-8 función de transferencia en lazo cerrado  $H_r(s)$  para el PLO24 del diseño B. Comparación entre el resultado medido y la predicción teórica.

suficiente sensibilidad para mostrar los efectos de los polos de alta frecuencia, y que permite verificar los diseños realizados con un mínimo de circuitería adicional.

### VII.3 Método de los osciladores equivalentes

El apartado anterior se ha dedicado a estudiar el diseño de un PLO cuando las funciones de transferencia reales de los subsistemas que lo integran introducen efectos de orden superior. Ahora se tratará el problema del ruido añadido por dichos subsistemas. El ruido total a la salida del PLO puede estudiarse, según lo visto en el capítulo IV, a partir de la referencia y el VCO equivalentes:

$$S_o(f_m) = S_{rq}(f_m) |H_r(j2\pi f_m)|^2 + S_{vq}(f_m) |H_v(j2\pi f_m)|^2 \tag{VII-7}$$

donde  $H_r(s)$  y  $H_v(s)$  -en el caso de que sea necesario- deberán considerar los efectos parásitos más importantes introducidos por los subsistemas, y por tanto serán funciones de orden superior al caso ideal.

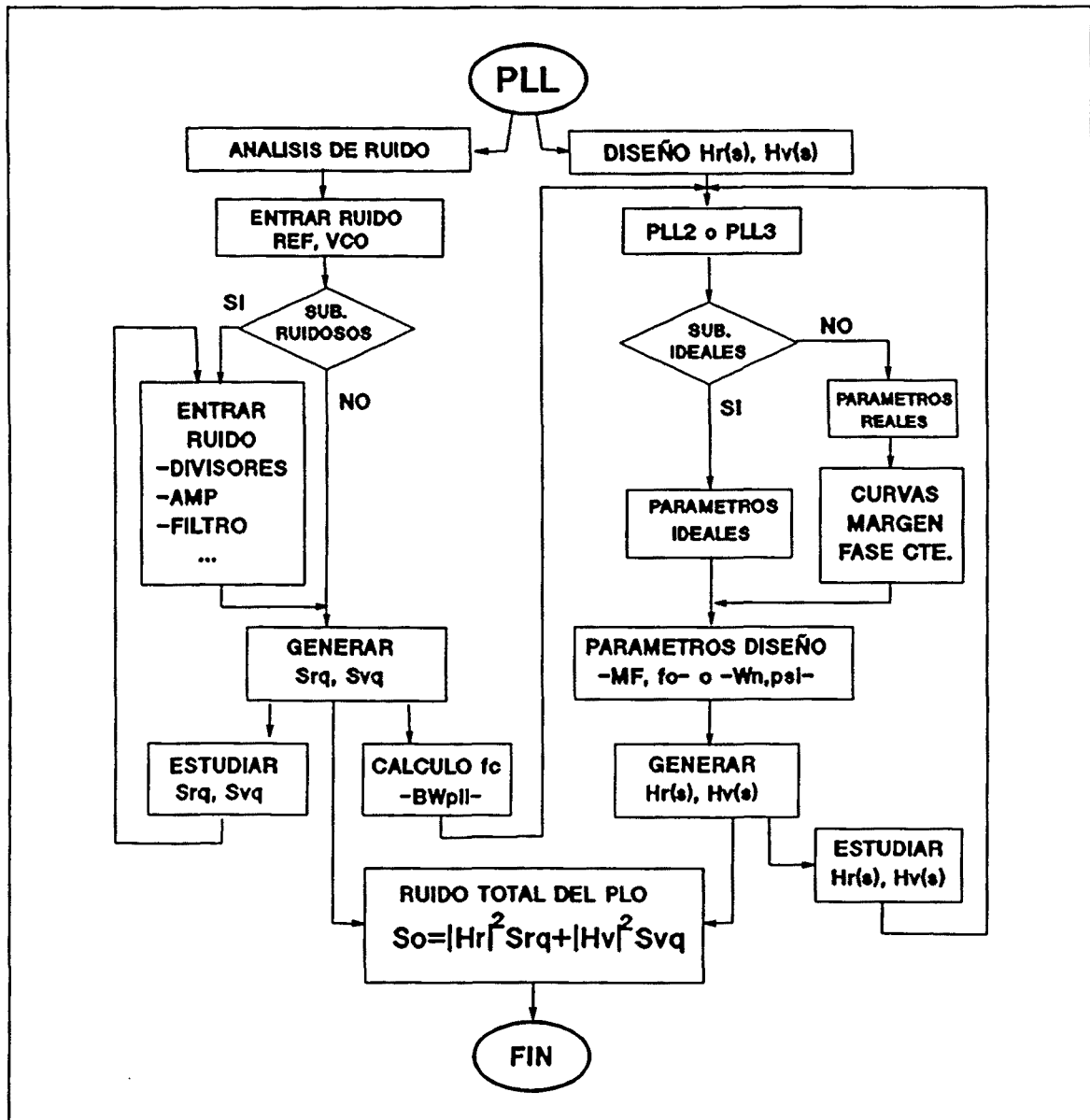


Figura VII-9 Flujograma del programa "PLL" de análisis y síntesis de PLOs. "PLL" permite estudiar los subsistemas no ideales de un PLL, en cuanto a su ruido de fase y a sus efectos parásitos de alta frecuencia.

El programa "PLL", cuyo flujograma se muestra en la figura VII-9, se ha desarrollado para facilitar el análisis y síntesis de PLOs con subsistemas no ideales. "PLL" se ha desarrollado con la utilidad matemática "MATLAB™" de Mathwork, Inc, que permite el análisis de sistemas realimentados lineales. "PLL" está estructurado en forma de pantallas de menús que permiten, primero, realizar la síntesis de las funciones de transferencia no ideales, para un margen de fase predeterminado, y posteriormente la predicción del ruido de fase del PLO diseñado.

Para ilustrar el proceso de diseño de un PLO, se describirá el flujograma de la figura

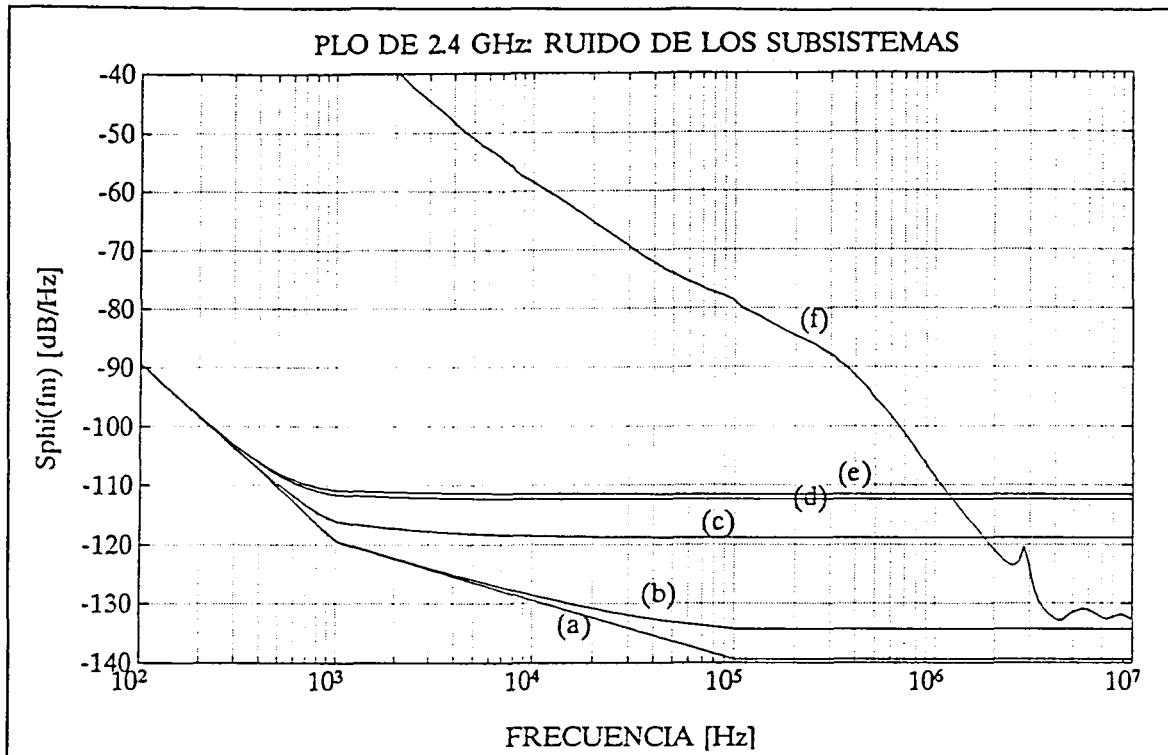


Figura VII-10 Ruido de los subsistemas del PLO de 2.4 GHz a dicha frecuencia: (a) referencia a cristal de 100 MHz; (b) detector SRA-1; (c) Filtro de lazo; (d) divisor ECL y (e) referencia equivalente.

VII-9, y se diseñará un PLO a 2.4 GHz utilizando algunos de los subsistemas caracterizados en los capítulos anteriores, correspondientes a la parte II de esta tesis.

### VII.3.1 Determinación de la frecuencia de corte.

El primer paso en el diseño del PLO es el estudio de la curva de ruido de la referencia y del VCO equivalentes. Para ello nos moveremos por la columna de la izquierda del flujograma de la figura VII-9. Esto permitirá determinar la frecuencia offset  $\omega_c$  a la cual ambas curvas se cortan, y establecer el ancho de banda necesario para el PLL. En este apartado se podrá determinar qué subsistemas contribuyen de forma dominante al ruido del PLO, y si se debe proceder a su optimización o sustitución. La figura VII-10 muestra la curva de ruido del VCO y de la referencia equivalentes, calculadas a partir de las contribuciones de ruido más significativas de los subsistemas del PLO de 2.4 GHz, normalizadas a dicha frecuencia. Estas son:

- (a) Referencia a cristal de 100 MHz
- (b) Detector SRA1:  $R_d=80\Omega$ ,  $NTR=1.3$  y  $K_d=0.257$  V/rad
- (c) Filtro de lazo: Ruido dominante del AO :  $e_n=12$  nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

- (d) Divisores ECL
- (e) Ruido de la referencia equivalente
- (f) Ruido del VCO de 2.4 GHz en oscilación libre

Obsérvese que el ruido de los divisores ECL es prácticamente el ruido dominante en la referencia equivalente, a efectos de calcular la frecuencia de corte. Esta última resulta ser de aproximadamente 1.2 MHz. Como quiera que el ruido del divisor no se ve afectado por la constante  $k_d$  del detector, no hay ningún medio de reducir su contribución. Además, por ser el ruido dominante, tampoco es efectivo optimizar el ruido del resto de los componentes. El AO utilizado es relativamente ruidoso y, en otros diseños, probablemente debería ser reemplazado. En cuanto al ruido del VCO, en este caso no se ha considerado ninguna contribución de ruido adicional.

### VII.3.2 Diseño de $H_r(s)$ .

Una vez se ha determinado el ancho de banda del PLL, se pasará a la columna de la derecha del flujograma de "PLL", correspondiente a la síntesis y análisis de las funciones de transferencia. Estas pueden ser de segundo o tercer orden y, optativamente, tener en cuenta los efectos no ideales de los diferentes subsistemas. Para este segundo caso, el cálculo de las líneas de margen de fase constante permitirá obtener los parámetros de diseño del PLL ideal, para un margen de fase real -considerando los efectos parásitos- preestablecido. A partir de los parámetros de diseño del PLL de orden 2 o 3, se podrá realizar un estudio de las estabilidad real, obtener los elementos circuitales que realizan el diseño, y calcular las funciones de transferencia para el ruido de la referencia y del VCO,  $H_r(s)$  y  $H_v(s)$  respectivamente. Estas son almacenadas para, posteriormente, calcular el ruido total del PLO.

En el apartado VII-2 ya se puso de manifiesto que el máximo ancho de banda realizable, con los componentes disponibles, se halla en el margen de 200 KHz a 400 KHz, dependiendo del margen de fase que se desee garantizar. Por este motivo, un ancho de banda de 1.2 MHz es excesivo para el PLO de 2.4 GHz del ejemplo, pues los efectos parásitos del amplificador operacional y del VCO lo llevarán a la inestabilidad, sin que este efecto pueda ser compensado. Supongamos, a efectos ilustrativos, que no existieran limitaciones de ancho de banda. En este caso se elegiría  $f_n=1.2$  MHz y  $\xi=0.7$  -por ejemplo-, con lo que obtendríamos las funciones de transferencia del PLL, y podríamos predecir el ruido de fase total del PLO. La curva (c) de la figura VII-11 muestra el ruido de este hipotético PLO, junto a la curva de la referencia equivalente (a) y del VCO (b). Se observa que dentro del ancho de banda del PLL el ruido de la referencia es dominante, pero también lo es fuera de éste, a pesar de estar filtrado paso bajo.

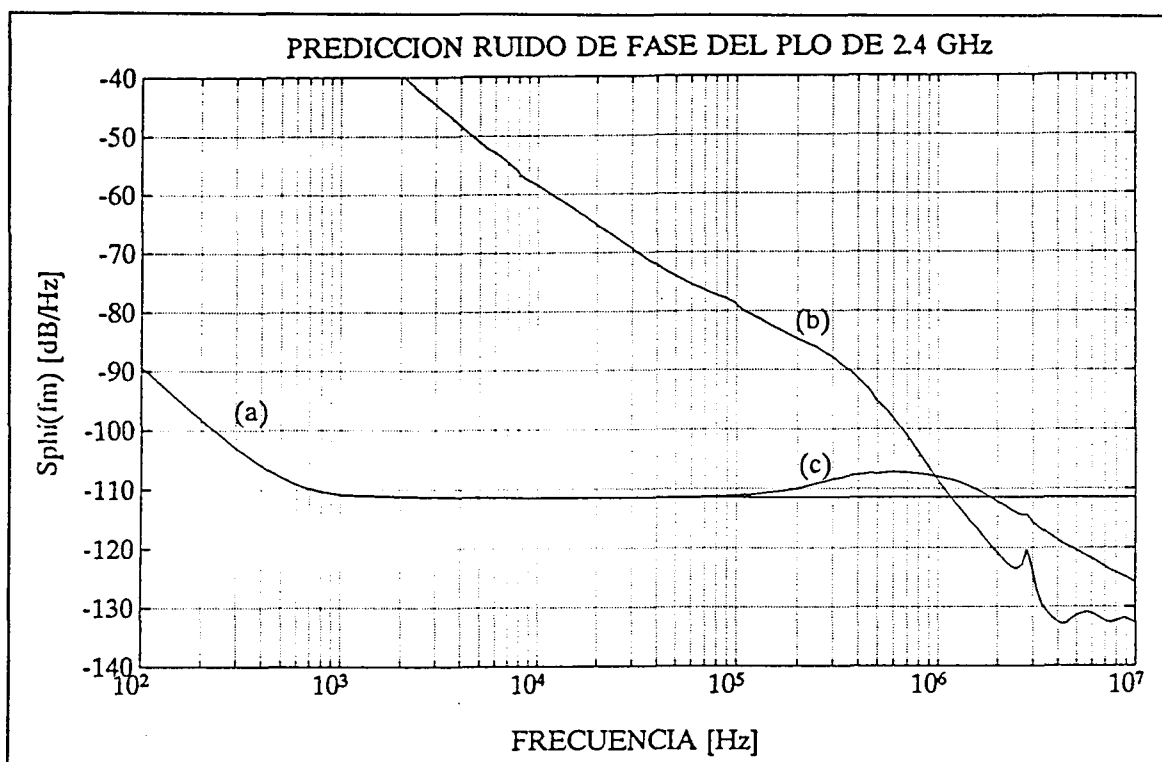


Figura VII-11 Ruido de PLO24. (a) referencia equivalente, (b) VCO equivalente y (c) Ruido del PLO si  $f_n = 1.2$  MHz y  $\xi = 0.7$  fuesen realizables.

Acabamos de poner de manifiesto un hecho que a menudo se obvia; esto es, que tanto  $H_r(s)$  como  $H_v(s)$  no son filtros ideales, con un flanco abrupto que separe la banda de paso de la banda atenuada. Para un diseño de segundo orden,  $H_r(s)$  cae con 20 dB/dec debido a la presencia de un cero en su numerador, mientras que  $H_v(s)$  lo hace con 40 dB/dec. Además, las curvas de ruido presentan también una cierta pendiente, que deberá sumarse o restarse -en dB/dec- a la atenuación de los filtros. Para el ejemplo en cuestión, el ruido de la referencia es plano en la zona de interés, y caerá en 20 dB/dec una vez filtrado. Es por tanto dominante para  $f_m > f_n$ , pues el ruido del VCO cae en 30 dB/dec en este mismo margen de frecuencias.

El efecto descrito anteriormente puede agravarse, para el caso del VCO, para el margen  $f_m < f_n$ . El PLL de orden 2 atenúa el ruido del VCO en 40 dB/dec, que a su vez tiene una pendiente de 30 dB/dec -para frecuencias decrecientes-. Así, el ruido del VCO cae solamente en 10 dB/dec dentro del ancho de banda del PLL. Si la atenuación de  $H_v(s)$  fuera de sólo 20 dB/dec, entonces el ruido de fase del VCO crecería en 10 dB/dec, siendo dominante dentro del ancho de banda del PLL, que resultaría excesivamente ruidoso. Esto ocurriría, por ejemplo, si el PLL fuese de primer orden, o si algún efecto parásito introdujese un cero en el numerador de  $H_v(s)$ . En este último supuesto, incluso con un comportamiento estable del PLL, dicho efecto parásito sería fatídico.



De cualquier modo, los efectos descritos indican que las propiedades de atenuación de las funciones de transferencia deben ser estudiadas para minimizar el ruido filtrado, especialmente en la zona de transición, que puede comprender más de una década alrededor del ancho de banda del PLL.

## VII.4 Rediseño del PLO.

En este capítulo se ha expuesto la metodología a seguir para el diseño de un PLO de bajo ruido. El primer paso consiste en estudiar el ruido de los subsistemas para determinar el ancho de banda del PLL y fijar cuál es el ruido mínimo que podrá obtenerse a partir de los componentes dados. Si se cumplen las especificaciones exigidas al PLO -al menos con un margen de 10 dB para tener en cuenta el exceso de ruido a frecuencias cercanas al ancho de banda-, seguidamente se pasa al diseño de las funciones de transferencia. Estas deberán proporcionar un funcionamiento estable del PLL, y además presentar una respuesta óptima al ruido de los subsistemas. En el ejemplo del apartado anterior se ha llegado a la conclusión de que el ancho de banda óptimo para el PLO de 2.4 GHz es de aproximadamente 1.2 MHz. Sin embargo, también ha quedado manifiesto que con los subsistemas utilizados por este PLO, el máximo ancho de banda realizable con un comportamiento estable del bucle es considerablemente inferior. En el capítulo siguiente se tratan adecuadamente estos problemas, y se establece el método para tratar las limitaciones de los componentes reales.

# Optimización del ruido de fase en un PLO

En el capítulo anterior se ha expuesto de forma general cuál es el procedimiento de diseño de un PLO realizado con componentes no ideales. En este capítulo se ilustrará el proceso diseñando un oscilador sintetizado a 2.4 GHz. Para validar el método, se comparan las medidas de los sucesivos prototipos construidos con las predicciones teóricas realizadas. La predicción del comportamiento del PLO real se realiza a partir de las curvas de ruido y las funciones de transferencia reales de los subsistemas, obtenidas en la parte II de la tesis. La optimización del comportamiento del PLL puede resumirse en los siguientes pasos, que deberán seguirse hasta que el PLO cumpla las especificaciones deseadas:

- 1) Determinación del máximo ancho de banda estable
- 2) Elección del filtro con mejor respuesta al ruido
- 3) Optimización de los componentes críticos del sistema
- 4) Uso de topologías alternativas para el PLO.

El apartado siguiente se dedica al estudio de los diseños basados en el PLL de segundo y tercer orden. Se estudiará su comportamiento frente a los efectos parásitos más habituales, en términos de margen de fase  $MF$  y de la frecuencia  $f_o$ . Se pondrá de manifiesto, de este modo, la utilidad de éstos parámetros en la comparación de realizaciones distintas del PLL. También se estudian las propiedades de filtrado de los dos tipos de realizaciones.

## VIII.1 Propiedades de filtrado de los PLLs de segundo y tercer orden no ideales.

En una primera aproximación, el ruido de fase a la salida de un PLO corresponderá a la referencia -o referencia equivalente- dentro del ancho de banda del mismo, y al ruido del VCO -o VCO equivalente- fuera de éste. Sin embargo, ya se ha visto que tanto  $H_r(s)$  como

$H_v(s)$  no tienen una transición abrupta de la banda de paso a su banda atenuada, y que además las curvas de ruido también presentan una cierta pendiente. Por este motivo, se hace necesario estudiar las propiedades de atenuación del comportamiento real de  $H_r(s)$  y de  $H_v(s)$ , para determinar qué diseños proporcionan mínimo ruido de fase.

En este apartado se estudian las propiedades de atenuación de los PLL de segundo y tercer orden -PLL2 y PLL3 respectivamente- realizados con componentes no ideales, y se comparan los resultados con los expuestos en el capítulo III. La figura VIII-1 muestra el margen de fase real de PLL2 y PLL3 en función de la frecuencia de diseño ideal  $f_0$ , cuando el margen de fase ideal diseñado es de  $40^\circ$  y  $60^\circ$ . Se observa que al intentar realizar anchos de banda elevados, el margen de fase real se degrada de forma muy similar en ambos diseños. Este se aparta mínimamente del caso ideal hasta aproximadamente  $f_0 = 100$  KHz -que corresponde a  $f_n \approx 70$  KHz-, y a partir de aquí se degrada rápidamente.

Para el diseño de tercer orden, la caída del margen de fase real puede compensarse de forma similar al caso de segundo orden. La figura VIII-2 muestra las **curvas de margen de fase real constante**, en el plano de diseño  $f_0$ - $MF_0$  ideales. Para el caso ideal el margen de fase máximo realizable según ec.III-18 es de  $90^\circ$ . Así, a cada  $f_0$  el margen de fase real asociado a  $MF_0 = 90^\circ$  es el máximo margen de fase real realizable, y consiguientemente el límite del ancho de banda realizable. Para evitar problemas de realización debido a la elección de los componentes del filtro de lazo, se ha limitado el margen de fase ideal a  $80^\circ$ .

A partir de las curvas de margen de fase constante del PLL3 y PLL2 (figuras VIII-2, VIII-3 y VIII-4), puede determinarse cuál es el máximo ancho de banda realizable para un margen de fase real preestablecido. Si se eligen diseños sobre una de estas líneas, al aumentar la frecuencia de diseño  $f_0$  el margen de fase real permanece constante y el ancho de banda del filtro aumenta. En las figuras VIII-5 y VIII-6 se ha representado  $|H_r(j\omega)|$  y  $|H_v(j\omega)|$  para distintos diseños de PLL2 y PLL3. Se ha variado  $f_0$  manteniendo el margen de fase real de  $40^\circ$  ó  $60^\circ$ . Se observa, efectivamente, que el ancho de banda aumenta para frecuencias de diseño  $f_0$  mayores. Sin embargo, a diferencia del caso ideal, a pesar de que el margen de fase permanece constante, el ancho de banda creciente va asociado también a un ligero incremento del sobreamortiguamiento. Cuando el valor de  $f_0$  es elevado, al incrementar más su valor se observa una mejora muy reducida en la atenuación de  $|H_r(j\omega)|$  y  $|H_v(j\omega)|$  -las curvas de los diferentes diseños están muy poco espaciadas- mientras que el sobrepulso crece muy rápidamente. Así, podemos considerar que se obtiene un ancho de banda próximo al máximo, con un sobreamortiguamiento razonable, con los siguientes diseños:

PLL2	MF=40°	$f_n=400$ KHz	$\xi=0.75$
PLL2	MF=60°	$f_n=200$ KHz	$\xi=1.0$

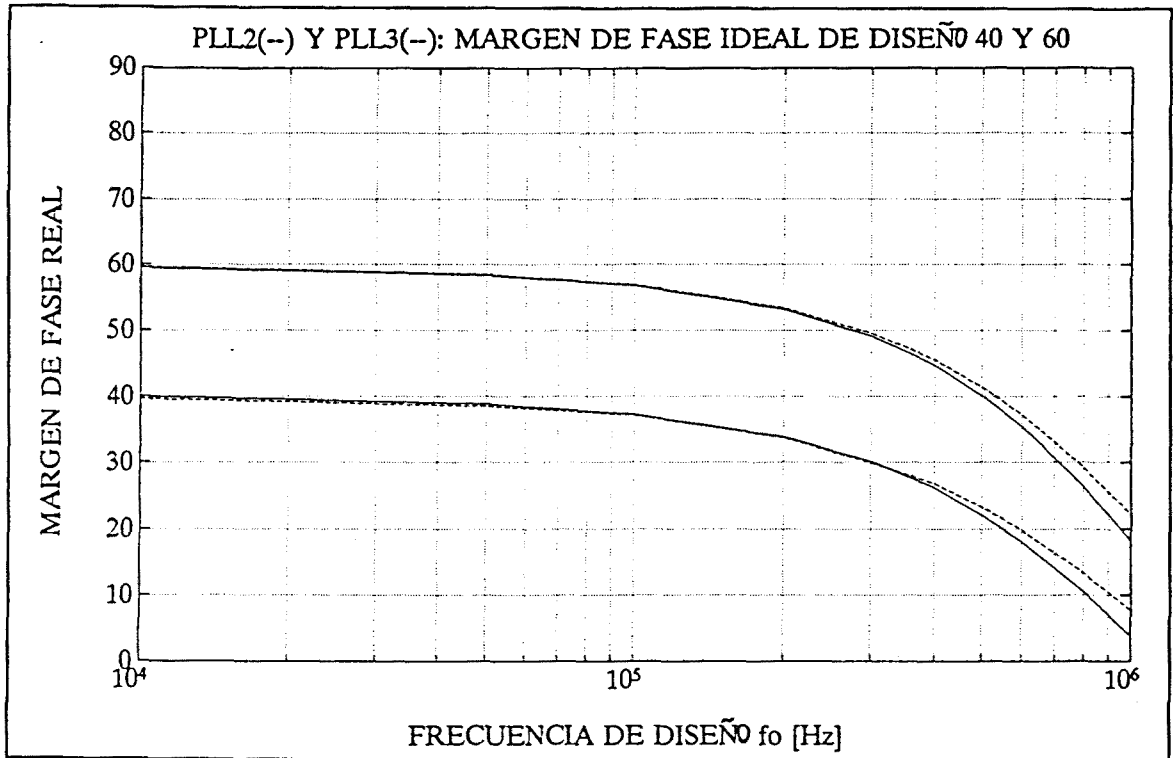


Figura VIII-1 Margen de fase real para el PLL de segundo y tercer orden, en función de los parámetros de diseño  $f_o$  y  $MF_o$ .

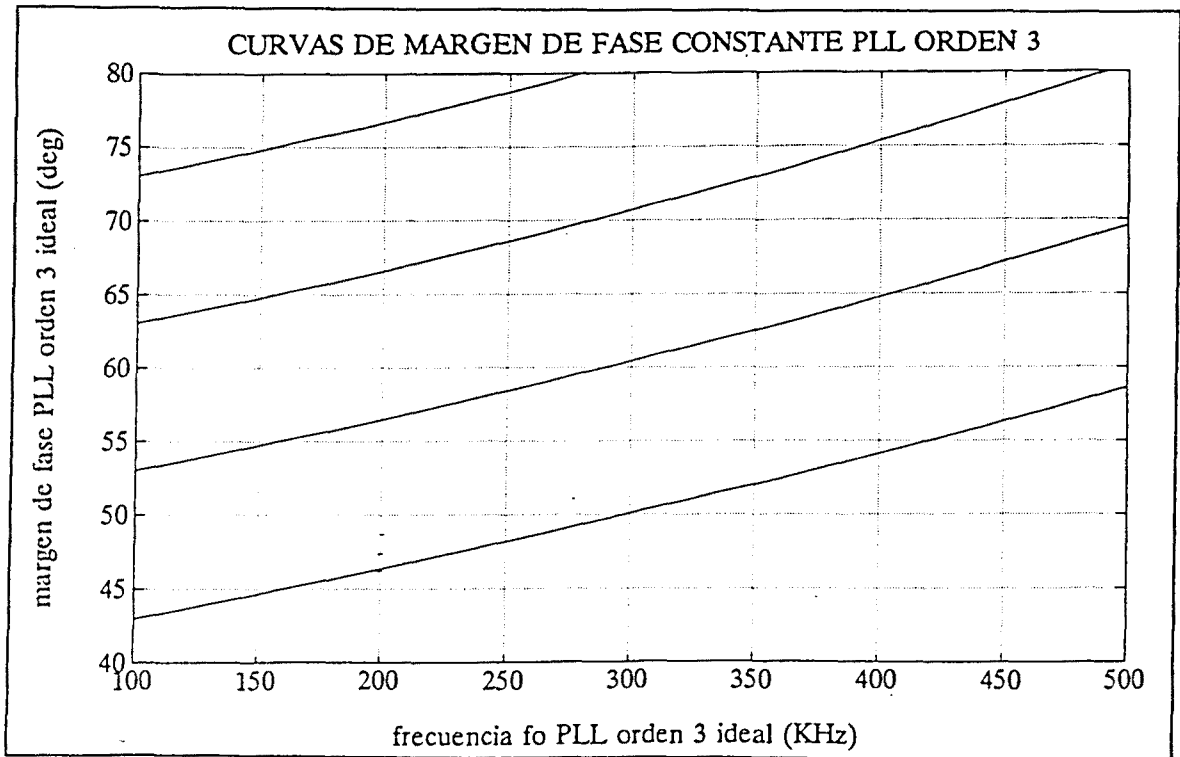


Figura VIII-2 Líneas de margen de fase real constante en el plano de diseño  $f_o$ ,  $MF_o$ . Diseño de tercer orden -PLL3- con componentes no ideales.

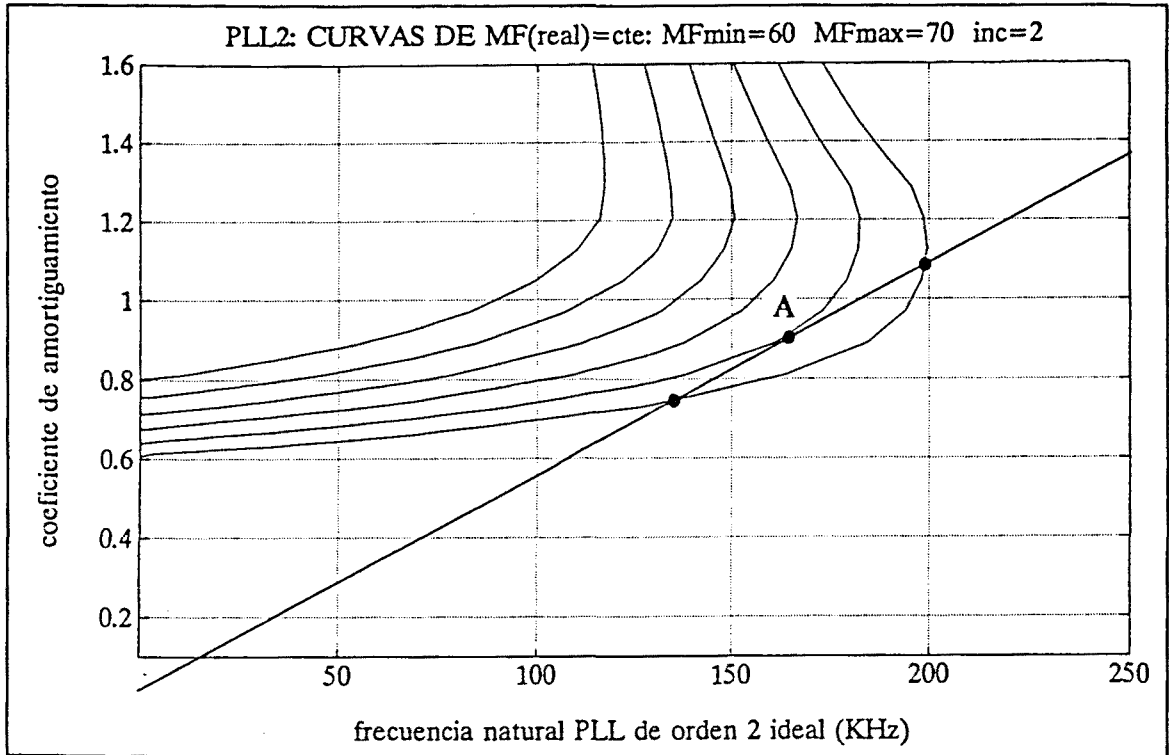


Figura VIII-3 PLL2: Líneas de margen de fase constante en el plano de diseño  $f_n, \xi$ . Realización con  $MF \approx 60^\circ$  y mínima sensibilidad a la variación de parámetros A.

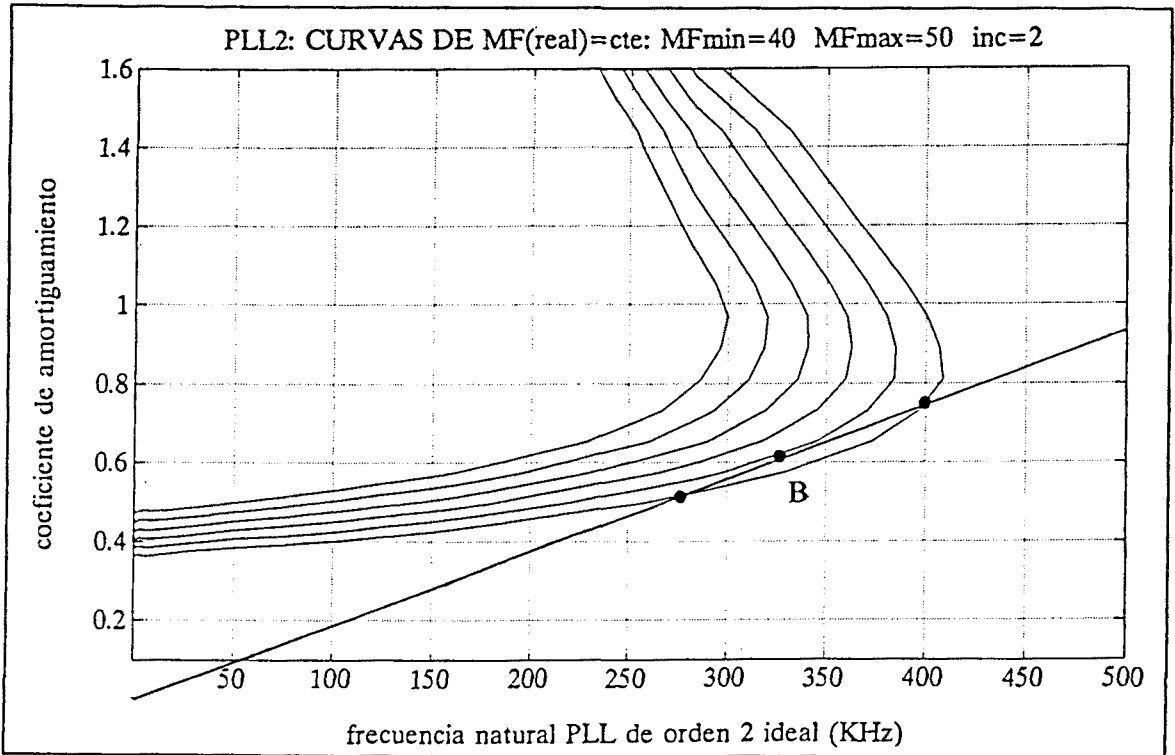


Figura VIII-4: PLL2: Líneas de margen de fase constante en el plano de diseño  $f_n, \xi$ . Realización con  $MF \approx 40^\circ$  y mínima sensibilidad a la variación de parámetros B.

PLL3	MF=40°	$f_o=450$ KHz	MF <sub>o</sub> =56°
PLL3	MF=60°	$f_o=400$ KHz	MF <sub>o</sub> =75°

En la figura VIII-7 se comparan los diseños anteriores -en los cuales se ha maximizado el ancho de banda realizable para un margen de fase preestablecido-. Para el margen de fase de 60° el comportamiento de ambos diseños es muy similar, especialmente en la zona de transición. Para frecuencias offset reducidas,  $H_v(s)$  es unos 5 dB mejor en PLL2 que en PLL3, lo cual también ocurre en el caso ideal. Sin embargo para el caso de margen de fase 40° PLL2 permite anchos de banda superiores a PLL3, con 10 dB de mejora para  $H_v(s)$ . Además, hay que hacer resaltar que la ventaja que se cita típicamente del PLL ideal de orden 3 es la mejor atenuación de  $H_r(s)$  para frecuencias offset elevadas. En el caso real, sin embargo, los efectos de alta frecuencia en  $H_r(s)$  -que se observan alrededor de 3 MHz- hacen que ambos diseños presenten curvas de atenuación muy similares.

La figura VIII-8 compara el diseño óptimo -en cuanto a ancho de banda máximo- del PLL2, con el que correspondería al mismo margen de fase si el diseño se realizara para mínima sensibilidad a la variación de los parámetros del PLL (figura VIII-3). Como las propiedades de atenuación de ambos diseños son muy similares, se elige la realización que minimiza la sensibilidad a la variación de parámetros. Así, para la validación práctica del método de diseño propuesto, los prototipos de PLO elegidos son

PLL2	MF=40°	$f_n=325$ KHz	$\xi=0.6$
PLL2	MF=60°	$f_n=160$ KHz	$\xi=0.9$
PLL3	MF=60°	$f_o=400$ KHz	MF <sub>o</sub> =75°

En la misma figura VIII-8 se muestra el módulo y la fase reales de la ganancia en lazo abierto de los tres diseños propuestos. Se comprueba, que el margen de fase realizado es, efectivamente de 40° y 60°.

En la figura VIII-9 observamos una concordancia muy buena entre la predicción teórica de la función de transferencia en lazo cerrado  $H_r(s)$  de los tres diseños propuestos, y la medida de dicha función. Nótese que la curva PLL2 MF=40° es la que presenta mayor sobreamortiguamiento, mientras que para MF=60° el diseño de orden 2 presenta mayor atenuación de la referencia que el de orden 3.

La figura VIII-10 compara la predicción teórica de  $H_v(s)$  para los tres diseños propuestos. Obsérvese que el diseño con menor margen de fase es el que permite una mayor atenuación del ruido del VCO para frecuencias offset bajas, a costa de un mayor sobreamortiguamiento en la zona de transición. Aunque  $H_v(s)$  no se puede medir, la medida

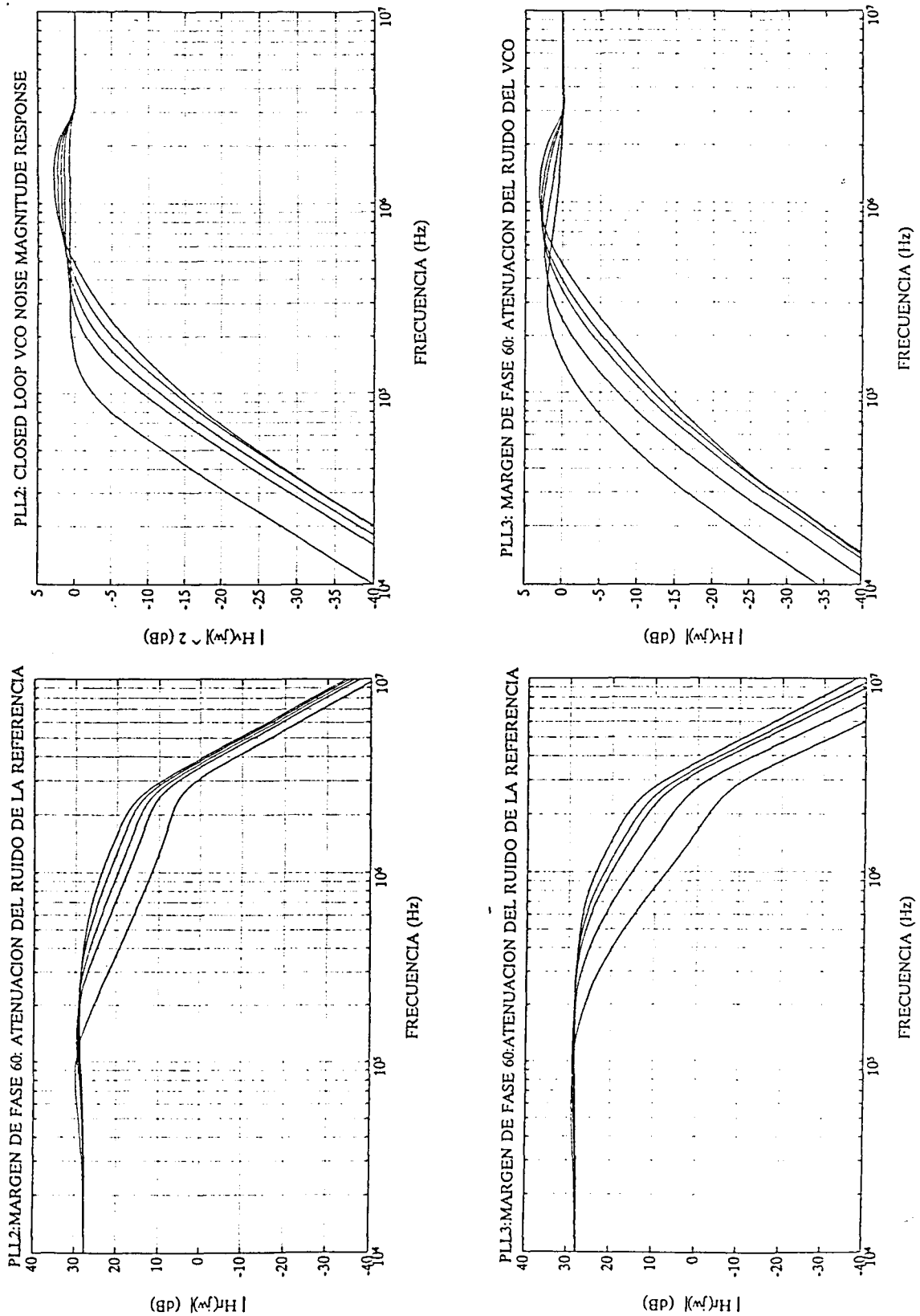


Figura VIII-5 PLL2 y PLL3: comparación de la función de transferencia real para la referencia y el VCO para varias realizaciones con margen de fase 60°.

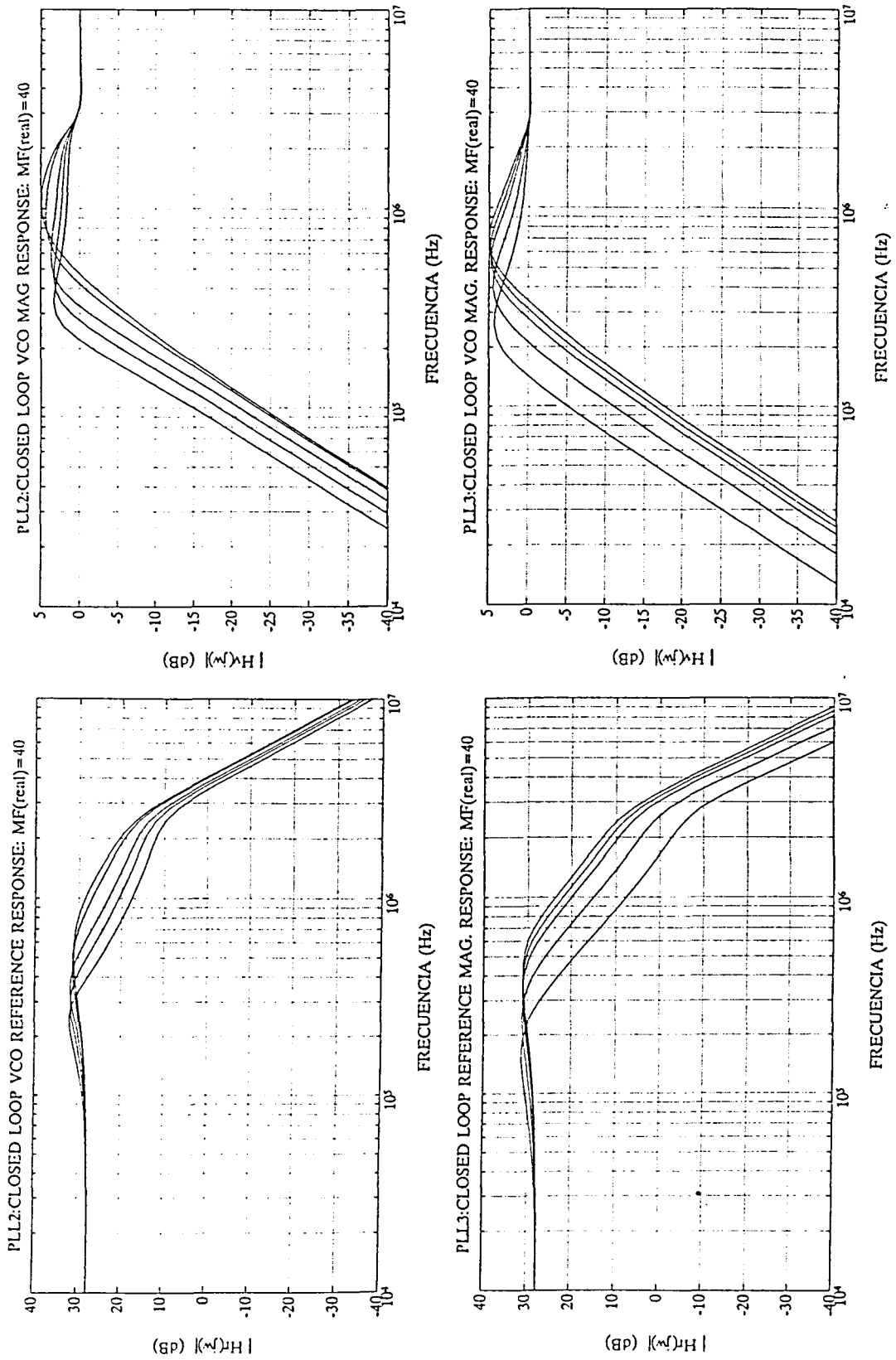


Figura VIII-6 PLL2 y PLL3: comparación de la función de transferencia real para la referencia y el VCO para varias realizaciones con margen de fase  $40^\circ$ .



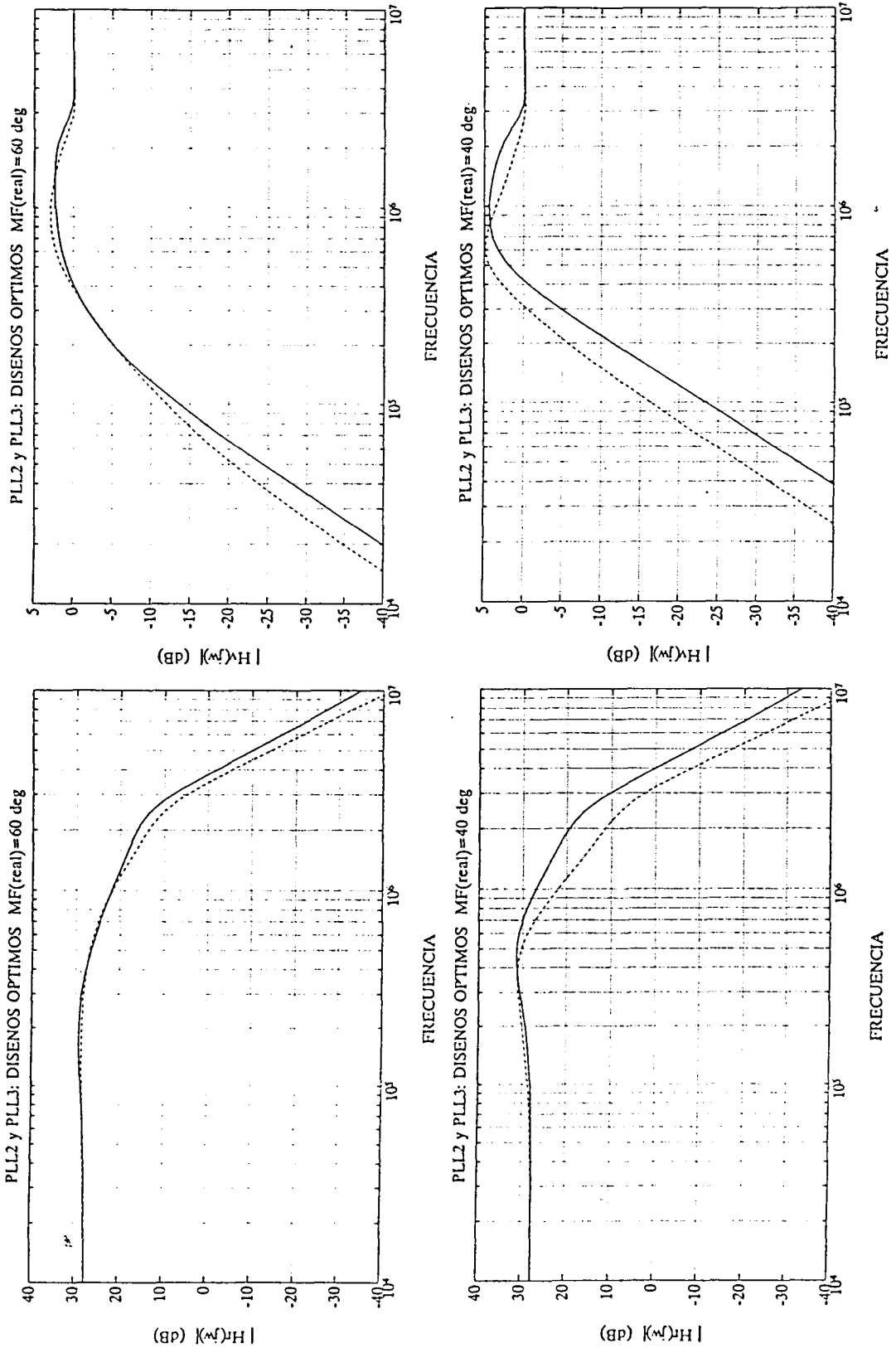


Figura VIII-7 PLL2 y PLL3: comparación de los diseños óptimos -en el sentido de máximo ancho de banda realizable para un margen de fase preestablecido-

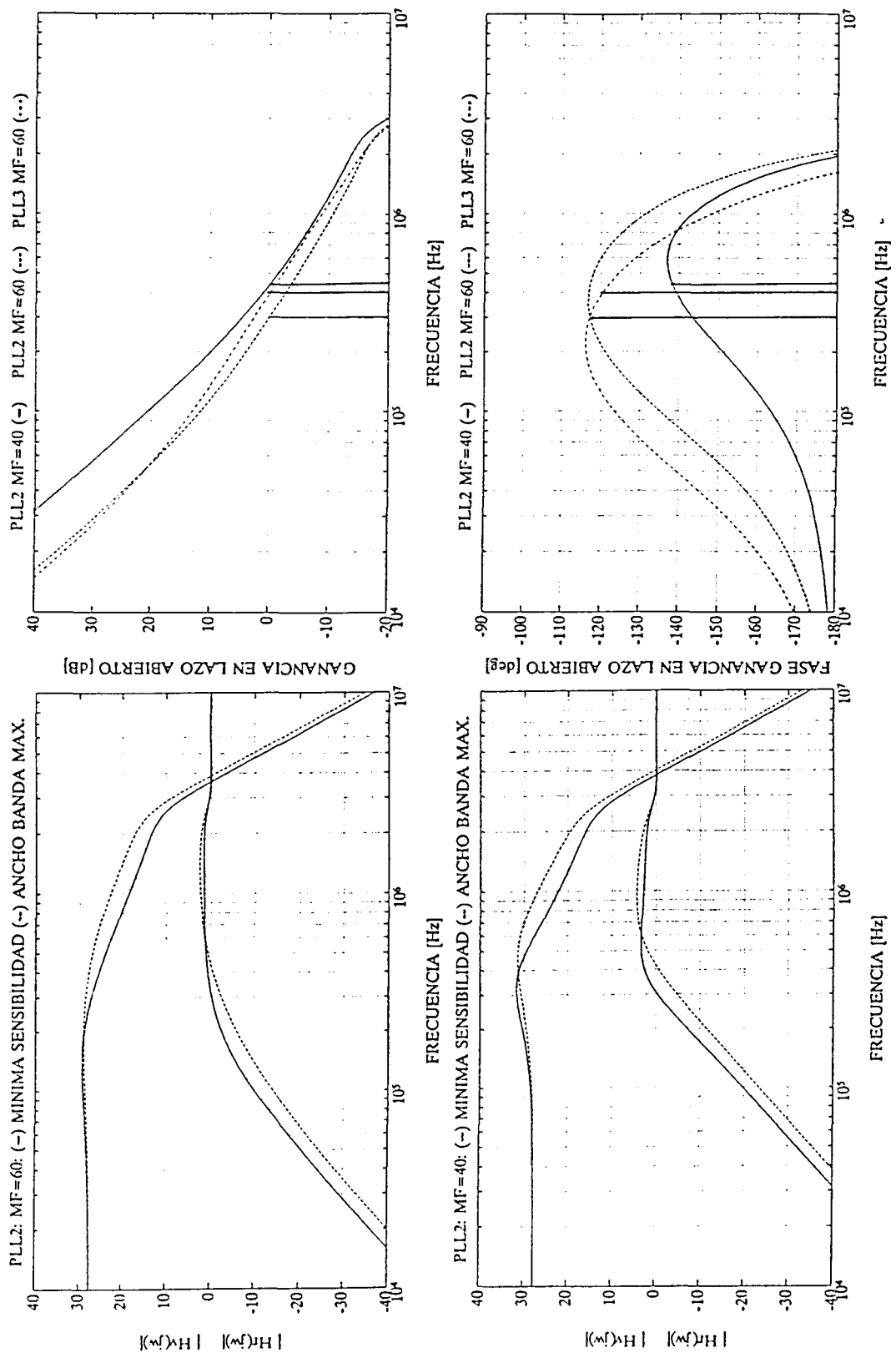


Figura VIII-8 PLL2: comparación de los diseños para máximo ancho de banda y mínima sensibilidad a la variación de los parámetros. Determinación de  $f_0$  y MF de los diseños seleccionados.

de las curvas de ruido para los tres casos permite validar la predicción. Para frecuencias offset muy bajas o muy altas domina el ruido de la referencia y del VCO respectivamente, mientras que en la zona de transición se notan claramente los efectos del filtrado.

En la figura VIII-11 se compara el diseño menos ruidoso -PLL2 con  $MF=40^\circ$ - a la predicción teórica. Esta se ha realizado utilizando la curva del VCO de 2.4 GHz medida, la predicción del ruido de fase de la referencia y las curvas  $H_r(s)$  y  $H_v(s)$  diseñadas. La concordancia entre la medida (c) y la predicción (b) es notable. En la zona correspondiente al ruido del VCO atenuado el ruido medido es ligeramente superior al predicho, debido a que el ancho de banda realizado también es ligeramente inferior a la predicción. Esto se observa también en la figura VIII-9. En el extremo superior de la banda, correspondiente al ruido del VCO, también se nota una ligera discrepancia entre las curvas, que se analizará en el apartado siguiente.

Finalmente, la curva (a) representa el ruido que se predeciría si se considerara que el VCO y la referencia son los únicos elementos ruidosos del sistema. Se comprueba, por tanto, que la zona plana de la curva de ruido medida -aproximadamente entre 1 KHz y 10 KHz- corresponde al ruido residual del divisor de frecuencia, tal como se predijo en el capítulo anterior. El resultado principal que podemos extraer de los diseños descritos en este apartado es la validación del método de diseño propuesto para tratar las no idealidades de los subsistemas que componen un PLO de microondas. Este método permite realizar un diseño controlado del PLO, y determinar cuál es el mínimo ruido obtenible a partir de un conjunto de subsistemas determinado. Se ha puesto de manifiesto también la necesidad de estudiar las propiedades de filtrado de las distintas realizaciones del PLL. Para el ejemplo expuesto, se observa que el máximo ancho de banda realizable es inferior al que sería ideal para obtener el máximo rendimiento del ruido del VCO y de la referencia. El siguiente paso consistirá en determinar qué componente o componentes deben ser substituidos para mejorar el ruido del PLO.

## VIII.2 Identificación y mejora de los componentes críticos.

En el apartado anterior se ha realizado un diseño del PLO24 que garantiza un margen de fase real de  $40^\circ$ , el mínimo recomendable para asegurar la estabilidad del lazo. Así, se han obtenido las mejores prestaciones asequibles con la configuración y los componentes preestablecidos. Sin embargo, se observa que no se aprovechan totalmente las propiedades de pureza espectral del VCO y de la referencia, pues el ancho de banda realizado es

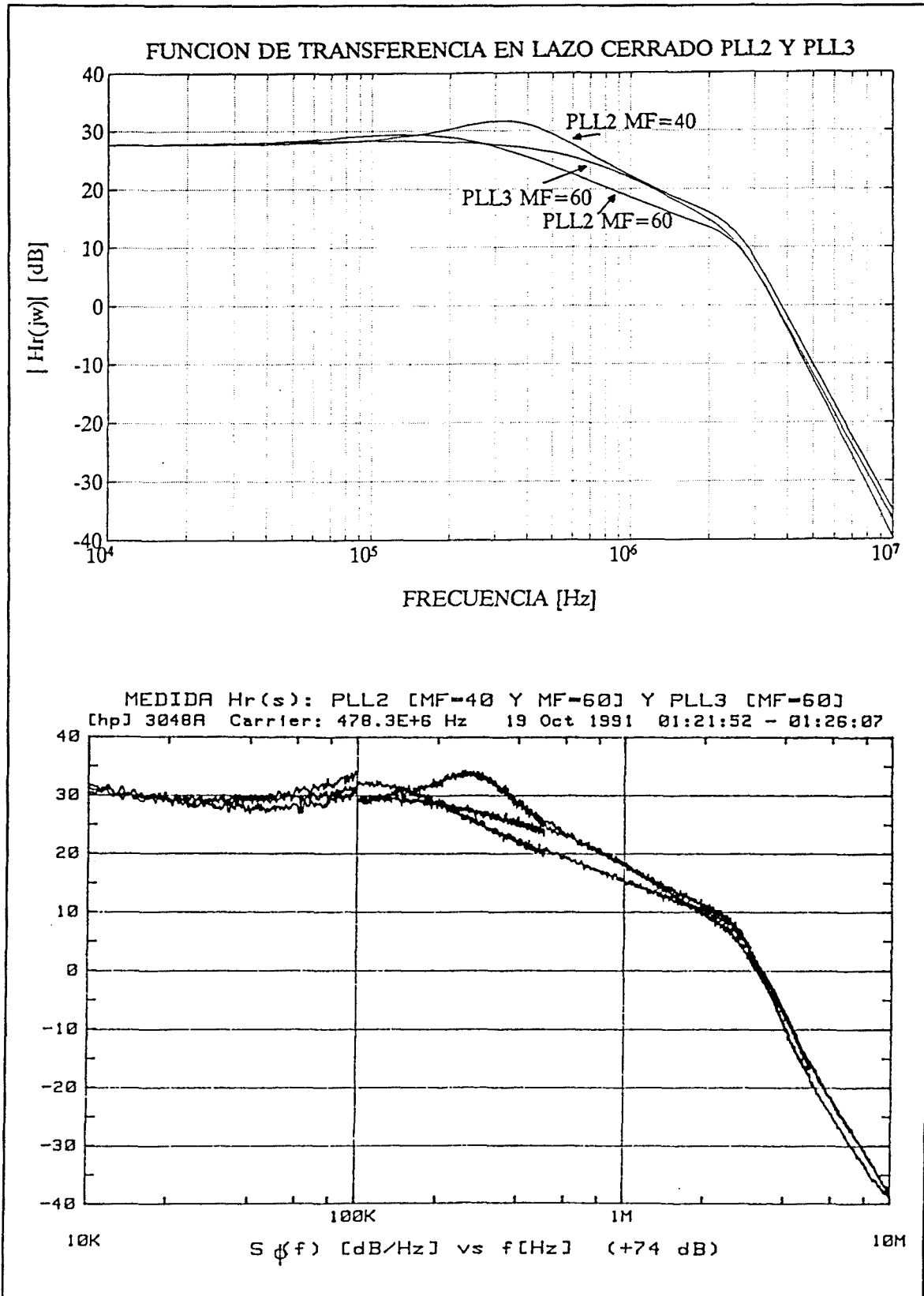


Figura VIII-9 Simulación y medida de la función de transferencia en lazo cerrado  $H_r(s)$  de los tres prototipos seleccionados. Se observa un ligero desplazamiento hacia frecuencias offset reducidas.

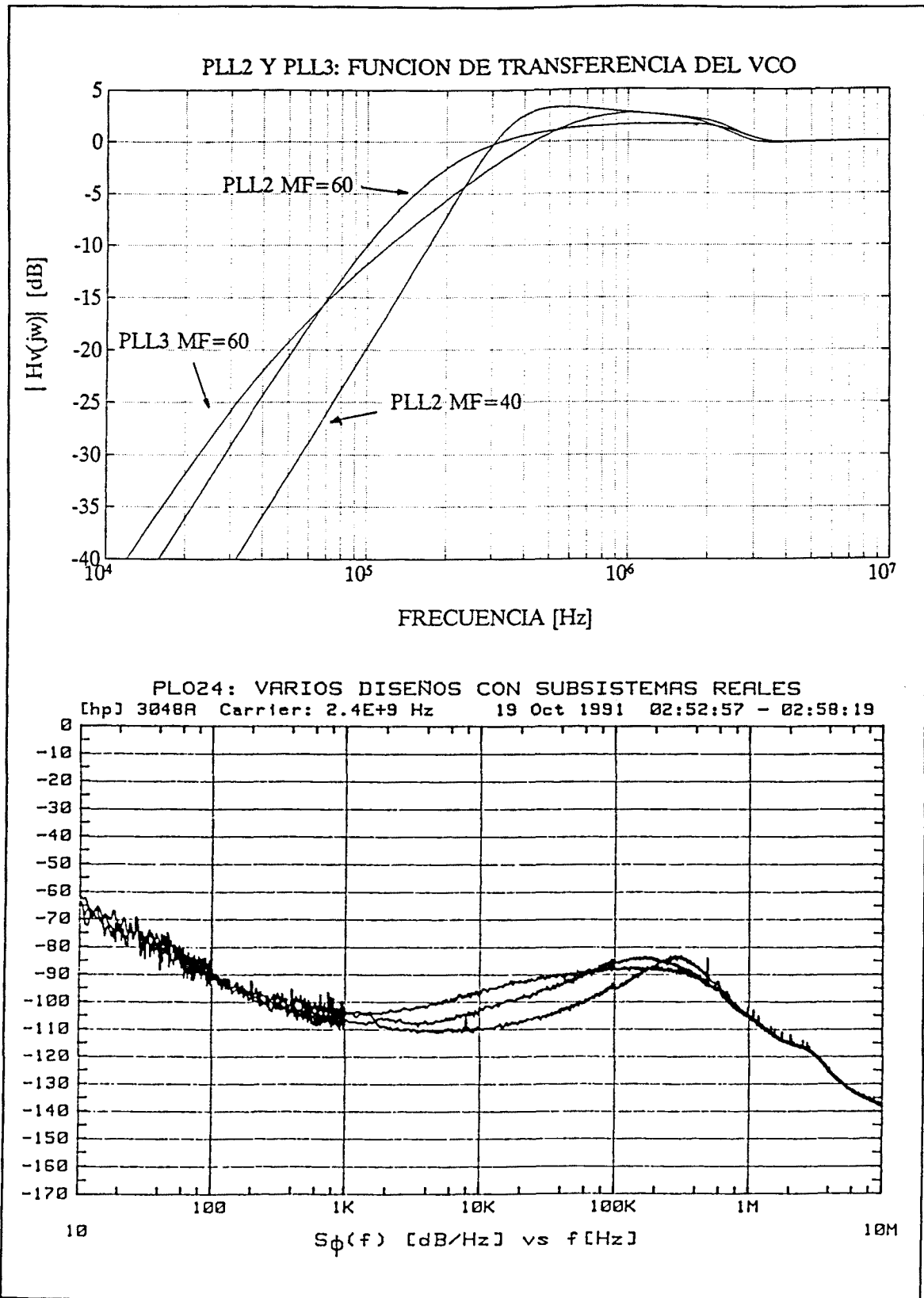


Figura VIII-10 Simulación de la función de transferencia para el VCO,  $H_v(s)$ , y medida del ruido de fase para los tres prototipos. El diseño PLL2 y MF=40° es el que proporciona menor ruido de fase.

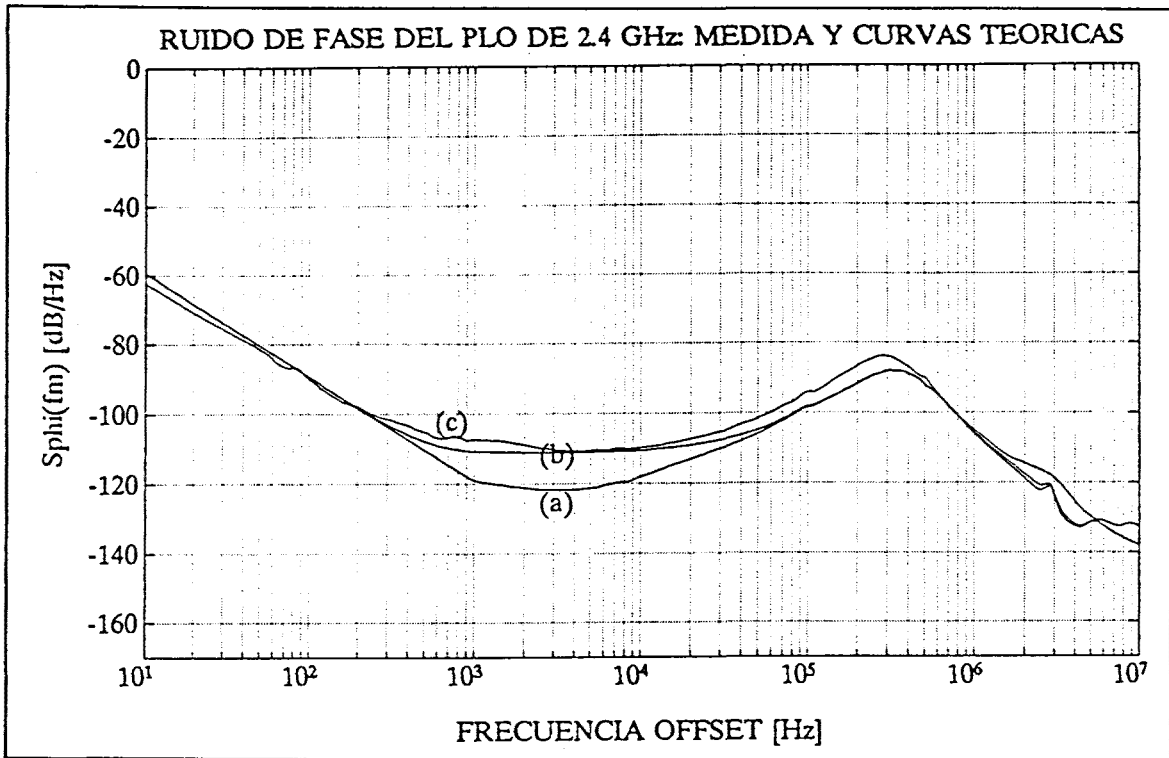


Figura VIII-11 Ruido del PLL2 MF=40. (c) curva medida, (b) curva simulada a partir del ruido del VCO medido, y la referencia equivalente simulada. (a) simulación sin considerar el ruido de los subsistemas.

ligeramente inferior al que se requiere para mínimo ruido. Además, se observa que los componentes del lazo introducen ruido dominante en algún rango de frecuencias offset -los divisores de frecuencia alrededor de 10 KHz-. El estudio anterior ha permitido, no obstante, identificar los componentes críticos, así como indicar las posibles vías de solución.

### VIII.2.1 Limitaciones del ancho de banda del PLL

El amplificador operacional utilizado, el LF356, cuyo producto ganancia ancho de banda es  $GBW=4.5$  MHz, es el principal responsable en la limitación del ancho de banda realizable para el PLO24. La figura VIII-1 proporciona una regla aproximada para el uso de amplificadores operacionales en filtros de lazo: si se quiere realizar los diseños sin tener en cuenta la limitación de banda del operacional, el ancho de banda máximo para el PLL debe ser del orden de  $GBW/100$  -unos 50 KHz en este caso-. Utilizando el método de las líneas de margen de fase constante, es posible la realización de anchos de banda estables del orden de  $GBW/10$  -unos 500 KHz-. El diseño del PLO24 puede mejorarse utilizando cualquiera de los amplificadores operacionales referenciados en IV.3.1, cuyo GBW es superior a 50 MHz, y que ya permiten anchos de banda cercanos a 1 MHz.

Hay que resaltar que utilizar operacionales al límite de su posibilidades de ancho de banda tiene la ventaja de permitir filtrados mejores de la referencia para frecuencias offset elevadas, tal y como se observa claramente las figuras VIII-5 a VIII-7.

### VIII.2.2 Limitaciones de la referencia equivalente

La figura VII-10 muestra que la gran pureza espectral de la referencia a cristal de 100 MHz se aprovecha únicamente para frecuencias offset inferiores a 1 KHz. A una frecuencia mayor, el ruido de fase dominante corresponde al ruido de los divisores ECL. Dado que este tipo de divisores es el único utilizable por encima de 100 MHz, y que el ruido residual de los mismos (-145 dBc/Hz) es inherente a la tecnología, y por tanto es de esperar pocas variaciones de unos modelos a otros, el límite de -118 dBc/Hz a 2.4 GHz es infranqueable. La única alternativa es la de cambiar la topología del PLO.

La ecuación IV-4 muestra que el ruido de los divisores en el lazo de realimentación se compara directamente con el ruido de la referencia, y por tanto tampoco se puede actuar sobre la constante del detector. Fijémonos que si el ruido de la referencia equivalente hubiera provenido del filtro de lazo, éste es optimizable fácilmente, tal y como se ha visto en las figuras IV-12 y IV-13. Además, el ruido del filtro de lazo viene amplificado por la inversa de la constante del detector de fase, y aumentando ésta, se reduce el ruido en la proporción correspondiente.

### VIII.2.3 Limitaciones del VCO

La figura IV-6 muestra las prestaciones aproximadas que se pueden esperar de un VCO de 2.4 GHz realizado con transistor bipolar y sin resonador dieléctrico. Si observamos la curva de ruido del VCO utilizado en el ejemplo del PLO24, veremos que tiene unas prestaciones relativamente pobres. En la figura VII-10 se observa que la curva del VCO interseca a la curva de la referencia equivalente para  $f_c \approx 1,2$  MHz. Este debería ser el ancho de banda del PLL para minimizar el ruido de fase del PLO, pero es irrealizable debido a las limitaciones del amplificador operacional. Sin embargo, si se utilizara otro VCO, con una mejora de 10 dB o 20 dB con respecto al VCO disponible, la frecuencia de corte  $f_c$  se reduce drásticamente, llegándose a anchos de banda que ya son realizables. Aunque utilizar un AO con un ancho de banda mayor es una solución mucho más sencilla, si se optimiza el VCO, la reducción del ruido de fase del PLO24 será mucho mayor.

Diseñar un VCO cuyo ruido de fase esté cercano al estado del arte actual excede de los objetivos de la presente tesis. No obstante, seguidamente se compara el ruido de fase de varias configuraciones de un VCO a 2.4 GHz, realizadas con el mismo transistor a partir de un prototipo disponible en el laboratorio. Ello nos permitirá poner de manifiesto la importancia de la medida del ruido de fase de un VCO para seleccionar el prototipo adecuado. El ruido de fase depende enormemente del tipo de diseño y se puede obtener una mejora sustancial con ligeras modificaciones sobre un diseño dado. Las configuraciones estudiadas son:

**DISEÑO A: SALIDA POR BASE  $V_E = -12$  V  $I_E = 35$  mA**

**DISEÑO B: SALIDA POR BASE  $V_E = -15$  V  $I_E = 35$  mA**

**DISEÑO C: SALIDA POR EMISOR  $V_E = -12$  V  $I_E = 35$  mA**

**DISEÑO D: SALIDA POR EMISOR  $V_E = -15$  V  $I_E = 35$  mA**

La configuración A es la del prototipo inicial, que utiliza un transistor bipolar en colector común (HXTR4104 de HP). Los diseños se diferencian en el acoplo a la carga y en la tensión de polarización de emisor. El control de la frecuencia de oscilación se realiza por medio de la tensión de base. La tensión nominal de emisor es de -15 V; sin embargo, debido a que la tensión negativa que puede suministrar el amplificador operacional está limitada,  $V_E$  se ha reducido a -12 V en los dos casos (la tensión de control realmente es  $V_B$ , pero debe ser próxima a  $V_E$ ). La frecuencia y potencia de oscilación prácticamente no varían con este cambio. Sin embargo la figura VIII-12 muestra que los efectos sobre el ruido de fase son drásticos. Aunque los diseños B y D son los que proporcionarían menor ruido de fase, no pueden ser utilizados debido a la limitación de tensión máxima negativa impuesta por el sistema. El diseño C presenta una mejora superior a 10 dB en la zona de interés con respecto al diseño A (prototipo inicial). Utilizando el diseño C, la frecuencia de corte de la curva de ruido del VCO con la referencia equivalente se produce alrededor de 400 KHz, que ya permite el diseño de un filtro de lazo estable con ancho de banda suficiente.

Para determinar el diseño correcto del filtro de lazo, es conveniente calcular por separado el ruido de la referencia y el VCO equivalentes a la salida del PLO. La figura VIII-13 muestra dos realizaciones tomadas sobre la línea de  $MF = 40^\circ$  del PLL de segundo orden. La gráfica superior, por ejemplo, muestra un diseño en que el ruido del VCO es dominante prácticamente en toda la zona de transición, y por tanto el ancho de banda realizado es insuficiente. En el diseño representado en la curva inferior de la figura VIII-13, la contribución del VCO y de la referencia se reparten aproximadamente por igual en la zona de transición. Un ancho de banda mayor, llevaría a que el ruido de la referencia fuera dominante en esta zona.



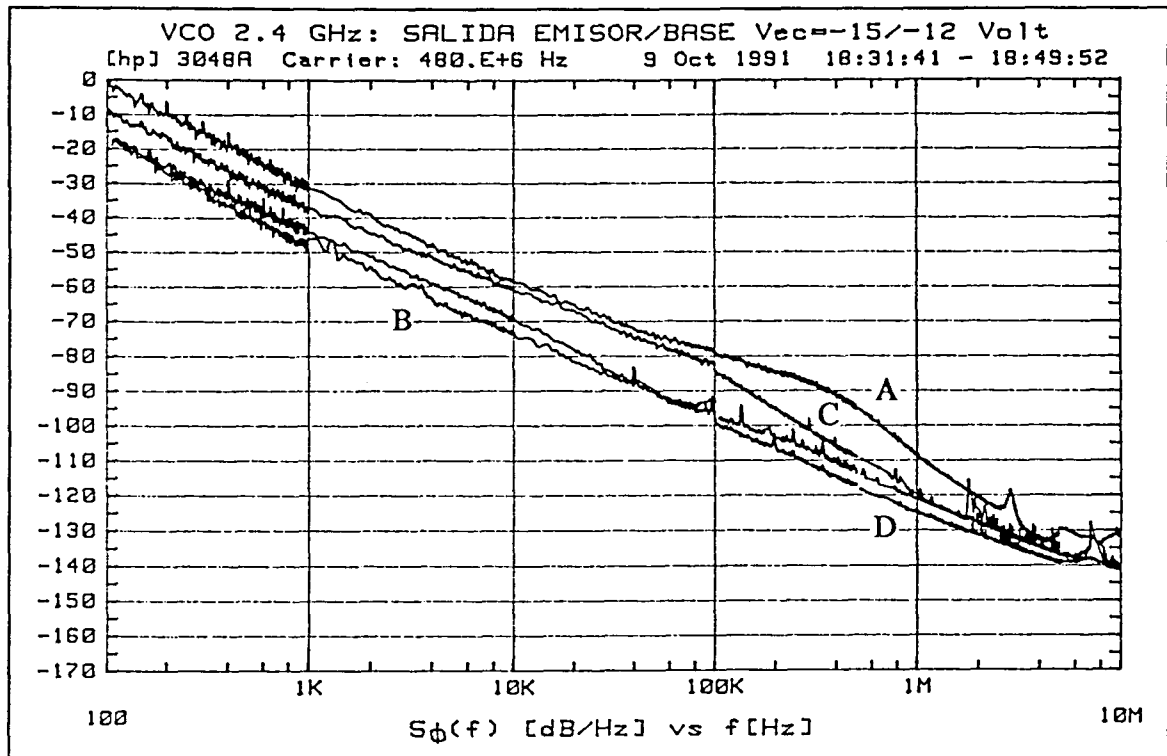


Figura VIII-12 Ruido de fase de varios prototipos de VCO a 2.4 GHz realizados con el transistor bipolar en colector común HXTR4104.

En la figura VIII-14 se muestra la medida del nuevo PLO de 2.4 GHz (que utiliza el prototipo de VCO optimizado C), donde se observa la clara mejora respecto del mejor diseño realizado con el primer prototipo de VCO (diseño A). Obsérvese que ambas curvas solamente se diferencian en la zona de transición, donde el exceso de ruido del nuevo diseño ya tiene un valor aceptable de aproximadamente 10 dB. Sin embargo, para frecuencias offset elevadas, donde el ruido dominante corresponde al VCO, las curvas deberían diferenciarse apreciablemente (según fig. VIII-12). Además, aparece un exceso de ruido alrededor de 3 MHz que hasta el momento no puede ser justificado.

Las incongruencias citadas anteriormente han sugerido la repetición de la medida del VCO de 2.4 GHz, pero utilizando la tensión de control suministrada por el propio filtro de lazo. Esto equivale a medir directamente  $S_{v_q}(f_m)$ . Lógicamente, el filtro de lazo se utiliza sólo a modo de fuente de alimentación: punto X e Y en cortocircuito y control del VCO a través de  $V_c$  (fig. VI-2). La figura VIII-15 muestra claramente que el filtro de lazo introduce ruido en el VCO para frecuencias offset elevadas, en contra de la suposición inicial de que esta contribución era despreciable. En el apartado IV.2.1. se calculó el ruido de tensión a la salida del filtro de lazo utilizado, aproximadamente  $30 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Con  $K_v = 40 \text{ MHz/V}$ , a  $f_m = 1 \text{ MHz}$  el ruido de fase equivalente es de  $-120 \text{ dBc/Hz}$ . En la figura VIII-16 se simula el ruido equivalente del VCO, con un ruido en el acceso de control algo mayor  $-60 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  y

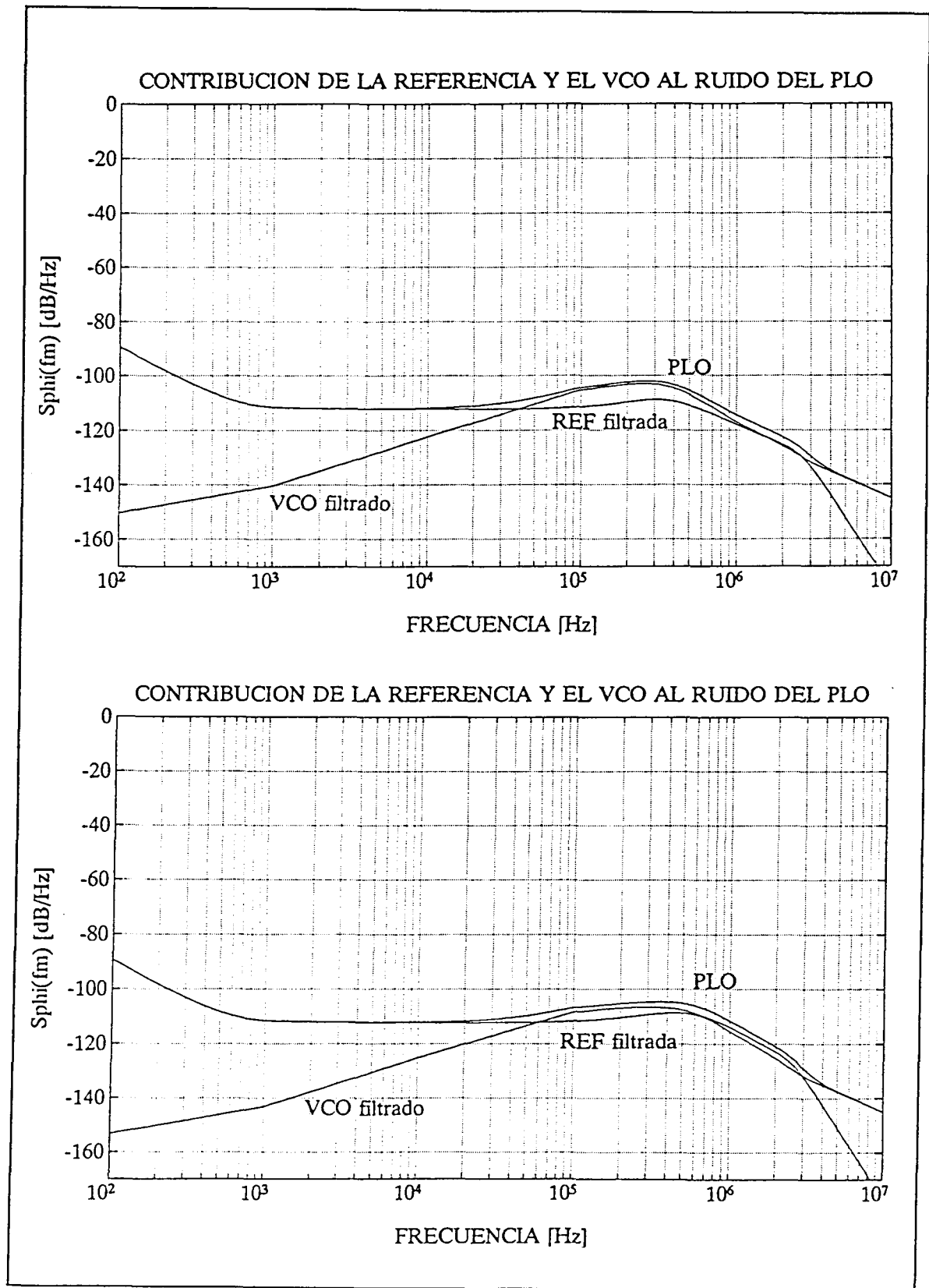


Figura VIII-13 PLO24 con MF=40°. Simular el ruido de la referencia equivalente y del VCO a la salida del PLO, permite elegir el par  $f_0 - MF_0$  (fig.VIII-4) que minimiza el ruido.

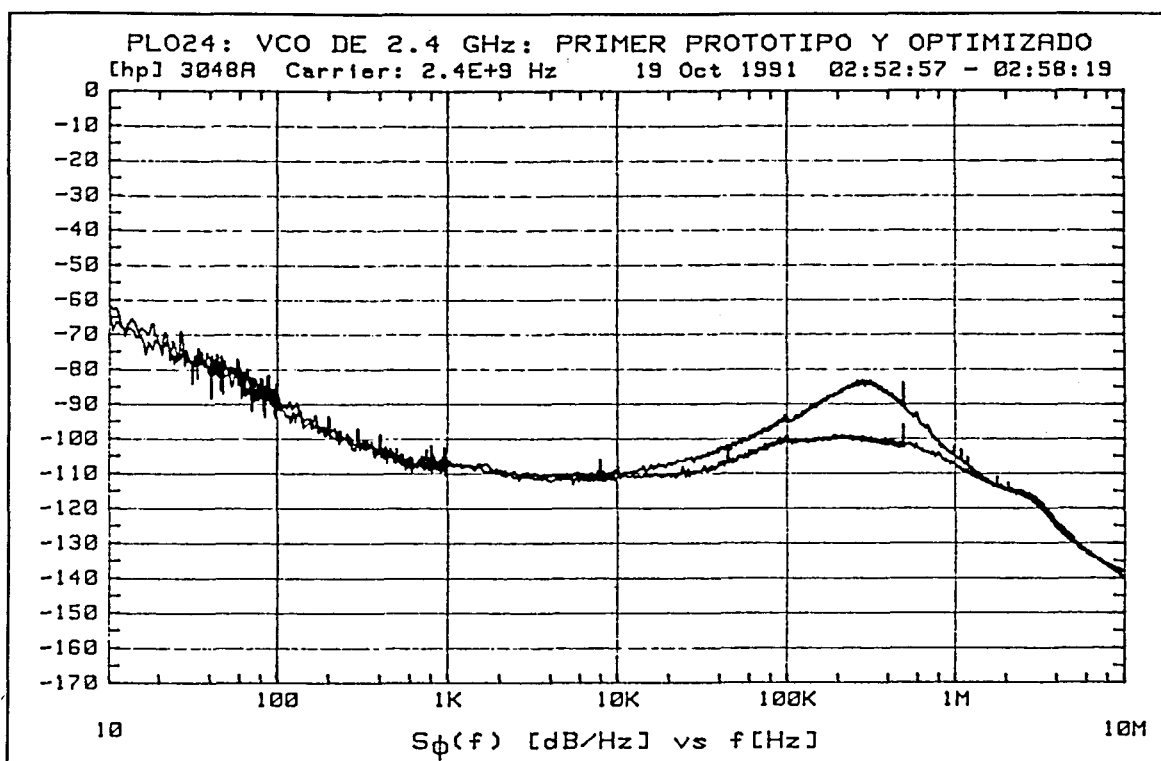


Figura VIII-14: Comparación del PLO de 2.4 GHz realizado con el VCO optimizado (diseño C, fig.VIII-12) y el prototipo anterior (fig.VIII-11).

utilizando la función de transferencia real  $K_v(s)$ . Ahora, la simulación se ajusta muy bien a la curva de ruido del VCO medida, observándose perfectamente el efecto del ancho de banda del amplificador operacional, que a partir de aproximadamente 3 MHz introduce una gran atenuación al ruido del filtro de lazo.

El exceso de ruido medido, con respecto a la simulación del apartado IV.2.1, puede ser debido a que el amplificador operacional está proporcionando una tensión negativa muy elevada, casi en el límite especificado para el mismo. De cualquier modo, se ha vuelto a poner de manifiesto la absoluta necesidad de monitorizar el ruido de cualquier diseño de un PLO para detectar posibles fuentes de ruido insospechadas. En el caso del filtro de lazo, los circuitos de control son fuentes potenciales de ruido -transistores en saturación, diodos limitadores, etc.- que deben tenerse en cuenta en el diseño.

Finalmente, la figura VIII-17 muestra la comparación entre la curva de ruido del PLO de 2.4 GHz medida y la curva de ruido simulada. La predicción ha utilizado las funciones de transferencia de orden superior de los subsistemas y las curvas de ruido de la referencia y el VCO equivalentes. Se observa que la concordancia de resultados es excelente en todo el margen de medida, validando el método de diseño propuesto.

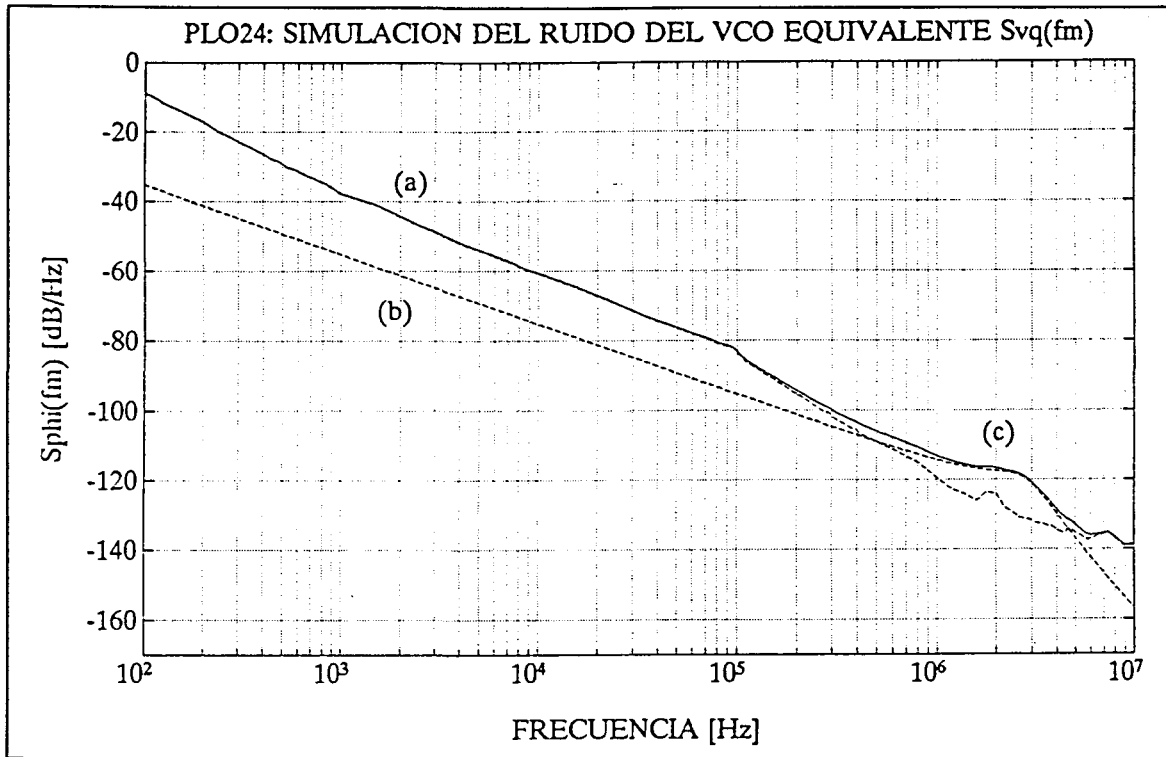


Figura VIII-15: Medida del VCO optimizado, utilizando como tensión de control una fuente de alimentación o el propio filtro de lazo -en circuito abierto a su entrada-.

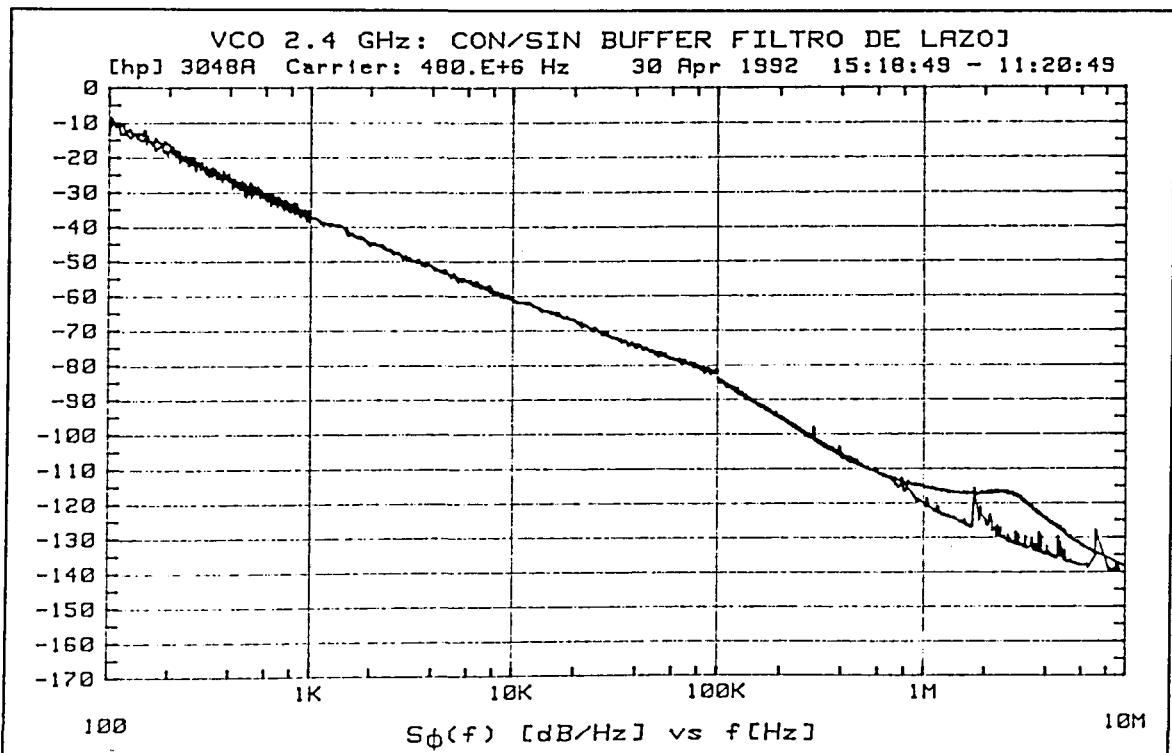


Figura VIII-16: Simulación del ruido del VCO equivalente: ruido equivalente a la salida del filtro de lazo de  $60 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  y  $K_v(s)$  el medido.

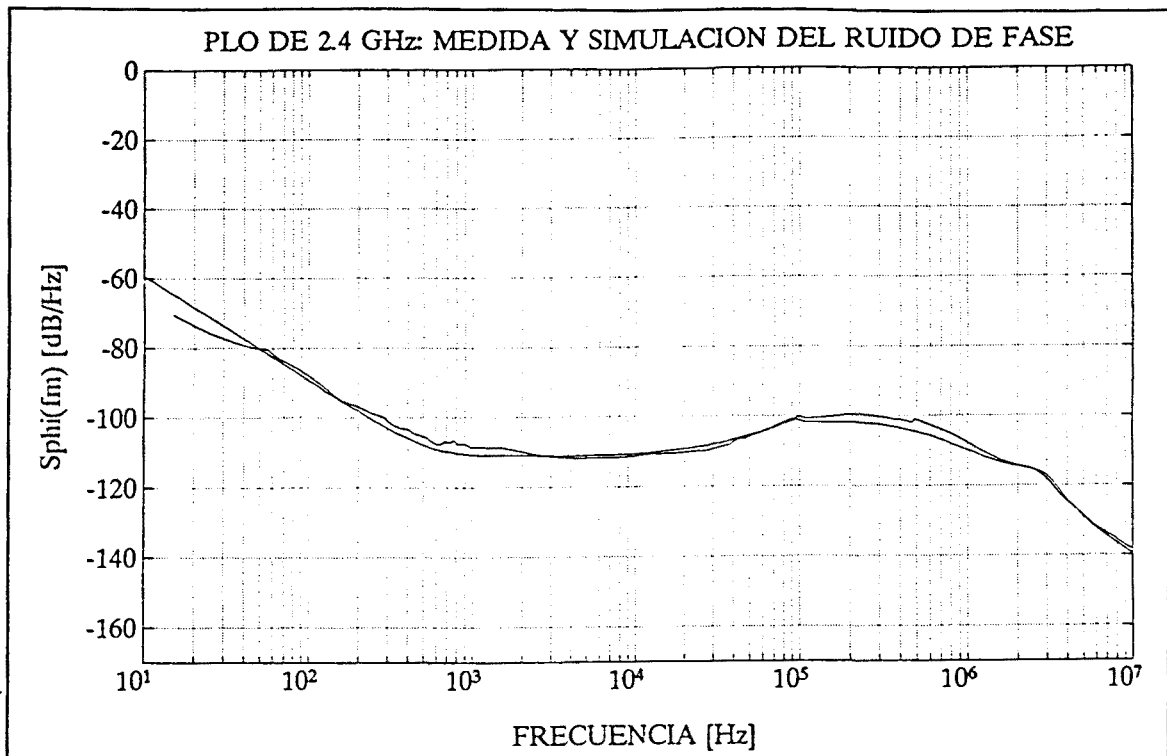


Figura VIII-17: Comparación del ruido del PLO (medida de la figura VII-14) con el ruido simulado. La simulación utiliza el ruido del VCO equivalente (fig. VIII-15) y el diseño de la figura VIII-13.

### VIII.3 Cambios en la topología del PLO de 2.4 GHz.

EL método de diseño propuesto en los apartados anteriores permite obtener el máximo provecho de un conjunto de componentes dado. Además, también permite identificar los subsistemas que limitan las prestaciones del oscilador sintetizado. Una vez identificados los componentes críticos, la reducción del ruido de fase puede ser relativamente sencilla -por ejemplo, cuando el VCO o el filtro de lazo son injustificadamente ruidosos-, o por el contrario ser difícilmente realizable -cuando los componentes ya tienen unas prestaciones cercanas al estado actual de la tecnología -la referencia a cristal, o los divisores de frecuencia-. En este último caso, la reducción del ruido de fase del PLO requiere realizar un cambio en la configuración del sistema.

El ruido de los divisores ECL constituye la principal limitación del prototipo estudiado. Este ruido se ve amplificado a la salida del sistema por el factor de multiplicación del PLL ( $N=24$ ). La figura VIII-18 muestra dos topologías alternativas para el PLO de 2.4 GHz. En el primer caso, se evita la utilización de divisores efectuando la detección de fase a la frecuencia del VCO. La señal de referencia se multiplica en el factor deseado

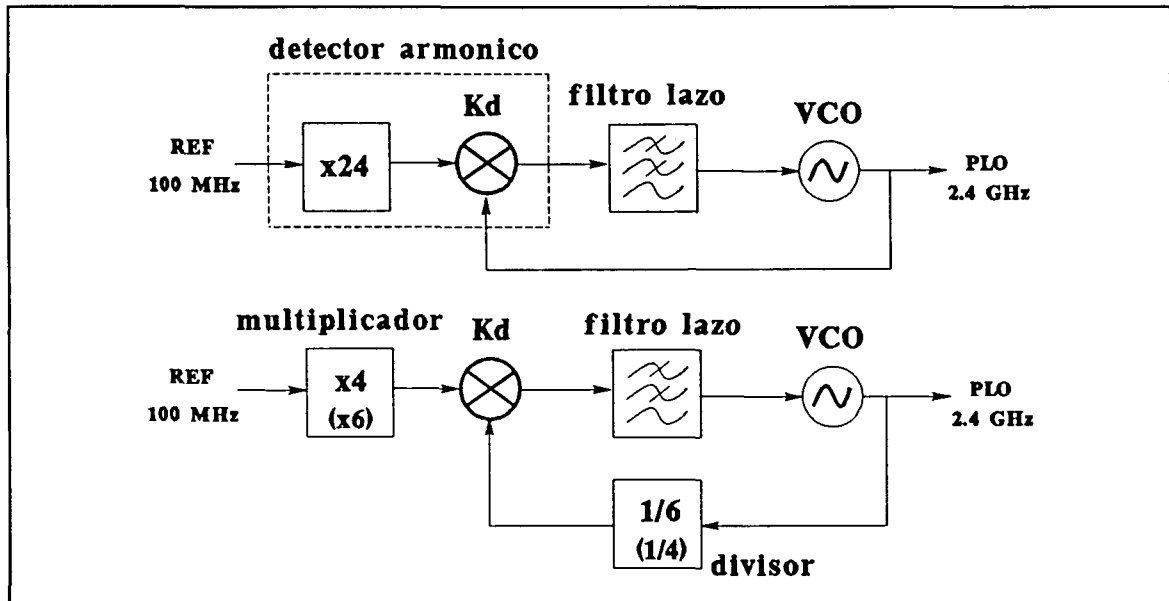


Figura VIII-18: Topologías alternativas para el PLO24: realización con multiplicadores -detectores de fase muestreados- y sin divisores (diagrama superior); y solución mixta (diagrama inferior).

utilizando un multiplicador de señal o un detector de fase armónico. La otra posibilidad utiliza una solución mixta, con divisores y multiplicadores.

La figura VIII-19 muestra el ruido de fase que se predice para las tres configuraciones. Desde el punto de vista del ruido de fase, la configuración con multiplicadores de frecuencia es la mejor solución porque evita el uso de divisores. Estos son muy ruidosos y además su ruido se ve afectado por el factor de multiplicación del PLL. En el capítulo IV ya se vio que el ruido añadido por un multiplicador de frecuencia es muy inferior al de un divisor, especialmente en la zona de interés, a frecuencias relativamente alejadas de la portadora. Sin embargo, dicho configuración todavía es una opción que presenta problemas tecnológicos derivados de la realización de multiplicadores eficientes -que permitan constantes elevadas del detector de fase- y a la necesidad de utilizar amplificadores de potencia. Existe además el problema del filtrado del de los armónicos de la referencia, que es tanto más grave cuanto mayor es el factor de multiplicación (en este ejemplo, los armónicos están separados 100 MHz de la señal útil de 2.4 GHz).

La configuración mixta, aunque con un ruido de fase ligeramente superior al anterior, tiene la ventaja de que actualmente presenta menores problemas tecnológicos. Se basa en el hecho de que el ruido a la salida de los divisores ECL es bastante independiente de la frecuencia de operación de éstos (cap VI). Si previamente al detector de fase se utiliza un multiplicador de frecuencia, el factor de división necesario se reducirá en la misma magnitud, así como el factor de multiplicación del ruido de éste. En este ejemplo, un factor de multiplicación de 4 es fácilmente realizable y no producirá problemas de filtrado de

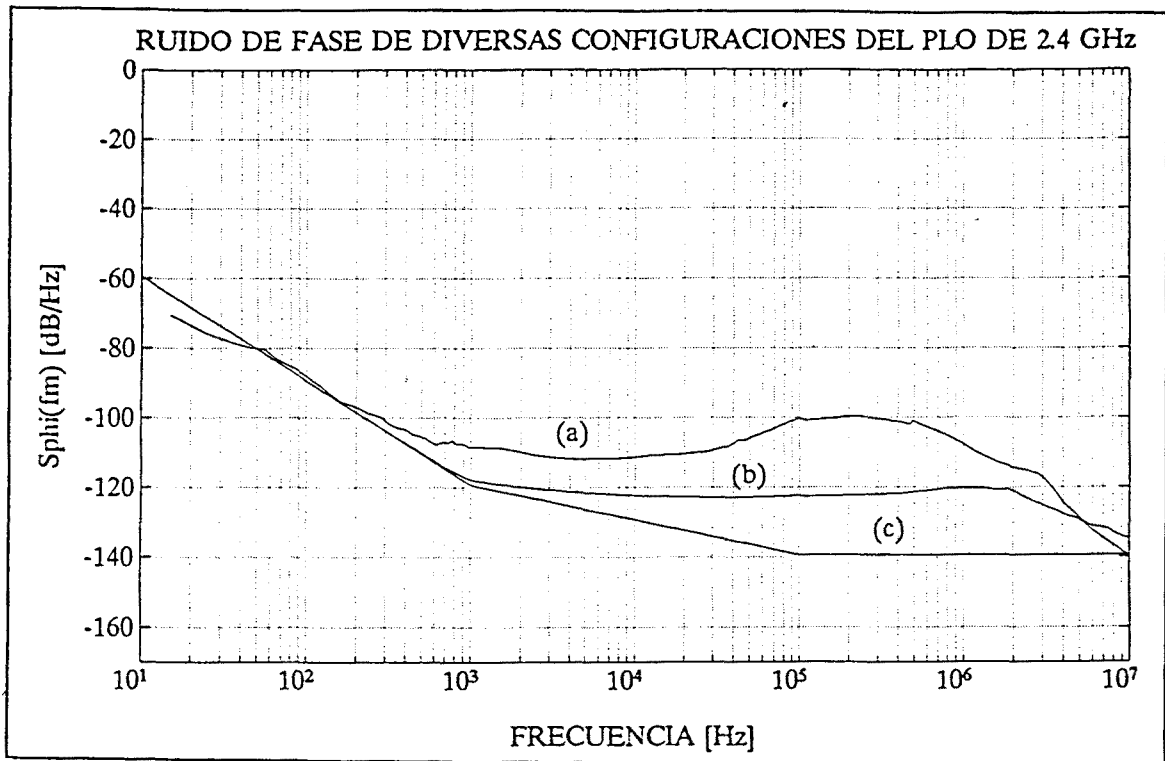


Figura VIII-19: Curva de ruido medida del PLO realizado con divisores (a), simulación del PLO mixto (b); y simulación del PLO realizado con multiplicadores de frecuencia (c).

armónicos (éstos están separados 100 MHz de la señal útil de 400 MHz), y la mejora del ruido de la referencia equivalente será de unos 12 dB.

# Otros métodos de reducción del ruido

## IX.1 PLOs con detectores de fase armónicos

En los capítulos anteriores se ha puesto de manifiesto el principal inconveniente de realizar un PLO con una cadena divisora. Al realizar la detección de fase a la frecuencia de la referencia el ruido generado por el detector, por el filtro de lazo y por los divisores es amplificado por el efecto multiplicador del PLL. En este apartado se describe el diseño de un oscilador sintetizado que realiza la detección de fase a la frecuencia del VCO. Para ello, la señal de referencia debe ser trasladada a la frecuencia de microondas mediante el uso de un multiplicador de alto índice. También se puede efectuar una detección armónica (o detección por muestreo, en el dominio temporal), consistente en efectuar un batido entre la señal de microondas y el armónico más próximo de la señal de referencia. En este tipo de PLOs la principal dificultad reside en el diseño de un multiplicador con la suficiente eficiencia para que la constante del detector sea útil.

### IX.1.1 Multiplicadores con diodos SRD

El diodo SRD -step recovery diode- tiene una estructura muy similar a la del diodo PIN (fig.IX-1) y, de forma aproximada, su funcionamiento puede describirse a partir del comportamiento de éste. Consta de dos zonas fuertemente dopadas  $P^+$  y  $N^+$  separadas por una zona intrínseca I, o con bajo dopado N. En polarización inversa, la z.c.e -zona de carga espacial- existente a ambos lados de la zona I crece rápidamente, creando un campo eléctrico intenso que barre la zona intrínseca de portadores y la convierte en aislante. El diodo se halla así en un estado de alta impedancia, con una corriente despreciable y absorbiendo en bornes la tensión del generador de polarización. En polarización directa, la z.c.e a ambos lados de la zona I prácticamente desaparece, permitiendo que un gran número de portadores invadan



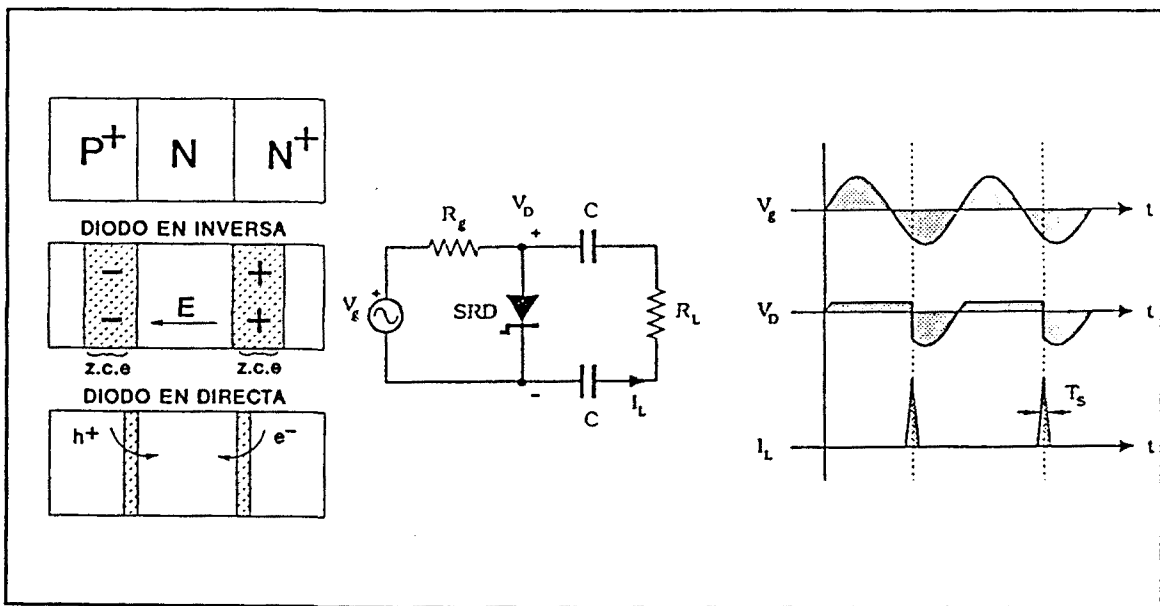


Figura IX-1 En polarización directa e inversa el SRD se comporta de forma muy similar a la de un diodo PIN. Ejemplo simplificado del SRD como rectificador de RF.

por difusión dicha zona intrínseca, que pasará a ser altamente conductora. En este caso el diodo se halla en un estado de muy baja impedancia y la corriente por el mismo crece rápidamente. Si el circuito de polarización utiliza una resistencia limitadora, ésta absorberá prácticamente la tensión del generador, y la tensión sobre el diodo será muy reducida, de un valor cercano a su potencial de contacto. En estado de equilibrio, la corriente suministrada por el generador externo se utiliza para reponer la carga que desaparece por recombinación en la zona intrínseca. Esta corriente depende del tiempo de vida medio  $\tau_r$  de los portadores y de la longitud de dicha zona.

Esta descripción simplificada del funcionamiento de un SRD permite ilustrar su funcionamiento en conmutación. Así, en el circuito de la figura IX-1, cuando el diodo está sometido al semiciclo positivo del generador, el diodo se halla en el estado de baja impedancia y la tensión cae básicamente sobre la resistencia limitadora  $R_g$ . Cuando se inicia el ciclo negativo, el diodo no puede pasar inmediatamente a un estado de alta impedancia ya que primero se debe vaciar la zona intrínseca de portadores. Así, durante un cierto tiempo -que dependerá de  $\tau_r$  y de la intensidad de los campos que barren la zona I- el diodo se mantiene en un estado de baja impedancia. Su tensión en bornes seguirá siendo reducida debido al efecto limitador de  $R_g$ . Cuando por fin la carga de la zona I desaparece, el SRD se abre -pasa a un estado de alta impedancia- absorbiendo toda la tensión del generador. Durante el intervalo de tiempo empleado en vaciar la zona I de portadores la tensión del generador ha ido progresando hacia su tensión de pico negativa. Así, al producirse la conmutación se generará un flanco de tensión muy abrupto en bornes del diodo. Este es el denominado efecto "sharpener" que permite mejorar el tiempo de subida de una señal, a costa de un cierto retardo.

Como resultado del fenómeno descrito, el SRD genera una señal muy rica en armónicos y se le denomina generador tipo peine o "comb generator". Eligiendo adecuadamente las características del diodo y del circuito de excitación se pueden obtener armónicos de orden elevado  $-N=100-$  con suficiente eficiencia [D7][A8]. En el circuito de la figura IX-1, por ejemplo, el efecto derivador de los condensadores hace que por la carga  $R_L$  se produzcan unos impulsos de corriente, -coincidentes con los flancos de tensión sobre el SRD- de gran intensidad y cortísima duración. Por este motivo al SRD se le denomina

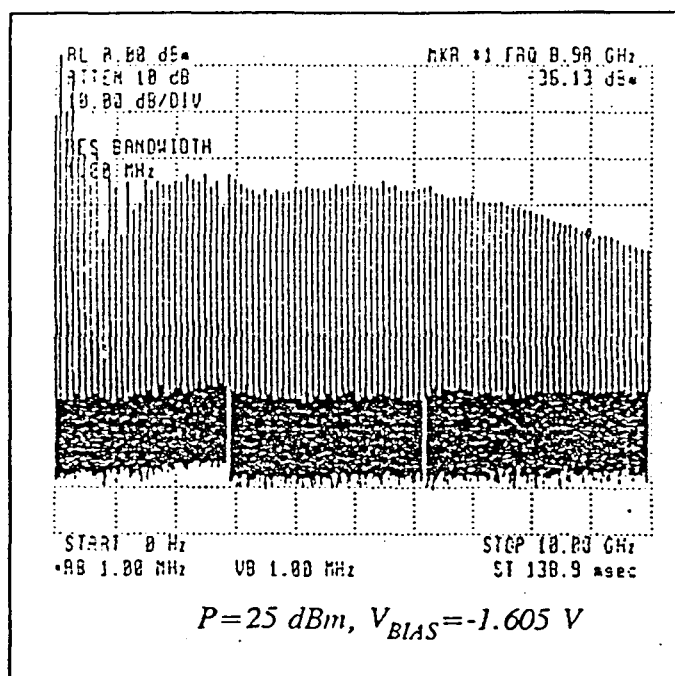


Figura IX-2 Espectro de potencia de una señal tipo peine generada por un SRD a partir de una referencia de 100 MHz, según los trabajos de F.Rocadembosch [D8].

también generador de impulsos. La figura IX-2, extraída de los trabajos de F.Rocadembosch [D8], muestra el espectro de señal obtenido a partir de un SRD convenientemente polarizado y bombeado con una señal de 25 dBm a 100 MHz. Obsérvese que se obtiene una señal cuyo espectro se acerca a los 20 GHz, con componentes espectrales cada 100 MHz. Se obtiene una eficiencia aceptable aproximadamente hasta el armónico 70 -7 GHz- con potencias superiores a los -30 dBm, a partir del cual la eficiencia cae considerablemente, obteniéndose potencias inferiores a los -40 dBm a partir del armónico 100 -10 GHz-.

### IX.1.2 PLOs con multiplicadores

Una vez se ha conseguido generar un armónico de la señal de 100 MHz de frecuencia elevada y suficiente potencia, puede utilizarse para sincronizar un VCO de microondas a dicho armónico. En el diagrama de bloques de la figura IX-3, se muestra el esquema de un PLL que sincroniza un VCO de 9.8 GHz al armónico 98 de una señal de gran pureza espectral de 100 MHz. Como multiplicador se utiliza el chip MSP2-102-E50 de METELICS [D9], que integra un SRD como multiplicador y un detector equilibrado con diodos Schottky. El chip se ha montado en la configuración de la figura IX-3 [A8], que permite optimizar su eficiencia a partir de un circuito de polarización externa del SRD y de una elección adecuada de la carga en continua de los diodos Schottky. En el trabajo de C.Pascual -[A8][A11] también se ha estudiado el efecto de la potencia de microondas y radiofrecuencia en la

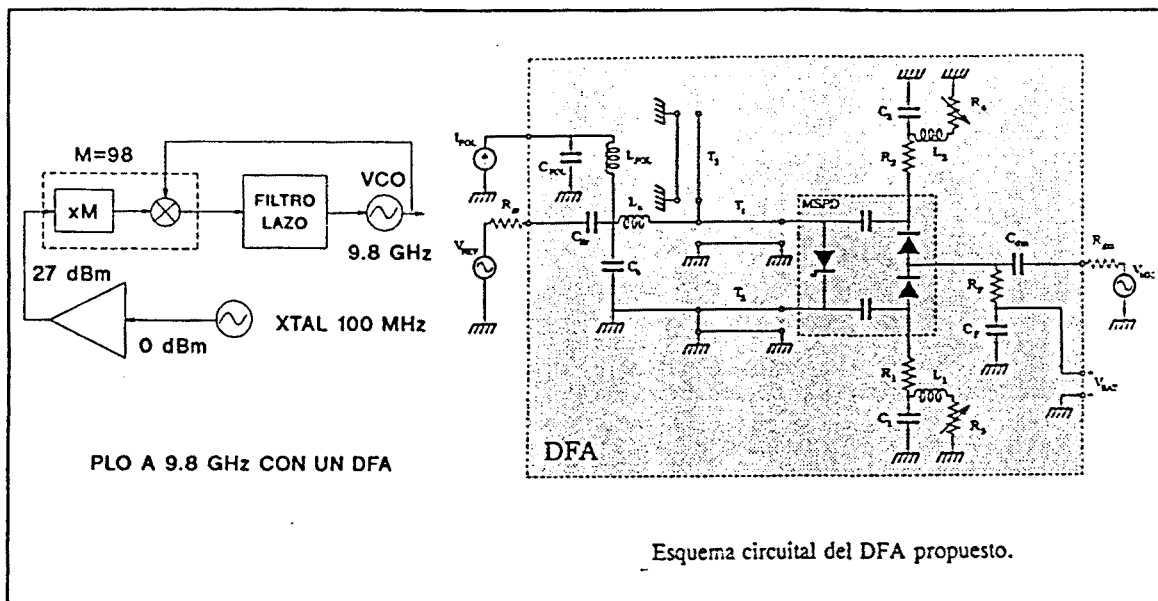


Figura IX-3 Diagrama de bloques de un PLO a 9.8 GHz sincronizado a un armónico de 100 MHz. Detalle del detector de fase armónico usado, basado en el chip MSPD-1012-E50 de METELICS [D10][A8].

eficiencia del detector de fase armónico. La constante de detección  $K_d$  se ha mostrado particularmente dependiente de la potencia de la señal de 100 MHz ya que pasa por máximos y mínimos al aumentar dicha potencia.

Para estudiar la viabilidad del chip de METELICS en el diseño de un PLO de microondas de bajo ruido, se ha diseñado un lazo con un ancho de banda de aproximadamente 100 KHz. El ancho de banda real, sin embargo, va a ser muy variable pues ya se ha comentado anteriormente que la constante del detector armónico puede sufrir grandes variaciones. Las gráficas IX-4 y IX-5 muestran el ruido de fase del PLO para diversos niveles de potencia de la señal de referencia y con una potencia de 0 dBm de señal de microondas. Se observa que el ruido de la referencia equivalente -ruido del PLO dentro del ancho de banda del PLL- es muy dependiente de la potencia de la señal de 100 MHz. Las variaciones de ruido de fase son del orden de 20 dB dentro del margen de potencias en el cual ha sido posible el enganche ( $P_{ref} > 17$  dBm). En todos los casos, el ruido de la referencia equivalente se halla muy por encima del nivel de ruido de la referencia a cristal de 100 MHz (trasladada a 9.8 GHz), poniendo de manifiesto la existencia de un factor limitador de las prestaciones del multiplicador. También se observa que el aumento de potencia de la señal de 100 MHz no se corresponde directamente con una disminución del ruido, sino que éste pasa por máximos y mínimos, de forma similar al comportamiento de  $K_d$ . Así, por ejemplo el ruido de fase con  $P_{ref} = 23.7$  dBm es 5 dB inferior al que se obtiene con  $P_{ref} = 26.7$  dBm. Obsérvese en las gráficas que en un caso el ruido disminuye con la potencia de la referencia, y en el otro caso el ruido aumenta. Este resultado está en concordancia con los trabajos de F.Rocadembosch [D7][D8] y de C.Pascual [A8][A11] que han medido un comportamiento similar para  $K_d$ . Sin embargo, la variación de  $K_d$  por si sola no es suficiente para provocar

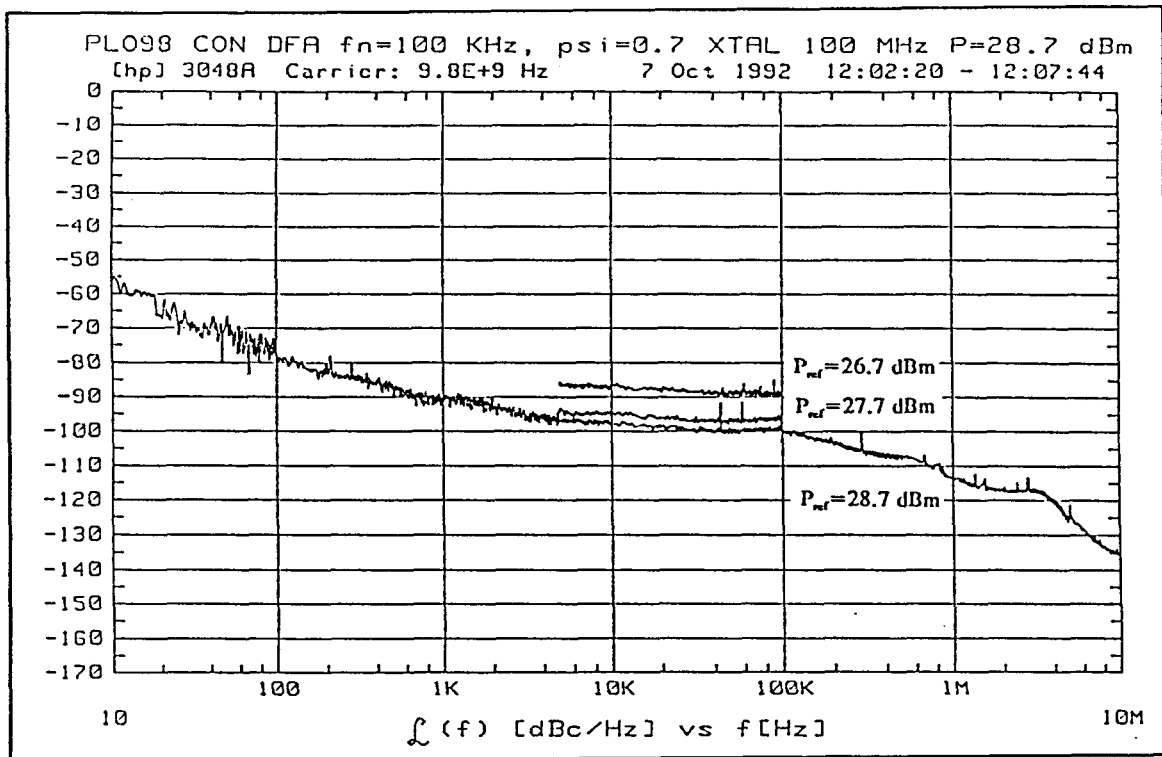


Figura IX-4 Ruido de fase del PLO de 9.8 GHz realizado con el detector armónico MSPD-1012-E50 de METELICS [D10]. Medidas para varias potencias de la señal de 100 MHz [A8].

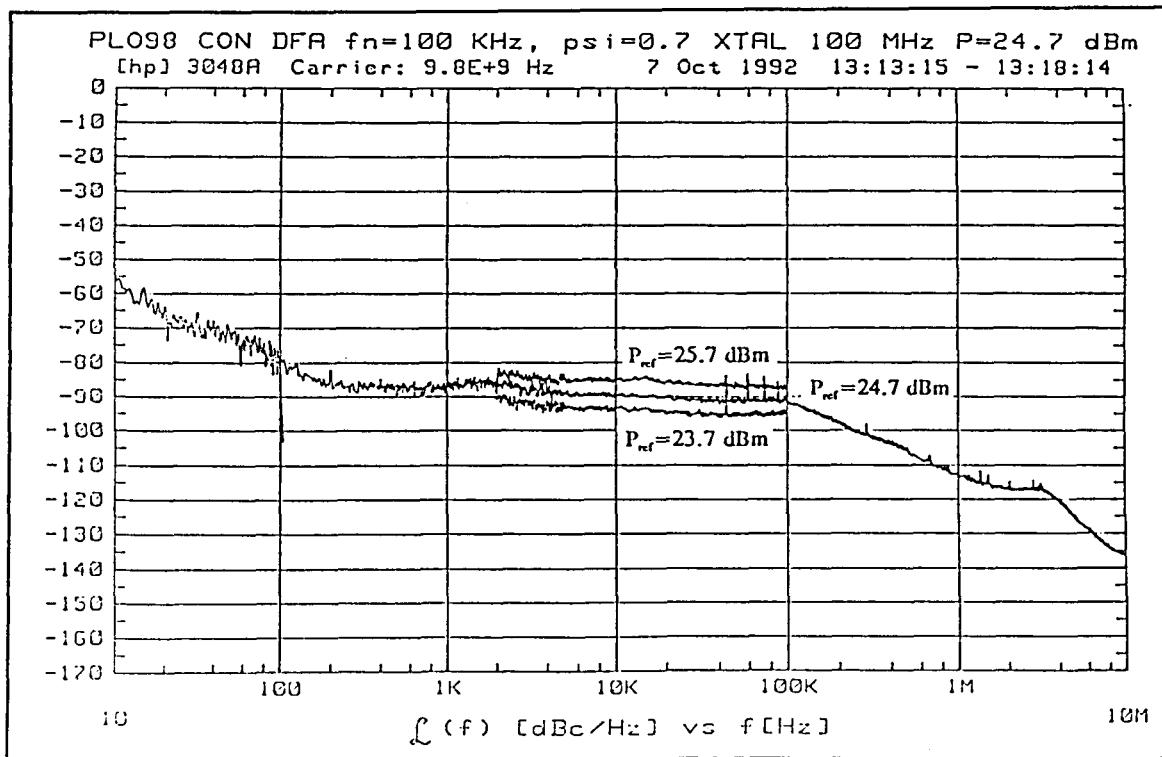


Figura IX-5 La potencia de la señal de 100 MHz afecta muy críticamente al ruido del PLO de 9.8 GHz. Para  $P_{ref}=23.7$  dBm se obtienen 5 dB menos de ruido que para  $P_{ref}=26.7$  dBm.

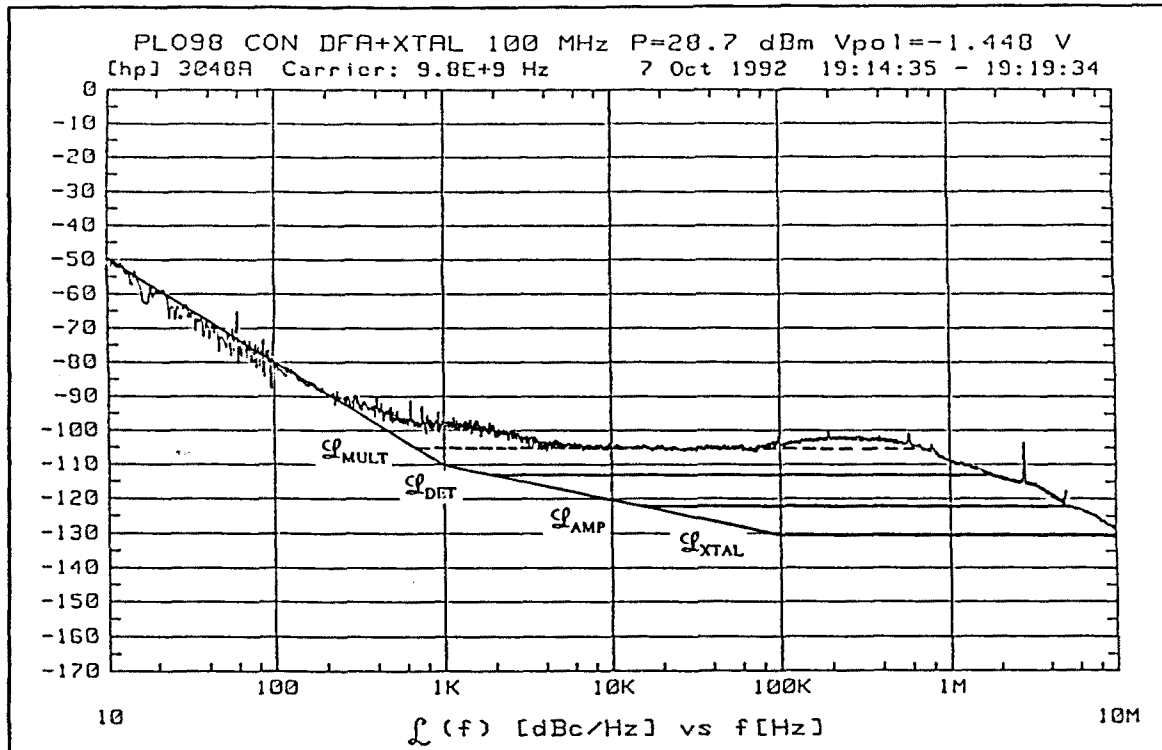


Figura IX-6 La polarización del SRD permite optimizar el ruido del PLO para cada potencia de la referencia. Diferentes contribuciones al ruido de la referencia equivalente.

los cambios en el nivel de ruido que se han medido, del orden de 20 dB, y se debe pensar en un fenómeno acoplado.

Se ha comprobado también, que para cada potencia de la señal de referencia existe una tensión de polarización del SRD que optimiza el ruido de fase. Así, para  $P=28.7$  dBm se obtienen 5 dB de mejora en el ruido con  $V_{pol}=-1.448$  V (fig.IX-6). Esta tensión de polarización es muy crítica y el ruido se aparta rápidamente del mínimo, empeorando considerablemente incluso respecto del caso sin polarizar. El nivel de ruido también presenta un comportamiento oscilatorio con respecto de la tensión de polarización. En la misma figura IX-6 se han trazado las curvas correspondientes a la contribución de ruido de cada componente de la referencia equivalente. Los cálculos se han realizado (de forma muy aproximada) a partir del diagrama de bloques de la figura IX-7. Sólomente han tenido en consideración el ruido aditivo (zona plana). El ruido de la referencia equivalente se calcula a la entrada del detector de fase, del siguiente modo:

-Ruido de la referencia a cristal. El trazo inferior corresponde al ruido de la referencia a cristal de 100 MHz trasladado a 9.8 GHz. Esto supone una amplificación de  $M=98$ , aproximadamente 40 dB.

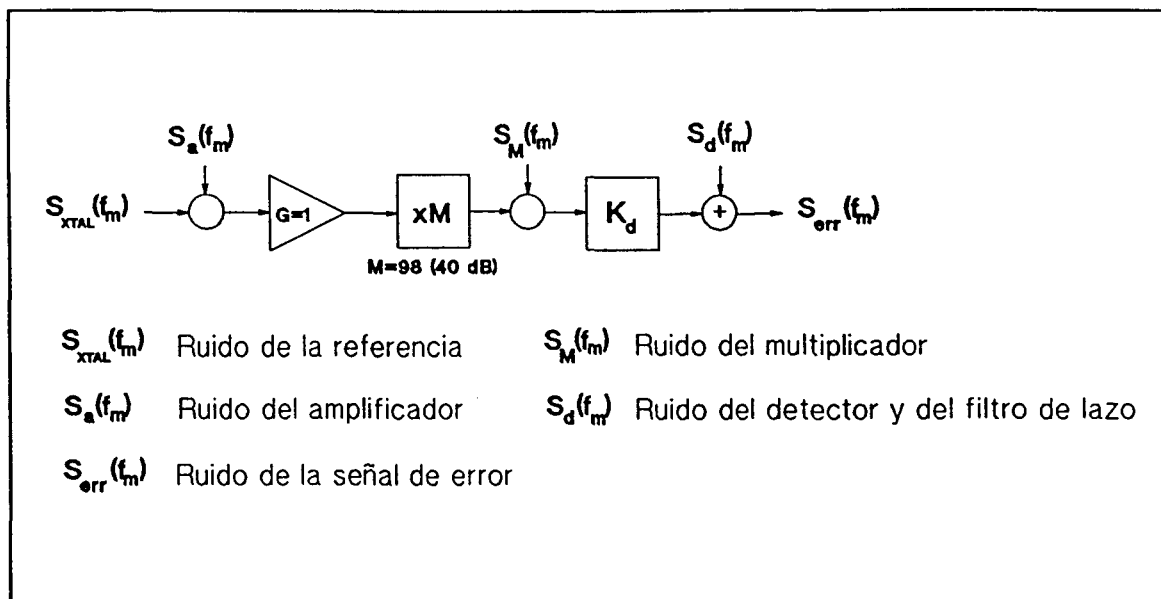


Figura IX-7 Diagrama de bloques de la referencia equivalente con las contribuciones de ruido más significativas. Se calcula como ruido equivalente a la entrada del detector de fase.

-Ruido del amplificador de potencia. Desde el punto de vista de la fase, un amplificador se comporta con un bloque de ganancia unidad, con una fuente de ruido. Si se considera únicamente el ruido aditivo, para un amplificador con un factor de ruido de 15 dB (se usa expresamente en el cálculo un valor elevado) y una potencia de la señal de entrada de 0 dBm, el ruido de fase a 100 MHz es de -162 dBc/Hz, que se convierten en -122 dBc/Hz a 9.8 GHz.

-Ruido del detector de fase. Este ruido englobará tanto el ruido del detector de fase como del filtro de lazo, y puede estimarse según

$$\mathcal{L}_d(f_m) = \frac{1}{2} S_d(f_m) = \frac{1}{2} \left[ \frac{V_n}{K_d} \right]^2 \quad \text{con} \quad V_n^2 = V_d^2 + V_R^2 + V_{AO}^2 \quad (\text{IX-1})$$

Con  $V_d$  el ruido del detector,  $V_R$  el ruido de las resistencias del filtro de lazo y  $V_{AO}$  el ruido de tensión del amplificador operacional. Para calcular una cota superior del ruido generado por el detector se toman unos valores sobredimensionados, tales como  $K_d=10$  mV/rad y  $V_n=30$  nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ , resultando un contribución de ruido de -113 dBc/Hz, muy inferior a los -80 dBc/Hz que han llegado a medirse.

**-Ruido del multiplicador.** El ruido aditivo del multiplicador es difícil de estimar ya que no se conoce ni el nivel del armónico 98 ni el ruido generado por el SRD. Sin embargo, ya se ha visto que las contribuciones anteriores están muy alejadas de los niveles de ruido medidos para la referencia equivalente, por lo cual es de esperar que el ruido del multiplicador sea el ruido dominante. Sin embargo, se puede proceder en sentido contrario, estimando cuál debe ser el ruido del multiplicador para que la referencia equivalente sea la medida. Así, se puede tomar un nivel de batido de -40 dBm (un valor elevado según las medidas de la figura IX-2, efectuadas sobre un SRD en unas condiciones similares). En este caso, para que el ruido de la referencia equivalente sea del orden de -105 dBc/Hz, el ruido aditivo del SRD debe ser de -142 dBm/Hz, lo cual parece razonable para un diodo sometido a corrientes elevadas y en el que es de esperar un ruido de recombinación alto.

Así, se ve que el nivel del armónico es determinante en el ruido de la referencia equivalente. Aun en el hipotético caso de que el ruido del SRD variara poco con la potencia de la señal de referencia, al variar el nivel del armónico cambiará también el ruido de fase de la referencia equivalente. Como la constante de detección armónica también depende de este nivel, ya se tiene el efecto de acoplo entre las dos magnitudes.

Si se consultan los trabajos citados en el capítulo IV que indicaban una aportación insignificante de los multiplicadores al ruido de un PLO, por ejemplo [C6], se observa que trabaja con un nivel de armónico a 10 GHz del orden de -5 dBm, para potencias de la señal de referencia también de 25 dBm. La mayor eficiencia la consiguen utilizando un armónico muy inferior, generado a partir de una señal de referencia de 500 MHz -el orden del armónico se reduce de este modo en un factor 5-. En este mismo trabajo se cita la importancia de elegir una potencia de la señal de referencia adecuada. Si es muy reducida la referencia equivalente se ve degradada por la disminución del nivel del batido, mientras que si esta potencia es muy elevada el ruido del SRD aumenta rápidamente a partir del punto en el cual los picos del semiciclo negativo de la tensión de referencia llevan al diodo a la zona de ruptura.

El margen de mejora del ruido del prototipo estudiado, entre 20 dB y 30 dB, se realizaría mejorando la eficiencia del multiplicador -aumentando el efecto no lineal del SRD y reduciendo el efecto de filtrado de alta frecuencia que efectúa el circuito-, utilizando una referencia de mayor frecuencia para reducir el orden del armónico, o bien estudiando y reduciendo el ruido generado por el SRD.

## IX.2 Lazos enganchados en frecuencia: FLL

Un lazo enganchado en frecuencia, -en inglés FLL o AFC, control automático de frecuencia-, tiene su utilidad tradicional en aquellas aplicaciones que requieren la estabilidad frecuencial de un oscilador, pero sin que sea necesario un sincronismo de fase, como por ejemplo en un demodulador incoherente. Su principal ventaja sobre un oscilador sintetizado o PLO es la de poder ser realizado de forma mucho más sencilla, ya que no precisa de un oscilador de referencia ni de costosas cadenas divisoras o multiplicadoras. No obstante, la estabilidad frecuencial que se obtiene de un FLO es muy inferior a la que presenta un oscilador sintetizado, y su utilización en la generación de señales de microondas se reduce a aplicaciones muy concretas.

El diagrama (a) de la figura IX-8 muestra el esquema básico de un FLO, cuyo bloque principal es el discriminador de frecuencias. En el capítulo V de este trabajo ya se describía el funcionamiento del mismo, en relación con sus aplicaciones en la medida de ruido de fase. Idealmente, el discriminador, es un dispositivo que proporciona una señal proporcional a la diferencia de frecuencias entre la señal presente a su entrada y la frecuencia de diseño del mismo. Si la señal de salida del discriminador, llamada de error de frecuencia, se inyecta convenientemente filtrada al acceso de control del VCO, se conseguirá que éste oscile a la frecuencia de diseño del discriminador -condición de error nulo-. Así, es el cruce por cero del discriminador el que establece tanto la frecuencia de oscilación del VCO, como la estabilidad frecuencial de la misma.

En la figura IX-8 -diagrama (b)- se presenta una aplicación interesante de los osciladores enganchados en frecuencia. En un demodulador coherente de señales de muy alta frecuencia, dada la sencillez de realización de un FLO, puede utilizarse como conversor a frecuencia intermedia para que la sincronización en fase se realice a dicha frecuencia de forma menos costosa. Cuando la diferencia entre la señal de RF y la FI es muy elevada, el FLO es necesario para que las derivas de la primera frecuencia intermedia no sobrepasen el margen de seguimiento del PLO.

El estudio del ruido de fase en un FLO es necesario, pues puede ocurrir que el ruido de éste sea superior incluso al del VCO en oscilación libre. En la aplicación descrita en el párrafo anterior, el ruido del FLO es crítico, ya que establece el ruido de fase residual del conversor a FI, limitando la sensibilidad del receptor. El análisis del ruido de fase en un FLL puede realizarse de forma muy similar al caso los lazos PLL, tal y como se realizará en el siguiente apartado. Más adelante, se expondrá una técnica de reducción del ruido de fase basada en la utilización de un doble lazo PLL-FLL. -24-



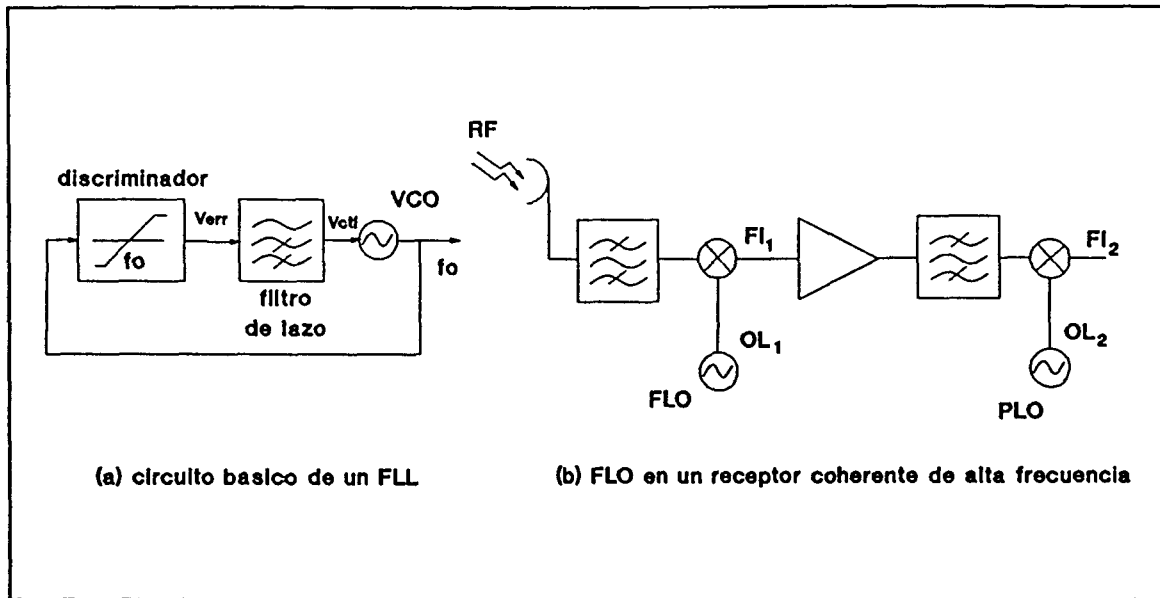


Figura IX-8 Diagrama de bloques de un oscilador estabilizado con un lazo FLL y aplicación a la demodulador coherente de señales de muy alta frecuencia.

### IX.2.1 Estudio lineal del FLL.

La figura IX-9 muestra el modelo lineal de un FLO, junto a las contribuciones de ruido más significativas. Estas son: el ruido equivalente del VCO  $\theta_{v,n}$ , y el ruido equivalente del discriminador  $\theta_{Dn}$ . El término "equivalente" tiene el mismo significado que en el estudio de los PLOs; es decir, el ruido del VCO englobará las contribuciones de ruido en su acceso de control, mientras que el ruido del discriminador dará cuenta también del ruido en el filtro de lazo. El modelo lineal de los subsistemas, como es habitual, se realiza a partir de las frecuencias offset. En este caso se definen como  $f_m = f - f_0$ , donde  $f$  es la frecuencia de oscilación del VCO y  $f_0$  la frecuencia de diseño del discriminador. La función de transferencia lineal de éste con respecto a  $f_m$  será su propia constante de proporcionalidad  $k_D$ . En cuanto a la fase, la función de transferencia del discriminador será, obviamente, la de un derivador ideal.

La función de transferencia para el ruido de fase del VCO y del discriminador, es, respectivamente:

$$H_v(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_v(s)} = \frac{1}{1 + K_o K_D A(s)} \quad (\text{IX-2})$$

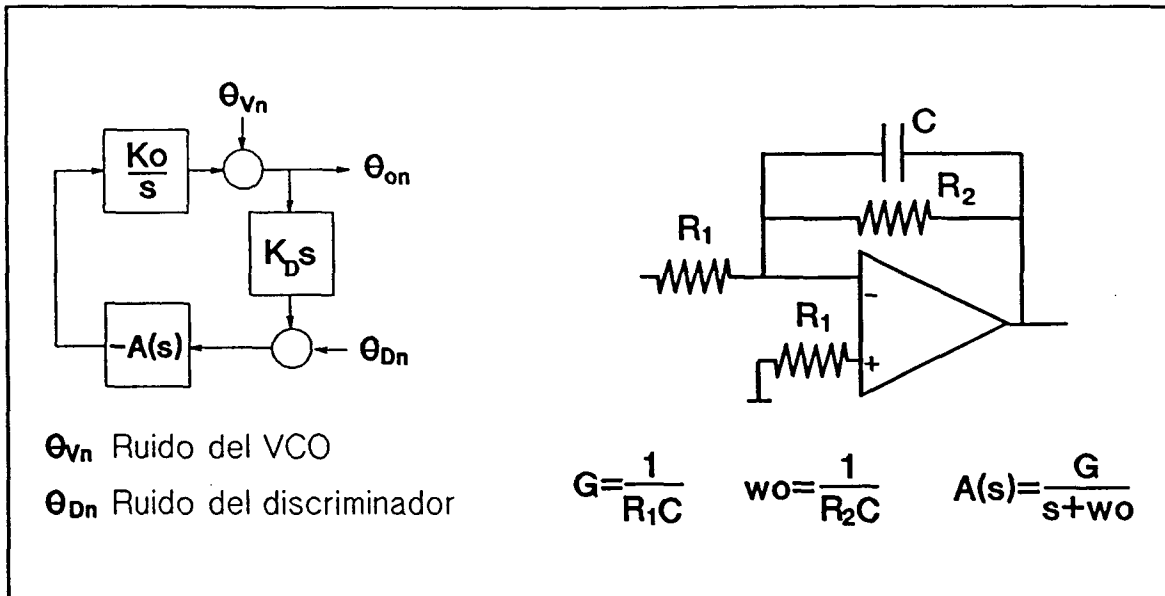


Figura IX-9 Modelo lineal de un FLL con las contribuciones de ruido más importantes, y realización típica del filtro A(s).

$$H_D(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_D(s)} = \frac{-1}{K_D s} \frac{K_o K_D A(s)}{1 + K_o K_D A(s)} \tag{IX-3}$$

El filtro de lazo habitualmente utilizado es el de primer orden, con un único polo (figura IX-9), que no presenta problemas de estabilidad y proporciona una respuesta al ruido satisfactoria. En este caso, la función de transferencia del VCO puede reescribirse como

$$H_v(s) = \frac{s + w_o}{s + (w_o + K_o K_D G)} \tag{IX-4}$$

Obsérvese, que para frecuencia elevadas el ruido del VCO no sufre atenuación, mientras que para frecuencias inferiores a  $w_0$  la atenuación es de

$$|H_v(jw_m)|_{w_m < w_0} = \frac{w_0}{w_0 + K_o K_D G} \approx \frac{w_0}{K_o K_D G} = \frac{w_0}{BW_{FLL}} \tag{IX-5}$$

donde se ha definido el ancho de banda del FLL como

$$BW_{FLL} \approx K_o K_D G \tag{IX-6}$$

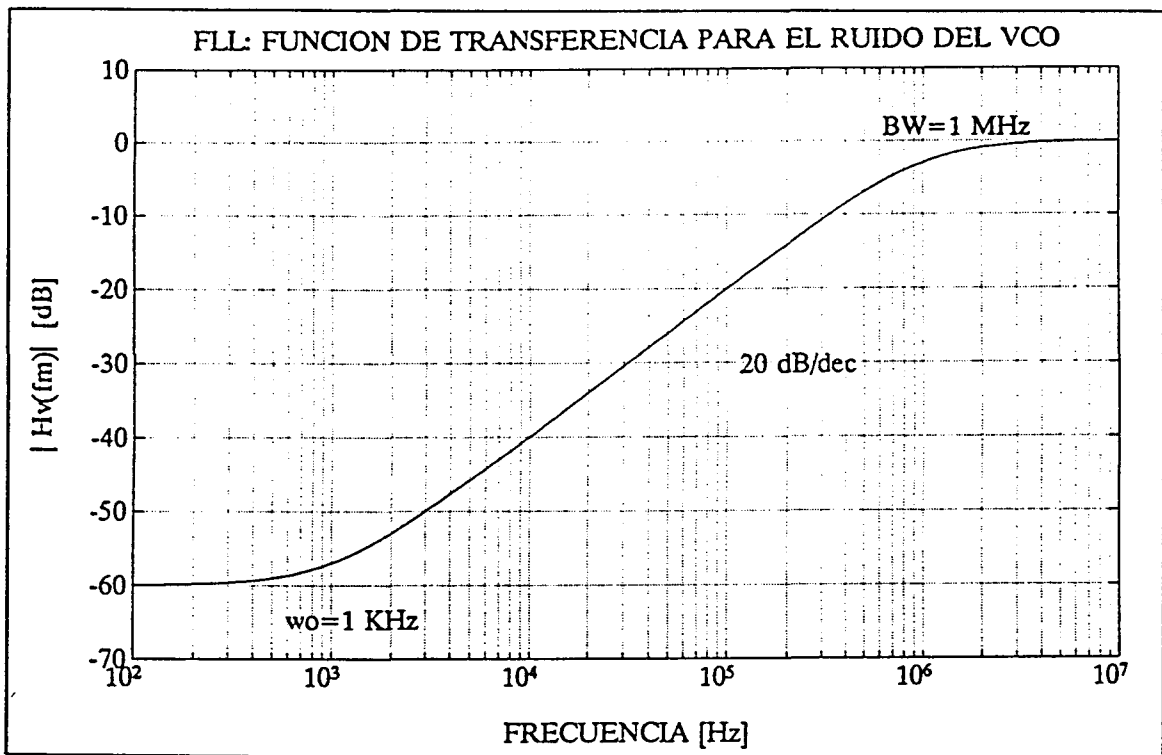


Figura IX-10 Respuesta del lazo FLL al ruido del VCO. Con ganancias  $BW_{FLL}/w_0$  elevadas, se comporta como un filtro paso alto, con una caída de 20 dB/dec en la banda atenuada.

ya que si interesa que el ruido del VCO esté muy atenuado, se deberán elegir anchos de banda elevados. Para frecuencias inferiores al ancho de banda, el ruido del VCO se halla atenuado en 20 dB/dec, hasta el cero de baja frecuencia  $w_0$ , que establece la atenuación máxima. La figura IX-10 muestra un ejemplo en el cual se ha elegido  $BW_{FLL}=1$  MHz y  $w_0=1$  KHz, obteniéndose una atenuación máxima de 60 dB.

Con el filtro  $A(s)$  de primer orden, la respuesta del lazo FLL al ruido del discriminador puede reescribirse como

$$H_D(s) = \frac{-1}{K_D s} \frac{K_o K_D G}{s + (w_0 + K_o K_D G)} \approx \frac{-1}{K_D s} \frac{K_o K_D G}{s + K_o K_D G} \quad (\text{IX-7})$$

que es la versión paso bajo de la función de transferencia del VCO, pero afectada por el término  $1/(K_D s)$ . Así, para frecuencias mayores que el ancho de banda del FLL, el ruido del discriminador se halla atenuado en 40 dB/dec, mientras que para frecuencias inferiores lo es en 20 dB/dec. Sin embargo, dado que el factor  $K_D$  es de valor muy reducido, el ruido del discriminador está fuertemente amplificado, lo cual establecerá la principal limitación en el

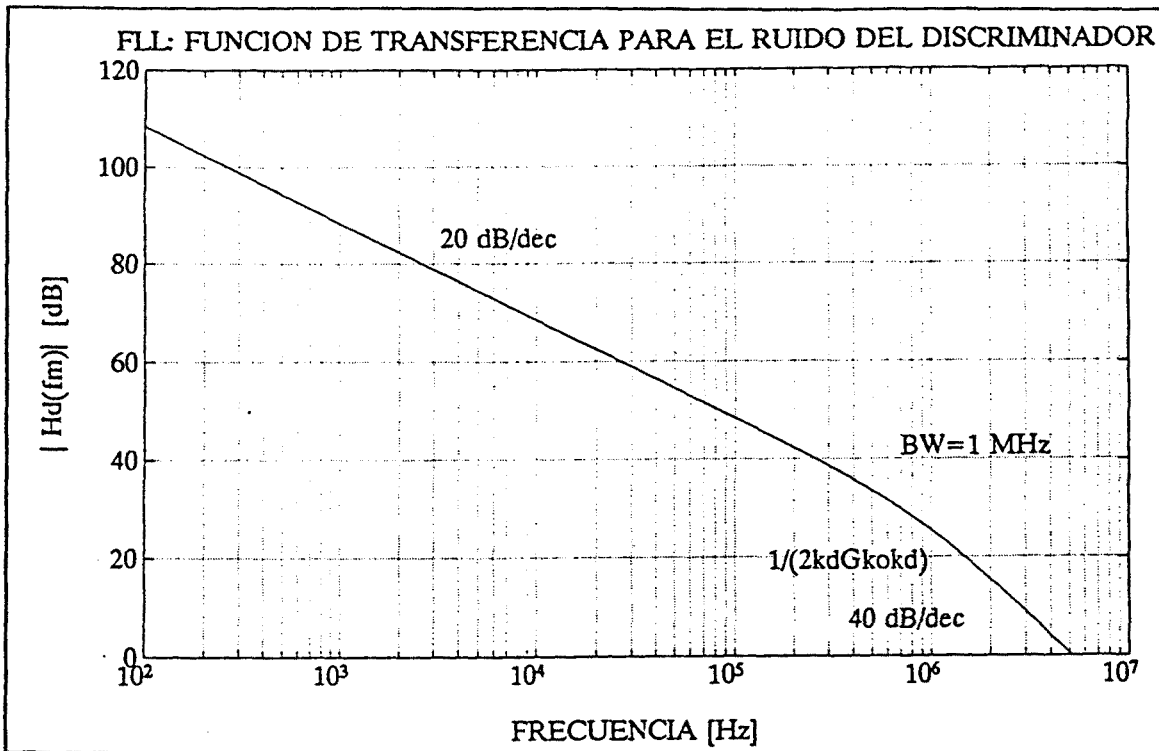


Figura IX-11 Respuesta del lazo FLL al ruido del discriminador. Para  $f_m = BW_{FLL}$  éste se halla amplificado en un factor  $1/(2K_D BW_{FLL})$ , que para valores de  $K_D$  reducidos, puede ser muy elevado.

diseño de un FLO. En la figura IX-11 se representa la respuesta del lazo FLL al ruido del discriminador, para el mismo caso que en la figura IX-10 ( $BW_{FLL} = 1$  MHz y  $w_o = 1$  KHz). Tomando un valor típico de la constante del discriminador de  $K_D = 6 \cdot 10^{-9}$  V/rad  $s^{-1}$  se obtiene que a la frecuencia correspondiente al ancho de banda el ruido del discriminador ya se halla amplificado en 25.46 dB.

En la figura IX-12 se simula la respuesta del FLL al ruido del VCO y del discriminador, para un caso típico. Se utiliza el VCO de 2.4 GHz correspondiente al diseño (c) del apartado VIII.2.3 (fig. IX-12 curva (a)). La curva (d) de la figura IX-12 muestra el ruido del VCO a la salida del lazo FLL, cuando se utiliza un ancho de banda de 1 MHz. La curva (b) corresponde al ruido del discriminador a la salida del lazo, con  $e_{Dn} = 30$  nV/ $\sqrt{Hz}$  y  $K_D = 6 \cdot 10^{-9}$  V/rad  $s^{-1}$ . Obsérvese, que aunque se consigue cierta mejora respecto del VCO en oscilación libre, el ruido del discriminador es dominante en el rango de frecuencias de interés. Reduciendo el factor  $e_{Dn}/K_D$  en un factor de 10 (por ejemplo con  $e_{Dn} = 15$  nV/ $\sqrt{Hz}$  y  $K_D = 30 \cdot 10^{-9}$  V/rad  $s^{-1}$ ), se consigue una mejora de 20 dB en el ruido del discriminador -curva (c)- y se aprovecha mejor la atenuación del ruido del VCO por parte del lazo.

En la figura IX-13 se repite la simulación del párrafo anterior, pero utilizando un ancho de banda del FLL de 10 MHz. Obsérvese que el ruido del VCO está mucho más

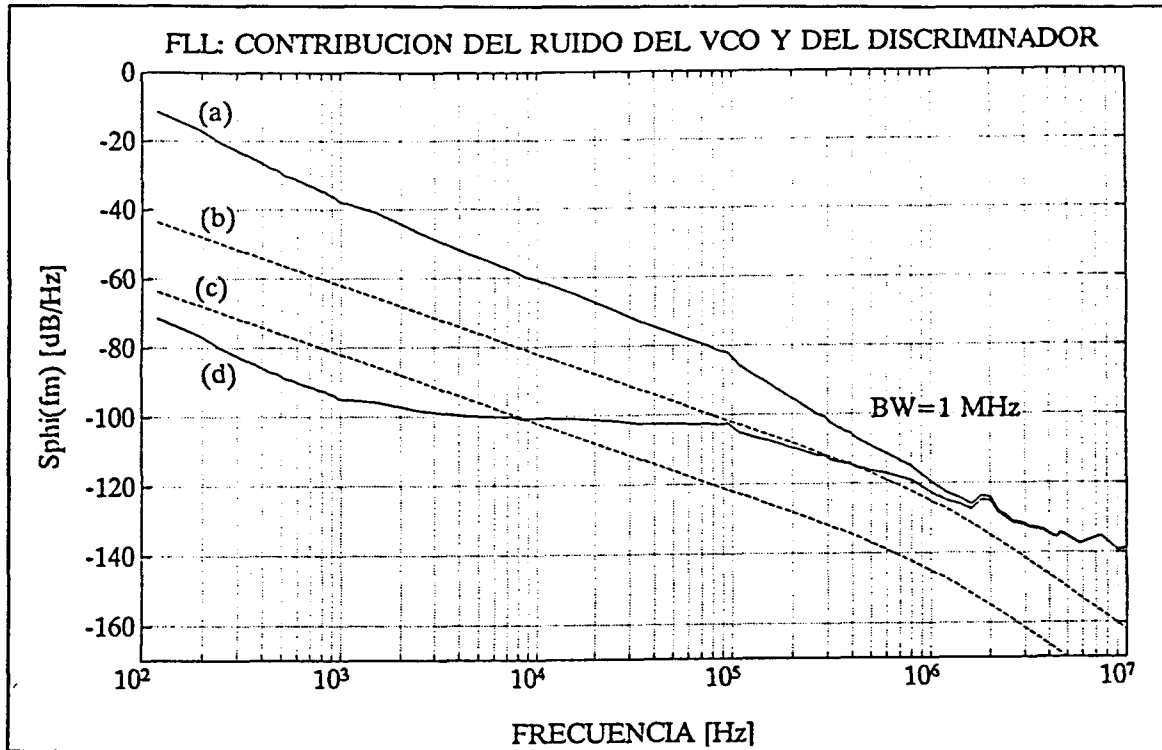


Figura IX-12 Respuesta un FLO al ruido. (a) ruido del VCO; (d) VCO a la salida ; (b) y (c) discriminador con  $K_D 6 \cdot 10^{-9} \text{ V/rad s}^{-1}$  y  $e_{Dn} = 30$  y  $15 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

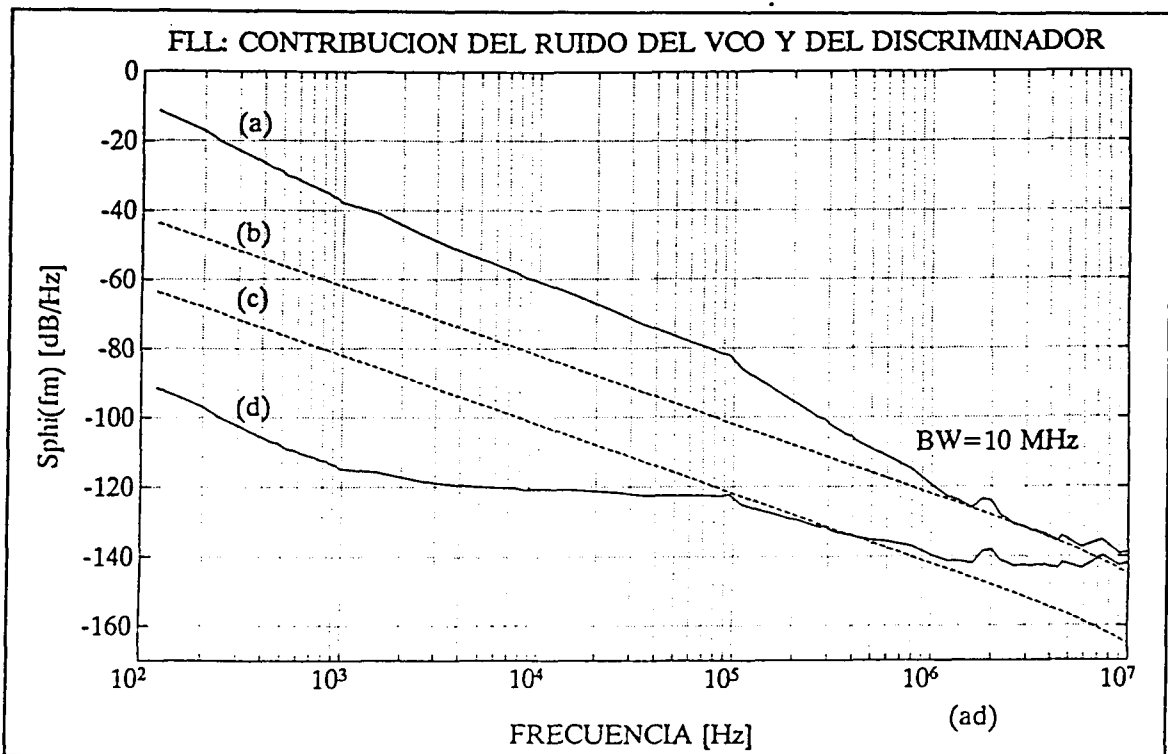


Figura IX-13 Respuesta del FLO al ruido para  $BW = 10 \text{ MHz}$ . Al aumenta el ancho de banda se atenúa el ruido del VCO, pero no el del discriminador.

atenuado -ahora a partir de frecuencias inferiores a 10 MHz- pero que el ruido del discriminador -(b) y (c)- no se ve afectado en la banda de interés. Se concluye, por tanto, que la reducción del ruido del VCO, por medio de un lazo FLL está fuertemente limitado por el ruido y la constante del discriminador, pudiendo ser, incluso superior al ruido del VCO en oscilación libre.

En cuanto a la estabilidad de un FLO, la ganancia en lazo abierto, para el filtro de lazo de primer orden puede escribirse como

$$G_a(s) = K_o K_D A(s) = \frac{K_o K_D G}{s + w_o} \quad (\text{IX-8})$$

y la estabilidad está garantizada con un margen de fase que siempre es superior a 90°.

Un FLO también puede diseñarse teniendo en cuenta la respuesta de orden superior de los subsistemas, de forma similar a como se realiza en un PLO. Las principales no idealidades están constituidas por el ancho de banda finito del amplificador operacional y del acceso de modulación del VCO. Sin embargo, al utilizar un filtro de lazo  $A(s)$ , idealmente de primer orden, dichos efectos parásitos son menos críticos. En la figura IX-14 se muestra la medida y la simulación del ruido total de un FLO realizado con el VCO de 2.4 GHz. Los datos de diseño son:

$$\begin{array}{ll} K_o = 23 \text{ MHz/V} & BW_{\text{FLL}} = 1 \text{ MHz} \\ K_D = 5 \cdot 10^{-9} \text{ V/rad} \cdot \text{s}^{-1} & w_o = 500 \text{ Hz} \\ \text{VCO 2.4 GHz -diseño c-} & e_{\text{Dn}} = 15 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \end{array}$$

El discriminador de frecuencia utilizado se ha realizado mediante una línea de retardo coaxial y un mezclador SRA-1 de MINICIRCUITS utilizado como detector de fase. Obsérvese que se obtiene una substancial mejora del ruido con respecto al VCO en oscilación libre. El ruido del discriminador es dominante para frecuencias inferiores a 10 KHz, mientras que el ruido del VCO lo es para frecuencias mayores, ligeramente atenuado entre 10 KHz y 1 MHz. En las proximidades de 2 MHz se observan claramente los efectos de limitación en banda del amplificador operacional utilizado. El principal inconveniente de este tipo de bucles es la línea de retardo, que debe tener una considerable longitud (de 1m a 10 m) para obtener una constante del detector suficientemente elevada. Ello hace también que este tipo de bucles

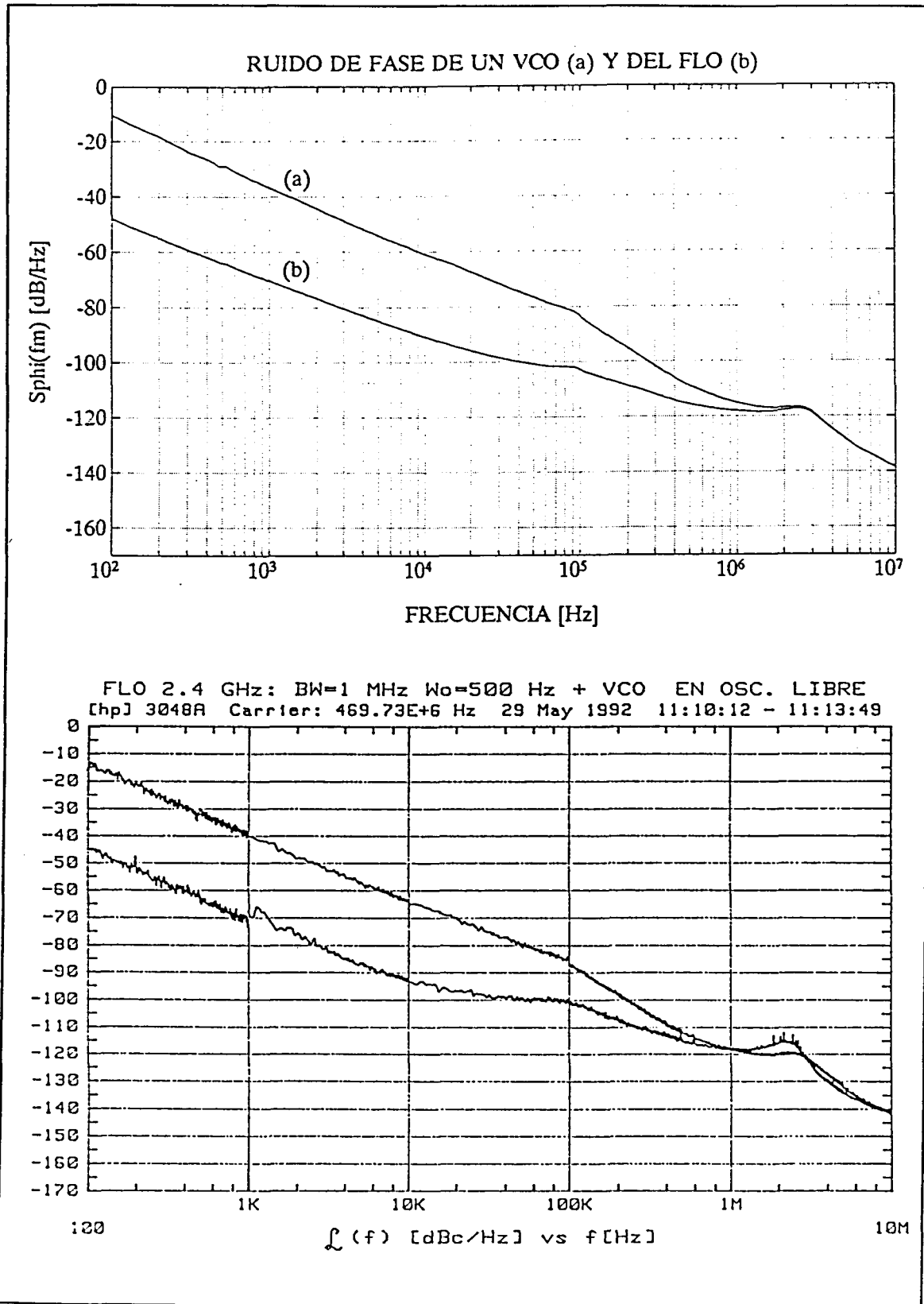


Figura IX-14 Medida y simulación del ruido de un FLO a 2.4 GHz. El discriminador de frecuencia se ha realizado mediante una línea de retardo y un detector de fase SRA-1 de MINICIRCUITS.

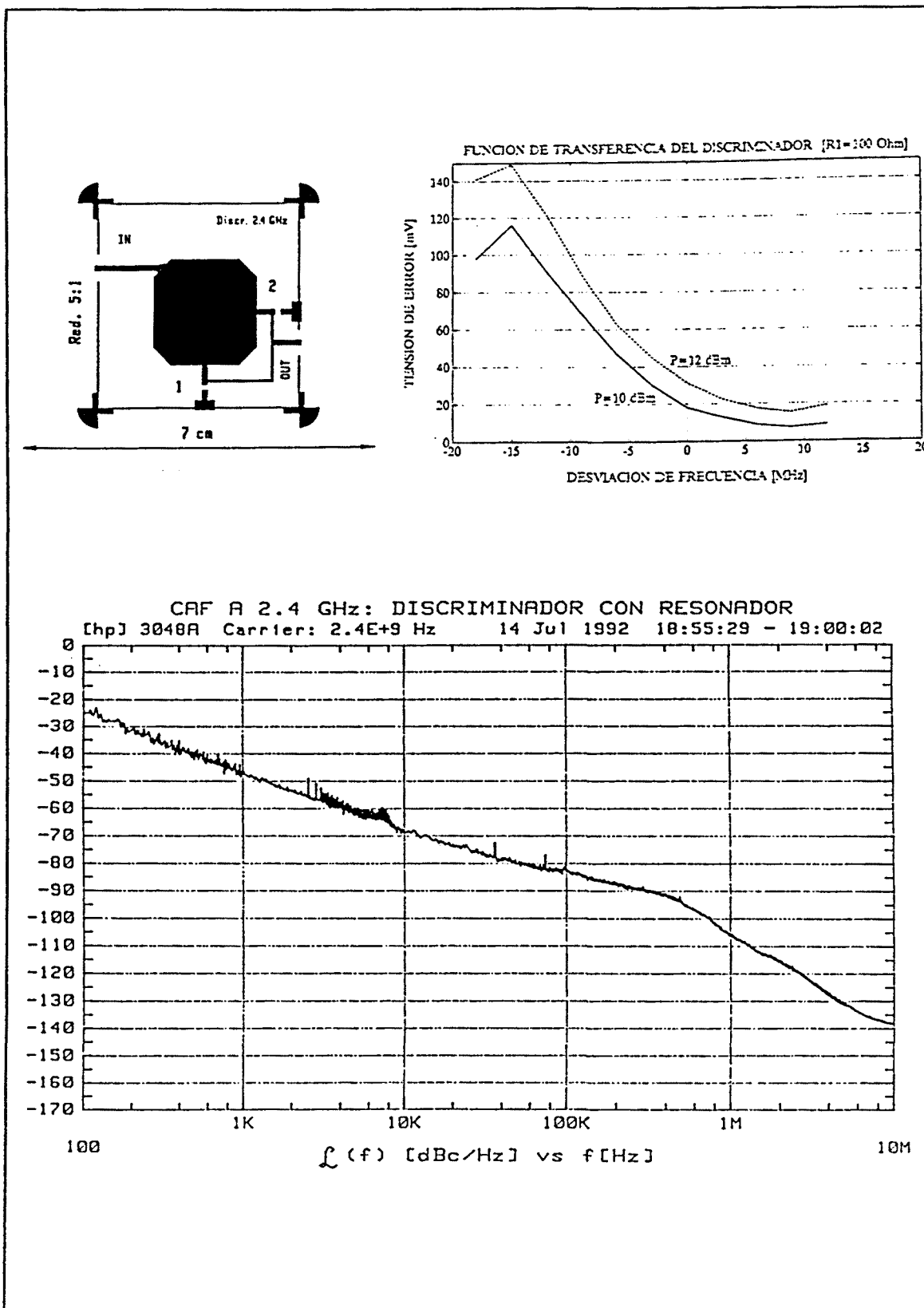


Figura IX-15 Discriminador de Foster-Seeley realizado en microstrip [A13]. Curva tensión frecuencia y ruido del FLO de 2.4 GHz enganchado utilizando dicho discriminador.



sean muy sensibles con la temperatura debido a la dilatación de la línea.

El discriminador de frecuencia también puede realizarse mediante la utilización de un resonador equilibrado tipo Foster-Seely [B8]. En este caso se utiliza la pendiente de la curva de resonancia para efectuar la detección de frecuencia. En general estos discriminadores tienen una constante de detección muy reducida debido a las pérdidas del circuito resonante, ya que la utilización de factores de calidad elevados reducen el margen de sintonía. En la figura IX-15 se muestra un discriminador de este tipo realizado en microstrip [A13]. Se obtiene un margen de sintonía de unos 20 MHz, aunque ligeramente desplazados de la frecuencia de diseño, 2.4 GHz. En la zona lineal se obtiene una constante de  $4 \cdot 10^{-9}$  V/Hz, que está en el límite de los valores aceptables. Obsérvese, además, que la constante depende enormemente del punto de trabajo y que es necesario corregir el offset existente. No obstante la curva de ruido medida mejora ligeramente el ruido del VCO de 2.4 GHz.

### IX.2.2 Estudio del doble lazo PLL-FLL

Si nos fijamos en la gráfica de la figura IX-14, vemos que el lazo FLL ha permitido reducir el ruido del VCO en oscilación libre. Si se quisiera utilizar dicho FLO como un nuevo VCO menos ruidoso para realizar un PLO, para obtener el beneficio de la reducción del ruido del VCO por parte del FLL, el ruido de éste y la curva de ruido de la referencia deben intersectar a una frecuencia mucho menor que el ancho de banda del FLL. Así, el PLL tendrá siempre un ancho de banda mucho menor que el FLL y su respuesta será mucho más lenta, pudiéndose considerar efectivamente al FLO como un nuevo VCO menos ruidoso.

Aunque los anchos de banda del PLL y el FLL sean muy distintos, lógicamente no están desacoplados, sino que se influyen mutuamente. Para estudiar el comportamiento del doble lazo PLL-FLL se deben estudiar conjuntamente. La figura IX-16 muestra el modelo lineal del doble lazo, con las contribuciones de ruido más significativas. La respuesta del doble lazo al ruido de la referencia puede escribirse como

$$H_r(s) = \frac{\frac{F(s)K_oK_d}{s}}{1 + \frac{F(s)K_oK_d}{Ns} + K_oK_D A(s)} \quad (\text{IX-9})$$

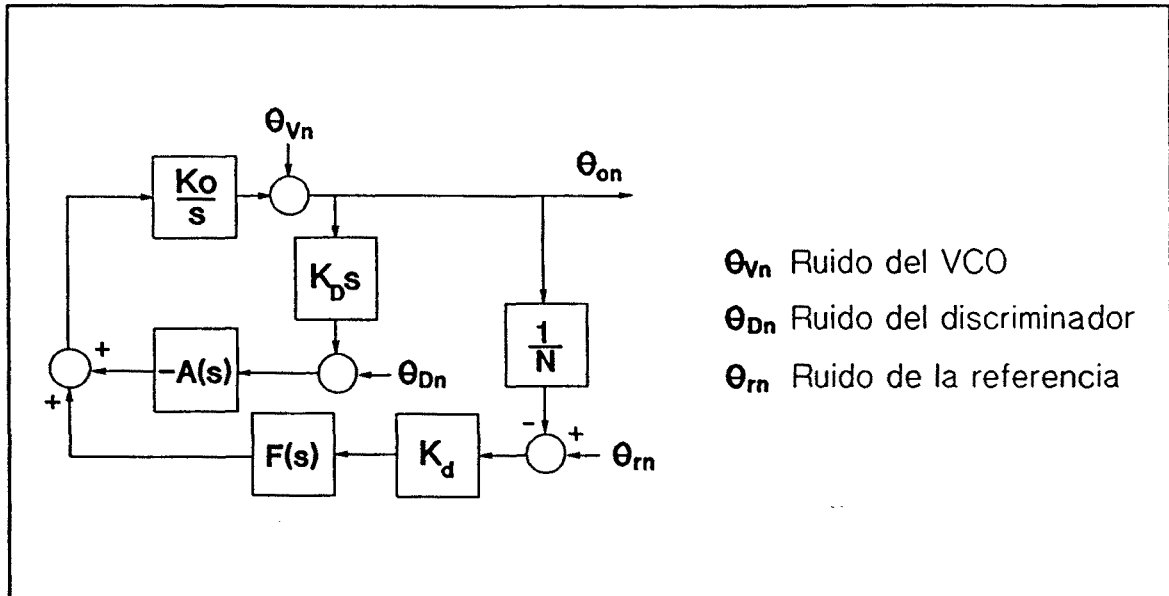


Figura IX-16 Modelo lineal del doble lazo PLL-FLL con las contribuciones de ruido más significativas. F(s) es el filtro de lazo del PLL de segundo orden, y A(s) del FLL de primer orden.

para el ruido del VCO la función de transferencia es

$$H_v(s) = \frac{1}{1 + \frac{F(s)K_oK_d}{Ns} + K_oK_D A(s)} \tag{IX-10}$$

y en cuanto al ruido del discriminador

$$H_D(s) = \frac{1}{K_D s} \frac{K_o K_D s}{1 + \frac{F(s)K_oK_d}{Ns} + K_oK_D A(s)} \tag{IX-11}$$

Antes de estudiar la respuesta del PLL-FLL a las distintas fuentes de ruido, es conveniente estudiar la estabilidad del mismo. Aunque por separado el PLL ideal de segundo orden y el FLL ideal de primer orden son estables, ahora ambos lazos se están influyendo mutuamente. Rompiendo los bucles por los lazos de realimentación, se puede obtener fácilmente la ganancia en lazo abierto en los dos casos. El doble lazo será estable si cada uno

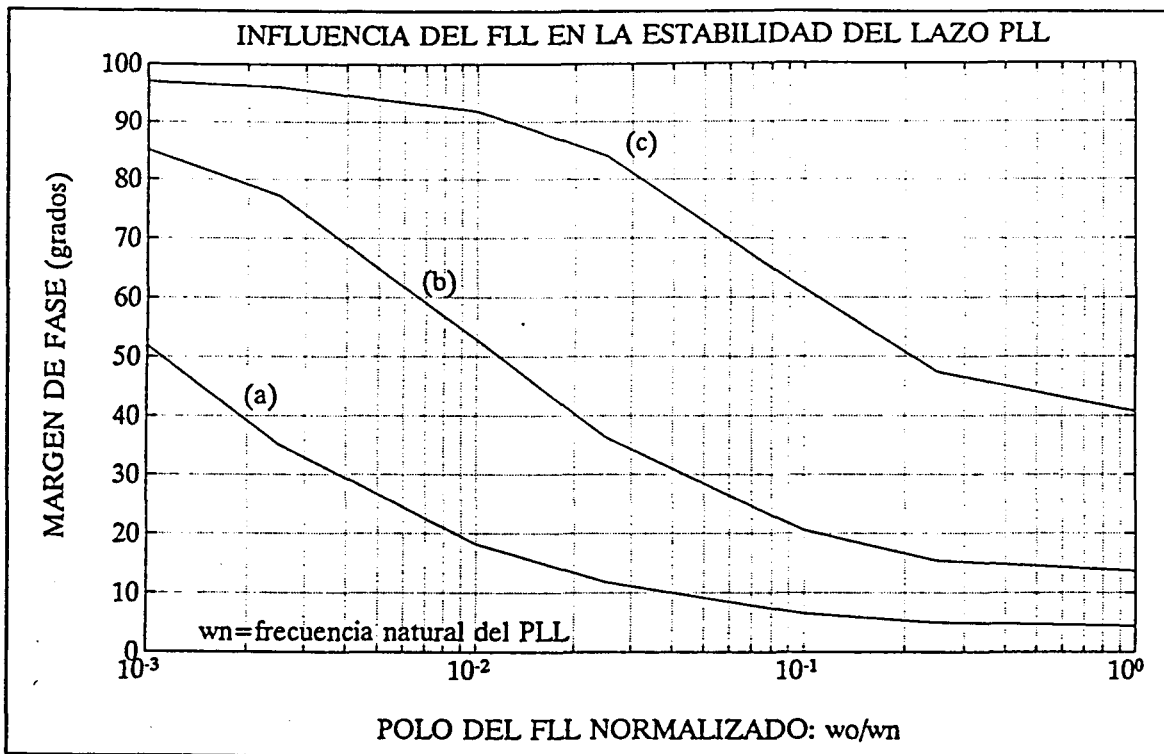


Figura IX-17 Influencia del FLL en la estabilidad del lazo PLL. PLL con  $\omega_n=1$   $\xi=0.7$ . Curvas (a)  $BW_{FLL}=1000\omega_n$ ; (b)  $BW_{FLL}=100\omega_n$  y (c)  $BW_{FLL}=10\omega_n$

de ellos lo es por separado. Así, la ganancia en lazo abierto para el lazo FLL es

$$G_{a_{FLL}}(s) = \frac{K_o K_D A(s)}{1 + \frac{K_o K_d F(s)}{Ns}} \quad (\text{IX-12})$$

mientras que para el lazo PLL es

$$G_{a_{PLL}}(s) = \frac{K_o K_d F(s)}{1 + K_o K_D A(s)} \quad (\text{IX-13})$$

Se comprueba que el PLL influye mínimamente en la estabilidad del lazo FLL. Sin embargo, la estabilidad del lazo PLL de segundo orden se ve seriamente afectada por la respuesta del lazo FLL. La figura IX-17 muestra cómo varía el margen de fase del lazo PLL

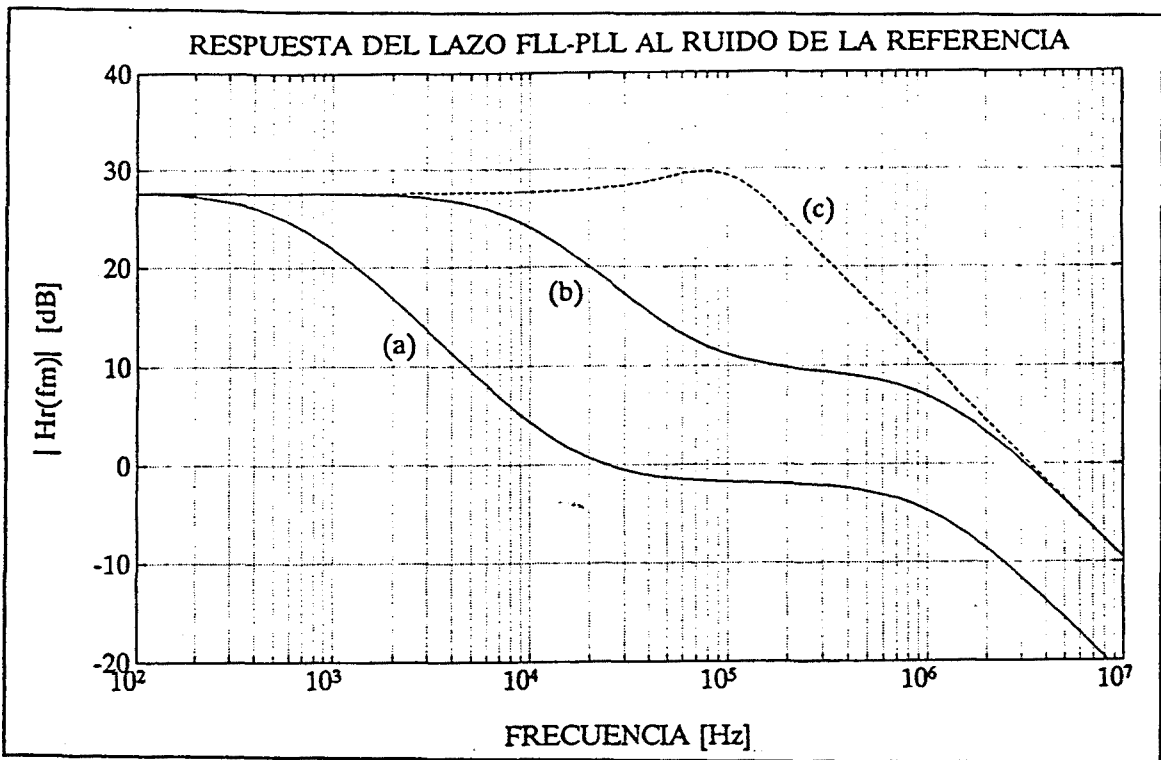


Figura IX-18 Respuesta PLL-FLL a la referencia. (a)  $BW_{FLL} = 1$  MHz,  $w_o = 10$  Hz,  $w_n = 25$  KHz y  $\xi = 0.7$ ; (b) con  $w_n = 100$  KHz; y (c) respuesta al PLL solo con  $w_n = 100$  KHz.

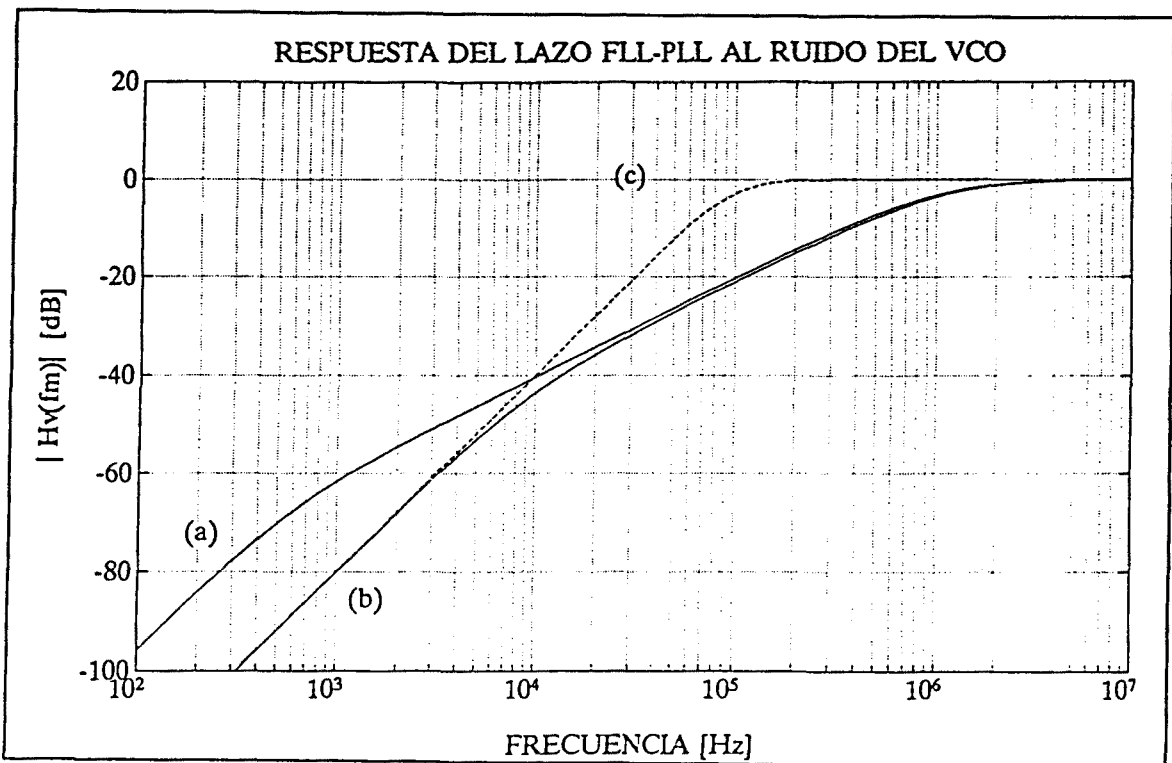


Figura IX-19 Respuesta PLL-FLL al VCO. (a)  $BW_{FLL} = 1$  MHz,  $w_o = 10$  Hz,  $w_n = 25$  KHz y  $\xi = 0.7$ ; (b) con  $w_n = 100$  KHz; y (c) respuesta al PLL solo con  $w_n = 100$  KHz.

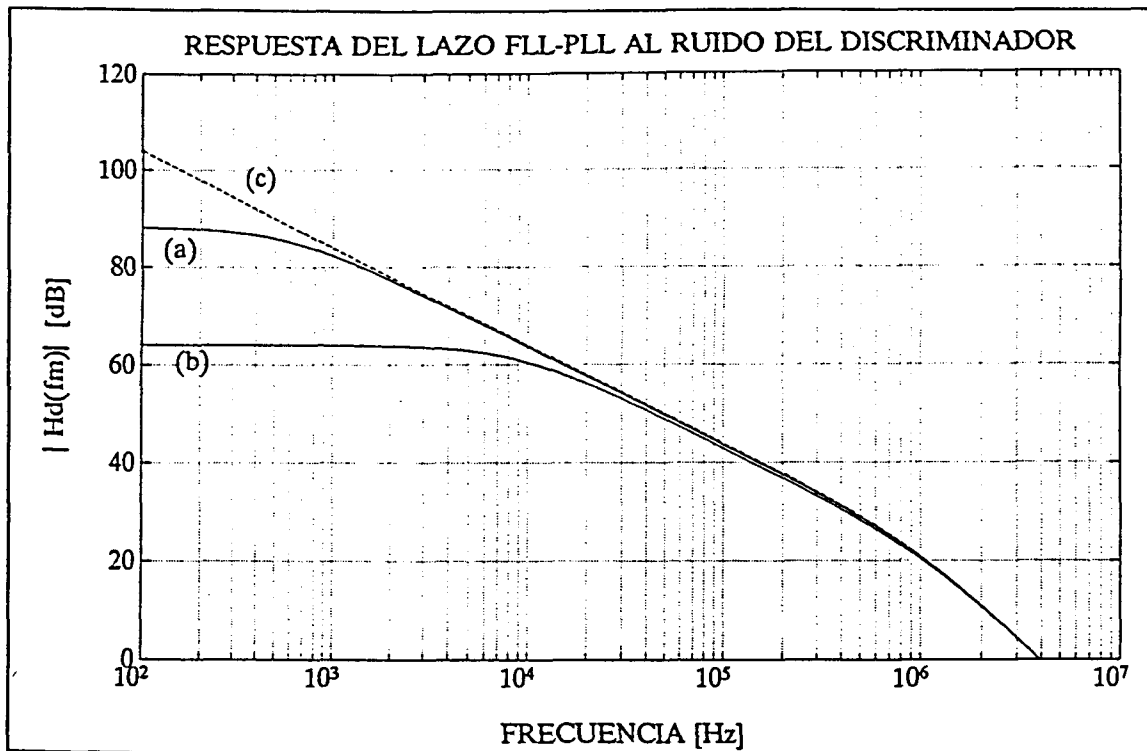


Figura IX-20 Respuesta PLL-FLL al discriminador. (a)  $BW_{FLL}=1$  MHz,  $\omega_o=10$  Hz,  $\omega_n=25$  KHz y  $\xi=0.7$ ; (b) con  $\omega_n=100$  KHz; y (c) respuesta al PLL solo con  $\omega_n=100$  KHz.

de una realización de segundo orden con  $\omega_n=1$  y  $\xi=0.7$  -que idealmente tendría un margen de fase de  $65^\circ$ - en función de los parámetros de diseño del lazo FLL. El eje horizontal representa la posición del polo de del filtro de lazo  $A(s)$ , normalizado a la frecuencia natural del PLL  $\omega_n$ . Las curvas (a) (b) y (c) parametrizan el ancho de banda del FLL, también normalizado a  $\omega_n$ :  $BW_{FLL}=1000\omega_n$ ,  $BW_{FLL}=100\omega_n$  y  $BW_{FLL}=10\omega_n$  respectivamente. Se observa que el margen de fase cae rápidamente cuando el polo  $\omega_o$  de  $A(s)$  se aproxima a la frecuencia natural del PLL  $\omega_n$ . Este efecto es tanto mayor cuanto menor es  $\omega_n$  en relación al ancho de banda del FLL -curva (a)-. En consecuencia, se observa de las gráficas que si se cumple que

$$\frac{\omega_n}{\omega_o} \geq \frac{BW_{FLL}}{\omega_n} \quad (\text{IX-14})$$

el margen de fase se mantiene por encima de  $50^\circ$ , aumentando rápidamente a medida que la desigualdad se acentúa. Así, manteniendo esta regla de diseño, que más tarde se verá que no es restrictiva, es de esperar una realización robusta del doble lazo PLL-FLL.

Una vez estudiada la estabilidad del doble lazo ya se puede representar su respuesta a las diferentes fuentes de ruido. Las figuras IX-18 y IX-19 muestran la función de transferencia del ruido de la referencia y del VCO respectivamente. El FLL está diseñado con un ancho de banda de  $BW_{FLL} = 1$  MHz y  $w_o = 10$  Hz; mientras que para el PLL se ha tomado  $\xi = 0.7$  y  $w_n = 25$  KHz -curva (a)- y  $w_n = 100$  KHz -curva (b)-. Se muestra también en trazo discontinuo lo que sería la respuesta de un único PLL con  $\xi = 0.7$  y  $w_n = 100$  KHz -curva (c)-. Se observa en ambos casos que la respuesta del doble lazo PLL-FLL se halla siempre por debajo de la respuesta del PLL sólo. Además la mejora es tanto mayor como menor es el ancho de banda del PLL en relación con el del FLL -30 dB de mejora en el caso (a) y solo 20 dB en el caso (b). Falta considerar sin embargo la respuesta al ruido del discriminador.

La figura IX-20 presenta la respuesta del doble lazo al ruido de discriminador en los mismos ejemplos (a) y (b) del caso anterior. La curva (c) muestra la función de transferencia para el FLL solo. Obsérvese que en este caso, el ruido del discriminador se halla tanto más amplificado cuanto menor es el ancho de banda del PLL, en conflicto con la regla de diseño para el ruido de la referencia y del VCO. Así el ancho de banda del PLL deberá elegirse como un compromiso entre ambas reglas de diseño.

Según lo expuesto anteriormente, el diseño del doble lazo PLL-FLL se realizará del siguiente modo:

- Elección del mayor ancho de banda posible para el FLL, que estará limitado por el amplificador operacional del filtro de lazo,  $A(s)$ , y por la respuesta frecuencial del VCO. De esta forma se conseguirá atenuar el ruido del VCO al máximo.
- Elección del mínimo  $w_o$  posible, que vendrá limitado por la máxima ganancia del amplificador operacional. Sin embargo, como los anchos de banda necesarios para el PLL suelen ser elevados, la regla de estabilidad expuesta anteriormente puede cumplirse con facilidad.
- Elección del ancho de banda del PLL que iguale la contribución del ruido del discriminador y de la referencia a la salida del doble lazo.

Como ilustración del método de diseño expuesto supongamos que se quiere realizar un doble lazo con el VCO utilizado en la simulación del apartado anterior y la referencia equivalente utilizada en el capítulo VIII. Se elige  $BW_{FLL} = 10$  MHz y  $w_o = 100$  Hz. Si se toma un ancho de banda del PLL excesivamente reducido  $w_n = 100$  KHz (fig.IX-21) el ruido del discriminador (b) es dominante frente al ruido de la referencia. Tomando  $w_n = 300$  KHz la contribución de ambas fuentes de ruido son similares (fig.IX-22). En la figura IX-23 se

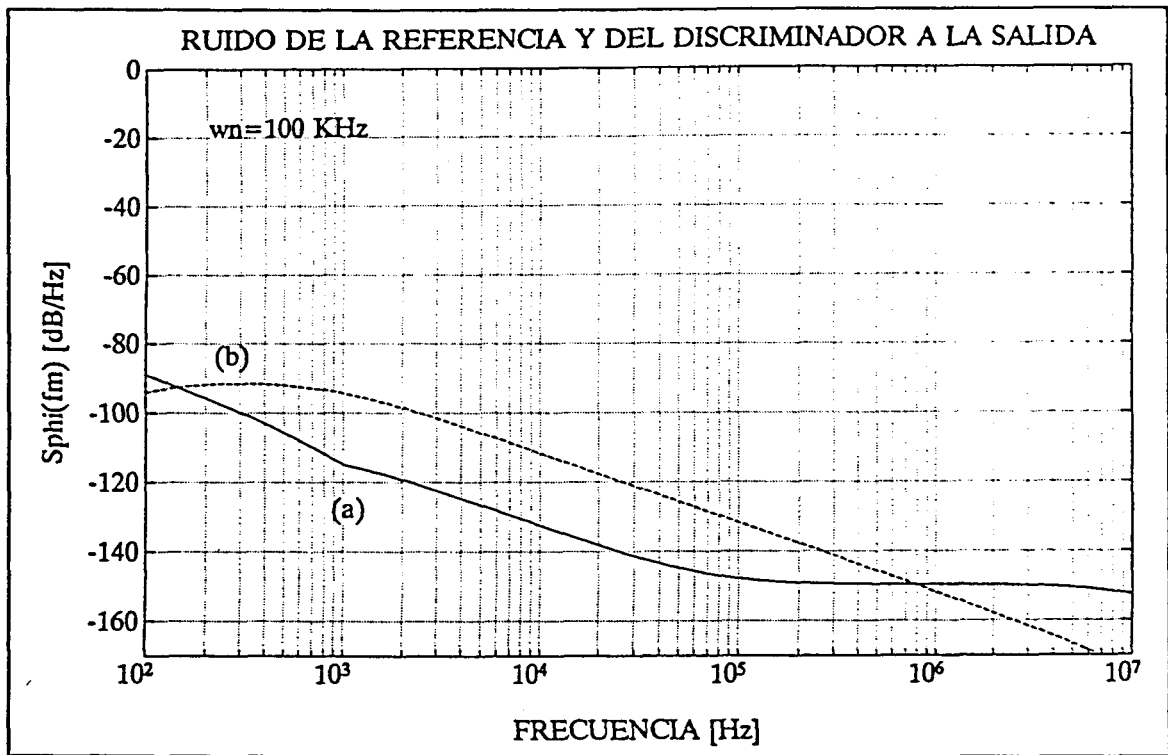


Figura IX-21 Con  $w_n$  100 KHz el ruido del discriminador (b) domina sobre la referencia (a).  $BW_{FLL} = 10 \text{ MHz}$ ,  $w_o = 100 \text{ Hz}$ ,  $\xi = 0.7$ ,  $K_D = 30e-9$  y  $e_{Dn} = 5e-9$ .

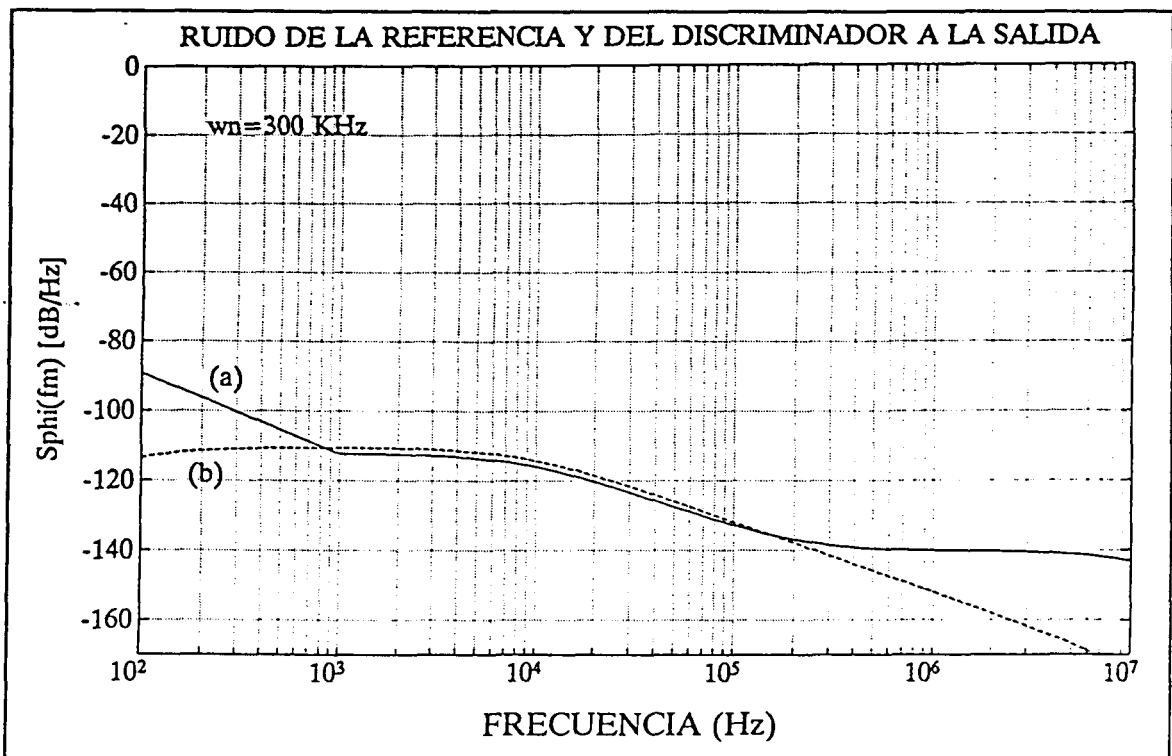


Figura IX-22 Con  $w_n = 250 \text{ KHz}$  la contribución de la referencia (a) y del discriminador (b) al ruido total son similares.  $BW_{FLL} = 10 \text{ MHz}$ ,  $w_o = 100 \text{ Hz}$ ,  $\xi = 0.7$ ,  $K_D = 30e-9$  y  $e_{Dn} = 5e-9$ .

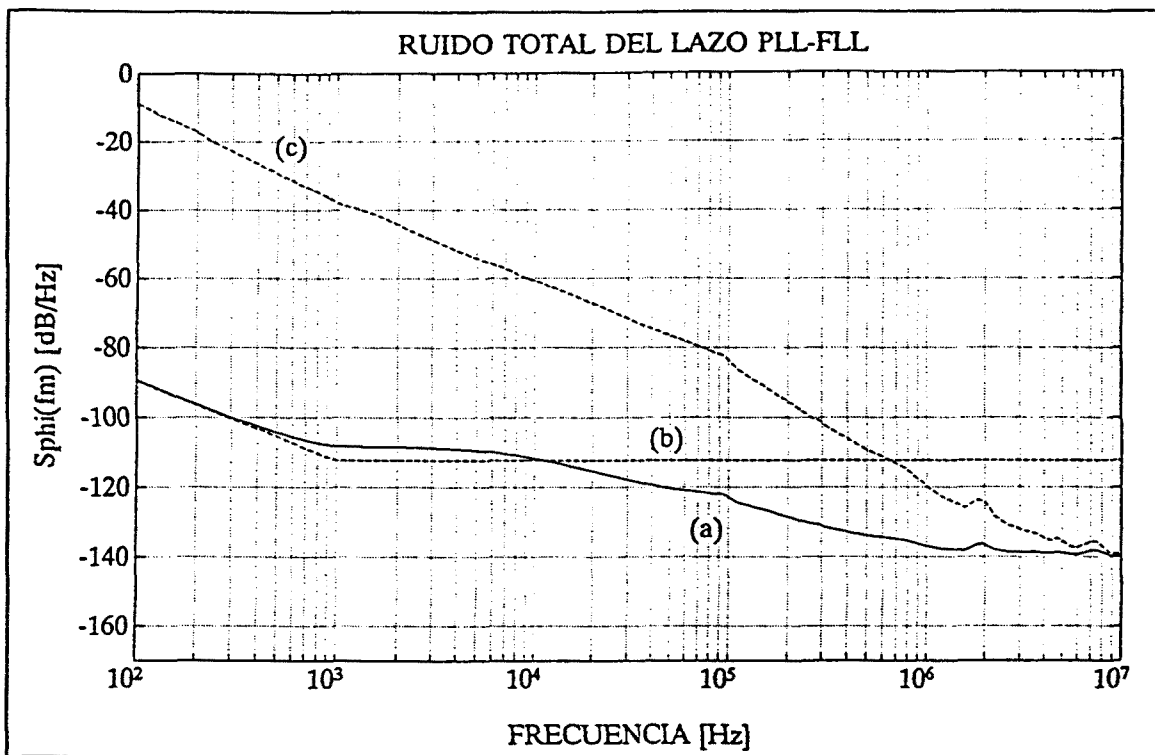


Figura IX-23 El ruido del doble lazo (a) es inferior al ruido de la referencia (b) y del VCO (c) en la zona de corte de éstas curvas, mejorándose el ruido de un PLL solo.

simula el ruido total a la salida del doble lazo PLL-FLL (a). Si observamos las curvas de ruido de la referencia (b) y del VCO (c), vemos que con éste diseño se obtienen unos 20 dB de mejora en la zona de transición con respecto a un diseño que utilice un único lazo PLL.





---

**PARTE CUARTA**  
**CONCLUSIONES**



## Conclusiones y líneas futuras de investigación

### X.1 Objetivos y resultados

El presente trabajo trata de modo general el problema de la pureza espectral en un oscilador de microondas sintetizado con técnicas PLL, abreviadamente PLO. Se ha estudiado exclusivamente la contaminación frecuencial de origen aleatorio, utilizando para ello el concepto de ruido de fase. En este sentido, los métodos de diseño propuestos están basados en criterios de minimización del ruido de fase del oscilador sintetizado. Un problema derivado del anterior, que también ha sido abordado, es la necesidad de diseñar lazos PLL de ancho de banda elevado. Si se tiene en cuenta que el ruido de fase en un PLO se puede estudiar en régimen de pequeña señal, la teoría de sistemas lineales realimentados -bien conocida- permite tratar adecuadamente el ruido de fase añadido por cada subsistema del PLO. Así, la principal dificultad que se presenta en el diseño de un PLO de bajo ruido es fundamentalmente de tipo tecnológico, y cualquier estudio se deberá basar en la disponibilidad, prestaciones y limitaciones de los componentes reales del PLO.

De un modo global, la principal aportación de esta tesis ha consistido en establecer una metodología de diseño de un PLO que tenga en cuenta las principales no idealidades de sus subsistemas, básicamente el ruido de fase añadido y su función de transferencia real. La metodología de diseño propuesta se ha complementado estableciendo los métodos de medida necesarios para caracterizar todos los componentes de un PLO -desde el punto de vista de ruido y función de transferencia-, así como para verificar experimentalmente los diseños realizados. Finalmente, se han construido y evaluado diversos prototipos a fin de poder validar las técnicas de diseño propuestas.

Para que la metodología de diseño que se presenta sea completa -estudio de viabilidad, estimación de prestaciones, elección de dispositivos, elección de topologías, etc.-, se requiere

un conocimiento actualizado de los componentes que ofrece el mercado. Así, teniendo en cuenta que los subsistemas que integran un PLO han sufrido una evolución muy rápida en los últimos años, la revisión tecnológica realizada en el capítulo IV constituye una tarea imprescindible, previa a cualquier otra consideración de diseño. Desde el punto de vista del ruido de fase de los componentes, la práctica totalidad de los datos publicados en los años 80 -incluidos los catálogos y notas de aplicación- se remiten a los trabajos realizados por V.F.Kroupa [S1], W.P.Robins [S3],[B2] y U.L.Rohde [B1], de principios de la década. Ya en la entrada de los años 90, la creciente demanda de osciladores de gran pureza espectral, así como el desarrollo de instrumentación que permite una caracterización adecuada del ruido de fase, han propiciado la reciente aparición de diversos artículos -[D1][D6][V20][V23][...]-, notas de aplicación -[C4][C7][C8][C15][...]- y catálogos comerciales -[C18][C24][C25][...]- que ya incluyen la curva de ruido de fase como una especificación fundamental de los componentes, y que han permitido realizar una revisión de las referencias básicas citadas previamente.

Como aportaciones puntuales más concretas, se debe citar el **método de las líneas de margen de fase constante** que, de forma sencilla, incorpora al método de diseño los efectos de alta frecuencia en la función de transferencia de los subsistemas. Este método es válido para cualquier aplicación que requiera un ancho de banda elevado, y para cualquier tipo de diseño del PLL. Permite determinar cuál es el máximo ancho de banda realizable con un determinado conjunto de subsistemas reales, garantizando la estabilidad por medio de un margen de fase real preestablecido. Para el caso del diseño basado en el PLL de segundo orden tipo II, se ha desarrollado una técnica que permite minimizar la sensibilidad del margen de fase del PLL a la variación de parámetros, aumentando de este modo la robustez del diseño.

También se ha propuesto una **técnica para la medida de la función de transferencia en lazo cerrado del PLL**, que es original. A diferencia de los métodos tradicionales [B9], dicha técnica permite caracterizar los efectos de alta frecuencia del PLL. Tiene la ventaja adicional de que no requiere abrir el lazo -evitando así una fuente de error muy importante-, y de que puede realizarse con un mínimo de circuitería adicional. La medida de la función de transferencia es indispensable para verificar los diseños realizados, especialmente en aquellos lazos que utilizan anchos de banda elevados, que pueden tener problemas de estabilidad. Esta técnica de medida de la función de transferencia en lazo cerrado del PLL, junto con el método de las líneas de margen de fase, ha dado lugar a una publicación en una revista internacional [A1].

Por otra parte, en este trabajo se ha puesto de manifiesto la utilidad del **método de los osciladores equivalentes** en la elección de la topología y los componentes de un PLO. Se ha

visto que la importancia del ruido de fase de cada subsistema no se debe evaluar de un modo absoluto, sino en relación con el ruido del resto de los componentes. Así, este método, que es utilizado de forma implícita en diversas referencias básicas [S1][B4], permite identificar fácilmente los componentes que limitan las prestaciones del PLO. Hay que resaltar, además, que no se trata de un método de análisis, sino de síntesis, pues debe ser utilizado inexcusablemente a la hora de determinar el ancho de banda óptimo del PLL.

También se debe resaltar que la caracterización experimental de componentes ha tenido un enorme peso en el desarrollo de este trabajo -capítulos V y VI-. Se ha instalado un sistema automático de medida de ruido de fase, basado en el sistema HP3048A, que ha permitido realizar la medida sistemática de los diferentes subsistemas que integran un PLO. De este modo se han evaluado tanto los métodos de medida, como las prestaciones de dichos subsistemas, y se ha elaborado una "biblioteca" de curvas de ruido que sirva de referencia para realizar diseños posteriores. También se han establecido diversos métodos de medida para determinar la función de transferencia real de los componentes más conflictivos: el detector de fase y el acceso de modulación del VCO. El banco de medidas se ha complementado con el desarrollo del programa "PLL" -basado en la utilidad matemática para PC "matlab" de Mathwork-, que tiene acceso a las medidas y permite procesar los datos e incorporarlos a las rutinas de análisis y síntesis de osciladores sintetizados de bajo ruido.

Si bien en una primera estimación de las prestaciones del oscilador, se pueden utilizar los datos presentados en la revisión tecnológica realizada en el capítulo IV, cuando se quiere un funcionamiento controlado, que asegure un margen de fase robusto y con un ruido de fase predecible, es necesario realizar un diseño basado en la caracterización experimental de los componentes. La caracterización del ruido de fase requiere un proceso de medida laborioso, y en general cada tipo de componente precisa un método de medida y un montaje propio. Por este motivo es conveniente disponer de un banco de instrumentación específico, basado en la demodulación del ruido, con la suficiente versatilidad y prestaciones para la realización de los diversos métodos de medida habituales, -en el capítulo V ya se vio que el analizador de espectro presentaba fuertes limitaciones para las medidas de ruido de fase-. Las principales conclusiones que se han extraído de las medidas de ruido realizadas pueden resumirse en los siguientes puntos:

-Dada la dificultad de la predicción del ruido de fase de un VCO, es absolutamente necesario realizar la medida del mismo. La medida se efectuará mediante el método del discriminador de frecuencia, que permite cancelar las derivas del oscilador. Este es un método relativamente poco sensible, especialmente para frecuencias offset reducidas, pero un oscilador con grandes derivas suele ir acompañado también de un ruido de fase elevado

- La medida del ruido de la referencia a cristal raramente puede realizarse, pues requiere tres dispositivos -método de los tres osciladores [C8][B18]-. Sin embargo, las referencias utilizadas están bastante estandarizadas y actualmente los fabricantes incluyen la curva de ruido como una especificación importante [C18].

-La medida de ruido residual -ruido a la salida de un dispositivo independientemente del ruido a su entrada- es una tarea laboriosa y difícil. En general, el ruido que se pretende medir es muy reducido, lo cual obliga a optimizar el montaje de medida para cada tipo de componente, a fin de asegurar una sensibilidad suficiente del montaje. Sin embargo, las medidas realizadas en este trabajo han permitido comprobar que es posible estimar, con suficiente precisión, el ruido residual en la zona plana -frecuencias offset elevadas-, que suele ser la zona de interés. Así, en diversos dispositivos -amplificadores, detectores, multiplicadores..-, se puede realizar una predicción del ruido a partir de cálculos de ruido térmico. Para otros dispositivos -divisores, detectores digitales,..- el ruido es muy dependiente de la tecnología en la cual están realizados -ECL, CMOS, TTL,..- pero es bastante independiente de otros factores como la frecuencia de salida, factor de división, fabricante, etc.. En este caso puede utilizarse, como buena aproximación, el nivel de ruido medido en un componente similar -capítulo IV-.

-Obviamente, también es indispensable la medida del PLO diseñado. Esta se realizará por el método del detector de fase, que es el más sensible. Esta medida permitirá evaluar el prototipo, e identificar posibles problemas, tales como fuentes de ruido insospechadas o desviaciones en las funciones de transferencia realizadas.

-La medida de la función de transferencia de los subsistemas no plantea, en general, excesivos problemas, aunque debe realizarse en las condiciones de trabajo nominales. La constante del detector de fase y la constante del VCO son especialmente sensibles a cualquier cambio en dichas condiciones. En cuanto a los efectos de alta frecuencia, la ganancia real del amplificador operacional se incluye en el filtro de lazo y puede calcularse teóricamente a partir de los datos suministrados por el fabricante. La respuesta paso bajo del VCO es muy difícil de predecir y debe medirse inexcusablemente. La medida debe considerar el efecto de cualquier etapa posterior a la célula de retardo avance del filtro de lazo -circuitos de control, sumador de continua, pasamuros, etc.-.

Finalmente, el diseño y verificación de varios prototipos de un oscilador sintetizado a 2.4 GHz, así como la caracterización experimental de todos sus subsistemas, ha permitido validar la metodología de diseño propuesta.

## X.2 Líneas futuras de investigación

La constante necesidad de señales de microondas con una pureza espectral cada vez mayor hace que la evolución de los componentes que integran un PLO sea muy rápida. A continuación se realiza una breve descripción de la evolución que se espera para dichos componentes, así como de las líneas de investigación que, a juicio del autor, sería conveniente seguir.

**-Referencias de frecuencia.** La frecuencia máxima de operación de los resonadores a cristal de factor de calidad elevado está aumentando continuamente, y ya alcanza los 200 MHz en dispositivos comerciales [C18]. Utilizar una referencia a frecuencia elevada permite aumentar la eficiencia de los multiplicadores, que trabajarán con un armónico de orden inferior, y reduce también el problema del filtrado de los armónicos adyacentes. Los osciladores realizados con resonadores SAW -utilizados como referencias de frecuencia muy elevada- han superado la barrera de los 2 GHz [V5] con factores de calidad elevados. Tienen el inconveniente, sin embargo, de que precisan una estabilización muy estricta a una temperatura elevada. Posiblemente, la utilización de resonadores con materiales superconductores, cuyo factor de calidad es extraordinariamente alto, permita la realización de referencias con una substancial mejora de su pureza espectral. En la actualidad, su uso viene restringido por la necesidad de habilitar un voluminoso sistema de refrigeración que garantice la temperatura de superconductividad.

En general, utilizar una referencia a mayor frecuencia supone una mejora del ruido de fase para frecuencias offset elevadas, debido a la menor amplificación que sufre el ruido de origen térmico. Sin embargo, para frecuencias offset reducidas esta mejora no es suficiente para compensar el aumento de ruido flicker debido a la pérdida de eficiencia de los dispositivos activos y al aumento de las pérdidas en los elementos pasivos. Así, por ejemplo, un cristal de 100 MHz sincronizado a un cristal de 10 MHz será mejor que un solo cristal de 100 MHz, o que uno de 10 MHz multiplicado. Queda claro, pues, el compromiso existente entre la complejidad del PLO y su pureza espectral.

**-Mejoras en el VCO.** El VCO es siempre el elemento más crítico de un oscilador sintetizado. Por este motivo se seguirá investigando en una mejora continuada de todas sus prestaciones. El VCO deberá ser más lineal, con un margen de sintonía mayor, con derivas bajas, menor sensibilidad con las condiciones de carga, etc. En relación con su pureza espectral y a corto plazo, ya se ha visto que seguir unas simples consideraciones de diseño permite reducir substancialmente el ruido de fase de un oscilador respecto de un diseño que, por ejemplo, maximice la potencia de salida. En este sentido, es importante una adecuada



elección del dispositivo activo, así como de una topología del VCO que minimice el ruido de fase -uso de resonadores, bajo acoplo a la salida, etc.-. La medida del ruido de los diversos prototipos permitirá, de forma experimental, mejorar sus prestaciones. A largo plazo, el diseño de un VCO de bajo ruido se basará en un modelo no lineal del dispositivo que incluya las fuentes de ruido y el mecanismo de generación del ruido multiplicativo -noise upconversion-.

En la actualidad, para diseñar un VCO de bajo ruido se utiliza generalmente un transistor bipolar -en configuración simple o dobladora- estabilizado con un resonador dieléctrico. Un diodo varactor de silicio y unión abrupta garantiza un margen de sintonía del orden del 1%, suficiente para compensar las derivas del diseño, sin degradar excesivamente el factor de calidad del resonador. Desde el punto de vista del dispositivo, ya se ha visto en el capítulo IV que se debe evitar el uso de transistores MESFET o HEMT. Además, se recurrirá a los diodos Gunn o IMPATT únicamente cuando la frecuencia de aplicación los haga imprescindibles. Un dispositivo con gran futuro es el transistor de AsGa de heterounión -HBT-, que posee un ruido comparable al de un transistor bipolar, pero con eficiencia y frecuencia de aplicación similar a la de un transistor MESFET.

La realización de osciladores de microondas con elementos concentrados constituye una tendencia novedosa [V1]. Como ventajas más evidentes se pueden citar las siguientes: diseño inherentemente de banda ancha, margen de sintonía muy elevado y sin oscilaciones espúreas, pérdidas comparables a las de un circuito en guía -evita las pérdidas de las líneas impresas-, y mayor facilidad para el análisis no lineal. Además, la técnica de diseño con elementos concentrados constituye un paso natural hacia el diseño de osciladores monolíticos -MMIC-. Lógicamente, la principal dificultad de esta técnica es la miniaturización de los circuitos.

**-Amplificadores operacionales.** El amplificador operacional sigue siendo un elemento importante en aquellas aplicaciones que requieren un ancho de banda elevado. En los catálogos más recientes [C26] aparecen dispositivos con un ancho de banda del orden de  $GBW=75$  MHz. Sin embargo, en general soportan mal la carga reactiva que pueda presentarles el acceso de modulación del VCO. Otros problemas que se presentan en algunos modelos son la imposibilidad de usar una ganancia en lazo cerrado unitaria, y dificultades para suministrar una tensión continua elevada. En general, se debe elegir un AO con el máximo ancho de banda posible -y bajo ruido de fase cuando la detección se realiza a la frecuencia de la referencia-.

**-Detector de fase.** A frecuencias de microondas, la única posibilidad válida está constituida por los detectores analógicos equilibrados, cuyas prestaciones son excelentes y es

de prever que sufran pocas modificaciones.

**-Estudio de los multiplicadores de frecuencia.** Desde el punto de vista del ruido de fase, la utilización de divisores de frecuencia debe restringirse a aquellos casos en los cuales su uso es imprescindible -los sintetizadores de frecuencia variable, por ejemplo-. Para el diseño de PLOs de bajo ruido es necesario el desarrollo de multiplicadores de frecuencia eficientes, que requieran una potencia de señal relativamente baja y que permitan índices de multiplicación elevados. En este sentido, los multiplicadores basados en los diodos "step recovery" -SRD- tienen un gran futuro, como se ha puesto de manifiesto en el capítulo IX. Los multiplicadores de frecuencia de bajo índice -multiplicadores x2, x3, x4-, a frecuencias elevadas, tienen interés en la síntesis subarmónica. Así, por ejemplo, un VCO a 10 GHz realizado con un transistor bipolar -máxima frecuencia de utilización para un transistor habitual-, seguido de un doblador, presentará del orden de 10 dB menos de ruido en la zona flicker que si el VCO se realizara directamente a 20 GHz con un transistor MESFET. En este sentido, los multiplicadores activos utilizando transistores MESFET ofrecen grandes ventajas, pues permiten obtener una cierta ganancia de conversión y además realizar un diseño muy repetible. Los multiplicadores con diodos varactores constituyen otra posibilidad. En general el diseño es más sencillo, pero siempre presentan unas ciertas pérdidas de conversión y requerirán una amplificación posterior.

**-Utilización de prescalers de alta frecuencia.** En la actualidad, los divisores digitales comerciales ya han superado la barrera de los 15 GHz [C25], y los analógicos -de tipo paramétrico- la barrera de los 20 GHz [C24]. Aunque un PLO realizado con una cadena divisora es muy ruidoso, debido a que el ruido generado por el divisor es amplificado por el factor de multiplicación del PLL, una combinación de divisor de alta frecuencia con multiplicador tiene la ventaja de conjugar las mejores características de ambos dispositivos. El multiplicador puede trabajar con un armónico inferior -lo cual lleva a una menor potencia de señal, mayor eficiencia, menores problemas de filtrado-, y el ruido del divisor sufre una amplificación menor al efectuarse la detección de fase a una frecuencia intermedia. Desde el punto de vista del ruido de fase, en esta configuración mixta la detección de fase debería realizarse a aquella frecuencia a la cual el ruido residual del prescaler utilizado sea del orden del ruido de la referencia multiplicada. Lógicamente, esta configuración será válida si representa una disminución de complejidad respecto de utilizar únicamente un multiplicador de frecuencia.

**-Integración.** La necesidad de reducir el volumen y el peso de los equipos de comunicaciones ha propiciado la tendencia a una progresiva reducción del tamaño de los circuitos. En este sentido, se observa una enorme evolución de los circuitos monolíticos de microondas -MMIC-. Ofrecen un gran nivel de integración, bajo consumo y una gran

repetibilidad de fabricación que los hace especialmente indicados para producciones de tipo medio o alto. Para producciones más reducidas, los circuitos realizados en substratos de alta permitividad y los diseños con parámetros concentrados pueden constituir alternativas válidas.

**-Otros métodos de reducción del ruido.** En el capítulo IX se ha visto que la utilización del doble lazo PLL-FLL está muy limitada por el ruido del discriminador de frecuencia, por lo que la mejora en el ruido del sintetizador no justifica, en general, el incremento de complejidad del diseño. El ruido del discriminador puede reducirse utilizando líneas con un retardo muy elevado -de gran longitud-. En este caso, sin embargo, existe el problema del enorme volumen que ocupan y de la dependencia de la longitud de la línea con la temperatura. Esta es una opción válida en un sintetizador de instrumentación, en el cual se puede incorporar una estabilización en temperatura. La utilidad de los lazos FLL puede aumentarse si se consiguen realizar líneas con un retardo elevado pero de pequeño volumen y poca dependencia de la temperatura, utilizando, por ejemplo, líneas impresas en substratos de alta permitividad. En este sentido, las líneas SAW tienen un tamaño reducido y proporcionan retardos muy elevados. Sin embargo las pérdidas de inserción son excesivamente elevadas -del orden de 20 dB-.

Finalmente, a lo largo de este trabajo se ha puesto de manifiesto que unas sencillas consideraciones de ruido de fase en el diseño de un PLO pueden suponer una drástica reducción del ruido respecto de otro tipo de diseños. Sin embargo, diseñar una señal de microondas con una pureza espectral ya cercana a las posibilidades de la tecnología actual supone un esfuerzo importante. Una mejora de unos pocos decibelios en un PLO de bajo ruido puede suponer un aumento de complejidad considerable de los circuitos y un coste incremental proporcional. Es muy importante, pues, que las especificaciones de un PLO para una determinada aplicación se realicen de forma rigurosa. Unas especificaciones sobredimensionadas pueden llevar a un diseño irrealizable o a un encarecimiento innecesario de los equipos de comunicaciones. En este sentido, es de prever que se realice un enorme esfuerzo de investigación en estudiar el efecto del ruido de fase en la calidad de las nuevas aplicaciones y de los nuevos sistemas de comunicación.

## APENDICES

---



## GLOSARIO

PLL, PLO	(ing) Lazo enganchado en fase, oscilador enganchado en fase
FLL, FLO	(ing) Lazo enganchado en frecuencia, oscilador enganchado en frecuencia
CAF	(esp) Control automático de frecuencia -FLL-
PLO2, PLO3	(ing) Prototipo basado en el diseño de orden 2 ó 3, ideal o real.
PLO24	(ing) Prototipo de oscilador sintetizado a 2.4 GHz.
VCO, OCT	(ing, esp) Oscilador controlado por tensión
DR, DRO	(ing) Resonador dieléctrico, oscilador estabilizado por resonador dieléctrico
XTAL	(ing) VCO con resonador a cristal
DFA,HFD	(esp,ing) Detector de fase armónico
DAM,DUT	(esp,ing) Dispositivo a medir
TRT	(ing) Transistor
SAW	(ing) Onda acústica superficial
SRD	(ing) Diodo step recovery
SNR, SN <sub>0</sub> R	(ing) Relación señal a ruido, relación señal a densidad espectral de ruido
BW, GBW	(ing) Ancho de banda, producto ganancia ancho de banda
B <sub>L</sub>	Ancho de banda equivalente de ruido
OL, FI, RF	Frecuencia del oscilador local, de la frecuencia intermedia y de la señal
AM,PM,FM	Modulación de amplitud, de fase o de frecuencia
AO,Op.Amp	(esp,ing) Amplificador operacional
F(s), A(s)	Función de transferencia del filtro de lazo
H <sub>r</sub> (s), H <sub>v</sub> (s)	Función de transferencia en lazo cerrado de la referencia y el VCO
G <sub>a</sub> (s)	Ganancia en lazo abierto de un sistema realimentado
MF, MG	(esp) Margen de fase (de ganancia) en un sistema realimentado
f <sub>0</sub>	Frecuencia a la cual la ganancia en lazo abierto es de 0 dB
f, f <sub>0</sub>	Frecuencia absoluta, frecuencia nominal o frecuencia de oscilación
f <sub>m</sub> , ω <sub>m</sub>	Frecuencia de modulación, frecuencia offset o frecuencia en banda base
f <sub>n</sub> , ω <sub>n</sub>	Frecuencia natural del PLL de segundo orden
f <sub>c</sub> , ω <sub>c</sub>	Frecuencia de cruce de dos curvas de ruido o de cambio de pendiente
ξ, psi	Coefficiente de amortiguamiento del PLL de segundo orden
ℒ(f <sub>m</sub> )	Pot. de ruido en una banda lateral de 1 Hz relativa a la portadora (dBc/Hz)
S(f <sub>m</sub> )	Densidad espectral de fluctuación de fase (dB/Hz ó dBrad/Hz)
S <sub>r</sub> (f <sub>m</sub> ), θ <sub>r</sub>	Ruido del oscilador de referencia

$S_v(f_m), \theta_v$	Ruido del VCO
$S_{rq}(f_m), \theta_{rq}$	Ruido del oscilador de referencia equivalente
$S_{vq}(f_m), \theta_{vq}$	Ruido del VCO equivalente
$S_e(f_m), \theta_e$	Ruido de la señal de error
$S_d(f_m), \theta_d$	Ruido del detector de fase
$S_D(f_m), \theta_D$	Ruido del discriminador de frecuencia
$S_F(f_m), \theta_F$	Ruido del filtro de lazo
$S_c(f_m), \theta_c$	Ruido del acceso de control del VCO
$S_N(f_m), \theta_N$	Ruido del divisor de frecuencia del lazo de realimentación
$S_M(f_m), \theta_M$	Ruido del divisor/multiplicador de la referencia
$\sigma_r^2$	Varianza del ruido de fase de la referencia (equivalente)
$\sigma_v^2$	Varianza del ruido del VCO (equivalente)
$\sigma_n^2$	Varianza del ruido de fase de origen térmico
$\sigma_e^2$	Varianza del error de fase
$Q_L, Q_U, Q_E$	(ing) Factor de calidad de un resonador cargado, descargado y externo
$k, K$	Constante de Boltzman $1.37 \times 10^{-23}$ J/grado
$K_d, K_v (K_o)$	Constante de detector de fase y constante del VCO
$K=K_d K_v / N$	Constante del PLL
$K_D, K_{DF}$	Constante del discriminador de frecuencia

---

**LISTA DE REFERENCIAS****REFERENCIAS BASICAS**

- [B1] U.L.ROHDE "Digital PLL frequency synthesizers: Theory and design"  
Prentice-Hall. New Jersey 1983.
- [B2] W.P.ROBINS "Phase noise in signal sources: Theory and applications"  
IEE Telecommunications series 9. Peter Peregrinus. London 1984
- [B3] F.M.GARDNER "Phase lock techniques"  
John Wiley & sons. New York 1979.
- [B4] S.J.GOLDMAN "Phase noise analysis in radar systems using personal computers"  
John Wiley & Sons. New York 1989.
- [B5] A.BLANCHARD "Phase locked loops"  
John Wiley & Sons. New York 1976.
- [B6] E.U.UNRUH "PLL: Linear Phase-locked loop control system analysis"  
Artech House. Boston 1991.
- [B7] A.VAN DER ZIEL "Noise in solid state devices and circuits"  
John Wiley & Sons. New York 1986.
- [B8] V.MANASSEWITSCH "Frequency synthesizers theory and design"  
John Wiley & Sons. New York 1980.
- [B9] R.BEST "Phase-locked loops: Theory, design and applications"  
McGraw-Hill. New York 1984.
- [B10] R.C.STIRLING "Microwave frequency synthesizers"  
Prentice-Hall. New Jersey 1987.
- [B11] R.E.ZIEMER "Principios de comunicaciones: Sistemas, modulación y ruido"  
Editorial Trillas. Mexico 1976.
- [B12] A.B.CARLSON "Sistemas de comunicaciones"  
McGraw-Hill. Mexico 1976.
- [B13] A.PAPOULIS "Probabilidad, variables aleatorias y procesos estocásticos"  
Editorial Universitaria de Barcelona. Barcelona 1980.
- [B14] H.M.BERLIN "Design of phase-locked loop circuits, with experiments"  
Howard W. Sams & Co., Inc. Indianapolis 1985.



- [B15] M.MEYR "Synchronization in digital communications"  
John Wiley & Sons. New York 1990.
- [B16] K.K.CLARKE "Communication circuits: Analysis and Design"  
Addison-Wesley Publishing Co. Massachusetts 1978
- [B17] R.G.ROGERS "Low phase noise microwave oscillator design"  
Artech House. Boston 1991
- [B18] J.BERENGUER "Síntesis de frecuencias de microondas mediante sistemas PLL: aplicación a la recepción coherente de señales emitidas por satélite hasta 30 GHz".  
Tesis doctoral E.T.S.E. Telecomunicació. Barcelona 1988
- [B19] J.M.RIERA "Contribución al estudio de la sincronización de portadora en sistemas de aceleración doppler utilizando estructuras basadas en el PLL de orden 3. Aplicación a las comunicaciones móviles".  
Tesis doctoral E.T.S.I. Telecomunicación. Madrid 1991.
- [B20] B.P.DORTA NARANJO "Divisores de frecuencia de microondas por inyección armónica".  
Tesis doctoral E.T.S.I. Telecomunicación. Madrid 1990.
- [B21] W.C.LINDSEY "Phase-locked loops & their application"  
IEEE PRESS-John Wiley & Sons. New York 1978.
- [B22] W.C.LINDSEY "Phase-locked loops"  
IEEE PRESS. New York 1986.
- [B23] A.LAUB,J.N.LITTLE "MATLAB:CONTROL TOOLBOX"  
The MathWorks, inc.

#### CATALOGOS Y NOTAS DE APLICACION

- [C1] PRODUCT NOTE 11729B-1 "Phase noise characterization of microwave oscillators: The Phase detector method".  
Hewlett Packard
- [C2] PRODUCT NOTE 11719B-2 "Phase noise characterization of microwave oscillators: The Frequency discriminator method".  
Hewlett Packard
- [C3] T.R.FAULKNER "Residual phase noise and AM noise measurement and techniques".  
Hewlett Packard Product Notes
- [C4] T.R.FAULKNER "Residual phase noise measurement"  
Microwave Journal 1989 state of the art refernece pp 135-142 Sept. 1989
- [C5] D.SCHERER "Design principles and test methods for low phase noise RF and microwave sources".  
RF & Microwave Measurement Symposium and Exhibition  
Hewllet Packard, October 1978

- [C6] D.SCHERER "Generation of low phase noise microwave signals"  
RF & Microwave Measurement Symposium and Exhibition.  
Hewlett Packard, September 1981.
- [C7] D.SCHERER "Recent advances in the art of phase noise measurements"  
RF & Microwaves Measurement Symposium and Exhibition  
Hewlett Packard, February 1986
- [C8] REFERENCE MANUAL "HP3048A phase noise measurement system"  
Hewlett Packard
- [C9] T.DECKER "Choosing a phase noise measurement technique: Concepts and Implementation".  
RF & Microwaves Measurement Symposium and Exhibition  
Hewlett Packard
- [C10] APPLICATION NOTE 150-1 "Spectrum analysis amplitude and frequency modulation"  
Hewlett Packard, November 1971
- [C11] APPLICATION NOTE 150-2 "Spectrum analysis.... Pulsed RF".  
Hewlett Packard, November 1971.
- [C12] APPLICATION NOTE 386 "Pulsed carrier phase noise measurement using the HP 3048A  
phase noise measurement system".  
Hewlett Packard
- [C13] APPLICATION NOTE 385 "Millimeter measurements using the HP 3048A phase noise  
measurement system"  
Hewlett Packard
- [C14] MOTOROLA, MECL Data Book, 1982
- [C15] AVANTEK: Modular and oscillator components  
Catálogo y notas de aplicación 1990.
- [C16] PLESSEY: Frequency dividers and synthesizers.  
IC handbook 1988
- [C17] WATKINS-JOHNSON: RF signal processing components  
Catálogo 1985-86
- [C18] MITEQ: Frequency sources.  
Catálogo y notas de aplicación 1990.
- [C19] PHILIPS: Phase-locked loop circuits:74HC/HCT4046A....  
HCMOS designer's guide-advanced information. 1989
- [C20] ANZAC (Adams&Russell): RF & Microwave signal processing components  
Catálogo y notas de aplicación 1989.
- [C21] RHG (Adams&Russell): MIC Microwave & IF/RF products.  
Catálogo y notas de aplicación 1987

- [C22] Alpha. Catálogo de componentes
- [C23] M/ACOM. Catálogo de componentes
- [C24] TELEMUS MICROWAVE TECHNOLOGY: Frequency product guide and application notes. 1989
- [C25] NEC GaAs digital ICs 1991
- [C26] A.WATSON "Low-cost op amps break speed barriers"  
Technology update EDN January 2, 1992 pp 53-64

#### RUIDO DE FASE EN COMPONENTES Y SISTEMAS

- [S1] V.F.KROUPA "Noise properties of PLL systems"  
IEEE Trans. on Communications Vol COM-30 N°10 October 1982 pp 2244-2252
- [S2] V.F.KROUPA "Low-noise microwave frequency synthesizers. Design principles"  
IEE Proceedings Vol.130 N°7 December 1983 pp. 483-488
- [S3] W.P.ROBINS "Low phase noise synthesizers for SHF satcom"  
IEE Proceedings Vol.130 N°7 December 1983 pp 445-450
- [S4] W.C.LINDSEY "Phase noise effects on space shuttle communication link performance"  
IEEE Trans. on Communications Vol. COM-26 N°11 November 1978 pp 1532-1540
- [S5] K.R.SLINN, P.A.VOLCKMAN, E.SCHERER "Low noise synthesizers for radar and communications"  
IEE Proceedings Vol.130 N°7 December 1983 pp 430-436
- [S6] P.McALLISTER "Synthesised signal generator: a design example"  
IEE Proceedings Vol.130 N°7 December 1983 pp 451-455
- [S7] J.NOORDAMUS, G.MEILING,.. "Direct-division phase-lock-loop at 12 GHz"  
IEE Proceedings Vol.130 N°7 December 1983 pp.463-472
- [S8] S.KUMAR "Local oscillator selection for digital satellite communications"  
MICROWAVE JOURNAL July 1988 pp 129-135
- [S9] R.M.GAGLIARDI "Phase coherency in tracking and data relay satellites"  
IEEE Trans. on Communications VOL. COM-27 N°10 october 1979 pp 1527-1537
- [S10] H.EISENSEN "Frequency synthesis: a fresh approach"  
MICROWAVE JOURNAL November 1986 pp 42-44
- [S11] SCITEQ ELECTRONICS "Microwave frequency synthesis: evolution"  
MICROWAVE JOURNAL October 1986 pp 170-173
- [S12] S.F.FAHEY "Noise factor of a system with feedback"  
MICROWAVE JOURNAL September 1989 pp 228-236

- [S13] E.HAFNER "The effects of noise in oscillators"  
IEEE Proceedings vol.54 N°2 february 1966 pp 179-198
- [S14] M.S.KESHNER "1/f noise"  
IEEE Proceedings vol.70 N°3 march 1982 pp 212-218
- [S15] L.MARTIN "Noise property analysis enhances PLL designs"  
EDN september 16, 1981 pp 91-98
- [S16] A.B.PRZEDPELSKY "Pll primer" I, II, III  
RF Design. March, May and July 1983
- [S17] T.OHTA, M.MIYAZAKI,.. "10 GHz band compact phase locked oscillator with low phase noise"  
European Microwave Conference 1990 pp 1766-1771
- [S18] T.ASTON "Phase corrections reduce noise in synthesized sources"  
MICROWAVES&RF January 1990 pp 87-93
- [S19] R.J.MATTAUCH, T:W.CROWE,.. "Frequency and coise limits of schottky barrier mixer diodes"  
MICROWAVE JOURNAL March 1985 pp 101-116
- [S20] S.GOLDMAN "Phase noise leakage through a mixer"  
MSN&CT November 1987 pp 88-94
- [S21] V.S.Reinhardt "Frequency synthesizer basics"  
Frequency control symposium tutorial. May 26 1992

**MEDIDA Y SIMULACION DEL RUIDO DE FASE**

- [M1] J.PEREZ, P.DORTA,.. "A PLL simulator for education in a radiocommunication and microwaves laboratory"  
European Microwave Conference 1990 pp 1658-1662
- [M2] S.GOLDMAN "Phase noise analysis in radar systems"  
MICROWAVES&RF March 1990 pag. 161
- [M3] A.RIDDLE "A CAD program and equations for system phase and amplitude noise analysis"  
IEEE MTT-S digest 1989 pp 359-362
- [M4] J.BARA, I.CORBELLA "Estabilidad de frecuencia y ruido en osciladores de microondas"  
Mundo Electrónico n.99 1980 pp. 79-86
- [M5] T.R.FAULKNER "Residual phase noise measurement"  
MICROWAVE JOURNAL 1989 state of the art reference pp 135-143
- [M6] K.W.WAN, J.AUSTIN,.. "A novel approach to the simultaneous measurement of phase and amplitude noises in oscillator"  
European Microwave Conference 1989 pp 809-813

- [M7] D.M.HARRISON, M.J.HOWES,.. "The evaluation of phase noise in low noise oscillators"  
IEEE MTT-S Digest 1987 pp 521-524
- [M8] C.SCHIEBOLD "theory and design of the delay line discriminator for phase noise measurements"  
MICROWAVE JOURNAL december 1983 pp 103-110
- [M9] W.C.LINDSEY "Performance measures for phase-locked loops -a tutorial"  
IEEE Trans. on communications Vol. COM-30 N°10 october 1982 pp 2224-2227
- [M10] K.McNAB "A practical way to test PLL stability (1)"  
MICROWAVE&RF March 1987 pp 103-110
- [M11] K.McNAB "A practical way to test PLL stability (2)"  
MICROWAVE&RF April 1987 pp 81-84
- [M12] S.GOLDMAN "Modeling phase noise measurement systems"  
MSN&CT June 1988 pp 96-103
- [M13] C.D'ASCENZO "Noise measurements indirectly gauge frequency stability"  
MICROWAVE&RF June 1988 pp 105-110
- [M14] G.SIMONYAN "use noise as a broadband test tool"  
MICROWAVE&RF January 1991 pp 123-128
- [M15] P.A.DALLAS, J.K.A.EVERARD "Measurement of the cross correlation between baseband and transposed flicker noises in GaAS MESFET"  
IEEE MTT-S Digest 1990 pp 1261-1264
- [M16] R.VESSOT, L.MUELLER,.. "The specification of oscillator characteristics from measurements made in the frequency domain"  
IEEE Proceedings 1966 Vol 54 N°2 pp 199-207
- [M17] R.ASHLEY, T.A.BARLEY,.. "The measurement of noise in microwave transmitters"  
IEEE MTT-25 pp 294-318 April 1977
- [M18] H.W.BANNING "Aspects of signal generator calibration"  
MICROWAVE JOURNAL January 1985 pp 131-141

#### DIVISORES Y MULTIPLICADORES DE FRECUENCIA

- [D1] M.BOMFORD "Selection of frequency dividers for microwave PLL applications".  
Microwave Journal. November 1990.
- [D2] M.BOMFORD "Analog division reduces noise in PLL systems".  
Microwaves&RF. Abril 1989.
- [D3] P.DORTA, J.PEREZ, I.RODRIGUEZ "Digital radio link synthesized with a direct-division PLL at 22 GHz".  
1988 IEEE MTT-S Digest pp 861-864.

- [D4] M.S.GUPTA "Noise in high speed digital systems"  
1988 IEEE MTT-S Digest pp 1127-1130.
- [D5] M.TAKAHASSHI, H.ITOH, K.UEDA, R.YAMAMOYO "A 9.5 GHz commercially available 1/4 GaAs dynamic prescaler"  
IEEE MTT diciembre 1988 pp 1913-1919
- [D6] M.R.McCLURE "Residual phase noise of digital frequency dividers"  
Microwave Journal. March 1992 pp 124-130
- [D7] F.Rocadebosch "Utilización de detectores de fase muestreados en lazos PLL a frecuencias de microondas"  
Proyecto Final de Carrera. Junio de 1991  
Directores del Proyecto: J.Bará, A.Comerón.
- [D8] F.Rocadenbosch, J.Bará, A.Comerón. "Modelización y utilización de detectores de fase muestreados para síntesis de frecuencias de microondas"  
VI Simposium Nacional URSI. Cáceres. Septiembre 1991.
- [D9] J.Nuno, J.Perez. "Simple and low cost phase lock oscillator for 10 GHz"  
V Simposium Nacional URSI. Vigo. Septiembre 1990

#### OSCILADORES CONTROLADOS POR TENSION -VCOs- Y REFERENCIAS

- [V1] L.D.COHEN, E.SARD "Advances in microwave and mm-wave oscillator and VCO technology challenge system designers' creativity"  
Microwave Journal. September 1990 pp 193-200
- [V2] L.D.COHEN, E.SARD "Advances in microwave and mm-wave oscillator and VCO technology challenge system designers' creativity"  
Microwave Journal. October 1990 pp 121-126
- [V3] L.D.COHEN, E.SARD "Advances in microwave and mm-wave oscillator and VCO technology challenge system designers' creativity"  
Microwave Journal. November 1990 pp 151-157
- [V4] J.BROWNE "Microwave sources generate higher performance levels"  
Microwaves&RF. April 1989 pp 131-166
- [V5] H.BIERMAN "Improved devices and circuitry reduce front-end noise levels"  
Microwave Journal. August 1988 pp 32-50
- [V6] J.B.HORTON "Selected technology summaries for microwave theory and techniques -1988-"  
IEEE Transactions MTT vol. 37 n 6 june 1989 pp 1040-1060
- [V7] C.E.MILTON "Implementing local oscillators for EW systems"  
Microwave Journal. June 1990 pp 121-136
- [V8] D.A.BOYD "VCO techniques for EW systems"  
Microwave Journal. February 1988 pp 129-134

- [V9] H.BIERMAN "DROs meet EW contermeasure system needs"  
Microwave Journal. October 1987 pp 44-62
- [V10] B.E.HUCKLEBERRY "Design considerations for a modern DTO"  
Microwave Journal. May 1986 pp 291-295
- [V11] D.A.BOYD "Comprehensive design approach addresses missile VCO requirements"  
MSN&CT. May 1987 pp 65-68
- [V12] D.A.BOYD "Low phase noise X/Ku band VCO"  
IEEE MTT-S Digest. 1987 pp 587-590
- [V13] Z.NATIV, Y.SHUR "Push-push VCO design CAD tools"  
Microwave Journal. February 1989 pp 127-131
- [V14] A.P.S.KHANNA "Fast-settling, low noise Ku band fundamental bipolar VCO"  
IEEE MTT-S Digest 1987 pp 579-581
- [V15] G.BASAWAPATNA "Low noise bipolars silence noise in 18 GHz YIG source"  
Microwave&RF. November 1988 pp 153-155
- [V16] K.R.VARIAN "DROs at 4, 6 and 11 GHz"  
Microwave Journal. October 1986 pp 111-115
- [V17] J.HAUSNER, G.R.OLBRICH,.. "Nonlinear approach for the optimization of a DRO at 10.4 GHz"  
European Microwave Conference 1990 pp 268-273
- [V18] N.LOECHEL "Computer aided design and alignment of a tunable low noise DRO"  
European Microwave Conference 1989 pp 401-411
- [V19] W.KONRATH "Fully integrated 18-20 GHz phaselocked DRO signal source for digital radio systems using chip & wire technology"  
European Microwave conference 1991 pp 1359-1364
- [V20] M.POUYSEGUR, J.GRAFFEUIL,.. "Comparative study of phase noise in HEMT and MESFET microwave oscillators"  
IEEE MTT-S Digest 1987 pp 557-560
- [V21] F.SALETE, E.CAMARGO "10 GHz reverse channel HEMT oscillator"  
IEEE MTT-S Digest 1990 pp 423-426
- [V22] K.OHATA "Microwave heterojunction devices"  
European Microwave Conference 1990 pp 136-145
- [V23] N.HAYAMANA, S.R.LESAGE,.. "A low noise Ku band AlGaAs/GaAs HBT oscillator"  
IEEE MTT-S Digest 1988 pp 679-682
- [V24] M.MADIHIANI, N.HAYAMA,.. "A low noise microwave oscillator employing a self-aligned AlGaAs/GaAs HBT"  
IEEE Transactions MTT vol 37 n.11 November 1989 pp 1811-1814

- [V25] U.L.ROHDE "Low noise sources use heterojunction bipolar transistor"  
Microwaves&RF. February 1989 pp 81-87
- [V26] A.N.RIDDLE, R.J.TREW "A novel GaAs FET oscillator with low phase noise"  
IEEE MTT-S Digest 1985 pp 257-260
- [V27] D.D.RATHMAN, W.K.NIBLACK " Silicon permeable base TRTs for low phase noise oscillator applications up to 20 GHz"  
IEEE MTT-S Digest 1988 pp 537-540
- [V28] K.K.AGARWAL "Dielectric resonator oscillators using GaAs/Ga,Al/As heterojunction bipolar transistors"  
IEEE MTT-S Digest 1986 pp 95-98
- [V29] A.P.S.KHANNA, E.TOPACIO "A highly stable 36 GHz FET DRO with phase-lock capability"  
Microwave Journal. July 1989 pp 117-122
- [V30] D.B.LEESON "A simple model of a feedback oscillator noise spectrum"  
Proc. IEEE Vol.54 February 1966 pp 329-330
- [V31] S.NEYLON, B.WILKINSON "Sources based on switched hybrid SAW oscillators"  
IEE Proceedings Vol. 130 N<sup>o</sup>7 Decemer 1983 pp 473-476
- [V32] T.F.O'SHEA "SAW feedback stabilizes VCO for low noise"  
Microwaves&RF October 1988 pp 109-115
- [V33] S.URABE, S.SAITO,.. "New SAW oscillators for land mobile telephone radio unit"  
IEEE MTT-S Digest 1983 pp 315-317
- [V34] P.A.MOORE, S.K.SALMON "Surface acoustic wave reference oscillators for UHF and microwave generators"  
IEE Proceedings Vol. 130 N<sup>o</sup>7 December 1983 pp 477-482
- [V35] K.BORST, N.LOECHEL,... "Low noise synthesized microwave local oscillator for high capacity digital radio systems using a DRO and a SAW reference"  
European Microwave Conference 1989 pp 555-560
- [V36] S.GOLDMAN "Minimize reference sideband generation in microwave PLLs"  
MICROWAVE&RF February 1991 pp 86-90
- [V37] Y.C.SHIH, H.J.KUNO "Solid state sources from 1 to 100 GHz"  
MICROWAVE&JOURNAL 1989 State of the art reference pp 145-161

#### CONTROL AUTOMATICO DE FRECUENCIA

- [F1] I.ISRAEL "Proper delay line discriminator design avoids common pitfalls"
- [F2] B.A.ANDERSEN, E.C.HERLEIKSON "RF signal generator single-loop frequency synthesis, phase noise reduction, and frequency modulation.  
Hewlett-Packard Journal. Oct 1989 pp. 27-33



- [F3] B.GLANCE "A discriminator-stabilized microstrip oscillator"  
IEEE-MTT Oct 1976 pp. 648-650

#### REFERENCIAS RELACIONADAS CON EL AUTOR

- [A1] F.Torres, I.Corbella. " Novel approach to 2<sup>nd</sup> order microwave PLL with non-ideal componentes"  
Microwave Engineering Europe. Octubre 1991. pp 43-49.
- [A2] F.Torres. "Phase noise measurement techniques: Application to phase noise characterization of GaAs high frequency prescalers"  
ESA memorandum XRM/550.89 Noviembre 1989 pp 1-27.
- [A3] F.Torres. "Medida de ruido de fase en ondas milimétricas"  
Informe de progreso. Proyecto CICYT TIC/0481/89. Dic 1991 pp 1-44.
- [A4] F.Torres "Sistemas pulsados y subsistemas de un PLO"  
Informe de progreso. Proyecto CICYT TIC/0481/89. Dic 1991 pp 1-25.
- [A5] F.Torres, J.Bara, E.Artal, A.Porta "Caracterización del ruido de fase en un PLO"  
V Simposium Nacional URSI-90 Vigo. Septiembre 1990 pp 605-609.
- [A6] F.Torres, I.Corbella "Diseño de un PLO a 2.4 GHz con subsistemas no ideales"  
VII Simposium Nacional URSI Malaga. Septiembre 1992 pp 634-638.
- [A7] J.M.Barba, F.Torres, I.Corbella. "Caracterización del ruido de fase de los subsistemas de un PLO"  
VII Simposium Nacional URSI Malaga. Septiembre 1992 pp 1153-1157.
- [A8] C.Pascual. F.Torres, A.Comerón. "Optimización de un detector de fase muestreado"  
VII Simposium Nacional URSI. Malaga. Septiembre 1992 pp 1009-1013.
- [A9] A.Silva "Análisis del ruido de fase en osciladores sintetizados"  
Proyecto Final de Carrera. Noviembre de 1991  
Director del Proyecto: F.Torres
- [A10] J.M.Barba "Caracterización del ruido de fase en subsistemas de microondas"  
Proyecto Final de Carrera. Diciembre de 1992 (fecha prevista de lectura).  
Director del Proyecto: F.Torres
- [A11] C.Pascual "Diseño y optimización de un PLO a 9.5 GHz con un detector de fase de muestreo"  
Proyecto Final de Carrera. Diciembre de 1992 (fecha prevista de lectura).  
Directores del Proyecto: A.Comerón y F.Torres
- [A12] J.M.Gomez "Diseño de un control automático de frecuencia en banda S"  
Proyecto Final de Carrera. Diciembre de 1992 (fecha prevista de lectura).  
Director del Proyecto: F.Torres



