

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

*A Marta, que la ha sufrido
con entusiasmo*

AGRAÏMENTS

Un agraïment molt especial pel meu director de tesi, n'Ignasi Corbella. Ha estat el seu recolzament tècnic i humà el que ha fet possible que aquest treball arribés a bon port.

També agraeixo de tot cor la gran paciència i l'interès mostrats per n'Adolf Comerón en nombroses discussions sobre la tesi. La seva opinió sempre ha estat per a mi del mes alt valor.

No puc deixar d'aprofitar l'ocasió per agrair en Javier Bará l'oportunitat que em va oferir d'introduir-me al món de les microones. Aquest va ser el primer pas del camí que m'ha fet arribar fins aquí.

Finalment vull fer arribar el meu sincer agraïment a tots el membres del grup AMR, que han sabut crear un ambient de treball cordial i solidari. Tots ells han contribuït a que sa remor de fase esdevingués un tema fascinant.

A tots, gràcies

"Mai tan pocs degueren tant a tants"

La realización de esta tesis ha sido posible gracias a los trabajos de investigación y desarrollo realizados en el marco del proyecto CICYT TIC/481 "Sincronización de señales de microondas y ondas milimétricas. Caracterización y aplicaciones"

INDICE

PARTE PRIMERA:INTRODUCCION

Capítulo I Entorno y objetivos de la tesis	3
I.1 Introducción	3
I.2 Entorno de la tesis	5
I.3 Objetivos y organización del trabajo	6
 Capítulo II El ruido de fase: conceptos generales	 11
II.1 Introducción	11
II.1.1 Modulación AM y FM de banda estrecha.	14
II.1.2 Espectro de potencia de una señal con ruido de fase.	17
II.2 Señal inmersa en ruido paso banda.	19
II.3 Distintas medidas del ruido de fase	21
II.4 Tratamiento del ruido de fase en un sistema.	24
 Capítulo III Introducción a los osciladores sintetizados	 33
III.1 Introducción	33
III.2 Servosistemas o sistemas con realimentación	35
III.3.-Estudio lineal de un PLO	38
III.3.1 El PLL de tercer orden	44
III.3.2 Ruido de fase en un PLO	47
III.4 Especificaciones de ruido en un PLO	51
III.4.1 Sincronización remota	53
III.4.2 Síntesis de frecuencias.	59

PARTE SEGUNDA:SUSBSISTEMAS DE UN OSCILADOR SINTETIZADO

Capítulo IV Tratamiento lineal del ruido de fase en un PLL	65
IV.1 Introducción	65
IV.2 Ruido de fase en los VCOs	68
IV.2.1 Ruido en la tensión de control del VCO	75
IV.3 Ruido de fase en el oscilador de referencia	77
IV.3.1 Ruido del filtro de lazo y del detector de fase.	78
IV.3.2 Ruido de los divisores de frecuencia.	86

IV.3.3 Ruido de los multiplicadores de frecuencia.	90
IV.3.4 Ruido de los amplificadores.	91
Capítulo V Sistema automático de medida de ruido de fase	95
V.1 Introducción	95
V.2 Características generales del sistema de medida.	96
V.3 Medida del ruido de fase de los subsistemas	102
V.3.1 Método del detector de fase.	105
V.3.2 Método del discriminador de frecuencia	115
V.3.3 Medida de ruido de fase en la banda milimétrica.	123
V.3.4 Medidas de ruido de fase añadido	125
V.3.4.1 Medida del ruido de fase de un amplificador	127
V.3.4.2 Medida del ruido de un detector de fase	130
V.3.4.3 Medida del ruido de fase de un divisor de frecuencia	132
V.4 Conclusiones	136
Capítulo VI Caracterización de los subsistemas no ideales	139
VI.1 Introducción	139
VI.2 Función de transferencia real de los subsistemas	140
VI.2.1 Caracterización del VCO	142
VI.2.1.1 Demodulador de FM con línea de retardo	144
VI.2.1.2 Realización del discriminador y medidas.	147
VI.2.2 Filtro de lazo $F(s)$	150
VI.2.3 Detector de fase.	152
VI.3 Medida de la función de transferencia en lazo cerrado del PLL	153
 PARTE TERCERA: OPTIMIZACION DEL RUIDO DE FASE EN PLLs	
Capítulo VII Diseño de PLOs con subsistemas no ideales	163
VII.1 Introducción	163
VII.2 Método de las líneas de margen de fase constante	164
VII.2.1 Validación del método de diseño	171
VII.3 Método de los osciladores equivalentes	173
VII.3.1 Determinación de la frecuencia de corte.	175
VII.3.2 Diseño de $H_r(s)$	176
VII.4 Rediseño del PLO.	178
Capítulo VIII Optimización del ruido de fase en un PLO	179
VIII.1 Propiedades de filtrado del PLL de segundo y tercer orden no ideales.	179

VIII.2 Identificación y mejora de los componentes críticos.	188
VIII.2.1 Limitaciones del ancho de banda del PLL	191
VIII.2.2 Limitaciones de la referencia equivalente	192
VIII.2.3 Limitaciones del VCO	192
VIII.3 Cambios en la topología del PLO de 2.4 GHz.	198
Capítulo IX Otros métodos de reducción del ruido.	201
IX.1 PLOs con detectores de fase armónicos	201
IX.1.1 Multiplicadores con diodos SRD	201
IX.1.2 PLOs con multiplicadores	203
IX.2 Lazos enganchados en frecuencia: FLL	209
IX.2.1 Estudio lineal del FLL.	210
IX.2.2 Estudio del doble lazo PLL-FLL	218

PARTE CUARTA: CONCLUSIONES

Capítulo X Conclusiones y líneas futuras de investigación	229
X.1 Objetivos y resultados	229
X.3 Líneas futuras de investigación	233

APENDICES

Glosario	239
Referencias	241

PARTE PRIMERA
INTRODUCCION

Entorno y objetivos de la tesis

I.1 Introducción

De una forma sencilla, un oscilador ideal puede definirse como un dispositivo que genera una señal de amplitud y frecuencia constante a lo largo del tiempo. Sin embargo, un oscilador real presentará siempre un cierto grado de imperfección que, según la definición anterior, podrá tratarse como una modulación indeseada de amplitud o de frecuencia. Evitar la contaminación frecuencial es la tarea que mayores esfuerzos concentra actualmente, pues las comunicaciones de calidad suelen utilizar modulaciones angulares -FM o PM-, que pueden verse seriamente degradadas.

La contaminación en la frecuencia se evalúa de diferentes formas según sea su naturaleza. La estabilidad frecuencial se suele utilizar para caracterizar la señal en el dominio temporal. Es una medida a largo plazo que se puede definir como la capacidad que tiene un oscilador de generar la misma frecuencia durante un cierto período de tiempo; engloba las derivas por temperatura, envejecimiento de componentes, etc. La pureza espectral, por otra parte, se utiliza para caracterizar la señal en el dominio frecuencial, a corto plazo. Estudia el contenido armónico de la misma (productos de intermodulación, interferencias, oscilaciones espúreas, etc.), así como el espectro continuo debido al ruido. El estudio de este último término, que genéricamente se denomina ruido de fase -o menos habitualmente, ruido de frecuencia-, constituirá la base de este trabajo.

En un sistema de comunicaciones de calidad, los osciladores de altas prestaciones en cuanto a estabilidad y pureza espectral constituyen subsistemas fundamentales, tanto por su complejidad y costo, como por sus numerosas aplicaciones: comunicaciones analógicas o digitales, transmisión de datos, radiodetección, radionavegación, etc., son ejemplos de actividades que requieren osciladores de altas prestaciones para aumentar la sensibilidad y selectividad de los equipos de comunicaciones en unas bandas de frecuencia cada vez más saturadas.

En este trabajo, el concepto de ruido de fase se utilizará para estudiar y caracterizar la pureza espectral de los osciladores sintetizados de microondas. Durante las últimas décadas los ingenieros de comunicaciones han llevado a cabo una progresiva reducción del ruido aditivo de sus equipos, mejorando sucesivamente su sensibilidad. En la actualidad, los efectos del ruido aditivo han sido minimizados de tal modo que el ruido de fase -ruido multiplicativo- se ha hecho significativo, constituyéndose en el nuevo límite de la sensibilidad de los sistemas. De este modo, si bien en equipos de bajas prestaciones los efectos del ruido de fase pueden obviarse, en sistemas de calidad, estudiar, comprender y reducir los efectos del ruido de fase aumentará todavía más la sensibilidad, y en definitiva, las prestaciones de los mismos.

En cuanto a la estabilidad frecuencial a largo plazo, necesaria para un buen aprovechamiento del espectro electromagnético, hoy en día no presenta excesivas dificultades gracias al uso de técnicas de síntesis de frecuencia: la señal deseada de alta frecuencia se obtiene a partir de otra de frecuencia menor y alta estabilidad, mediante el uso de cadenas multiplicadoras -síntesis directa- o de lazos enganchados en fase -síntesis indirecta-. Sin embargo, estas técnicas no son siempre garantía de una pureza espectral suficiente. Así, por ejemplo, un oscilador a cristal de baja frecuencia, seguido de una cadena multiplicadora, permite cumplir sobradamente cualquier requerimiento de estabilidad a largo plazo. No obstante, presentará un ruido de fase inaceptable -para frecuencias relativamente alejadas de la portadora- en cualquier sistema de comunicación de calidad. La utilización de osciladores sincronizados mediante lazos PLL permite solventar este inconveniente de la síntesis directa: se combina la buena estabilidad a largo plazo de un oscilador a cristal de baja frecuencia, con la buena estabilidad a corto plazo de un oscilador de microondas. Sin embargo, en este caso los circuitos asociados a los lazos de sincronismos también introducirán en mayor o menor medida ruido de fase, que deberá ser evaluado y debidamente tratado en el proceso de diseño de la señal sintetizada.

La información existente sobre el ruido de fase añadido por los diferentes subsistemas es muy escasa. Ello es debido a que su importancia es relativamente reciente, así como a la dificultad que entraña su medida. Con el fin de establecer una "biblioteca" actualizada sobre las prestaciones de los diferentes circuitos que integran un oscilador sintetizado, se procederá a una medida sistemática de los mismos, a la vez que se realizará una revisión tecnológica basada en los trabajos publicados sobre el tema.

A partir de los resultados de la labor anterior, se establecerán técnicas de diseño de osciladores sintetizados que minimicen el efecto del ruido de fase. Para validar las mismas, se elaborarán varios prototipos de forma que sea posible una comparación de las predicciones teóricas con los resultados experimentales.

En este punto se debe resaltar que la respuesta de un PLL a las diferentes fuentes de ruido existentes en su interior es un proceso lineal. Su estudio tiene sentido únicamente cuando éste ya se encuentra en situación de enganche -o de seguimiento-. Para poder efectuar una validación experimental de los resultados teóricos derivados del estudio del ruido de fase, se deben solventar previamente dos problemas importantes:

-La adquisición de sincronismo es básicamente un proceso no lineal, con una problemática muy diferente a la que afecta al ruido, y que por tanto debe ser tratada de forma independiente.

-Los subsistemas realizados a frecuencias de microondas presentarán los problemas tecnológicos típicos relacionados con la circuitería de alta frecuencia.

Por este motivo, la realización del presente trabajo sólo ha sido posible gracias a la existencia de un entorno de investigación adecuado y a una labor previa, que ha permitido abordar directamente el problema de la pureza espectral, dejando aparte las dificultades mencionadas anteriormente.

I.2 Entorno de la tesis

El grupo AMR del Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones ha venido realizando una intensa actividad en el desarrollo de osciladores sintetizados de microondas. Esta viene refrendada por su participación en el desarrollo de los osciladores para las estaciones terrenas de los proyectos de la Agencia Europea del Espacio OPEX, TMS-7 y CODE-VSAT. Esta experiencia previa del grupo sirve de marco de referencia para la presente tesis, tanto en el campo de los conocimientos tecnológicos sobre la circuitería de microondas, como en el que se refiere a la problemática del proceso no lineal en el desarrollo de lazos PLL -circuitos de ayuda a la adquisición, detectores de cuadratura, etc.-. Una referencia importante en este sentido es la reciente tesis doctoral realizada por J. Berenguer Sau: "**Síntesis de frecuencias de microondas mediante sistemas PLL: aplicación a la recepción coherente de señales emitidas por satélite hasta 30 GHz**" -Departamento de Teoría de la Señal y comunicaciones. UPC. Barcelona 1988-, a la cual este trabajo se remitirá en numerosas ocasiones.

Continuando en esta línea de investigación, el grupo AMR constató la necesidad de realizar diseños de osciladores sintetizados desde un punto de vista más formal, con criterios basados en desarrollos teóricos y métodos de verificación preferentemente a partir de

medidas, que permitieran refinar los modelos lineales para la circuitería de microondas, así como su influencia en el ruido de fase. Fruto de esta necesidad, el grupo AMR tiene concedido el proyecto de investigación CICYT n.TIC/481/1 "Sincronización de señales de microondas y ondas milimétricas. Caracterización y aplicaciones" en el cual se encuadrará mayoritariamente la presente tesis.

El objetivo primordial del trabajo será el de establecer la teoría y las técnicas necesarias para abordar el diseño de osciladores sintetizados de microondas de gran pureza espectral, desde un punto de vista tecnológico. Esto es, caracterización de componentes y evaluación de prototipos a partir de medidas de laboratorio, y elaboración de técnicas de diseño que contemplen la disponibilidad, prestaciones y limitaciones de los componentes reales.

I.3 Objetivos y organización del trabajo

La presente tesis consta de diez capítulos agrupados en cuatro partes, diferenciadas por su contenido temático, y que a continuación se describen brevemente:

PARTE PRIMERA: INTRODUCCION

En este capítulo I se está describiendo el entorno de investigación en el cual se desarrolla la tesis. Se presentan los objetivos principales que se pretenden conseguir mediante la realización del trabajo, así como la justificación de los mismos

Sobre el tema de los osciladores sintetizados existe una abundante bibliografía. Sin embargo, la mayor parte de los trabajos suelen estar enfocados al diseño de sistemas para aplicaciones muy concretas, y tienden a considerar que todos los subsistemas que componen el PLL son ideales. En lo que concierne al ruido de fase, los trabajos existentes suelen limitarse a considerar que el oscilador de referencia y el oscilador controlado por tensión -VCO- son los únicos elementos ruidosos del sistema.

Cuando se aborda el diseño de osciladores sintetizados de altas prestaciones, se hace necesario considerar la contribución del ruido de todos los componentes del sistema. Es necesario también tratar convenientemente las principales limitaciones de los componentes reales. La literatura disponible sobre estos dos aspectos adicionales es escasa y en general poco práctica, limitándose al planteamiento teórico del problema. Este hecho, además de la

rápida evolución tecnológica de los diferentes subsistemas que integran un PLO, hacen patente la necesidad de una actualización del conocimiento de dichos subsistemas, a través preferiblemente de la experimentación práctica.

El objetivo fundamental de este trabajo es elaborar una metodología sistemática para tratar el problema del diseño de osciladores sintetizados con altas prestaciones en cuanto a ruido de fase. El hecho de que la problemática que se pretende resolver es de tipo tecnológico -falta de datos experimentales sobre el ruido de la mayoría de los componentes comerciales por una parte, y difícil catalogación de las no idealidades más usuales de algunos bloques por otra- hace que se limite la formulación teórica a un mínimo indispensable. Este será, pues, un trabajo eminentemente práctico, en el cual se insistirá en el desarrollo de técnicas generales de medida y caracterización de los subsistemas del PLL, y en la verificación experimental de las técnicas de diseño propuestas.

El **capítulo II** se destina a una revisión del concepto de ruido de fase. Se recuerdan las definiciones más importantes, así como las principales formas de especificar el ruido. Servirá, además, para presentar la problemática que se va a abordar sobre este tema, así como los principales objetivos que se pretenden alcanzar.

El **capítulo III** se destina a recordar los conceptos básicos sobre los osciladores sintetizados con técnicas PLL. Se resumen brevemente las principales características de los mismos, así como las técnicas de diseño habituales. El objetivo de este capítulo, al igual que el del capítulo anterior, es establecer una nomenclatura adecuada para el trabajo, así como servir de referencia de consulta inmediata para los capítulos posteriores.

PARTE SEGUNDA: SUBSISTEMAS DE UN OSCILADOR SINTETIZADO

Como se ha comentado anteriormente, en una primera aproximación se suele considerar que los únicos elementos ruidosos en un PLL son la referencia y el oscilador controlado por tensión -VCO-. Sin embargo, cuando se pretende obtener osciladores sintetizados de altas prestaciones el diseño debe considerar las contribuciones de ruido de los demás elementos (detector de fase, filtro de lazo, amplificadores..), así como la no idealidad de algunos componentes (polos de alta frecuencia, ganancia finita de los amplificadores operacionales, variación de parámetros..), que llevarán en general a funciones de transferencia de orden superior al idealmente previsto, en las cuales la estabilidad del sistema no estará garantizada.

En esta parte se tratarán de modo exhaustivo -teórica y experimentalmente- los

diferentes subsistemas que constituyen un oscilador sintetizado, tanto desde el punto de vista del ruido de fase, como de su función de transferencia como bloques lineales, para el caso ideal y real. Se dará especial énfasis al desarrollo de métodos de medida y de verificación experimental de las técnicas de diseño.

El capítulo IV presenta el modelo lineal con ruido de cada uno de los bloques del PLL desde un punto de vista teórico y genérico. Se mostrarán cuáles son las prestaciones que actualmente se pueden esperar para dichos componentes, a partir de un estudio bibliográfico, complementado con las medidas de ruido de fase que se obtendrán en el capítulo V.

En el capítulo V se presenta el sistema automático de medida de ruido de fase, -basado en el sistema HP3048A-, que permite caracterizar experimentalmente todos los subsistemas del PLL. Se describe el entorno del sistema de medida y su interacción con los programas de tratamiento de datos y de diseño de PLOs. No se describen los diferentes métodos de medida, ya que están convenientemente detallados en los manuales y notas de aplicación del sistema. No obstante, sí que se describen aquellas medidas no estandarizadas, o que han requerido el desarrollo de instrumentación o circuitería adicional. También se evalúan las prestaciones del sistema y se procede a una medida sistemática de los diferentes componentes de un PLL, tanto para evaluar las técnicas de medida, como para disponer de una "biblioteca" básica de curvas de ruido.

El capítulo VI se destina a la caracterización experimental de las funciones de transferencia de los subsistemas del PLL más conflictivos. De esta forma las principales no idealidades quedarán determinadas -principalmente el ancho de banda de modulación del VCO y los polos parásitos del filtro de lazo-. Se describe también una técnica original para medir la función de transferencia del PLL en lazo cerrado. Esta técnica se utilizará para validar, tanto las técnicas de diseño propuestas, como los modelos no ideales obtenidos para los diferentes subsistemas.

PARTE TERCERA: OPTIMIZACION DEL RUIDO DE FASE EN PLLs

Una vez caracterizados los componentes que integran un oscilador sintetizado, la parte tercera de esta tesis se dedicará al estudio del ruido de fase desde el punto de vista del sistema. Se procederá al diseño de varios prototipos de PLO utilizando los datos sobre componentes reales obtenidos en los capítulos anteriores. Ello permitirá la verificación de los modelos teóricos desarrollados para los subsistemas en la parte segunda. Además, se establecen reglas de diseño que considerarn su comportamiento no ideal, y permiten aprovechar al máximo sus prestaciones. Se evitará así el desarrollo de diseños

sobredimensionados, inevitables cuando no se dispone de un conocimiento completo de los subsistemas.

El **capítulo VII** se destina al diseño de PLOs con componentes reales (no ideales). Se propone el método de las líneas de margen de fase constante, que permite tener en cuenta la influencia de los efectos parásitos de alta frecuencia en las funciones de transferencia de los componentes reales. En cuanto al ruido de fase añadido por los subsistemas, el método de los osciladores equivalentes establece las condiciones para realizar un diseño para mínimo ruido de fase, a la vez que identifica los componentes críticos. Para validar las técnicas de diseño propuestas, se realizan varios diseños a partir de los componentes caracterizados en la parte segunda, y se mide la función de transferencia de los prototipos realizados, utilizando para ello la técnica propuesta en el capítulo VI.

En el **capítulo VIII** se presentan las estrategias básicas que permiten la optimización del ruido de fase en un PLO. Estas son: elección del filtro de lazo que mejor respuesta presente al ruido de fase; sustitución de los componentes críticos por otros de prestaciones superiores; y optimización de la topología del PLO. Se construyen varios prototipos para validar experimentalmente las técnicas de diseño propuestas y se comparan los resultados.

El **capítulo IX** se destina a la presentación de técnicas alternativas para el diseño de osciladores de bajo ruido de fase, como son la utilización de bucles de enganche en frecuencia (FLL) o de detectores de fase de muestreo.

PARTE CUARTA: CONCLUSIONES

Finalmente, en el **capítulo X** se realizará una valoración global del trabajo. Se resumen brevemente las aportaciones más originales del mismo, estableciéndose posibles líneas futuras de investigación.

El ruido de fase: conceptos generales

II.1 Introducción

En este capítulo se realizará una breve introducción al concepto de ruido de fase, enfocada exclusivamente al problema de la pureza espectral en un oscilador real. Se resumirán únicamente los conceptos y conclusiones más importantes a efectos de recordatorio, y para establecer la nomenclatura utilizada en los capítulos siguientes. También permitirá presentar la problemática que será abordada en la tesis. El planteamiento será similar al utilizado en cualquiera de las referencias sobre el tema [B2][B4], que pueden ser consultadas para un estudio más profundo.

La estabilidad frecuencial de un oscilador puede definirse cualitativamente como la capacidad para generar la misma frecuencia a través de un determinado período de tiempo. La señal producida por un oscilador real puede escribirse, de un modo general, como

$$V(t) = V_o [1 + m(t)] \text{sen}[\omega_o t + \phi(t)] \quad (\text{II-1})$$

Es decir, una señal real siempre se hallará modulada en fase y amplitud por señales indeseadas, de mayor o menor importancia, y de origen determinístico o aleatorio. Al término de modulación de amplitud $m(t)$ se le suele prestar poca atención debido a que es fácilmente eliminable -por medio de un limitador, por ejemplo-, y a que las modulaciones angulares -de fase o frecuencia- son las más habituales en comunicaciones de calidad.

V.S.Reinhardt [S21] pone de manifiesto que cualquier señal inmersa en ruido es básicamente no periódica y que por tanto los conceptos de amplitud y frecuencia no tienen un sentido físico exacto. Los verdaderos "observables" son los máximos de señal y los cruces por cero de la misma, que no mantendrán ninguna pauta con el tiempo. La ecuación II-1 constituye, en realidad, una argucia matemática para expresar una señal no periódica en una

forma parecida a la de una señal periódica. El comportamiento aleatorio se incluye en los términos $m(t)$ y $\phi(t)$, y la señal determinista quedará así aparentemente caracterizada como tal a partir de V_o y ω_o . Es intuitivo entonces, que para que el estudio sea válido, o mejor, para obtener el máximo provecho del mismo, los términos no periódicos deben ser pequeños en comparación con las magnitudes ideales V_o y ω_o .

Según su origen, la fluctuación de fase, $\phi(t)$ suele dividirse en tres grupos, cuyas propiedades cualitativas son muy distintas y que por tanto requieren un estudio separado. Estos tres grupos son [C1] [C2]:

-Señales espúreas determinísticas. Están causadas por fenómenos conocidos tales como vibraciones, señal de red o productos de intermodulación.

-Derivas aleatorias a largo plazo. Son las variaciones lentas de la frecuencia nominal, producidas por envejecimiento de componentes, cambios de temperatura, humedad, etc. Se suelen medir en partes por millón por unidad de tiempo, grado centígrado, etc.

-Derivas aleatorias a corto plazo. Es lo que se llama comúnmente ruido de fase, y está originado por diversas fuentes de ruido: térmico, shot, flicker, etc.

La presente tesis considerará únicamente este último término. Es decir, se supondrá que la fluctuación de fase $\phi(t)$ consta únicamente de un término aleatorio $\phi_n(t)$. Se estudiará la forma de caracterizar el ruido de fase producido por un dispositivo, así como su efecto en el ruido de fase total del sistema que lo contiene. En consonancia con este punto de vista, no se estudiará el origen físico del ruido de fase. El trabajo de J. Berenguer [B18] da una descripción cualitativa de cada uno de los tipos de ruido citados anteriormente. Para un estudio más profundo de los mismos habría que recurrir, por ejemplo, a A. Van der Ziel [B7].

El ruido de fase se caracterizará por medio de la densidad espectral unilateral de fluctuación de fase $S_\phi(f_m)$, es decir a través de la transformada de Fourier de su función de autocorrelación. Resaltemos en este punto que $\phi_n(t)$ es una señal aleatoria de baja frecuencia -en banda base-, que está modulando a un tono puro $V(t)$ de frecuencia nominal f_o . La variable f_m representa únicamente el dominio transformado de $\phi_n(t)$ a través su densidad espectral de potencia, utilizándose el subíndice "m" para indicar que se pueden considerar frecuencias de "modulación". Más adelante se verá que a f_m se le denomina también frecuencia offset o frecuencia diferencia, cuando se estudie la relación entre $S_\phi(f_m)$ y el espectro de potencia del tono $V(t)$.

En la figura II-1 se observa una curva de ruido típica para $S_\phi(f_m)$, que representa la "potencia" media que la señal $\phi_n(t)$ contiene en un ancho de banda de 1 Hz para cada frecuencia de banda base f_m . Descomponiendo el espectro $S_\phi(f_m)$ en infinitas componentes con un ancho de banda de 1 Hz, y considerando únicamente la contribución individual de una sola de ellas, $\phi_{ni}(t)$, se podrá escribir [B2] [B11] [B12]:

$$\phi_{ni}(t) = \phi_{pn} \cos(\omega_m t + \psi_n)$$

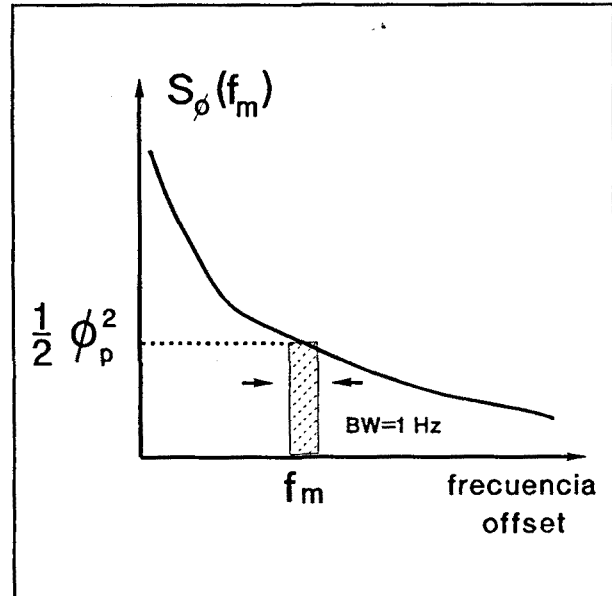


Figura II-1 Densidad espectral unilateral de fluctuación de fase. Curva típica en el dominio transformado f_m

Esto es, $\phi_{ni}(t)$ puede interpretarse como un tono a frecuencia f_m perfectamente determinada, pero cuya amplitud ϕ_{pn} y fase ψ_n son variables aleatorias (su valor cambia de un instante a otro, aunque de forma lenta en relación a $1/f_m$). Dicha fase aleatoria $\phi_{ni}(t)$ puede caracterizarse por medio de su comportamiento a largo plazo. Su media, evidentemente, es nula

$$\overline{\phi_{ni}(t)} = 0 \tag{II-3}$$

en cuanto a su varianza, teniendo en cuenta que la fase aleatoria ψ_n no afecta al valor cuadrático medio de la función senoidal, quedará como

$$\overline{\phi_{ni}^2(t)} = \overline{\phi_{pn}^2 \cos^2(\omega_n t + \psi_n)} = \frac{1}{2} \overline{\phi_{pn}^2} = \overline{\phi_{rms}^2} \quad \text{rad}^2 \tag{II-4}$$

y por tanto la densidad espectral unilateral de fluctuación de fase puede escribirse a partir de la estadística de la amplitud de un tono a frecuencia f_m , siendo su fase irrelevante

$$S_\phi(f_m) = \overline{\phi_{rms}^2(f_m)} \tag{II-5}$$

donde el subíndice "rms" hace referencia únicamente al promediado temporal de la función coseno cuadrado. Para simplificar la notación, y desde el punto de vista de cálculo de

potencia media, de aquí en adelante se escribirá

$$\phi_{ni}(t) = \phi_p \cos(\omega_m t) \quad (\text{II-6})$$

donde ϕ_p ya no es una variable aleatoria, sino un valor perfectamente determinado: el valor de pico "medio", entendido como la amplitud que debería tener un tono puro a frecuencia ω_m para tener la misma potencia media a largo término que la señal $\phi_{ni}(t)$ -potencia de $S_\phi(f_m)$ en un ancho de banda de 1 Hz-. Esto es

$$\phi_p(f_m) = \sqrt{2\phi_{rms}^2(f_m)} \quad (\text{II-7})$$

Antes de continuar con el estudio de $\phi_n(t)$ es conveniente recordar varios conceptos básicos sobre las modulaciones lineales.

II.1.1 Modulación AM y FM de banda estrecha.

Veamos cuál es la densidad espectral unilateral de amplitud y potencia de una señal modulada en AM o FM de banda estrecha. Esto nos permitirá estudiar posteriormente el caso de modulaciones con señales no determinísticas.

Sea una señal $V_1(t)$ de potencia P_o , frecuencia ω_o y modulada en amplitud por un único tono de frecuencia ω_m , de índice de modulación m

$$V_1(t) = A_o [1 + m \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_o t) \quad P_o = \frac{1}{2} A_o^2 \quad (\text{II-8})$$

Se puede reescribir como

$$V_1(t) = A_o \left[\cos(\omega_o t) + \frac{m}{2} \cos(\omega_o + \omega_m)t + \frac{m}{2} \cos(\omega_o - \omega_m)t \right] \quad (\text{II-9})$$

donde se observa explícitamente que debido a la modulación de AM aparecen dos bandas laterales de modulación en $\omega_o \pm \omega_m$, cuya amplitud relativa a la de la portadora es $m/2$

(figura II-2). La potencia relativa de una banda lateral respecto de la potencia de la portadora es

$$\frac{P_{BLU}}{P_0} = \frac{1}{4} m^2 \quad (\text{II-10})$$

Si el mismo tono se modula en fase -a partir de este punto nos referiremos siempre a modulaciones de fase como caso genérico de las modulaciones angulares-

$$V_2(t) = A_o \cos[\omega_o t + \phi_p \text{sen}(\omega_m t)] \quad (\text{II-11})$$

donde ϕ_p es la amplitud de pico de la variación de fase, o índice de modulación de frecuencia - β en algunas referencias [B11] [B12]-. La relación entre ambos parámetros para una modulación FM cuya máxima desviación de frecuencia sea Δf_{\max} , es

$$\phi_p = \frac{\Delta f_{\max}}{f_m} \quad (\text{II-12})$$

Se puede visualizar el contenido espectral de $V_2(t)$, reescribiendo II-11 como:

$$\begin{aligned} V_2(t) = A_o \{ & J_0(\phi_p) \cos(\omega_o t) + \\ & + \sum_{n=2}^{n=\infty} J_n(\phi_p) [\cos[(\omega_o - n\omega_m)t] + \cos[(\omega_o + n\omega_m)t]] - \\ & - \sum_{k=1}^{k=\infty} J_k(\phi_p) [\cos[(\omega_o - k\omega_m)t] - \cos[(\omega_o + k\omega_m)t]] \} \end{aligned} \quad (\text{II-13})$$

Donde queda explicitado el ancho de banda infinito de una señal modulada angularmente, con componentes espectrales separadas en f_m y centradas en f_o . Para el caso de interés en el cual $\phi_p \ll 1$ (FM de banda estrecha), las funciones de Bessel pueden aproximarse truncando sus desarrollos en serie de Taylor

$$\begin{aligned} J_0(\phi_p) &\approx 1 - \left(\frac{\phi_p}{2}\right)^2 \\ J_i(\phi_p) &\approx \frac{\left(\frac{\phi_p}{2}\right)^i}{i!} \quad i=1, 2, 3, \dots \end{aligned} \quad (\text{II-14})$$

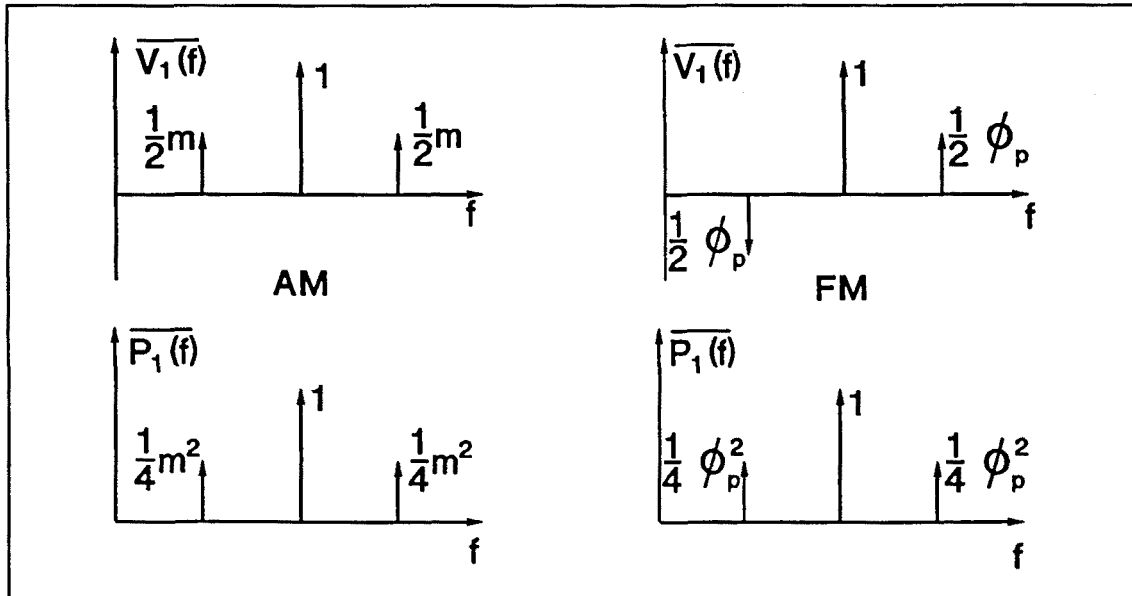


Figura II-2 Espectros de amplitud y potencia unilaterales para una señal modulada en AM y FM con índices de modulación m y ϕ_p respectivamente.

y considerando únicamente las primeras componentes espectrales

$$\begin{aligned}
 J_0(\phi_p) &\approx 1 \\
 J_1(\phi_p) &\approx \frac{\phi_p}{2} \\
 J_i(\phi_p) &\approx 0 \quad i \geq 2
 \end{aligned}
 \tag{II-15}$$

quedando $V_2(t)$ como

$$V_2(t) \approx A_o \left\{ \cos(\omega_o t) - \frac{\phi_p}{2} \cos(\omega_o - \omega_m) t + \frac{\phi_p}{2} \cos(\omega_o + \omega_m) t \right\}
 \tag{II-16}$$

expresión en la que solamente aparecen componentes espectrales en $\omega_o \pm \omega_m$, y cuya amplitud es proporcional al índice de modulación. La amplitud relativa de una banda lateral respecto de la portadora es $\phi_p/2$. En el espectro de amplitud hay una inversión de signo con respecto al caso de modulación en AM, pero desde el punto de vista de la potencia el espectro es idéntico. Este hecho es importante, pues implica que en un analizador de espectro, donde se pierde la información de fase, no se podrá distinguir entre una modulación de AM y FM cuando los índices de modulación sean bajos. En el caso de que ambas modulaciones coexistan, existe una diferencia fundamental entre el caso determinístico y el aleatorio. En el primero de los supuestos, la señal presentará un espectro de potencia asimétrico por cuanto

las bandas de modulación inferior y superior se suman con distinto signo. Para el caso aleatorio, si las señales de modulación son independientes, las bandas laterales se sumarán en términos de potencia, y el espectro de ruido será siempre simétrico.

En una modulación angular, la potencia relativa de una banda lateral respecto de la potencia de la portadora es

$$\frac{P_{BLU}}{P_o} = \frac{1}{4} \phi_p^2 \quad (\text{II-17})$$

II.1.2 Espectro de potencia de una señal con ruido de fase.

Una vez se ha determinado el espectro de potencia unilateral de una señal modulada en PM (o FM), veamos qué ocurre si ésta se halla modulada por la fase aleatoria

$$\phi_n(t) = \phi_p \cos(\omega_m t) \quad (\text{II-18})$$

descrita anteriormente. En este caso, también aparecerán unas bandas laterales de ruido a frecuencias $f_o \pm f_m$, cuya amplitud de pico "media" valdrá $\phi_p/2$. La figura II-3 muestra el espectro de potencia de esta señal, en la que aparecen unas faldas de ruido centradas en la frecuencia de la señal portadora f_o . A partir del espectro de la señal modulada se define la función $\mathcal{L}(f_m)$ "ele de efe" (L script en inglés), que tiene un significado muy intuitivo ya que se define como

$$\mathcal{L}(f_m) = \frac{\text{Potencia de BLU [BW=1Hz] a la frecuencia diferencia } f_m}{\text{Potencia de la portadora}} \quad (\text{II-19})$$

cuyas unidades son los dB de ruido -en una banda lateral de 1 Hz- relativos a la potencia de la portadora, abreviadamente dBc/Hz. Según se ha visto en el apartado anterior, la amplitud relativa de ambas señales es $\phi_p/2$, y se podrá escribir

$$\mathcal{L}(f_m) = \frac{1}{4} \phi_p^2 = \frac{1}{2} \overline{\phi_{rms}^2} \quad (\text{II-20})$$

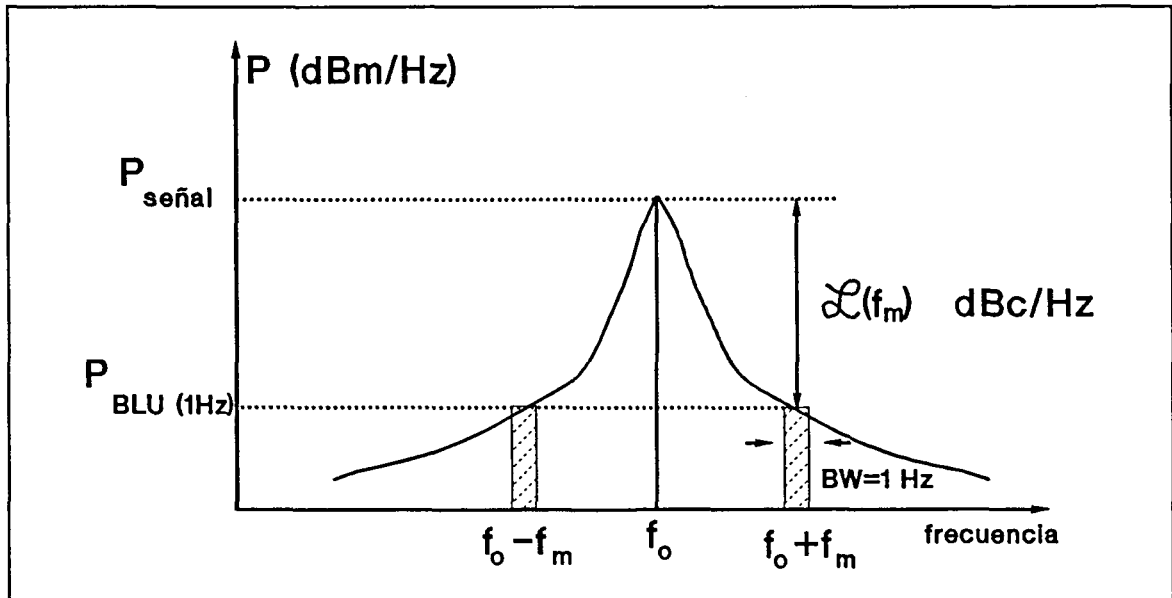


Figura II-3 Espectro de potencia de un tono a frecuencia f_0 modulado con una fase aleatoria y definición de $\mathcal{L}(f_m)$.

$\mathcal{L}(f_m)$ proporciona una medida indirecta de la estadística del ruido de fase, pues de la ecuación anterior se deriva fácilmente (ec.II-5)

$$\mathcal{L}(f_m) = \frac{1}{2} S_{\phi}(f_m) \quad (\text{II-21})$$

La expresión anterior no es una identidad, por cuanto $\mathcal{L}(f_m)$ solamente está relacionada con $S_{\phi}(f_m)$ de un modo sencillo si se cumple el criterio de bajo índice de modulación -o del ángulo pequeño-. Como se trata de una señal moduladora de espectro continuo y no de un solo tono, este criterio no es fácil de definir. En las referencias [C1] y [C2] se propone como límite de validez de la ecuación anterior el siguiente criterio: $S_{\phi}(f_m)$, integrado sobre cualquier década de frecuencias offset, no debe superar 0.2 rad de desviación de pico. Esto supone una curva de ruido que cae con 10 dB/dec y que a 1 Hz tiene el valor de -30 dBc/Hz. Salvo excepciones muy específicas, la mayor parte de las señales reales tienen un ruido de fase muy por debajo de esta cifra, con lo cual la relación en cuestión es normalmente aplicable.

Se podrían dar otros criterios similares al anteriormente descrito, basados todos ellos en despreciar la potencia de las bandas laterales de orden superior frente a la potencia de la primera banda. Desde el punto de vista de la representación del ruido, y de su medición se obtienen dos consecuencias interesantes que son las siguientes: Si el ruido de fase se demodula, obteniéndose directamente $S_{\phi}(f_m)$, y éste no cumple el criterio, entonces no se podrá deducir fácilmente el espectro de la señal modulada. Si se mide directamente el

espectro de la señal modulada, obteniéndose $\mathcal{L}(f_m)$, y al calcular $S_\phi(f_m)$ este último no cumple el criterio, entonces $\mathcal{L}(f_m)$ no es una buena representación del ruido de fase.

II.2 Señal inmersa en ruido paso banda.

Este caso tiene un interés teórico elevado y puede hallarse en cualquiera de los manuales sobre el tema, por ejemplo [B2]. Se reproduce aquí un desarrollo abreviado, pues los resultados obtenidos serán utilizados más adelante al tratar la influencia del ruido térmico en el ruido de fase de un oscilador.

Supongamos el caso de una señal de frecuencia ω_o y potencia P_o Watt, inmersa en ruido térmico cuya densidad espectral de potencia unilateral es N_o Watt/Hz. El problema se analiza según la aproximación habitual de considerar el ruido como una superposición de tonos separados 1 Hz, y cuya amplitud de pico "media" se asocia con la potencia media a largo plazo de ruido contenida en un ancho de banda de 1 Hz. Veamos qué ocurre si sólo se consideran las contribuciones de ruido de las bandas laterales a $\omega_o \pm \omega_m$ (figura II.4). Las amplitudes de pico de los tonos implicados serán

$$A_o = \sqrt{2P_o} \quad A_n = \sqrt{2N_o} \quad (\text{II-22})$$

y se podrá escribir

$$V(t) = A_o \text{sen}(\omega_o t) + A_n \text{sen}\{(\omega_o + \omega_m)t + \theta_n\} + A_n \text{sen}\{(\omega_o - \omega_m)t + \theta_n\} \quad (\text{II-23})$$

$V(t)$ puede reescribirse, en el caso de relaciones señal a ruido altas [B2], como

$$V(t) = A_o \left\{ 1 + \sqrt{2} \frac{A_n}{A_o} \cos(\omega_m t + \Psi_o) \right\} \text{sen} \left\{ \omega_o t + \sqrt{2} \frac{A_n}{A_o} \text{sen}(\omega_m t + \Psi_n) \right\} \quad (\text{II-24})$$

Esta señal representa un tono a frecuencia ω_o modulado en frecuencia y amplitud por un tono a ω_m , y cuyos índices de modulación dependen de la relación señal a ruido (Ψ_o y Ψ_n son unos términos de fase irrelevantes). Los índices de modulación de AM y FM son

$$m = \sqrt{2} \frac{A_n}{A_o} \quad \phi_p = \sqrt{2} \frac{A_n}{A_o} \quad (\text{II-25})$$

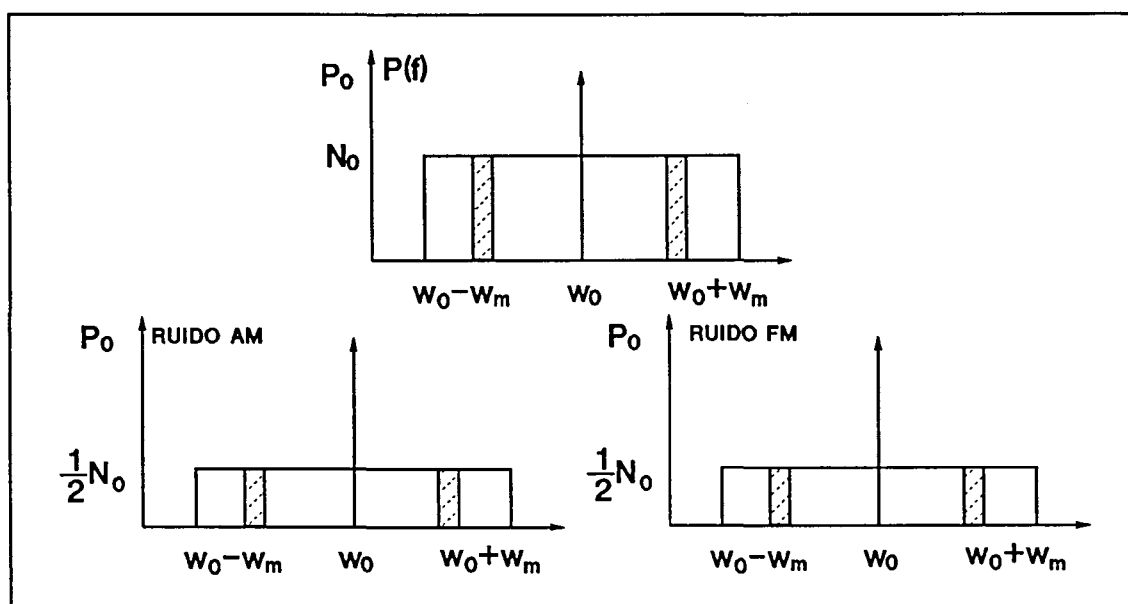


Figura II-4 Espectro de potencia unilateral de una señal inmersa en ruido térmico de potencia N_0 dBm/Hz. Potencia asociada al ruido de AM y PM.

En cuanto a la potencia de ruido de cada banda lateral, se le puede asignar una contribución al ruido de AM y otra al de PM

$$\begin{aligned} N_{0AM} &= \frac{1}{4} m^2 P_0 = \frac{1}{2} N_0 \\ N_{0PM} &= \frac{1}{4} \phi_p^2 P_0 = \frac{1}{2} N_0 \end{aligned} \quad (\text{II-26})$$

Es decir, el ruido térmico aditivo reparte su potencia por igual en las bandas de modulación de amplitud y las bandas de modulación de fase -se demuestra en [B2] que N_{0AM} y N_{0PM} están incorrelados-

A partir del índice de modulación ϕ_p pueden calcularse fácilmente las curvas de ruido de fase asociadas al ruido térmico

$$\mathcal{L}(f_m) \approx \frac{1}{4} \phi_p^2 = \frac{1}{4} \left(\sqrt{2} \frac{A_n}{A_o} \right)^2 = \frac{1}{2} \frac{N_0}{P_0} = \frac{1}{2 SN_0 R} \quad (\text{II-27})$$

$$S_\phi(f_m) \approx 2 \mathcal{L}(f_m) = \frac{1}{SN_0 R} \quad (\text{II-28})$$

En un sentido estricto el ruido de fase producido por ruido térmico viene dado por las ecuaciones anteriores. Sin embargo, todos los sistemas de demodulación de fase son sensibles en mayor o menor grado al ruido de AM y el ruido de tensión presente en banda base procederá de ambas contribuciones. Se puede hablar de un ruido de fase "equivalente" a la entrada del demodulador, que diferirá de 0 a 3 dB de las expresiones anteriores.

II.3 Distintas medidas del ruido de fase

En los apartados anteriores se han introducido las magnitudes $S_\phi(f_m)$ y $\mathcal{L}(f_m)$ por su relación directa con los espectros de potencia de las señales involucradas:

- $S_\phi(f_m)$ es la densidad espectral de la fluctuación de fase. Es una señal en banda base, que será muy útil en el cálculo del ruido de fase de sistemas lineales complejos al permitir el uso del concepto de función de transferencia, y por este motivo será la magnitud preferentemente utilizada en este trabajo.

- $\mathcal{L}(f_m)$ es una medida reconocida por el U.S. National Bureau of Standards. Es una forma muy intuitiva y gráfica de visualizar el ruido de fase, tal y como se vería en un analizador de espectro ideal.

Aunque la tendencia actual es la de utilizar las magnitudes anteriores, existen numerosas formas de especificar el ruido de fase de un oscilador. Es habitual que distintos campos de investigación adopten también distintas formas de evaluar el ruido de fase, bien por razones históricas, bien porque se adaptan mejor a la formulación matemática típica de dicho campo. Siempre es posible pasar de unas a otras, aunque a menudo no de forma sencilla. Seguidamente se muestran las medidas más utilizadas para expresar el ruido de fase, junto con las relaciones habituales entre ellas [B1][B2][B4][C1][C2].

-**Densidad espectral de la fluctuación de frecuencia:** Representa las fluctuaciones de frecuencia, -ruido de frecuencia- y tiene una relación sencilla con las fluctuaciones de fase a través de la derivada en el dominio transformado:

$$S_f(f_m) = f_m^2 S_\phi(f_m) = 2f_m^2 \mathcal{L}(f_m) \quad (\text{II-29})$$

-**Densidad espectral de fluctuación de frecuencia relativa:** Es la fluctuación de

frecuencia normalizada a la frecuencia de la portadora. Tiene la ventaja de que permite comparar osciladores con frecuencias nominales distintas:

$$S_y(f_m) = \frac{1}{f_o^2} S_f(f_m) = \left(\frac{f_m}{f_o}\right)^2 S_\phi(f_m) \approx 2 \left(\frac{f_m}{f_o}\right)^2 \mathcal{L}(f_m) \quad (\text{II-30})$$

-Jitter de fase y de frecuencia: La expresión "jitter" se utiliza para referirse a una fluctuación indeseada de una variable, o bien como sinónimo de ruido. De modo más preciso, se denomina jitter a la fluctuación rms de la fase o la frecuencia integrada en un margen dado de frecuencias offset. También recibe el nombre de FM residual o de ruido de fase integrado. Tiene la ventaja de que permite computar el ruido mediante una sola cifra. Los márgenes de integración más habituales son 50 Hz a 3 KHz, 300 Hz a 3 KHz y 20 Hz a 15 KHz.

$$\begin{aligned} \Delta\phi_{rms}[\text{rad}] &= \left[\int_{f_1}^{f_2} S_\phi(f_m) df_m \right]^{\frac{1}{2}} \\ \Delta f_{rms}[\text{Hz}] &= \left[\int_{f_1}^{f_2} f_m^2 S_\phi(f_m) df_m \right]^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (\text{II-31})$$

El jitter o ruido integrado suele expresarse, en algunas notaciones, con el signo de la varianza, aunque en este caso el intervalo de integración no es infinito sino limitado a una banda de interés.

$$\begin{aligned} \sigma_\phi^2 &= \Delta\phi_{rms}^2 & \text{rad}^2 \\ \sigma_f^2 &= \Delta f_{rms}^2 & \text{Hz}^2 \end{aligned} \quad (\text{II-31})$$

Como ejemplo de este tipo de notación, S.Kumar [S8] describe un método sencillo para especificar el ruido de fase del oscilador local de una estación digital de comunicaciones por satélite. A partir de la probabilidad de error en el bit y de la relación E_b/N_o (energía del símbolo a densidad espectral de ruido) se establece el jitter de fase total permisible para la señal recibida, σ_T^2 (figura II-5). Se impone que σ_T^2

se reparta por igual entre el ruido térmico y el ruido de fase de los diversos osciladores locales del sistema. Suponiendo que estos últimos tienen una pureza espectral similar, la especificación de ruido de fase para cualquiera de ellos viene dada, según S.Kumar, por

$$\sigma_{OL}^2 = \int_{f_1}^{f_2} S_{\phi}(f_m) df_m < \frac{1}{6} \sigma_T^2 \quad \text{rad}^2$$

En donde f_1 y f_2 delimitan el rango de frecuencias en el cual el ruido del OL es dominante. Esto es, f_1 es el ancho de banda de ruido del PLL de recepción, y f_2 es la frecuencia de corte del filtro de FI, que generalmente se iguala a la velocidad de transmisión del símbolo. En el capítulo III se revisará con más detalle el efecto del ruido de fase de los osciladores de un receptor en la calidad de una comunicación.

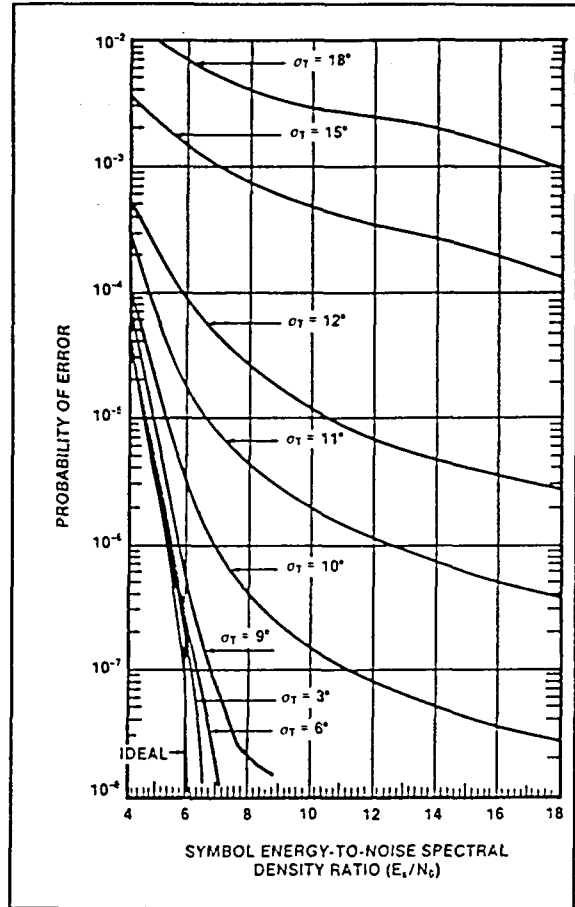


Figura II-5 Probabilidad de error en el bit para distintos niveles de ruido de fase RMS total σ_T . BPSK con decodificación Viterbi [S8].

-Varianza de Allan: La varianza de Allan es una medida en el dominio temporal del ruido de fase. Se define como

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2(M-1)} \sum_{k=1}^{M-1} [\bar{Y}_{k+1} - \bar{Y}_k]^2 \tag{II-33}$$

donde Y_k e Y_{k+1} son los promediados de la frecuencia offset fraccional durante períodos de medida consecutivos de duración τ , y M el número de medidas realizadas. Se relaciona con las expresiones en el dominio frecuencial a través de la expresión

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{(\pi f_o \tau)^2} \int_{f_1}^{f_2} S_{\phi}(f_m) [\text{sen}(\pi f_m \tau)]^4 df_m \tag{II-34}$$

donde se suele tomar f_1 igual a 1 Hz y como f_2 el ancho de banda del sistema de medida [B4]. Lógicamente la conversión inversa solamente es posible si se conocen las pendientes de $S_{\phi}(f_m)$ en el margen de frecuencias de interés. Para estos casos puede encontrarse una tabla de conversión recíproca en [B4] y [B1].

La varianza de Allan se ha venido utilizando para caracterizar osciladores muy estables, tales como osciladores a cristal, especificándose las derivas en partes-por-millón, y en éste sentido todavía se utiliza actualmente como standard de estabilidad en frecuencia. Tiene la ventaja de que las medidas pueden realizarse sencillamente en el dominio del tiempo, midiendo cruces por cero con un frecuencímetro, obteniéndose muy buena sensibilidad para frecuencias offset cercanas a la portadora -hasta 10 KHz según [C1]-.

II.4 Tratamiento del ruido de fase en un sistema.

En el apartado II-1 se vio como una señal real podía estudiarse a partir del concepto de señal ideal de frecuencia y amplitud constante, contaminada con unas modulaciones indeseadas de amplitud y fase, de origen aleatorio. Esto es

$$V(t) = V_o [1 + m(t)] \text{sen}[\omega_o t + \phi(t)] \quad (\text{II-35})$$

Cuando dicha señal $V(t)$ pasa a través de un dispositivo real cualquiera, los índices de modulación $m(t)$ y $\phi(t)$ a la salida del mismo serán diferentes. El dispositivo presentará su propia función de transferencia para cada una de las modulaciones, y además existe siempre un cierto grado de conversión de un tipo de modulación a la otra. Por otra parte, si el dispositivo es ruidoso, aparecerán a su salida unas componentes de ruido de fase y amplitud independientes del ruido a su entrada.

A. Riddle [M3] propone un método totalmente riguroso para analizar simultáneamente las dos componentes de ruido en un sistema modular. Cada bloque constituyente del mismo queda definido a partir de su matriz T de coeficientes de conversión de modulación, y de un vector de ruido añadido de modulación. Así, los índices de modulación m_o y ϕ_o a la salida de una red de dos accesos, excitada con una señal de índices m_i y ϕ_i podrá obtenerse como

$$\begin{pmatrix} m_o \\ \phi_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{aa} & T_{ap} \\ T_{pa} & T_{pp} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} m_i \\ \phi_i \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} m_a \\ \phi_a \end{pmatrix} \quad (\text{II-36})$$

donde

- T_{aa} : Coeficiente de conversión AM-AM
- T_{ap} : Coeficiente de conversión PM-AM
- T_{pa} : Coeficiente de conversión AM-PM
- T_{pp} : Coeficiente de conversión PM-PM
- m_a y ϕ_a : Ruido de modulación añadido por el bloque

Lógicamente la expresión anterior debe particularizarse para cada frecuencia offset de interés $-T(f_m)$ -, y la suma de contribuciones de ruido se entiende en términos de varianza. Desde un punto de vista más práctico, el planteamiento anterior puede simplificarse de modo significativo si se tienen en cuenta las siguientes consideraciones:

-El término de mayor interés es siempre el de ruido de fase. Ello es debido a que, tal como se ha comentado anteriormente, las comunicaciones de calidad utilizan preferentemente modulaciones angulares; y a que el ruido de amplitud siempre es eliminable.

-En el margen de frecuencias offset de interés, el ruido de fase suele ser muy superior al ruido de amplitud. Además, los coeficientes cruzados T_{ap} y T_{pa} suelen ser también muy reducidos, por lo que su efecto puede despreciarse. En aquellos pocos casos en que ésto no es posible -un detector de fase no equilibrado, por ejemplo- es mucho más sencillo tratar el ruido de amplitud como ruido de fase equivalente añadido por el subsistema en cuestión.

-Tal como apunta A.Riddle [M3], la formulación matricial es muy útil para evaluar el ruido total de una cadena de bloques conectados en cascada -de forma similar a la fórmula de Friss-. Sin embargo, supone un aumento de complejidad considerable en el análisis de sistemas realimentados, que es el objeto del presente trabajo.

De este modo, teniendo en cuenta las consideraciones anteriores, si se desprecian los coeficientes de modulación cruzados, y se estudia únicamente el término de ruido de fase, se tendrá

$$\phi_o = T_{pp} \phi_i + \phi_a \quad (\text{II-37})$$

Reescribiendo esta ecuación en términos estadísticos, y explicitando la dependencia de las magnitudes con la frecuencia offset, resulta

$$S_o(f_m) = |T(f_m)|^2 S_i(f_m) + S_a(f_m) \quad (\text{II-38})$$

quedando cada bloque caracterizado por su función de transferencia para las fases y un generador de ruido de fase (figura II-6).

La función de transferencia ideal $T(s)$ se suele obtener, en general de forma sencilla a partir de razonamientos teóricos. Para el caso de que se desee evaluar la presencia de posibles efectos parásitos, también se puede recurrir a la media de $T(s)$, de forma más o menos simple. En cuanto a la fuente de ruido añadido $S_a(f_m)$, aunque de forma cualitativa se conoce su origen, no existe un método práctico que permita una predicción fiable de la misma. $S_a(f_m)$ suele obtenerse también a partir de medidas, que revisten en general una cierta dificultad, ya que requieren métodos específicos de medición, así como un equipo de instrumentación de altas prestaciones, optimizado hacia la realización de las mismas. Debido a esta dificultad, solamente en los últimos años, los fabricantes empiezan a incluir las especificaciones de ruido de fase de sus dispositivos y subsistemas. Dada la importancia de poder caracterizar el ruido de fase de todos los componentes de un sistema, en este trabajo se dedicará el capítulo V a este aspecto. La figura II-6 muestra una curva típica de ruido de fase. Para frecuencias offset reducidas de la portadora, el ruido de fase es plano, de origen térmico. En este caso sí que es posible realizar una estimación del mismo, como se verá en el capítulo IV. Cerca de la portadora el ruido presenta una cierta pendiente y es de origen multiplicativo. Esto quiere decir que para la frecuencia absoluta correspondiente, el ruido sólo existe en presencia de señal -a diferencia del ruido térmico que es aditivo y está presente independientemente de que a la entrada del dispositivo exista o no señal-. El ruido multiplicativo es ruido en banda base que modula a la portadora debido a las no linealidades del dispositivo. El origen exacto del ruido en banda base, y el mecanismo de modulación, no suelen conocerse lo suficientemente bien como para realizar una predicción teórica fiable del mismo. Suele especificarse a partir de su pendiente y de la frecuencia de cruce f_c -corner frequency-, definida como la frecuencia a la cual la potencia de ruido multiplicativo iguala a la de ruido aditivo. En [S14] Keshner realiza un estudio teórico del ruido multiplicativo. En el capítulo IV se estudiará de forma cualitativa su importancia en los distintos subsistemas que integran un oscilador sintetizado -amplificadores, divisores, multiplicadores, etc.-

Una vez que cada uno de los bloques que constituyen un sistema lineal ha sido convenientemente caracterizado en cuanto a función de transferencia y ruido de fase añadido, el ruido de fase total a la salida del mismo puede evaluarse fácilmente. Suponiendo que todas las fuentes de ruido son independientes, se tiene

$$S_o(f_m) = \sum_{i=1}^N |H_i(j2\pi f_m)|^2 S_i(f_m) \quad (\text{II-39})$$

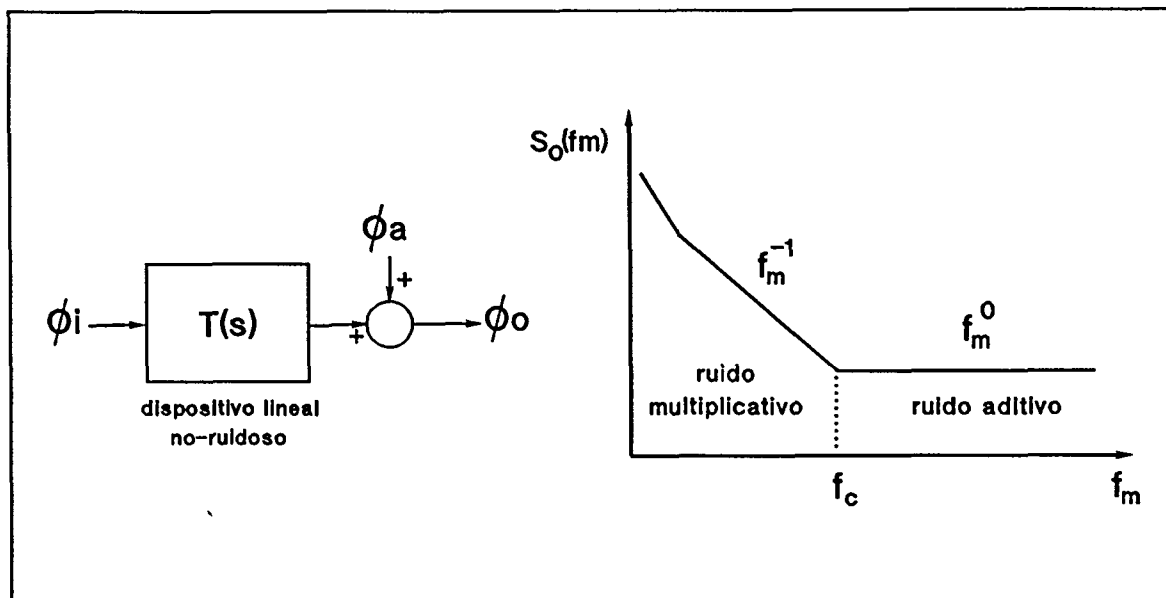


Figura II-6 Modelo lineal para las fases de una red de dos accesos ruidosa. Fuente de ruido típica de un dispositivo; lejos de la portadora el ruido es de tipo aditivo, y cerca de tipo multiplicativo.

donde $S_i(f_m)$ es el ruido de fase añadido en el punto i del sistema, y $H_i(s)$ la función de transferencia de i a la salida de éste.

Para analizar la influencia del ruido de fase de un dispositivo determinado en las prestaciones de un sistema, es conveniente definir los siguientes conceptos:

-Ruido de fase total o absoluto: Es el ruido de fase presente a la salida de un sistema u oscilador fundamental, y por tanto engloba la contribución de todas las distintas fuentes existentes en el mismo.

-Ruido de fase añadido (residual phase noise): Es el ruido de fase presente a la salida de un bipuerto independientemente del ruido a su entrada. Permite caracterizar el bipuerto en cuanto a ruido de fase, del mismo modo que su factor de ruido NF lo caracteriza en cuanto a ruido aditivo. No se debe confundir con el ruido de fase integrado, también llamado en algunas referencias ruido de fase residual o FM residual.

-Ruido de fase dominante: Cuando una de las contribuciones de ruido en II-39 es mayor en 6 dB que cualquiera de las demás en un determinado tramo de frecuencias offset f_m , se puede considerar igual al ruido de fase total y se denomina **ruido de fase dominante**, pues dará la forma de la curva de ruido total $S_\phi(f_m)$ en dicho tramo de frecuencias offset. Identificar las fuentes de ruido de fase dominante en un sistema dará las claves para mejorar la pureza

espectral del mismo. Asimismo se podrá simplificar el análisis eliminando del estudio aquellos elementos que pueden considerarse no ruidosos a efectos prácticos.

En el apartado II.3 se mostró un ejemplo de la influencia del ruido de fase en una transmisión digital. En general, el ruido de fase limita la sensibilidad y el margen dinámico de un sistema de comunicaciones, siendo mayor o menor su importancia dependiendo de la aplicación concreta. La figura II-7 [C6] presenta tres aplicaciones típicas en las cuales el ruido de fase puede reducir drásticamente las prestaciones de los equipos. En la figura (a) se muestra cómo el ruido de fase de un oscilador local reduce el margen dinámico de un conversor de frecuencia para señales cercanas; en la banda de frecuencia intermedia, la falda de ruido de la señal de mayor potencia enmascara completamente a la señal de menor potencia. En la figura (b) se tiene el efecto del ruido en un radar doppler. El eco recibido constará de una señal fuerte debida a un blanco estático -una montaña, por ejemplo- y una señal débil correspondiente a un objeto móvil de frecuencia incremental f_d . En banda base, se observa que el ruido del oscilador local limita la sensibilidad del sistema, especialmente para blancos que se muevan lentamente - f_d reducida-. En una transmisión multicanal -figura (c)-, el ruido del oscilador local de uno de los canales limita la sensibilidad de los canales adyacentes, cuando éstos se reciben con potencias de señal muy dispares.

La figura II-8 muestra las aplicaciones típicas en las cuales el ruido de fase debe ser optimizado en un determinado rango de frecuencias offset. Así, en la transmisión de datos a baja velocidad o en comunicaciones digitales, por ejemplo, el ruido de fase muy cercano a la portadora es determinante.

En los párrafos anteriores se ha puesto de manifiesto la importancia del ruido de fase en un equipo de comunicaciones, y se ha esbozado la forma en que éste puede ser tratado convenientemente. El estudio del ruido de fase puede realizarse a niveles muy diferenciados: a nivel de dispositivo, a nivel de sistema, y a nivel de aplicación. Vamos a resumir brevemente la problemática que debería resolverse en cada uno de ellos, a fin de establecer cuales van a ser los objetivos principales de este trabajo, y cuál es la justificación de los mismos:

1) Estudio del ruido de fase añadido por un dispositivo. El mecanismo por el cual un determinado dispositivo (VCO, detector, amplificador,..) genera ruido de fase es básicamente no lineal, y un estudio sistemático de los procesos involucrados podría ser en si mismo un tema de tesis. Así, por ejemplo, existen modelos circuitales lineales que simulan el comportamiento ruidoso de un transistor -a partir del conocimiento de su construcción física- con una buena concordancia con los resultados experimentales. Desde el punto de vista no lineal, últimamente están proliferando

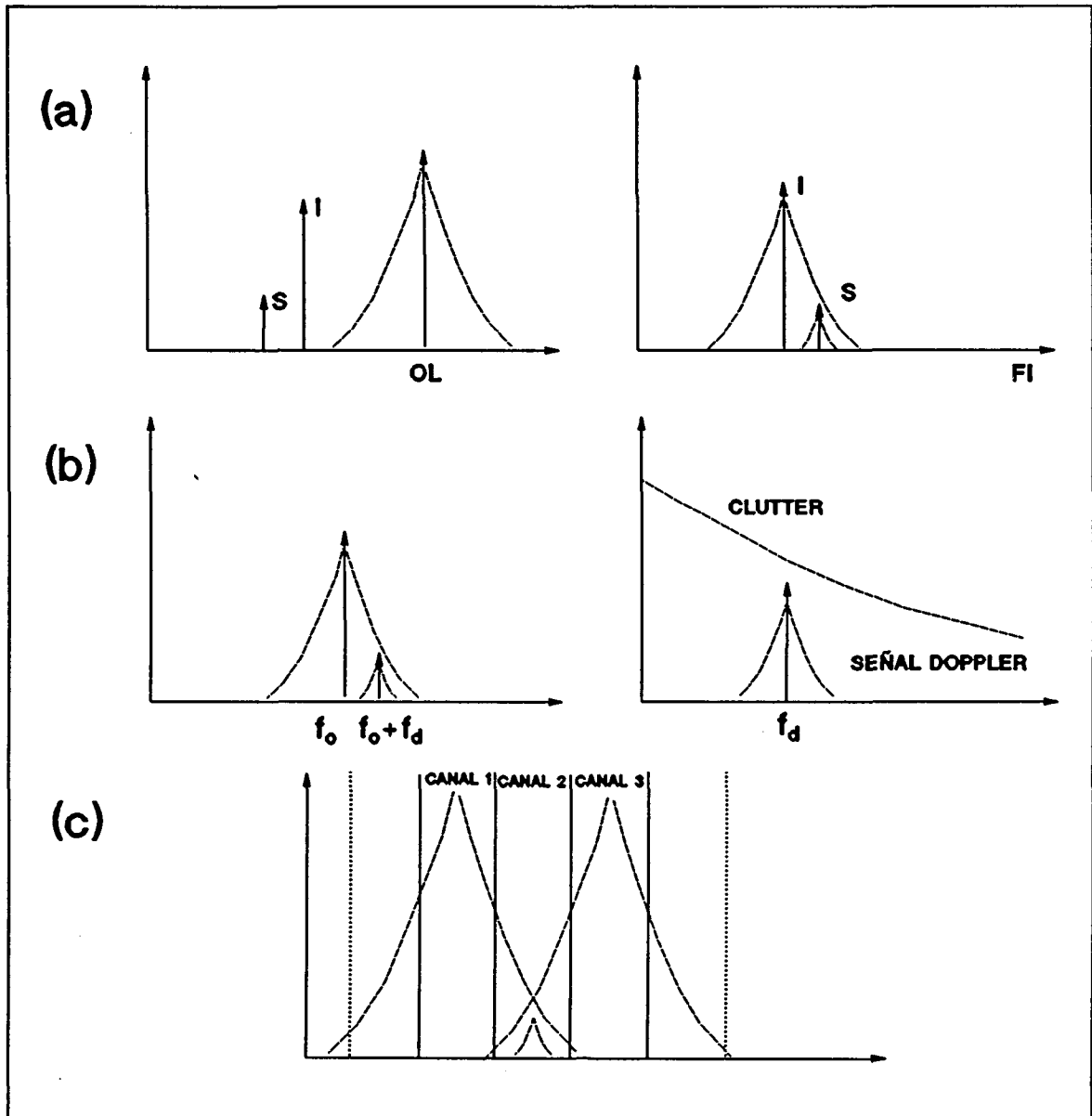


Figura II-7 Aplicaciones típicas en las cuales el ruido de fase debe minimizarse. (a) Recepción de una señal débil en presencia de una interferencia cercana fuerte. (b) Radar Doppler. (c) Transmisión multicanal.

diversos programas comerciales que introducen modelos no lineales de los dispositivos más comunes (TRT, diodo, varactor, etc.), y que permiten predecir la distorsión armónica producida por los mismos, en régimen de gran señal, con un relativo margen de exactitud dependiendo del grado de no linealidad y del número de armónicos analizables de forma práctica. Para el análisis combinado de ambos comportamientos, aunque se encuentran algunas referencias interesantes [V17][V26], está todavía en una fase de desarrollo muy temprana. En este trabajo el ruido de fase añadido por un dispositivo se obtendrá a partir de medidas, obviando cuál pueda ser su origen. En el capítulo IV, sin embargo, al realizar una revisión tecnológica de los

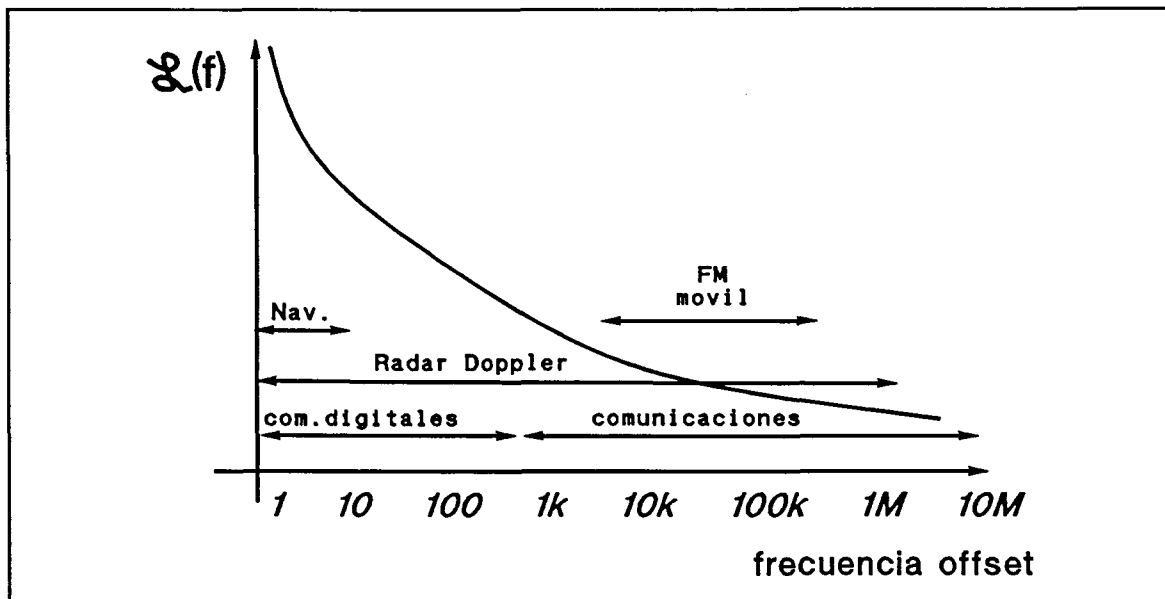


Figura II-8 Rangos de frecuencia offset de interés para distintas aplicaciones.

diferentes bloques constituyentes de un oscilador sintetizado, sí que se resumirán de forma cualitativa algunos de los aspectos más importantes sobre cómo se genera su ruido interno. Generalmente el ruido de fase de un PLO puede reducirse de forma considerable, siguiendo unas sencillas reglas de diseño, -de origen básicamente experimental- y una elección adecuada de dispositivos -TRT bipolar frente a MESFET- o de una determinada tecnología -Silicio frente a AsGa, CMOS frente a TTL, etc.-.

2) Influencia del ruido de un dispositivo en las prestaciones del oscilador sintetizado.

Este estudio, que será tratado profundamente en la tercera parte de esta tesis, permitirá identificar cuáles son los componentes críticos en un sistema, y que por lo tanto deben ser mejorados o substituidos. También permitirá elaborar técnicas de diseño o estudiar topologías para el oscilador sintetizado que minimicen el efecto de los componentes más ruidosos. Al mismo tiempo se establecerán cuáles son las prestaciones que pueden obtenerse actualmente con un diseño determinado, o con unos componentes dados.

3) Degradación de las prestaciones de una comunicación debido al ruido de fase.

Determinar los límites de ruido de fase presentes en una comunicación para que está alcance los mínimos de calidad requeridos es importante, pues permite establecer las especificaciones de ruido para los equipos de comunicaciones. Un cálculo erróneo o sobredimensionado puede llevar a especificaciones demasiado exigentes, que no puedan ser cumplidas o que provoquen un encarecimiento innecesario de los

subsistemas. Este es un tema correspondiente al tratamiento de la señal, al estudio de los distintos métodos de modulación y codificación de las señales, y que por tanto queda alejado del tema de tesis. No obstante, en el capítulo III sí que efectuará el planteamiento general del problema, para poner de manifiesto su relación con los lazos enganchados en fase -a través de los lazos recuperadores de portadora- y la influencia de los osciladores locales de un receptor en la calidad total de la comunicación.

Introducción a los osciladores sintetizados

III.1 Introducción

De un modo amplio, se puede definir la síntesis de frecuencia como el proceso mediante el cual se genera una señal a partir de otra, de igual o distinta frecuencia, pero de mayor estabilidad y pureza espectral. De forma más concreta, en este trabajo se entenderá por oscilador sintetizado de microondas la obtención de una señal a partir de un oscilador de microondas -VCO-, sincronizado en fase mediante un lazo PLL a una señal de menor frecuencia y de gran pureza espectral -referencia-. Abreviadamente se denominará por sus siglas inglesas PLO, -oscilador enganchado en fase-.

La utilización de lazos PLL constituye la técnica más habitual para la realización de osciladores sintetizados. Por este motivo, la literatura básica sobre los mismos es muy abundante. En este capítulo se resumirán únicamente los conceptos más importantes a fin de establecer una nomenclatura adecuada, y como referencia de consulta inmediata para los capítulos posteriores. Además, se expondrá brevemente cuál es la problemática que se va a abordar durante la realización de la presente tesis, y cuáles son los objetivos de la misma. Para un estudio teórico más profundo sobre los lazos enganchados en fase, se puede recurrir a cualquiera de las referencias que se citan a continuación.

Los sistemas PLL están basados en la teoría de servocontrol o de sistemas realimentados. Su estudio es relativamente complejo, pues un tratamiento adecuado de los mismos requiere técnicas de análisis lineales y no lineales. La referencia básica que establece la teoría de los lazos PLL es el trabajo de F.M.Gardner [B3]. En el texto realizado por A.Blanchard [B5] se puede encontrar un estudio exhaustivo, tanto lineal como no lineal, de posibles realizaciones de lazos PLL. Otros autores como R.Best [B9] y H.M.Berlin [B14] tratan el problema desde un punto de vista más práctico, aportando numerosos esquemas de

circuitos y métodos de caracterización del funcionamiento del PLL. Las aplicaciones de los lazos PLL son muy numerosas: adquisición de sincronismo, modulación y demodulación, seguimiento de señales de frecuencia variable, filtros sintonizados, etc. Para cada aplicación, las referencias existentes suelen ser muy especializadas, enfocadas exclusivamente al área de interés en cuestión. La recopilación de artículos realizada por Lindsey [B21][B22] es un excelente muestrario de las aplicaciones más interesantes de los lazos PLL.

Este trabajo se centrará primordialmente en el estudio del ruido de fase en los lazos PLL destinados a la síntesis de frecuencia, con el objetivo de optimizar su pureza espectral. Dado que el estudio del ruido se efectúa en pequeña señal, el PLL puede analizarse en régimen lineal, con el PLL en fase de seguimiento, cuando la sincronización de la señal de referencia y del VCO ya se ha conseguido, y se encuentra perturbada únicamente por el ruido de los diferentes subsistemas. Desde el punto de vista del diseño a partir de requerimientos de ruido del sistema, se puede hacer una división del uso del PLL en dos tipos de aplicaciones, que más adelante se verá que están muy relacionadas entre sí:

- 1) Sincronización remota: El lazo PLL actúa como recuperador de portadora en un receptor coherente: el oscilador local se sincroniza con una referencia remota, inmersa en ruido térmico. En este caso, se puede considerar que el PLL actúa a modo de filtro pasobanda sintonizado, que permite anchos de banda de recepción muy reducidos, y que por tanto mejora la relación señal a ruido efectiva a la entrada del receptor.

- 2) Síntesis de frecuencias: En este caso tanto la referencia como el VCO son locales. El PLL permite sincronizar una señal de alta frecuencia, pero relativamente inestable a un múltiplo de la señal de referencia, de menor frecuencia, para la cual la tecnología permite el diseño de señales de gran pureza espectral -generalmente mediante el uso de resonadores a cristal. De este modo se consigue trasladar las propiedades de estabilidad y bajo ruido de fase de la señal de referencia a frecuencias de microondas.

Ambos puntos de vista han sido ampliamente tratados por J. Berenguer en su tesis doctoral, "Síntesis de frecuencias de microondas mediante sistemas PLL: aplicación a la recepción coherente de señales emitidas por satélite hasta 30 GHz." -Dpt. de teoría de la Señal y Comunicaciones. UPC. septiembre de 1988-. Esta servirá de referencia básica para numerosos apartados de este trabajo, especialmente en la parte concerniente a la realización física de los subsistemas que integran un oscilador sintetizado a frecuencias de microondas. El presente trabajo está enfocado exclusivamente hacia el problema de la síntesis de frecuencia, y consistirá en el refinamiento de algunos aspectos de la técnica de diseño, basado en la caracterización sistemática de los bloques que componen el PLO, tanto desde el punto de vista de función de transferencia, como del ruido de fase añadido por los mismos.

Así, y tal como se ha expuesto anteriormente, los apartados siguientes se destinan a recordar los conceptos básicos sobre sistemas realimentados en general y su aplicación a lazos PLL. Además de una revisión de aquellos conceptos que servirán de referencia inmediata a los capítulos posteriores, se establecerá también la nomenclatura utilizada en este trabajo. Finalmente, se expondrá la problemática que se va a tratar en esta tesis, y se fijarán los objetivos de la misma.

III.2 Servosistemas o sistemas con realimentación

Un PLL es un sistema realimentado, y por tanto su estudio está basado en la teoría general de servosistemas. Aunque el PLL es básicamente un sistema no lineal, el análisis de la respuesta del mismo a las diferentes fuentes de ruido existentes se realiza en situación de enganche. En este supuesto, los bloques constituyentes del PLL pueden linearizarse, quedando determinados a partir de su función de transferencia para las fases. Esto es, las señales de excitación y respuesta de cada uno de estos bloques son fases o fases equivalentes.

La figura III-1 muestra el diagrama de bloques básico de un sistema con realimentación. Cualquier sistema con un único lazo de realimentación puede reducirse al diagrama anterior y estudiarse según la teoría de Laplace. La función de transferencia en lazo cerrado puede calcularse fácilmente. Considerando realimentación negativa, se escribirá

$$H_x(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)R(s)} \quad (\text{III-1})$$

El objetivo primordial de un sistema realimentado es conseguir que su respuesta $Y(s)$ siga a las variaciones de la excitación $X(s)$. Para estudiar la dinámica de este proceso se utiliza la señal de control $E(s)$, que debe anularse cuando se produce un seguimiento perfecto, y que por ello se llama también señal de error. Dicha señal de control responde a las variaciones de la señal de excitación según su propia función de transferencia, que viene dada por

$$H_e(s) = \frac{E(s)}{X(s)} = \frac{X(s) - R(s)Y(s)}{X(s)} = 1 - R(s)H_x(s) = \frac{1}{1 + G(s)R(s)} \quad (\text{III-2})$$

$X(s)$ = Excitación

$Y(s)$ = Respuesta

$E(s)$ = Señal de control o de error

$H_x(s)$ = Función de transferencia (en lazo cerrado)

$G(s)$ = Ganancia directa entrada-salida (sin realimentación)

$R(s)$ = Ganancia de la realimentación

$G_a(s) = G(s)R(s)$ = Ganancia en lazo abierto (con signo positivo)

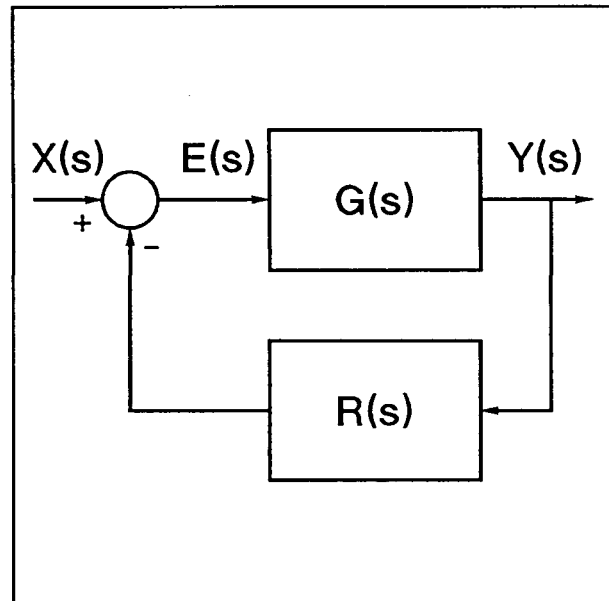


Fig. III-1 Sistema lineal con realimentación negativa.

De este modo, haciendo uso del teorema del valor final, puede evaluarse la respuesta permanente a distintos tipos de excitación

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s X(s) H_e(s) \quad (\text{III-3})$$

Lógicamente, para un seguimiento perfecto, la señal de control o error deberá anularse transcurrido un cierto tiempo desde que la excitación se ha producido.

La función de transferencia del sistema $H_x(s)$ puede expresarse en el dominio frecuencial según:

$$H_x(j\omega) = \frac{G(j\omega)}{1 + G(j\omega)R(j\omega)} \quad (\text{III-4})$$

El carácter fasorial de esta expresión pone de manifiesto la importancia de la ganancia en lazo abierto $G_a(j\omega) = G(j\omega)R(j\omega)$: si para alguna frecuencia $G_a(j\omega) = -1$, entonces la respuesta del sistema a cualquier excitación se hace infinita, produciendo la inestabilidad del mismo. El criterio de Bode proporciona un método sencillo para determinar la estabilidad incondicional de un sistema realimentado, a partir del análisis de su ganancia en lazo abierto.

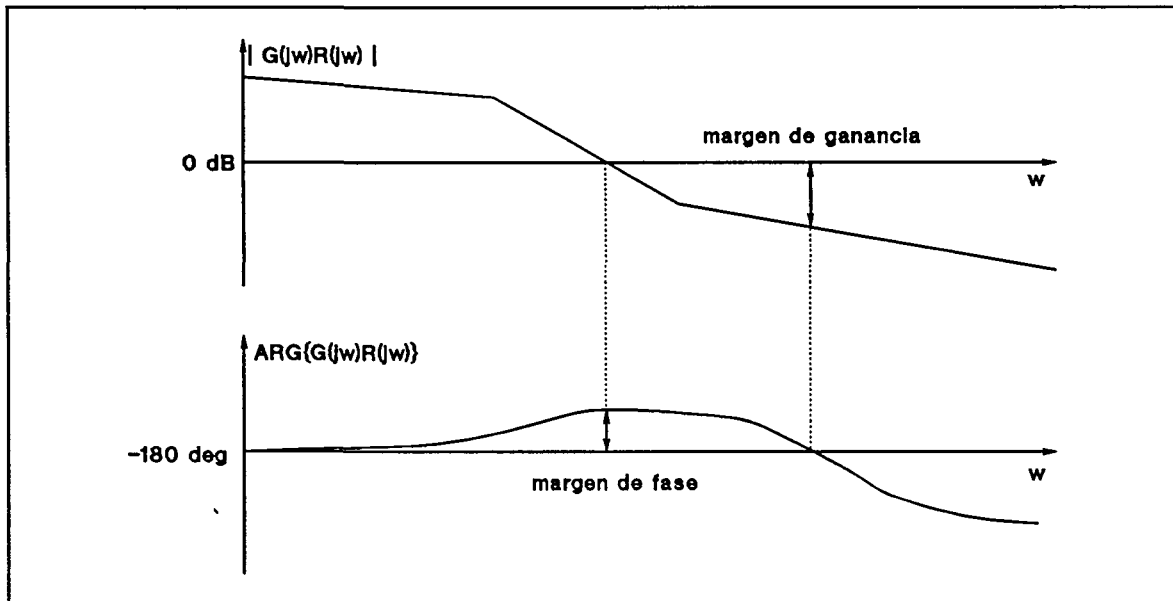


Fig. III-2 Diagramas de Bode de un sistema incondicionalmente estable, en los que se han definido los márgenes de fase y de ganancia.

Para frecuencias crecientes, el módulo de la ganancia en lazo abierto debe reducirse a la unidad (0 dB) antes de que su fase alcance los -180° . La figura III-2 muestra el diagrama de Bode de un sistema incondicionalmente estable. En éste se definen el margen de fase y el margen de ganancia como parámetros que determinan lo alejado que está el sistema de la condición de inestabilidad. Es comúnmente aceptado que un margen de fase entre 40° y 60° , asociado con un margen de ganancia superior a 10 dB, conduce a un diseño suficientemente robusto [B23].

Por tanto, el comportamiento de un sistema realimentado quedará determinado a través del estudio, por orden de importancia, de:

- 1) Estabilidad del sistema. Se realiza a partir de la ganancia en lazo abierto. Llevará a la determinación de los márgenes de fase y de ganancia necesarios para asegurar la estabilidad incondicional del sistema PLL, en previsión de tolerancias y posibles no idealidades de los componentes que lo integran.
- 2) Error de seguimiento. Se debe determinar el grado en que el sistema PLL responde a las perturbaciones más habituales de la señal de excitación $X(s)$. Se estudiará la señal de error para dichas perturbaciones, por medio del teorema del límite. En régimen permanente, lógicamente, la señal de error debe ser mínima, e idealmente, nula.
- 3) Propiedades de filtrado del sistema. A partir de la función de transferencia en lazo

cerrado se determinará la respuesta frecuencial del sistema: ancho de banda, sobreamortiguamiento, atenuación, etc.

Es decir, en primer lugar es necesario asegurar la estabilidad incondicional del sistema, y que éste responda de forma adecuada a las perturbaciones transitorias más habituales que pueda sufrir la señal de excitación. Después se pueden estudiar las propiedades de filtrado de las funciones de transferencia resultantes. Esta aclaración es importante, pues este trabajo estudiará el PLL en régimen lineal y desde el punto de vista de la optimización de su respuesta al ruido de fase. Las conclusiones y reglas de diseño obtenidas en este tercer apartado, solamente serán válidas si cumplen los requisitos impuestos por los apartados anteriores.

III.3.-Estudio lineal de un PLO

Como se ha comentado anteriormente, un PLL es básicamente un sistema realimentado no lineal. La señal de salida del VCO, $V_3(t)$ (figura III-3) se lleva a un detector de fase $V_2(t)$, a través de un divisor de frecuencia, donde se compara con la fase de la señal de referencia $V_1(t)$. La comparación se efectúa mediante la multiplicación de las señales a la entrada del detector. Si la fase de $V_2(t)$ no está en cuadratura con la fase de $V_1(t)$, se produce una señal de error $V_3(t)$. La amplitud de esta señal se denomina constante del detector K_d , pues para errores de fase pequeños es la constante de proporcionalidad entre la tensión de error y la diferencia de fases. La señal $V_3(t)$, convenientemente filtrada, se inyecta al VCO para corregir el error de fase, momento en el cual se dice que se produce el enganche del PLL.

A frecuencias de microondas, el detector de fase utilizado es analógico y se realiza por medio de un multiplicador -un dispositivo no lineal-. Obsérvese que en condición de enganche, $V_1(t)$ y $V_2(t)$ se hallan a la misma frecuencia -sincronismo de frecuencia- y en cuadratura -sincronismo de fase-. Para pequeñas variaciones de la fase de cualquiera de ellas, la señal de error $V_3(t)$ puede aproximarse por una tensión proporcional a dicha variación de fase. En este caso, el sistema se comporta de una forma lineal y se dice entonces que el PLL está en fase de seguimiento. La figura III-3 muestra también el modelo lineal del PLL, con las señales de excitación y respuesta en forma de fases -o fases equivalentes-[B1]. La señal de error $\theta_e(s)$ es la diferencia de fase entre las señales a la entrada del detector. Sin embargo, físicamente no es medible, y por ello algunas referencias llaman señal de error al producto $K_d\theta_e(s)$.

A partir del modelo lineal para las fases pueden obtenerse fácilmente las tres funciones

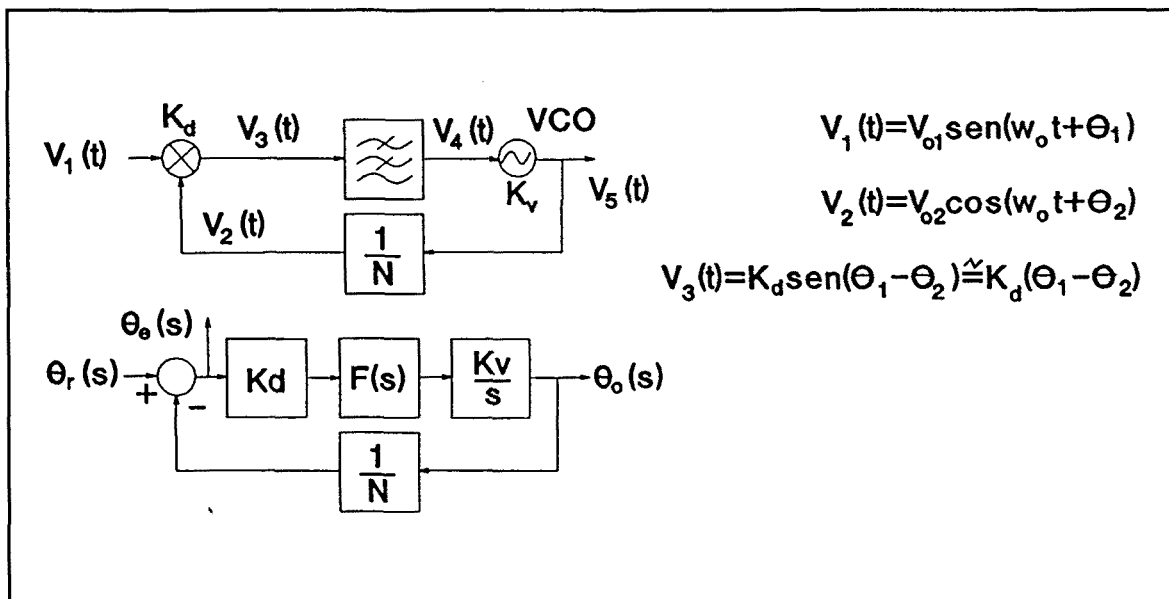


Fig. III-3 Diagrama de bloques simbólico de un PLL de microondas y modelo lineal para las fases del mismo.

de transferencia que determinan su comportamiento: la función de transferencia en lazo cerrado, que denominamos $H_r(s)$ por afectar a la fase de la referencia; la función de transferencia para la señal de error $H_e(s)$, y la ganancia en lazo abierto $G_a(s)$, definidas en el apartado III.2

$$H_r(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_r(s)} = \frac{K_d F(s) \frac{K_v}{s}}{1 + K_d F(s) \frac{K_v}{s} \frac{1}{N}} = N \frac{KF(s)}{s + KF(s)} \quad K = \frac{K_d K_v}{N} \quad \text{(III-5)}$$

$$H_e(s) = \frac{\theta_e(s)}{\theta_r(s)} = \frac{\theta_r(s) - \frac{1}{N} \theta_o(s)}{\theta_r(s)} = 1 - \frac{1}{N} H_r(s) = \frac{s}{s + KF(s)} \quad \text{(III-6)}$$

$$G_a(s) = KF(s) \frac{1}{s} \quad \text{(III-7)}$$

Los lazos PLL se clasifican por su orden -número de ceros del denominador de $H_r(s)$ - y su tipo -número de integradores en el bucle-. Dado que el VCO es un integrador para las fases, y por tanto presenta un polo en el origen, el orden del PLL será el orden del filtro de lazo $F(s)$ más 1. El tipo será también el número de polos en el origen del filtro de lazo

incrementado en una unidad.

La condición más importante que debe cumplir un PLL es, lógicamente, la de estabilidad. Es bien conocido que los bucles de primer y segundo orden son incondicionalmente estables [B3] [B5]. El siguiente paso para determinar el comportamiento de este tipo de bucles sería el de determinar el error que se produce en régimen permanente para las señales de excitación más habituales. La siguiente tabla ofrece un resumen de dichas señales de excitación, expresadas en el dominio temporal y en el dominio transformado.

ESCALON DE FASE	$\theta_r(t) = \Delta \theta u(t)$	$\theta_r(s) = \frac{1}{s} \Delta \theta$
ESCALON DE FRECUENCIA	$\omega_r(t) = \Delta W u(t)$	$\theta_r(s) = \frac{1}{s} \omega_r(s) = \frac{1}{s^2} \Delta W$
RAMPA DE FRECUENCIA	$\omega_r(t) = \Delta \dot{W} t u(t)$	$\theta_r(s) = \frac{1}{s} \omega_r(s) = \frac{1}{s^3} \Delta \dot{W}$

Por ejemplo, el error en régimen permanente que se produce en un PLL cuando la excitación es un escalón de frecuencia -o rampa de fase- puede obtenerse a partir de

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \theta_e(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \theta_r(s) H_e(s) \quad (\text{III-8})$$

resultando ser

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\Delta W}{s^2} \frac{s}{s + KF(s)} = \frac{\Delta W}{KF(0)} \quad (\text{III-9})$$

El error será tanto menor cuanto mayor sea la ganancia en continua del filtro de lazo, siendo nulo si éste contiene al menos un integrador -polo en el origen-. La tabla siguiente da el error de fase en régimen permanente para las excitaciones anteriores, y los filtros de lazo de primer y segundo orden más comunes.

TIPO DE PLL		F(s)	ESCALON DE FASE	ESCALON DE FRECUENCIA	RAMPA DE FRECUENCIA
n=1	tipo=I	1	0	$\frac{\Delta W}{KF(0)}$	∞
n=2	tipo=I	$\frac{1}{1 + \tau_1 s}$	0	$\frac{\Delta W}{KF(0)}$	∞
	tipo=I	$\frac{1 + \tau_2 s}{1 + \tau_1 s}$	0	$\frac{\Delta W}{KF(0)}$	∞
	tipo=II	$\frac{1 + \tau_2 s}{\tau_1 s}$	0	0	$\frac{\Delta W \tau_1}{K}$

Se observa que el PLL de segundo orden tipo II es el único que puede seguir un escalón de frecuencia sin error. Además, también sigue a una rampa de frecuencia, aunque con un error acotado. Recordando que es incondicionalmente estable, se comprende que se constituya, salvo aplicaciones puntuales, en el filtro universalmente utilizado.

Los textos de teoría básica de PLLs presentan el estudio del resto de los filtros de la tabla anterior a modo ilustrativo. La única ventaja de estos filtros sería la de ser realizables con elementos pasivos. El PLL de segundo orden tipo II, al poseer un integrador, debe realizarse forzosamente con un filtro activo. Aunque [B3] y [B5] citan este requerimiento como una desventaja, en la actualidad no constituye ningún inconveniente, dada la enorme evolución de los amplificadores operacionales, en cuanto a prestaciones y precio.

Este trabajo considera fundamentalmente la realización del filtro de segundo orden tipo II, debido a las ventajas que presenta respecto de otras realizaciones. Así, utilizando como función de transferencia para el filtro de lazo la célula retardo avance (lag-lead) ideal, dada por

$$F(s) = \frac{1 + \tau_2 s}{\tau_1 s} \tag{III-10}$$

cuya realización física habitual es el esquema (a) de la figura III-5, La función de transferencia en lazo cerrado para dicho filtro será

$$H_r(s) = N \frac{\frac{K\tau_2}{\tau_1}s + \frac{K}{\tau_1}}{s^2 + \frac{K\tau_2}{\tau_1}s + \frac{K}{\tau_1}} = N \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{III-11})$$

con $K=K_dK_v/N$ la constante del PLL. Esta es la expresión de un filtro paso bajo de segundo orden, cuyos parámetros fundamentales son su frecuencia natural ω_n y el coeficiente de amortiguamiento ξ . Están relacionados con las constantes de tiempo del filtro de lazo según

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{\tau_1}} \quad \xi = \frac{1}{2}\tau_2\omega_n \quad (\text{III-12})$$

Desde el punto de vista del diseño se procede, lógicamente, en sentido inverso. A partir de los requerimientos de respuesta frecuencial del PLL se establecen los parámetros ω_n y ξ necesarios, y se sintetiza un filtro de lazo de constantes de tiempo dadas por

$$\tau_1 = \frac{K}{\omega_n^2} \quad \tau_2 = \frac{2\xi}{\omega_n} \quad (\text{III-13})$$

Los parámetros de diseño f_n y ξ , aunque poseen un sentido muy intuitivo y universalmente reconocido, sólo están definidos en un diseño de segundo orden, y por tanto tienen la desventaja de no permitir una fácil comparación entre las prestaciones del filtro de segundo orden con otros tipos de diseño. En este sentido, es mejor trabajar con dos magnitudes comunes a cualquier diseño de un lazo PLL: el margen de fase MF y la frecuencia f_0 , definida como la frecuencia a la cual la ganancia en lazo abierto $G_a(s)$ se hace la unidad (0 dB), que es la frecuencia a la cual se determina MF. Para el PLL de segundo orden tipo II, ambos conjuntos de parámetros están relacionados según -[B4]-

$$f_0 = f_n \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 + 1}} \quad (\text{III-14})$$

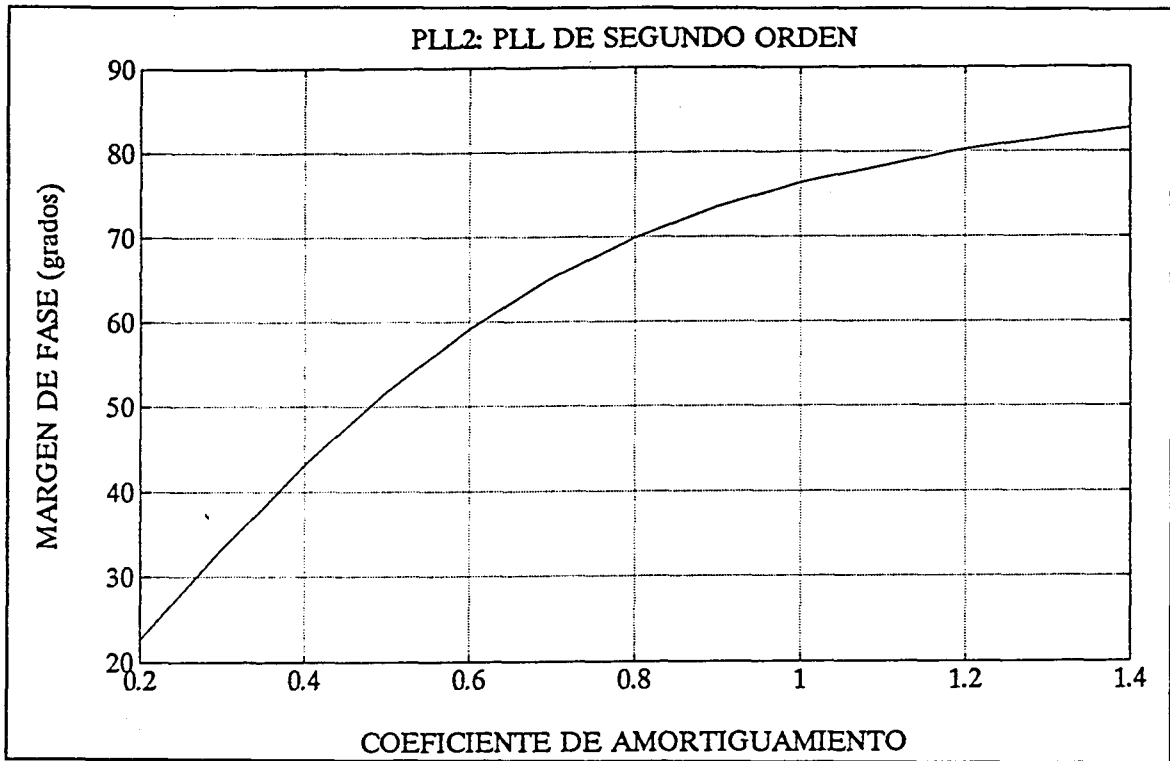


Fig. III-4 Margen de fase de un PLL de segundo orden en función de su constante de amortiguamiento ξ .

$$MF = \arctg \left\{ 2\xi \frac{f_0}{f_n} \right\} = \arctg \left\{ 2\xi \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 + 1}} \right\} \quad (III-15)$$

Desde el punto de vista de diseño -determinación de las constantes de tiempo del filtro de lazo $F(s)$ - se procede del siguiente modo: A partir del margen de fase deseado se obtiene la constante de amortiguamiento ξ (fig.III-4). Seguidamente, a partir de la frecuencia f_0 deseada y de ξ , se determina la frecuencia natural f_n , y ya se pueden sintetizar las constantes del filtro de lazo τ_1 y τ_2 según ec.III-13.

En este punto, y en relación con lo expuesto en III.2, es necesario advertir que la elección de un determinado filtro para el PLL no sólo determina las propiedades del mismo en régimen lineal, sino que también afecta al PLL en régimen no-lineal. Así, un valor ξ reducido proporciona el mejor filtrado de las altas frecuencias, asociado, eso sí, a un sobreamortiguamiento en las cercanías de ω_n . Sin embargo, aunque este sobreamortiguamiento fuese aceptable desde el punto de vista del filtrado, un valor ξ demasiado bajo puede provocar un sobreimpulso en los transitorios que lleve al VCO fuera de su margen de operación lineal y desestabilice el lazo -aún siendo el PLL de segundo orden, en teoría, incondicionalmente estable-. Por este motivo es conveniente elegir un valor del coeficiente

de amortiguamiento en el margen de 0.5 a 1.5, que proporciona unas buenas prestaciones en cuanto a filtrado, con un sobreimpulso -y un sobreamortiguamiento- aceptables.

En cuanto a la frecuencia natural ω_n , está muy relacionada con el ancho de banda en el cual el PLL se comporta de forma lineal (margen de hold-in). Valores pequeños de este parámetro darán problemas de enganche y de pérdida de sincronismo con cierta facilidad. Cualquiera de las referencias básicas citadas anteriormente proporcionan un estudio en profundidad de la relación entre las propiedades del PLL en régimen lineal y no lineal. En este sentido, una expresión útil, obtenida de [B18], es la que da el margen de HOLD-IN del PLL, definido como el margen de frecuencia de la señal de referencia para el cual el PLL es capaz de mantener el sincronismo, partiendo de una situación de enganche:

$$\Delta \omega_H = 2K_d K_v F(0) \quad (\text{III-16})$$

III.3.1 El PLL de tercer orden

En este apartado se realiza una breve introducción al PLL de tercer orden, con motivo de su creciente uso en diversas aplicaciones [B1][B6][B19][C16][S16]. Servirá, además, para poner de manifiesto la utilidad de los parámetros MF y f_o -introducidos en el apartado anterior- en la comparación de las prestaciones de PLLs de distinto orden y tipo.

El PLL de tercer orden se utiliza tradicionalmente en aquellas aplicaciones que requieren un seguimiento de variaciones lineales de frecuencia con error nulo. En el estudio de los PLL de segundo orden ya se vio que esto no es posible sin añadir un nuevo polo al filtro de lazo. La función de transferencia comúnmente utilizada para el filtro de lazo es

$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1(1 + \tau_3 s)} \quad (\text{III-17})$$

que se corresponde con el PLL de tercer orden tipo II. Según la aplicación, $F(s)$ admite diversas realizaciones (figura III-5)

-El filtro (b) de la figura III-5 resulta de añadir una red RC a la salida del filtro del PLL de segundo orden. Tiene la utilidad de que permite considerar en dicha red los efectos de la capacidad paralelo del acceso de modulación del VCO, así como la

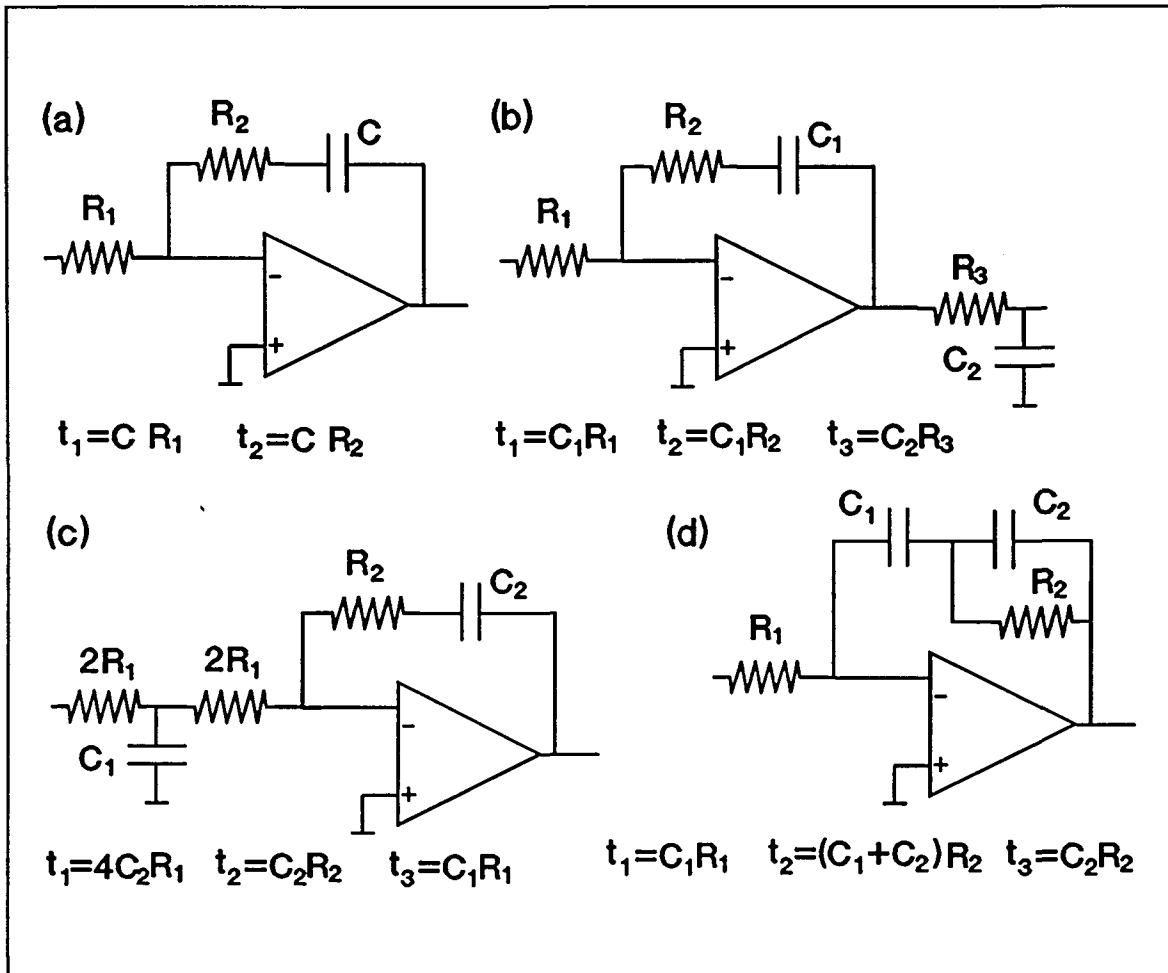


Fig. III-5 Realización típica para el filtro de lazo del PLL de segundo orden tipo II -(a)- y para el PLL de tercer orden tipo II -(b),(c) y (d)-

impedancia de salida del amplificador operacional. Sin embargo, su principal desventaja reside en que τ_2 y τ_3 no son independientes y puede dar lugar a un diseño inestable [B19][B21][S16].

-El filtro (c) de la figura III-5 se obtiene al añadir la red RC a la entrada del filtro de lazo de un PLL de segundo orden, con el mismo inconveniente que el anterior. Se utiliza principalmente cuando los detectores de fase son digitales y la frecuencia de referencia es elevada. La red RC inicial efectúa un prefiltrado de la señal de salida del detector, para evitar que los pulsos de alto nivel y muy corta duración lleven al amplificador operacional a la saturación, o excedan su respuesta frecuencial y no puedan ser debidamente integrados [S16].

-El diseño (d) presenta una topología alternativa a las anteriores, con la particularidad de que siempre se cumplirá que $\tau_3 < \tau_2$, y el diseño es incondicionalmente estable, tal

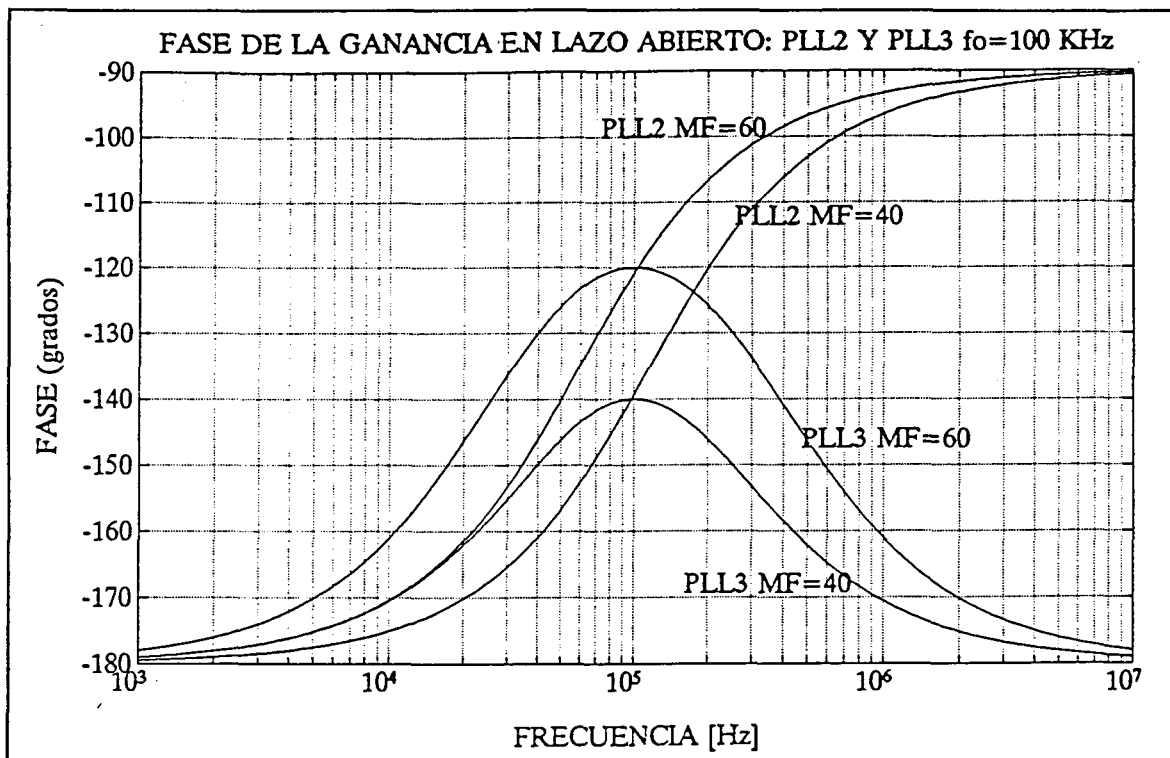


Fig. III-6 Fase de la ganancia en lazo abierto de lazos PLL de segundo y tercer orden. Diseño para un margen de fase de 40° y 60° y $f_0 = 100$ KHz, según las ecuaciones de diseño propuestas.

como se ve en [S16][A9].

El diseño de $F(s)$ puede realizarse según dos criterios. El primero consiste en hacer que la tercera constante de tiempo, τ_3 , influya mínimamente en las propiedades de filtrado del PLL ($\tau_3 \ll \tau_2$), que corresponderán a la respuesta del PLL de segundo orden tipo II. El efecto de alta frecuencia de τ_3 se utilizará únicamente para estudiar la estabilidad del diseño, que en este caso ya no será incondicionalmente estable. Esta opción se utiliza en los filtros (b) y (c), en los cuales la segunda red RC es añadida por cuestiones ajenas a las propiedades de filtrado requeridas al filtro de lazo. La otra posibilidad -válida en los tres casos- es la de realizar un diseño de tercer orden, utilizando ecuaciones que relacionen las tres constantes de tiempo, de forma que se maximice el margen de fase a una determinada frecuencia. En [B1] o [S16] se obtienen las ecuaciones de diseño, que proporcionan el valor de las constantes de tiempo del filtro de lazo en función del margen de fase deseado MF y de la frecuencia f_0 :

$$\tau_3 = \frac{\sec\{MF\} - \operatorname{tg}\{MF\}}{\omega_0} \quad (\text{III-18})$$

$$\tau_2 = \frac{1}{\omega_o^2 \tau_3} \quad \text{(III-19)}$$

$$\tau_1 = \frac{K_o K_d \left[(\omega_o \tau_2)^2 + 1 \right]^{\frac{1}{2}}}{N \omega_o^2 \left[(\omega_o \tau_3)^2 + 1 \right]} \quad \text{(III-20)}$$

La figura III-6 muestra la fase de la ganancia en lazo abierto para un diseño de segundo y tercer orden tipo II, realizado para que presente un margen de fase de 40° y 60° a $f_o = 100$ KHz. Antes de comparar las prestaciones de los PLLs de segundo y tercer orden, es conveniente determinar cuál es la respuesta de los mismos al ruido de fase.

III.3.2 Ruido de fase en un PLO

Si se considera que todos los componentes que integran un PLL pueden ser fuentes de ruido, éste se comporta como un sistema lineal MISO (múltiple input simple output) de múltiples señales de excitación y una única respuesta, la salida del PLO. Las entradas corresponderán a las fuentes de ruido añadido por cada componente. En régimen lineal, podrá obtenerse la señal de salida del PLO como suma de la respuesta a cada una de las excitaciones. Esto es

$$\theta_o(s) = \sum H_i(s) \theta_i(s) \quad \text{(III-21)}$$

con

θ_i : excitación en el punto i del sistema

H_i : función de transferencia del punto i a la salida

Si las excitaciones no son señales determinísticas, deberán tratarse de forma estadística. La densidad espectral de fluctuaciones de fase a la salida del PLO podrá calcularse, para fuentes de ruido independientes, según

$$S_o(f_m) = \sum S_i(f_m) |H_i(f_m)|^2 \quad \text{(III-22)}$$

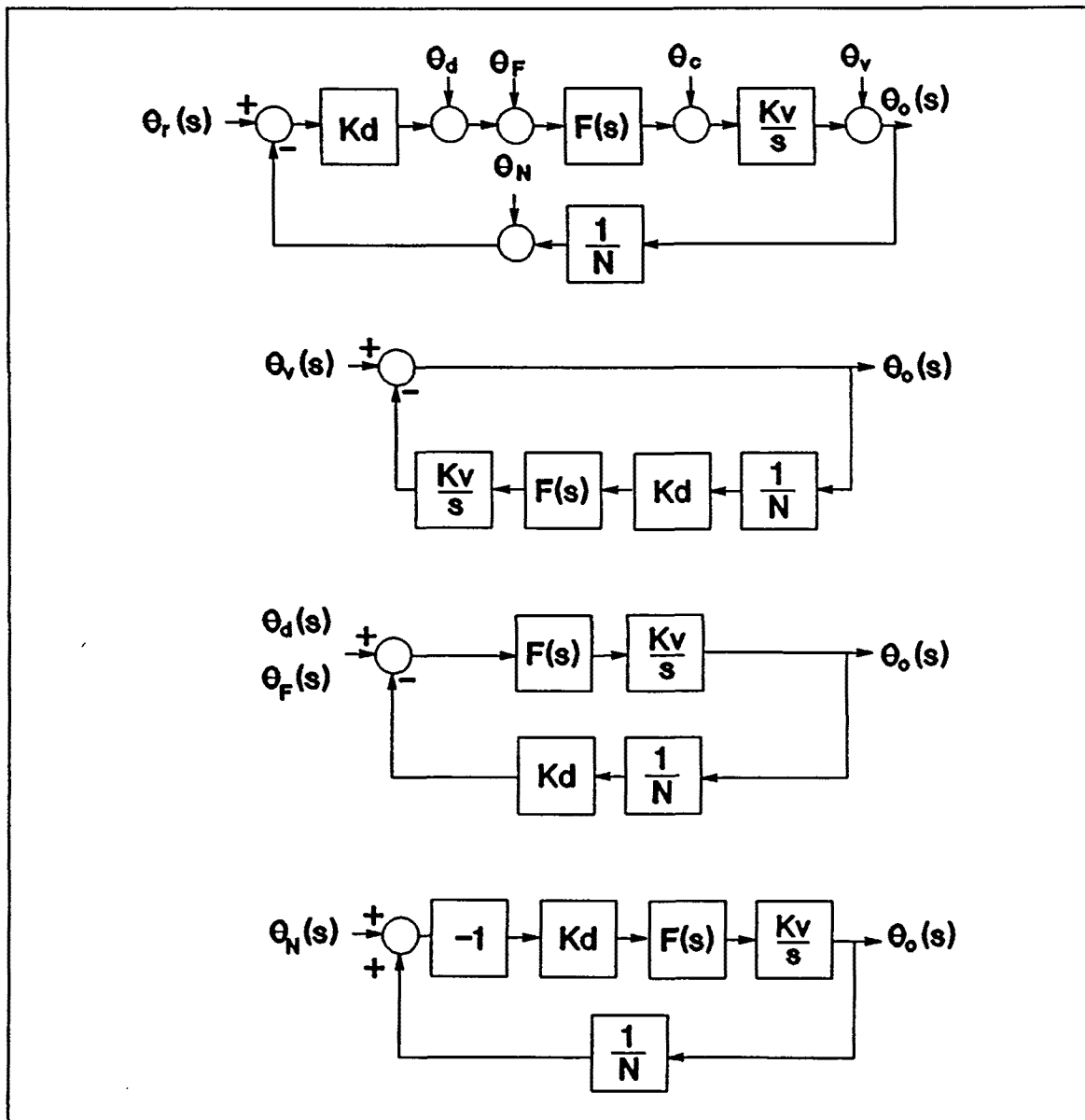


Fig. III-7 Diagrama de bloques lineal de un PLL con las contribuciones de ruido más significativas, y función de transferencia para las mismas.

Para simplificar la nomenclatura y los cálculos se trabaja con señales determinísticas (transformada de Laplace) utilizándose la densidad espectral de potencia únicamente cuando es necesario. La figura III-7 muestra el modelo general del PLL con las contribuciones de ruido más significativas: $\theta_d(s)$ ruido del detector de fase; $\theta_F(s)$, ruido del filtro de lazo; $\theta_v(s)$, ruido del VCO; $\theta_N(s)$, ruido del divisor de frecuencia; y $\theta_c(s)$, ruido del acceso de control del VCO. Para cada una de estas señales de excitación el sistema puede reducirse al diagrama básico de la figura III-1, con lo cual la expresión de cada función de transferencia en lazo cerrado individual es inmediata (ec. III-1). En el capítulo IV se realizará un estudio completo de la influencia del ruido de cada subsistema en el ruido total del PLO.

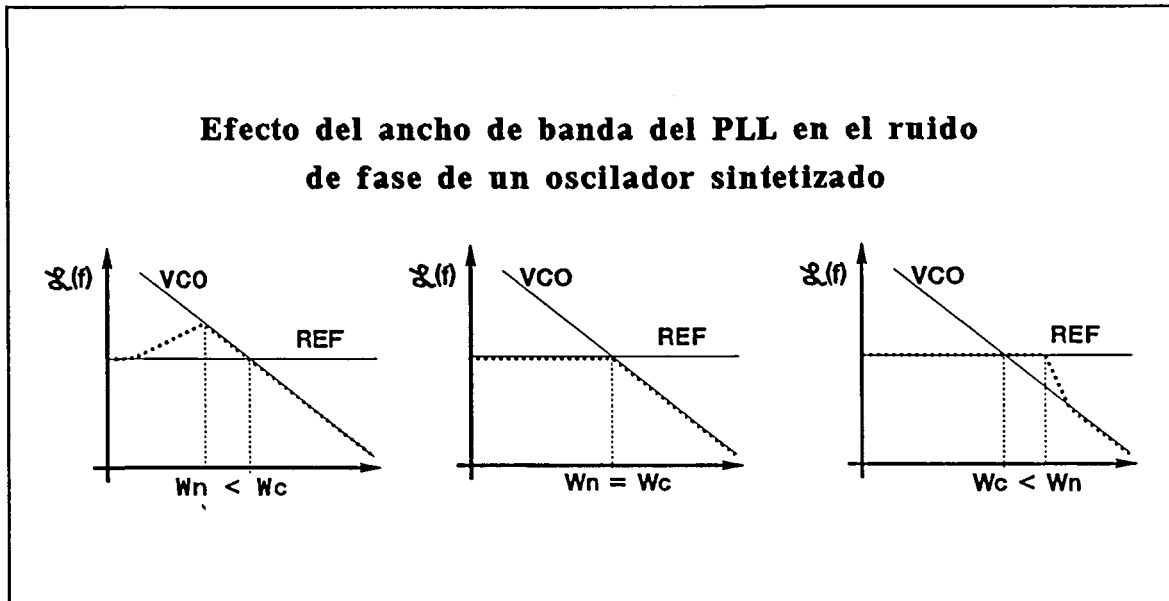


Fig. III-8 El ancho de banda óptimo para mínimo ruido se da con $\omega_n = \omega_c$, con ω_c la frecuencia de cruce de las curvas de ruido del VCO y la referencia, normalizadas a la misma frecuencia.

En un primera aproximación, y de acuerdo con el tratamiento tradicional del análisis del ruido en un PLL, se considera que los únicos dispositivos ruidosos son el oscilador de referencia y el VCO. Para éstos, la función de transferencia del PLL de segundo orden es, respectivamente:

$$H_r(s) = N \frac{KF(s)}{s + KF(s)} = N \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \tag{III-23}$$

$$H_v(s) = \frac{s}{s + KF(s)} = 1 - \frac{1}{N} H_r(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \tag{III-24}$$

y la densidad espectral de ruido de fase a la salida del PLO vendrá dada por

$$S_o(f_m) = S_r(f_m) |H_r(f_m)|^2 + S_v(f_m) |H_v(f_m)|^2 \tag{III-25}$$

Esto es, el ruido del PLO está constituido por el ruido de la referencia filtrado paso bajo y amplificado en N^2 -N es denominado factor de multiplicación del PLL; y el ruido del VCO filtrado paso alto con ganancia unidad. La frecuencia de corte de ambos filtros está en las cercanías de la su frecuencia natural ω_n . En la figura III-8 se muestran las curvas de ruido

típicas de un VCO y de una señal de referencia (amplificada en $20\log N$, si $N \neq 1$). Claramente se observa que el ruido del PLO será mínimo si las funciones de transferencia en lazo cerrado se diseñan para $\omega_n = \omega_c$, siendo ω_c la frecuencia de cruce -crossover frequency- de las dos curvas de ruido.

Hay que tener en cuenta, sin embargo, que la condición de diseño $\omega_n = \omega_c$ lleva a la condición de ruido mínimo para el PLO solamente de una forma aproximada. Las funciones de transferencia para el ruido de la referencia y del VCO no proporcionan un filtrado ideal del ruido, sino que presentan una cierta pendiente en la banda atenuada, así como un sobreamortiguamiento en la zona de transición.

La frecuencia f_o , además de ser un parámetro común a cualquier diseño de PLL, tiene la propiedad de ser la frecuencia a la cual el PLL presenta la misma atenuación al ruido de la referencia y al del VCO. Está por tanto muy cerca del ancho de banda del PLL, y puede tomarse como tal en una primera aproximación. Recuérdese que, en realidad, existen numerosas definiciones del ancho de banda del PLL.

Veamos cómo, efectivamente, f_o es un buen parámetro de diseño. La ganancia en lazo abierto del PLL puede escribirse como

$$G_a(j\omega) = K_d F(j\omega) \frac{K_v}{j\omega} \quad (\text{III-26})$$

A la frecuencia f_o , por definición, su módulo valdrá la unidad, y podrá escribirse como

$$G_a(j\omega_o) = e^{-j\phi_o} \quad (\text{III-27})$$

con lo cual, para $N=1$ -lo cual es equivalente a trasladar el ruido de la señal de referencia a la frecuencia del VCO- se tendrá

$$H_r(j\omega_o) = \frac{e^{-j\phi_o}}{1 + e^{-j\phi_o}} \quad (\text{III-28})$$

$$H_v(j\omega_o) = \frac{1}{1 + e^{-j\phi_o}} \quad (\text{III-29})$$

y se cumple que $|H_r(j\omega_o)| = |H_v(j\omega_o)|$. Además, como el margen de fase se puede expresar

como $MF = 180^\circ - \phi_o$, para la atenuación se podrá escribir

$$|H_r(j\omega_o)| = \frac{1}{|1 + e^{-j\phi_o}|} = \frac{1}{2 \cos \left[\frac{MF - 180^\circ}{2} \right]} \quad (\text{III-30})$$

Obsérvese que para márgenes de fase inferiores a 60° se tiene amplificación del ruido a f_o , mientras que para valores superiores se produce atenuación. Las figuras III-9 y III-10 comparan las propiedades de filtrado del PLL de segundo y tercer orden para un margen de fase de 40° y 80° . Se observa que un margen de fase reducido presenta mayor sobreamortiguamiento en la zona de transición, pero una caída más pronunciada de la curva en las bandas atenuadas. La comparación muestra también que los diseños de segundo y tercer orden tipo II tienen un comportamiento muy similar, especialmente si el margen de fase es elevado. En el primer caso, la referencia es atenuada en 20 dB/dec, debido a la presencia de un cero en su numerador. El ruido de la señal de referencia del diseño de tercer orden, por su parte, es atenuada en 40 dB/dec. Desde el punto de vista del ruido, ésta es la principal ventaja que se cita a favor de la utilización del PLL de tercer orden frente al diseño de orden dos. Además, en el caso de que se utilicen frecuencias de referencia de valor reducido, el filtro de tercer orden aumenta el aislamiento entre ésta y el acceso del VCO. De esta forma se evita que aparezcan, en la señal sintetizada, bandas de modulación a la frecuencia de la referencia. La atenuación del VCO es de 40 dB/dec en los dos casos, aunque superior en el diseño de segundo orden.

Al elegir el diseño del filtro se debe tener en cuenta, tanto su atenuación, como el hecho de que el ruido de la referencia y del VCO no es plano, sino que presenta una cierta pendiente. En la figura III-11 se representan unas curvas de ruido típicas de un VCO (con caída de 30 dB/dec) y de una referencia (0 dB/dec). Con trazo discontinuo se muestra el ruido total a la salida de un PLO de segundo orden con un diseño de $MF = 40^\circ$ y $MF = 80^\circ$ y $f_o = 100$ KHz, elegida a la frecuencia de cruce de dichas curvas. Obsérvese que existe un compromiso entre el exceso de ruido en la zona de transición, debido al sobreamortiguamiento -márgenes de fase reducidos-, y un exceso de ruido en las bandas atenuadas por una atenuación insuficiente -márgenes de fase elevados-.

III.4 Especificaciones de ruido en un PLO

Las prestaciones de un lazo PLL pueden evaluarse a partir de un gran número de parámetros, a veces incompatibles entre sí: ancho de banda, margen de seguimiento, tiempo

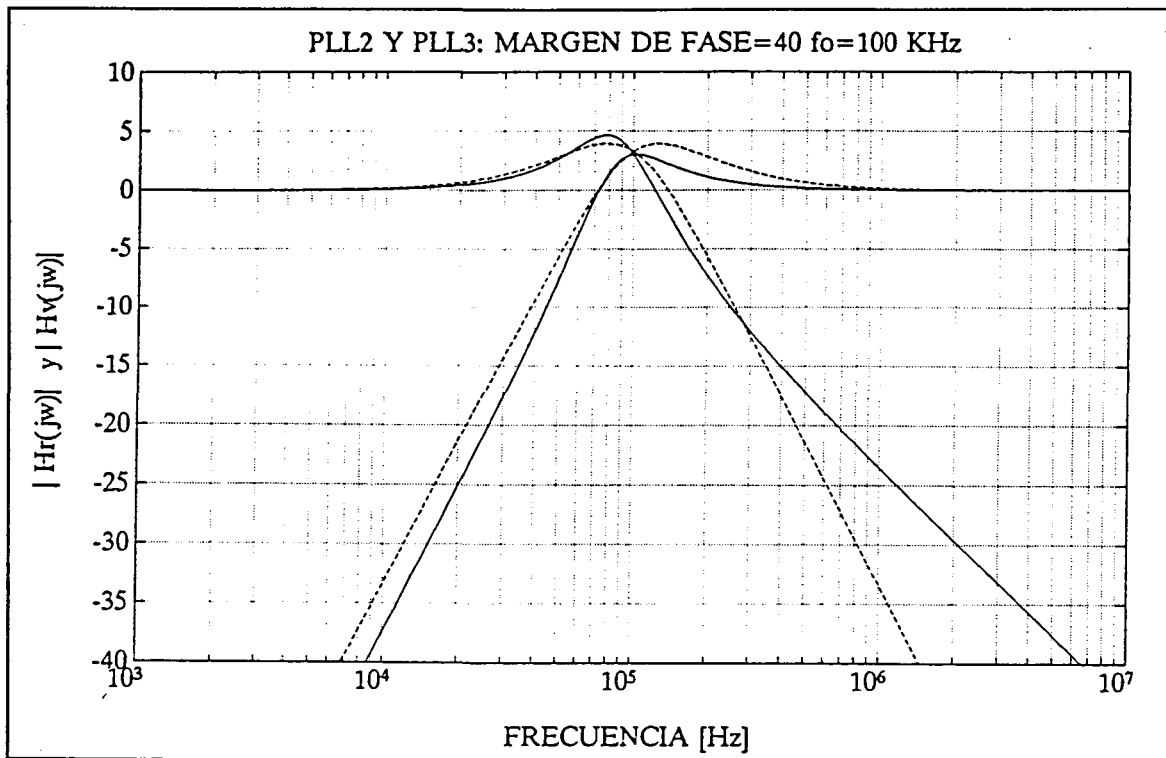


Fig. III-9 Respuesta al ruido del VCO y de la referencia para un PLL de segundo orden (—) y tercer orden (- -) y margen de fase 40°.

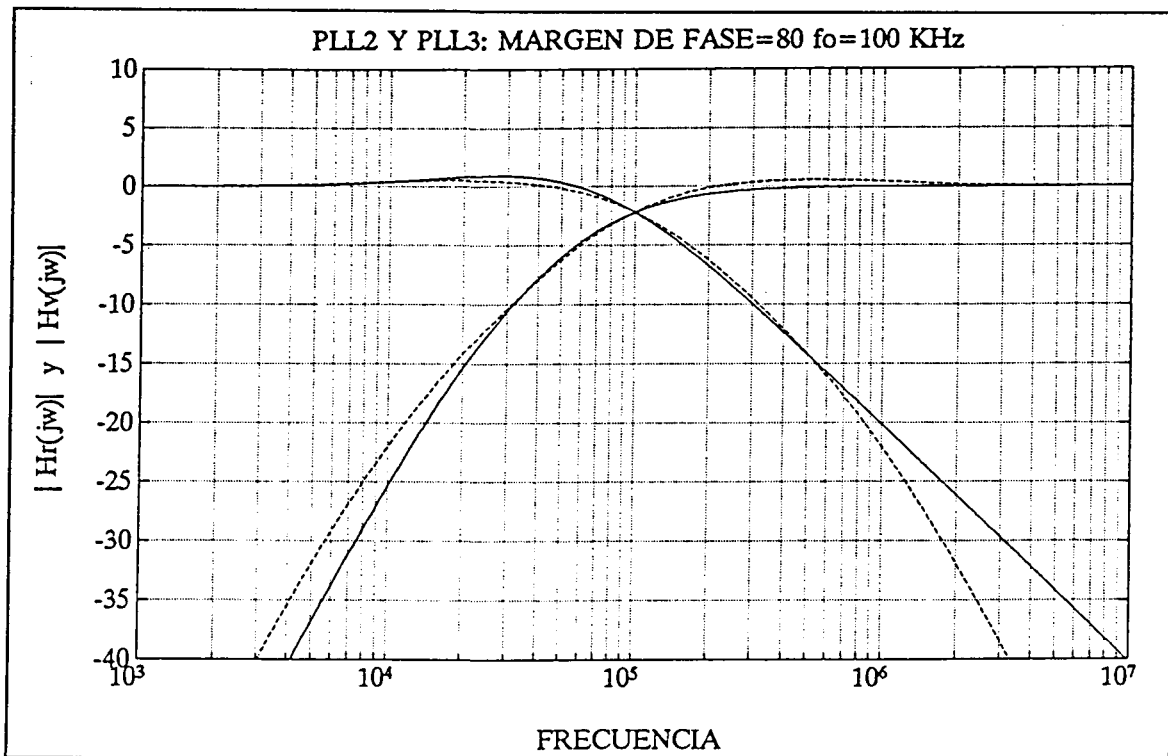


Fig. III-10 Respuesta al ruido del VCO y de la referencia para un PLL de segundo orden (—) y tercer orden (- -), para margen de fase de 80°.

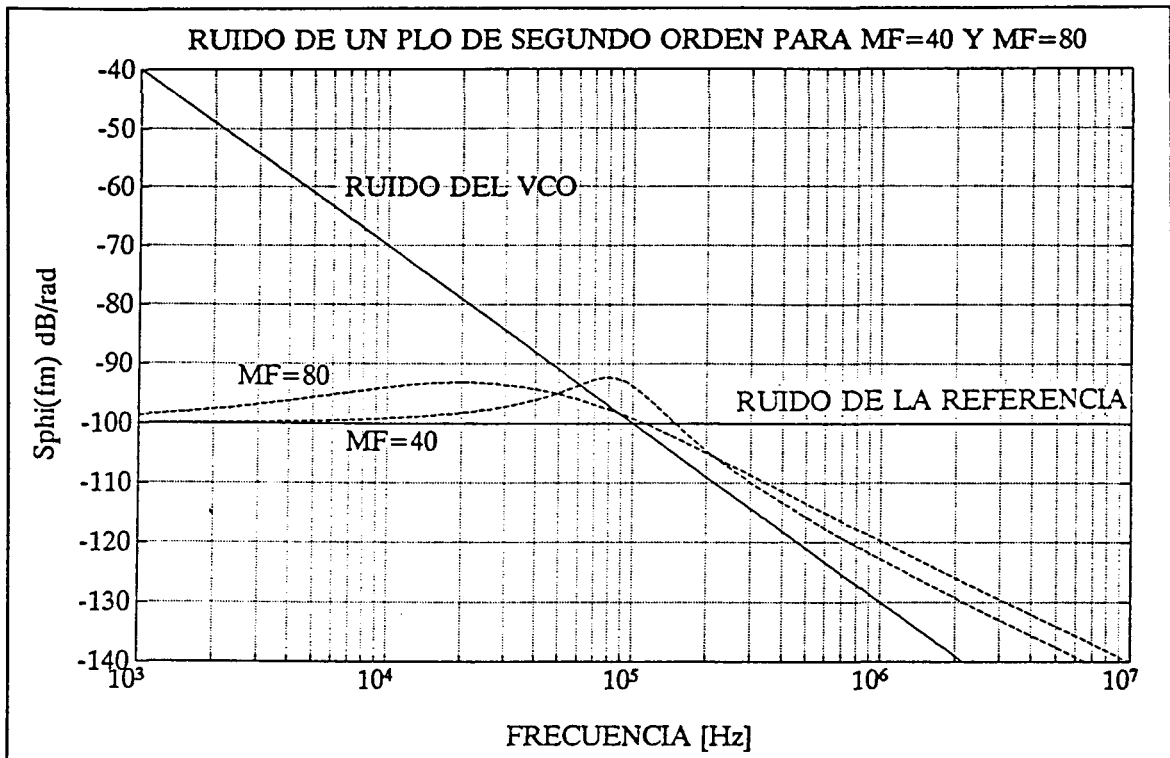


Fig. III-11 Ruido total de un PLO con un diseño de segundo orden y margen de fase de 40° y 80°, tomando f_0 la frecuencia de corte de las curvas de ruido.

de adquisición, máximo error de velocidad, etc. La mayor o menor importancia de cada uno de ellos dependerá de la aplicación concreta del PLL, y en general deberá alcanzarse un compromiso entre los más relevantes. Sin embargo, la respuesta del PLL al ruido se encuentra siempre entre las condiciones de diseño más restrictivas, para cualquier tipo de aplicación, pues siempre afecta drásticamente la calidad del sistema. A continuación veremos dos tipos de diseño de osciladores sincronizados en fase, basados ambos en criterios de ruido, y que están muy relacionados entre sí: la sincronización remota y la síntesis de frecuencia.

III.4.1 Sincronización remota

La sincronización remota -o recuperación de portadora- es necesaria en los receptores que utilizan demodulación coherente. El lazo PLL permite sincronizar en fase el oscilador local con la referencia remota, que se recibe inmersa en ruido térmico, para poder efectuar la demodulación. A continuación se verá que, en este caso, el PLL puede tratarse como un filtro sintonizado a la referencia remota, y que por tanto permite filtrados muy estrechos de la señal recibida, aumentando la relación señal a ruido efectiva del receptor.

Sea una señal de referencia $y_R(t)$, de amplitud de pico A , a frecuencia absoluta $f=f_0$,

inmersa en ruido térmico pasobanda, $n(t)$, de media nula y densidad espectral de potencia unilateral N_o en un ancho de banda W , centrado en f_o (figura III-12)

$$y_R(t) = A \text{sen}(\omega_o t + \theta_R) + n(t) \quad (\text{III-31})$$

$n(t)$ puede escribirse según sus componentes en fase y cuadratura, a partir de las componentes de ruido en banda base $n_1(t)$ y $n_2(t)$

$$n(t) = n_1(t) \cos \omega_o t - n_2(t) \text{sen} \omega_o t \quad (\text{III-32})$$

donde $n_1(t)$ y $n_2(t)$ son señales en banda base, de media nula y con una densidad espectral de potencia unilateral $2N_o$ en el margen $[0, W/2]$ (figura III-12). El valor cuadrático medio de $n(t)$, calculado a partir de $n_1(t)$ y $n_2(t)$ es, lógicamente

$$\overline{n^2(t)} = \overline{n_1^2(t) \cos^2 \omega_o t} + \overline{n_2^2(t) \text{sen}^2 \omega_o t} = N_o W \quad (\text{III-33})$$

Si esta señal es detectada mediante un multiplicador ideal, atacado en su otro acceso por una señal $y_V(t)$ en cuadratura, de amplitud B

$$y_V(t) = B \cos(\omega_o t + \theta_V) \quad (\text{III-34})$$

a la salida del multiplicador ideal -rechazando los términos de frecuencia doble- se obtendrá una señal

$$y_e(t) = \frac{AB}{2} \text{sen}(\theta_R - \theta_V) + \frac{B}{2} n_1(t) \cos \theta_V + \frac{B}{2} n_2(t) \text{sen} \theta_V \quad (\text{III-35})$$

Esta expresión se compone de dos términos. El primero depende del error de fase $\Delta\theta = \theta_R - \theta_V$, y el segundo del ruido térmico presente a su entrada. Para errores de fase pequeños, la función seno puede aproximarse por su argumento, y la expresión anterior se escribirá

$$y_e(t) \approx K_d [\Delta\theta + \theta_n(t)] \quad (\text{III-36})$$

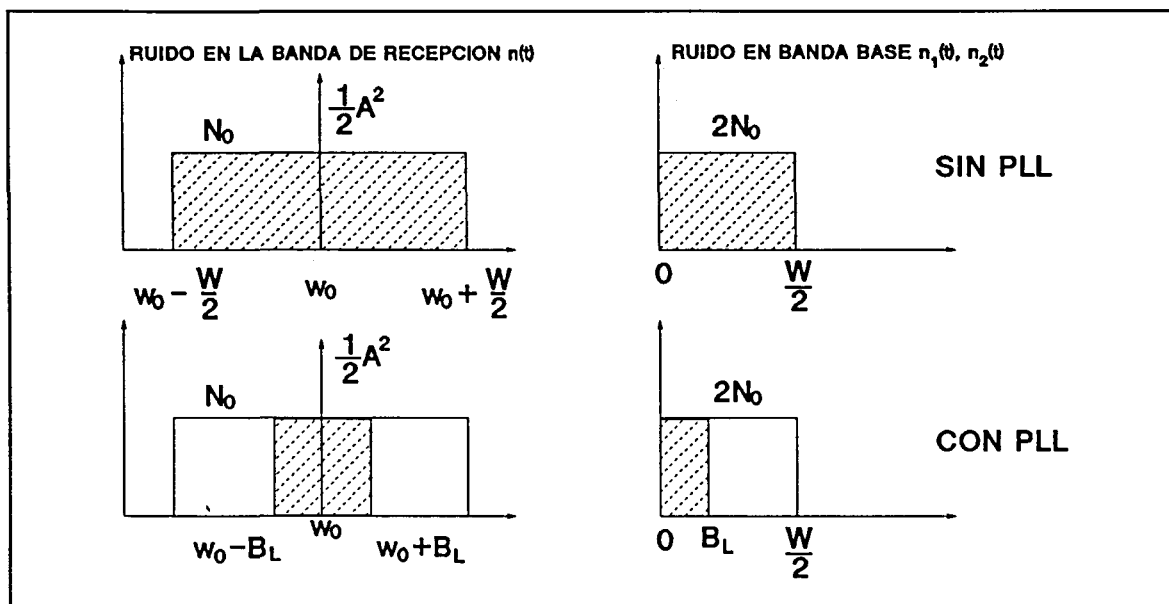


Fig. III-12 Densidad espectral unilateral de ruido en recepción y en banda base, para el caso de utilizar un PLL, como filtro sintonizado, para reducir el ancho de banda de recepción.

En la cual se ha denominado K_d -constante del detector- al factor que afecta al error de fase $\Delta\theta$. En el caso de errores de fase reducidos, el término de origen térmico $\theta_n(t)$ puede considerarse un ruido de fase equivalente de la señal de referencia, pues a la salida del detector es como si, efectivamente, la señal de entrada $y_R(t)$ hubiese sido

$$y_R(t) = A \text{sen}(\omega_o t + \theta_R + \theta_n(t)) \tag{III-37}$$

La estadística de la señal $\theta_n(t)$ es muy importante para determinar su influencia en la calidad de la recepción. A partir de las expresiones anteriores, su expresión es

$$\theta_n(t) = \frac{n_1(t)}{A} \cos\theta_v + \frac{n_2(t)}{A} \text{sen}\theta_v \tag{III-38}$$

Así, $\theta_n(t)$ es una señal de media nula y varianza dada por

$$\overline{\theta_n^2(t)} = \frac{\overline{n_1^2(t)}}{A^2} \cos^2\theta_v + \frac{\overline{n_2^2(t)}}{A^2} \text{sen}^2\theta_v = \frac{2N_o}{A^2} \frac{W}{2} \tag{III-39}$$

Que supone una densidad espectral de potencia unilateral constante en el margen $[0, W/2]$, de

valor

$$S_n(f_m) = \frac{2N_o}{A^2} = \frac{1}{SN_oR} \quad (\text{III-40})$$

Obsérvese que se ha llegado al mismo resultado que en ec.II-28. Ello es consecuencia de que un multiplicador ideal, utilizado como detector de fase, elimina el ruido de AM presente a su entrada. Además, a diferencia de la demostración realizada para ec.II-36, este resultado es también válido para niveles de ruido elevados, pues el término de ruido no debe cumplir la restricción del ángulo pequeño, al hallarse $\theta_n(t)$ fuera del argumento de la función seno en ec.III-35.

Otra observación muy importante se deriva del hecho de que la varianza de $\theta_n(t)$ no depende de la fase absoluta θ_v , que además en ec.III-39 se ha considerado constante. Esto último supone que los cálculos anteriores se han realizado en lazo abierto. Al cerrar el lazo, lógicamente, la fase θ_v también tendrá un comportamiento aleatorio. Para que la estadística de $\theta_n(t)$ coincida con la calculada, la variación de θ_v debe ser lenta. En la práctica esto supone que el ancho de banda del PLL debe ser muy inferior al ancho de banda del filtro de postdetección -generalmente igual a la velocidad de transmisión del símbolo [B15]. Si se cumple esta condición, la señal $\theta_n(t)$ (calculada según ec.III-39) podrá utilizarse para evaluar la calidad del sistema de recepción.

Teniendo presentes las restricciones anteriores, si se trata el ruido térmico como ruido de fase equivalente de la referencia remota, el ruido de fase de la portadora recuperada vendrá dado por

$$S_o(f_m) = S_r(f_m) |H_r(j2\pi f_m)|^2$$

y entonces su varianza se calculará como

$$\sigma_o^2 = \int_0^\infty S_o(f_m) df_m = \frac{1}{SN_oR} \int_0^{\frac{W}{2}} |H(j2\pi f_m)|^2 df_m \approx \frac{1}{SN_oR} B_L \quad (\text{III-41})$$

donde B_L es el ancho de banda de ruido equivalente, en banda base, definido a partir de la

expresión anterior como

$$B_L = \int_0^{\frac{W}{2}} |H(j2\pi f_m)|^2 df_m \approx \int_0^{\infty} |H(j2\pi f_m)|^2 df_m \quad (\text{III-42})$$

donde se ha considerado que el ancho de banda del PLL es mucho menor que el ancho de banda del filtro a la entrada del receptor, W . Esta expresión es equivalente al caso de que el filtro de recepción tuviera un ancho de banda centrado en ω_o de valor $2B_L$, obteniéndose una mejora equivalente de la relación señal a ruido a la entrada, por reducción del ancho de banda de recepción, de valor

$$\frac{(S/N)_o}{(S/N)_i} = \frac{N_i}{N_o} = \frac{W}{2B_L} \quad (\text{III-43})$$

Para el filtro de lazo de segundo orden tipo II, B_L puede evaluarse fácilmente a partir de ec.III-11, obteniéndose

$$B_L = \frac{\omega_n}{8\xi} (1 + 4\xi^2) \quad (\text{III-44})$$

Para un valor ω_n fijo, esta expresión tiene un mínimo para $\xi = 0.5$. Sin embargo, para valores habituales de ξ -entre 0.25 y 1.5- B_L varía muy poco y ξ suele tomarse en función del sobreimpulso o sobreamortiguamiento admitido para la aplicación en cuestión.

El estudio anterior ha puesto de manifiesto la capacidad del PLL para detectar una señal con valores muy reducidos de SNR. El PLL se comporta con un filtro sintonizado -sigue las derivas de la señal remota- que permite por tanto filtrados muy estrechos de la señal recibida. Sin embargo, no se ha obtenido ninguna información sobre el efecto del ruido de fase de los diversos osciladores utilizados en el sistema de comunicaciones, en la calidad del mismo. A partir de la ecuación III-36, y teniendo en cuenta las restricciones expuestas anteriormente, la figura III-13 muestra el diagrama de bloques de un PLL utilizado en la sincronización remota, con las contribuciones de ruido más significativas: $\theta_{nr}(t)$ es el ruido de fase de la referencia remota -que englobará el ruido de fase de los osciladores locales utilizados en la conversión de frecuencia si la detección se realiza a frecuencia intermedia-; $\theta_{nv}(t)$ es el ruido de fase del VCO utilizado en el lazo de recuperación de portadora; y $\theta_n(t)$ es el ruido de fase de origen térmico, según ec.III-40. El modelo lineal de la figura III-13

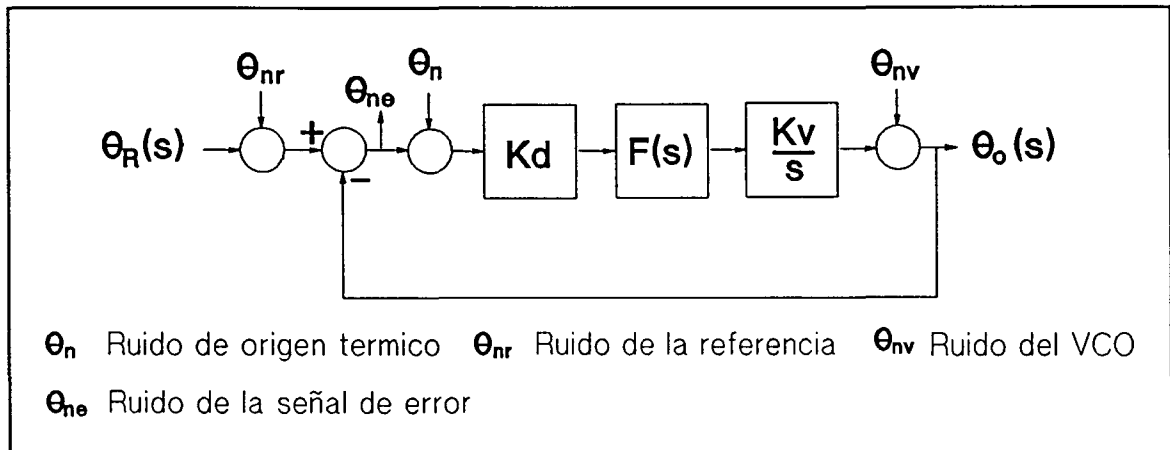


Fig. III-13 Modelo lineal en banda base del PLL utilizado como recuperador de portadora, y contribuciones de ruido más significativas.

se corresponde con la realización del PLL más simple. Sin embargo, puede utilizarse como modelo equivalente en banda base de otros tipos de bucles más sofisticados -Costas loop, squaring loop,..-[B15]. En este caso, no obstante, la estadística de $\theta_n(t)$ tendría que ser revisada.

La influencia de las distintas fuentes de ruido en la calidad de una comunicación depende enormemente del tipo de modulación y demodulación utilizado. Sin embargo, como parámetro fundamental para evaluar la calidad del sistema, se utiliza el error de fase $\theta_e(t)$, cuya varianza viene dada por

$$\sigma_e^2 = \overline{\theta_e^2(t)} = \int_0^\infty S_e(f_m) df_m \quad (\text{III-45})$$

Esto es, se considera que el PLL actúa como un estimador θ_o de la fase de la referencia θ_R . En situación de sincronismo, el error estático $\theta_E = \theta_o - \theta_R$ es nulo, y el error de fase vendrá dado únicamente por la perturbación aleatoria causada por las diferentes fuentes de ruido. En este caso, el error de fase puede calcularse fácilmente (fig. III-13), y vendrá dado por

$$\theta_e(s) = \frac{\theta_r(s) - \theta_v(s)}{1 + K_d \frac{K_v}{s} F(s)} - \theta_n(s) \frac{K_d K_v F(s)}{s + K_d K_v F(s)} = [\theta_r(s) - \theta_v(s)][1 - H(s)] - \theta_n(s) H(s)$$

Así, el error de fase medio es nulo, y su varianza se calculará como

$$\sigma_e^2 = \sigma_r^2 + \sigma_v^2 + \sigma_n^2 \quad (\text{III-47})$$

que se obtiene a partir de

$$\sigma_r^2 = \int_0^\infty S_r(f_m) |1 - H(j2\pi f_m)|^2 df_m \quad \sigma_v^2 = \int_0^\infty S_v(f_m) |1 - H(j2\pi f_m)|^2 df_m \quad (\text{III-48})$$

$$\sigma_n^2 = \int_0^\infty S_n(f_m) |H(j2\pi f_m)|^2 df_m = \frac{1}{SN_oR} \int_0^\infty |H(j2\pi f_m)|^2 df_m \approx \frac{B_L}{SN_oR} \quad (\text{III-49})$$

Obsérvese que la varianza del error de fase consta de dos términos: el ruido de origen térmico filtrado paso bajo, y el ruido de fase de los osciladores del sistema -del transmisor y del receptor- filtrado paso alto. La elección del ancho de banda de ruido del lazo B_L deberá elegirse, por tanto, como un compromiso entre ambas contribuciones. El ancho de banda de un lazo de recuperación de portadora tiene siempre un valor reducido -entre 1 Hz y 10 KHz- tanto para minimizar el efecto del ruido térmico, como para preservar la información de baja frecuencia de la señal recibida. Otro compromiso que se debe tener en cuenta al elegir el ancho de banda, es la capacidad del PLL para adquirir el sincronismo, así como para compensar la deriva de la referencia remota y de los osciladores locales, que fijarán un valor mínimo de B_L .

Una vez se ha decidido el valor del ancho de banda del PLL, el ruido de fase de origen térmico σ_n^2 queda determinado, y ya se puede especificar el ruido de fase de los osciladores locales σ_r^2 y σ_v^2 a partir del error de fase máximo σ_e^2 requerido para la aplicación en cuestión.

III.4.2 Síntesis de frecuencias.

La presente tesis tratará primordialmente sobre este tema. En el apartado anterior se ha visto como el ruido de fase de los osciladores de cualquier sistema de comunicación incide directamente en la calidad de la señal recibida. Según la ecuación III-47 este ruido de fase debe ser minimizado especialmente en una ventana de frecuencia cuya frecuencia mínima es el ancho de banda del PLL de recuperación de portadora -entre 1 Hz y 10 KHz, según la aplicación-. La frecuencia máxima queda establecida por el ancho de banda del filtro de postdetección, que generalmente se iguala a la velocidad de transmisión del símbolo, y que puede llegar a estar situada entre 1 MHz y 10 MHz.

Para que los términos de fluctuación de fase de los osciladores no afecten

significativamente el valor de σ_e^2 , es necesario recurrir a técnicas de síntesis de frecuencias. En este caso se quiere diseñar un oscilador a frecuencias de microondas con una gran estabilidad y pureza espectral. Para ello se utiliza un VCO de microondas sincronizado a un múltiplo de la frecuencia de un oscilador de referencia, de una gran estabilidad, generalmente realizado por medio de resonadores a cristal. Para un diseño del PLO con mínimo ruido de fase, habría que tomar el ancho de banda del PLL igual a la frecuencia de corte ω_c , (fig.III-8) conjugando así la buena estabilidad de la referencia a cristal para frecuencias offset reducidas, con la gran pureza del VCO lejos de la portadora. En el estado actual de la tecnología, esto significa realizar lazos con anchos de banda elevados, del orden de 100 KHz a 10 MHz.

El desarrollo de osciladores sintetizados de gran pureza espectral requiere incorporar en el propio proceso de diseño, un tratamiento adecuado a las principales no idealidades de los subsistemas que lo integran: efectos parásitos de alta frecuencia que elevan el orden de las funciones de transferencia involucradas, y que pueden incidir en la estabilidad de los lazos; y ruido añadido por los diferentes circuitos.

La necesidad de diseñar lazos con anchos de banda elevados obliga a tratar adecuadamente los efectos parásitos de alta frecuencia en los diversos bloques del PLL, para asegurar su estabilidad. Este problema será estudiado desde los siguientes puntos de vista:

- 1) Elección de dispositivos con mejor respuesta frecuencial.
- 2) Determinación experimental de los efectos parásitos de los componentes reales y desarrollo de técnicas de diseño de PLLs de orden superior al segundo, que maximicen el ancho de banda y que garanticen la estabilidad de los mismos. En el capítulo VII se propone método de las líneas de margen de fase constante para tratar este problema.

El otro motivo de no idealidad de los subsistemas de un PLO, aparece por el hecho de que la exigencia de osciladores sintetizados con una pureza espectral cada vez mejor, ha llevado a una continua mejora del ruido de fase tanto de los VCOs como de las referencias de frecuencia. Por este motivo, la contribución del ruido del resto de los componentes que integran un PLO, al ruido total del mismo se ha ido convirtiendo progresivamente en más importante. En este sentido, el diseño de PLOs de bajo ruido consistirá en dos posibles líneas de actuación:

- 1) Identificación de los subsistemas más ruidosos y sustitución por otros de prestaciones superiores, cuya contribución de ruido a la salida del PLO no sea dominante.

2) Elaboración de una técnica de diseño que permita tratar adecuadamente todas las fuentes de ruido del oscilador sintetizado. En este sentido, en el capítulo VII se presenta el **método de los osciladores equivalentes**.

Los capítulos siguientes están completamente dedicados al estudio de la problemática que acabamos de resumir. Es decir, al estudio de los subsistemas que integran un PLL, considerando los factores más importantes de no idealidad: generación en mayor o menor grado de ruido de fase, y efectos parásitos en su función de transferencia lineal.

PARTE SEGUNDA

SUBSISTEMAS DE UN OSCILADOR SINTETIZADO

Tratamiento lineal del ruido de fase en un PLL

IV.1 Introducción

En el capítulo III se ha visto que, en una primera aproximación, el ruido de fase de un oscilador sintetizado consta de dos términos: el ruido del oscilador de referencia filtrado paso bajo, y el ruido del VCO filtrado paso alto. De esta forma, se conjuga la buena estabilidad a largo término de la señal de referencia, con la estabilidad a corto plazo del VCO. Sin embargo, ésta es una visión simplificada del problema ya que no tiene en consideración las posibles contribuciones de ruido del resto de los componentes del sistema. Además, a medida que ido creciendo la demanda de osciladores sintetizados de gran pureza espectral, ha sido necesario utilizar VCOs y señales de referencia cada vez más puras, y el ruido de fase añadido por los subsistemas se ha hecho progresivamente más importante. Por este motivo, los capítulos IV y V se destinan a evaluar el ruido de fase añadido por los diversos componentes del PLO. En este capítulo se efectuará una revisión tecnológica de los mismos a partir de una recopilación de publicaciones recientes y de catálogos comerciales. El capítulo siguiente se dedicará a la medida sistemática del ruido de fase de componentes. Estas tareas permitirán establecer criterios de selección de dispositivos y topologías de PLOs que minimicen el efecto del ruido de fase.

En la figura IV-1 se muestra el diagrama de bloques lineal de un oscilador sintetizado de microondas, con las fuentes de ruido más significativas, obtenido a partir de U.L.Rohde [B1] o V.F.Kroupa [S1] [S2]. Con respecto al modelo de la figura III-7, se ha introducido un bloque que actúa como multiplicador xM de la señal de referencia (aunque también puede utilizarse para simular un divisor de frecuencia si $1/M$ es entero). Desde el punto de vista de diseño de la función de transferencia del PLO, el factor M es irrelevante, ya que se halla fuera del lazo de realimentación. Sin embargo, de este modo el ruido de fase del sistema puede estudiarse fácilmente en varios casos de interés. Tanto el divisor como el multiplicador

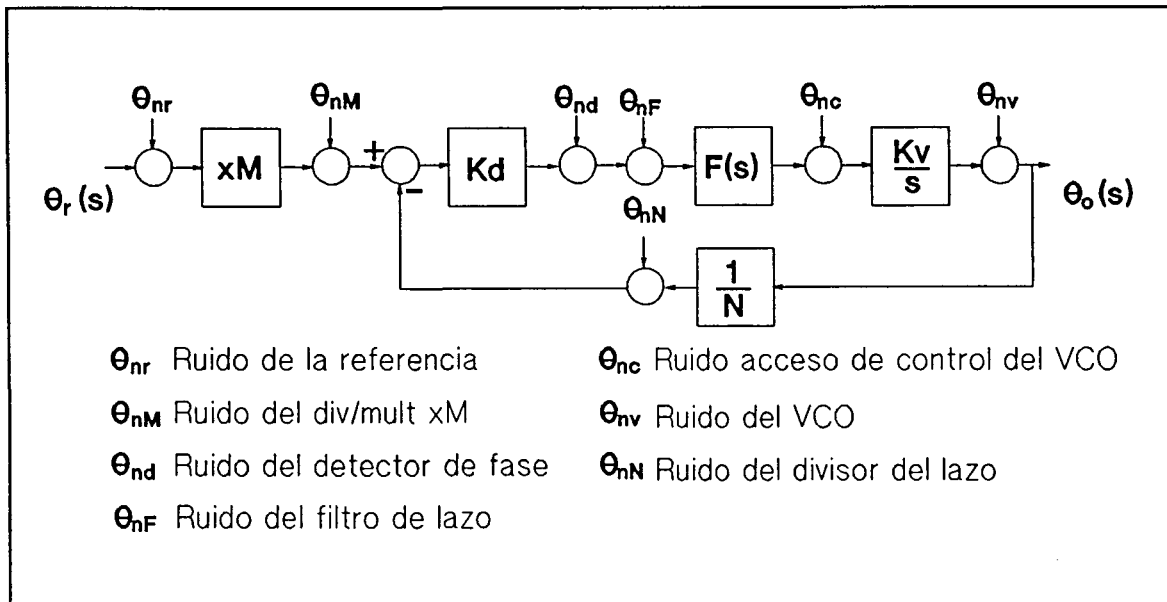


Fig. IV-1 Modelo lineal del PLL con ruido de fase en todos sus bloques [B1] [S2].

pueden eliminarse de la configuración tomando $M=N=1$. Cuando la detección de fase se realiza a la frecuencia de la referencia se toma $M=1$ y $N>1$ (se elimina el multiplicador) y el factor de multiplicación del PLL es N . Si la detección de fase se realiza a la frecuencia del VCO, entonces $M>1$ y $N=1$ (se elimina el divisor) y el factor de multiplicación del PLL es M . Y, finalmente, una solución mixta se da con $M>1$ y $N>1$, en la cual la detección se efectúa a una frecuencia intermedia y el factor de multiplicación del PLL es $M+N$.

El cálculo de la contribución del ruido de cada componente al ruido total del PLO, tal y como se ha visto en el capítulo II, puede realizarse fácilmente a partir de

$$S_o(f_m) = \sum_i S_i(f_m) |H_i(j2\pi f_m)|^2 \quad (\text{IV-1})$$

con $S_i(f_m)$ la fuente de ruido en el punto i del sistema, y $H_i(s)$ la función de transferencia del punto i a la salida. Sin embargo, desde el punto de vista de diseño es mucho más conveniente trasladar todas las contribuciones de ruido al mismo punto que el ruido de la referencia o el VCO. De esta forma, se determinan unas fuentes de ruido equivalentes que facilitarán la comparación de las curvas de ruido de cada subsistema en los casos de interés. La expresión del ruido de fase del oscilador de referencia y el VCO equivalentes puede obtenerse fácilmente a partir del diagrama de la figura IV-1. Estas son

$$\theta_{rq}(s) = M \theta_{nr}(s) + \theta_{nM}(s) - \theta_{nN}(s) + \frac{1}{K_d} \theta_{nd}(s) + \frac{1}{K_d} \theta_{nF}(s) \quad (\text{IV-2})$$

$$\theta_{vq}(s) = \theta_{nv}(s) + \frac{K_v}{s} \theta_{nc}(s) \quad (\text{IV-3})$$

Obsérvese que la referencia equivalente se ha calculado a la entrada del detector de fase. Si ambas expresiones se tratan en términos de densidad espectral de ruido de fase equivalente, para la referencia y el VCO, se tendrá

$$S_{rq}(f_m) = M^2 S_r(f_m) + S_M(f_m) + S_N(f_m) + \frac{1}{K_d^2} S_d(f_m) + \frac{1}{K_d^2} S_F(f_m) \quad (\text{IV-4})$$

$$S_{vq}(f_m) = S_v(f_m) + \left(\frac{K_v}{2\pi f_m} \right)^2 S_c(f_m) \quad (\text{IV-5})$$

y el ruido a la salida del PLO se calculará según III-25 como

$$S_o(f_m) = S_{rq}(f_m) |H_r(j2\pi f_m)|^2 + S_{vq}(f_m) |H_v(j2\pi f_m)|^2 \quad (\text{IV-6})$$

Esta forma de tratar el ruido de fase en un oscilador sintetizado, que denominaremos **método de los osciladores equivalentes**, es utilizada de forma implícita por V.F.Kroupa [S1] y W.P.Robins [S3]. Permite determinar fácilmente qué componentes están degradando el ruido de fase del PLO, y que por tanto deben ser optimizados o substituidos. En el caso de que esto último no se realice, este método proporciona la condición de diseño que minimiza el ruido del sistema. Así, en la figura IV-2, se tiene la curva de ruido de un VCO, de la referencia y de su referencia equivalente -en este ejemplo se supone que el VCO no está degradado- todas ellas normalizadas a la frecuencia de salida del PLO. Si no se tuviese en cuenta el ruido añadido por los subsistemas, se diseñaría un PLL con frecuencia natural ω_{n2} -la frecuencia de cruce entre la curva de ruido del VCO y de la referencia-, en vez de la frecuencia óptima que es ω_{n1} -la frecuencia de cruce entre las curvas de ruido de los osciladores equivalentes-, lo cual dará un exceso de ruido a la salida del PLO.

Aunque las expresiones IV-4, IV-5 y IV-6 permiten predecir el comportamiento del PLO, para que los resultados obtenidos sean verdaderamente útiles, es necesario realizar una revisión tecnológica de las prestaciones de los diversos subsistemas que componen el oscilador

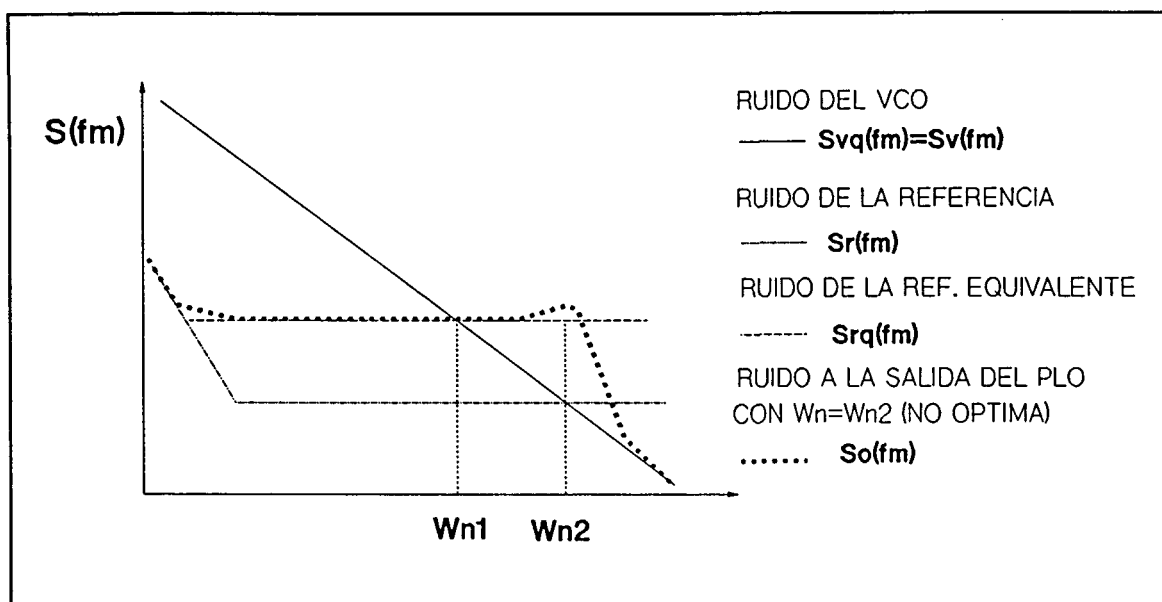


Fig. IV-2 Para minimizar el ruido, el ancho de banda del PLL debe elegirse según la frecuencia de corte de la referencia equivalente ω_{n1} , y no según la frecuencia de corte de la referencia real, ω_{n2} .

sintetizado. La mayor parte de los artículos recientes consultados que analizan un PLO teniendo en cuenta el ruido de los subsistemas, utilizan para ello los datos suministrados por V.F.Kroupa [S1][S2], U.L.Rhode [B1] y W.P.Robins [B2] a principios de los 80, y que por ello deben ser actualizados. A este respecto hay que hacer notar que solamente en los últimos años los fabricantes y autores de artículos dan medidas fiables del ruido de fase de sus diseños, lo cual permite un estudio del estado actual de la tecnología, y una revisión de las referencias citadas anteriormente.

IV.2 Ruido de fase en los VCOs

El oscilador controlado por tensión -VCO-, es un elemento fundamental de un oscilador sintetizado. En general debe cumplir un gran número de especificaciones: linealidad de la frecuencia de oscilación con la tensión de control, independencia de la carga, con un bajo nivel de armónicos, suficiente nivel de señal y sin excesiva variación en la banda de utilización, de tamaño compacto, buen comportamiento con la temperatura y ante la vibración, buena eficiencia... Pero quizás la magnitud que mejor representa la calidad de un oscilador es su pureza espectral, pudiendo existir hasta 40 dB de diferencia en ruido de fase entre un buen y un mal diseño, para la misma frecuencia de oscilación [C6] [C15].

Un modelo sencillo para el ruido de fase generado por un oscilador fue publicado por primera vez por D.B.Leeson [V31] y se puede encontrar en diversas referencias básicas posteriores [B1] [B2] [B4] desarrollado de forma similar. Se basa en el hecho de que la

mayor parte de los osciladores admiten el estudio a partir del circuito equivalente de la figura IV-3. En este se modela al dispositivo activo como un amplificador de ganancia G , y al circuito resonante como una realimentación positiva de valor

$$F(f_m) = \frac{1}{1 + 2jQ_L \frac{\omega_m}{\omega_0}} \quad (\text{IV-7})$$

con Q_L el factor de calidad cargado del circuito resonante, ω_0 su frecuencia de resonancia, y ω_m la frecuencia offset respecto de ésta. La función de transferencia en lazo cerrado para el sistema con realimentación positiva es, suponiendo que el oscilador está debilmente acoplado a la carga y que prácticamente toda la potencia del amplificador es entregada al resonador

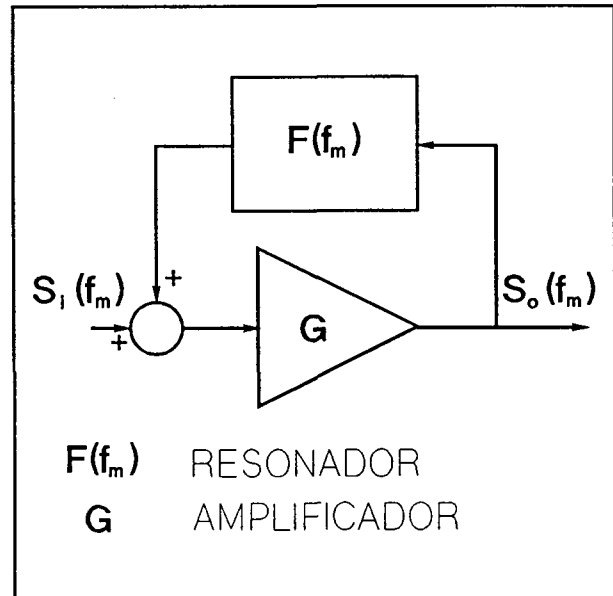


Fig. IV-3 Modelo simplificado de un oscilador: Amplificador con un resonador como realimentación positiva [B1].

$$H(f_m) = \frac{G}{1 - GF(f_m)} \quad (\text{IV-8})$$

En la cual se ha supuesto que la ganancia del amplificador es constante por ser su ancho de banda mucho mayor que el del circuito resonante. Para que se produzca la oscilación a ω_0 , el producto $GF(f_m=0)$ -que se corresponde con $f=f_0$ - ha de valer la unidad, y por tanto $G=1$, con lo cual la función de transferencia en lazo cerrado valdrá, en función de la frecuencia offset

$$H(f_m) = 1 - j \frac{\omega_0}{2Q_L \omega_m} \quad (\text{IV-9})$$

Esta función presenta ganancia infinita para $\omega_m=0$, indicando que cualquier perturbación a frecuencia ω_0 evolucionará hasta producir la oscilación a dicha frecuencia. Si el factor de ruido del amplificador es F , y teniendo en cuenta que la ganancia del mismo es $G=1$, el

ruido de fase a la entrada del sistema puede expresarse como

$$S_i(f_m) = 2 \mathcal{L}(f_m) = 2 \frac{0.5 FKT}{P_{osc}} \quad (\text{IV-10})$$

y una vez filtrado, el ruido a la salida es

$$S_o(f_m) = \frac{FKT}{P_{osc}} \left[1 + \frac{\omega_0^2}{4Q_L^2 \omega_m^2} \right] \quad (\text{IV-11})$$

Este sería el caso de considerar que el ruido de fase a la salida del oscilador es únicamente de origen térmico -aditivo-. Sin embargo, se debe recordar que el proceso de oscilación es básicamente un proceso no lineal y que por lo tanto siempre existirá un cierto grado de conversión del ruido 1/f de banda base a la frecuencia de oscilación -ruido multiplicativo-. Este ruido, cuya densidad espectral varía según 1/f_m, una vez generado por la no linealidades del dispositivo activo, sufrirá el mismo filtrado que el ruido térmico, de modo que el ruido S_i(f_m) a la entrada del sistema, puede escribirse, -con G=1- como

$$S_i(f_m) = \frac{FKT}{P_{osc}} \left[1 + \frac{f_c}{f_m} \right] \quad (\text{IV-12})$$

donde f_c -denominada frecuencia flicker- representa la frecuencia offset a la cual el ruido flicker del amplificador iguala a su propio ruido térmico y depende mucho del dispositivo activo utilizado -puede ir desde 1 KHz en transistores bipolares de baja frecuencia, hasta 100 MHz en transistores de AsGa [C5]-. Hay numerosos artículos [M3] [M15] que estudian el mecanismo por el cual el ruido flicker de banda base es trasladado a la frecuencia de la portadora. Sin embargo, la dificultad teórica del análisis no lineal necesario para ello, y la insuficiente concordancia de los resultados teóricos y experimentales, hacen que f_c permanezca como un parámetro cuya determinación es experimental. Así, teniendo en cuenta las dos fuentes de ruido, la densidad espectral unilateral de ruido de fase del oscilador podrá escribirse como:

$$S_o(f_m) = \frac{FKT}{P_{osc}} \left[1 + \frac{f_c}{f_m} \right] \left[1 + \frac{f_0^2}{4Q_L^2 f_m^2} \right] \quad (\text{IV-13})$$

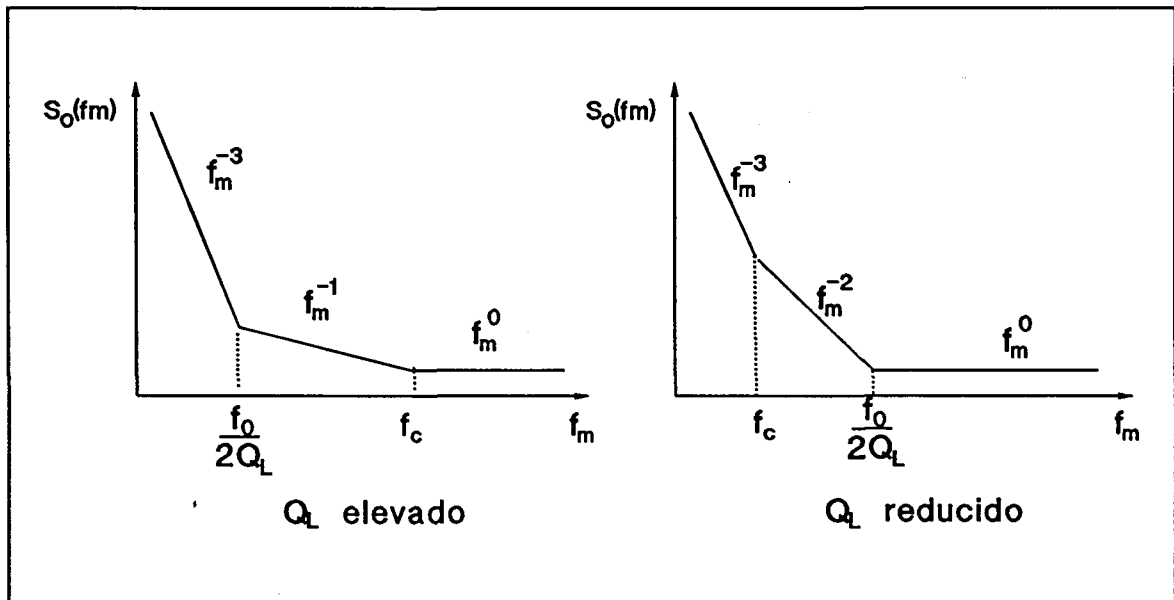


Fig. IV-4 Curvas de ruido típicas deducidas del modelo simplificado de un oscilador, para el caso de Q_L elevado y Q_L bajo.

La figura IV-4 presenta las curvas más habituales de ruido de fase de un oscilador de microondas, que presentarán tramos de pendientes de 30, 20, 10 y 0 dB/dec según el valor de las frecuencias de corte en la ecuación anterior. Este modelo simplificado para el ruido de fase del oscilador puede complicarse, por ejemplo introduciendo los efectos de posteriores filtrados exteriores al lazo de realimentación, que introducirían pendientes añadidas de 20 dB/dec, o efectos flicker de orden superior que aparecen para frecuencias offset muy reducidas: $f_m < 10$ Hz.

La ecuación IV-13 proporciona también las líneas de actuación básicas en el diseño de VCOs de bajo ruido, centradas sobre los parámetros f_c , Q_L y F del circuito. Un estudio exhaustivo sobre el diseño de VCOs de bajo ruido excede de los límites marcados para el presente trabajo. Nos limitaremos a resumir las precauciones habituales que se deben seguir en el diseño de VCOs de gran pureza espectral, resumidas de los trabajos de D.Scherer [C5], U.L.Rhode [B1] y W.P.Robins [B2]:

***Maximizar Q_L**

- Utilizar un resonador con Q descargado máximo
- Maximizar la energía almacenada en el resonador
- Limitar la señal de oscilación sin degradar Q_L
- Limitar el margen de sintonía del VCO al mínimo indispensable

***Elección del dispositivo**

- Utilizar un dispositivo con factor de ruido y ruido flicker bajos

- Limitar el ruido flicker por medio de realimentación negativa a baja frecuencia
- Elegir un dispositivo muy lineal y evitar en lo posible la saturación del mismo

***Diseño del oscilador**

- Realizar el diseño para ruido mínimo
- Acoplar la señal a partir del resonador para que éste fije el ancho de banda
- Desacoplar el oscilador de la salida.
- Mantener el nivel de la señal alto para reducir el ruido en la zona térmica
- Utilizar postamplificadores de bajo ruido

Estas recomendaciones constituyen simplemente líneas generales de diseño, que no siempre es posible cumplir en su totalidad. Además existirá siempre el habitual compromiso prestaciones/complejidad para el diseño del VCO.

Se realiza a continuación una revisión tecnológica de los diferentes tipos de VCOs existentes, basado en referencias bibliográficas recientes, a fin de determinar cuáles son las prestaciones que se pueden esperar de un VCO según la tecnología utilizada y su banda de frecuencia de aplicación. A este respecto, la referencia [C15] presenta una excelente visión del panorama actual sobre el diseño de VCOs de gran pureza espectral, que es complementada con las referencias [V1] al [V30].

La comparación del ruido de fase de distintos tipos de VCO es relativamente difícil por cuanto depende de numerosos parámetros: dispositivo activo, frecuencia de oscilación, tipo de diseño, Q_L ,..., y, estrictamente, la comparación solo es posible manteniendo todos los parámetros invariables excepto aquel que se halla sujeto al estudio. Veamos de un modo genérico cómo influyen estos parámetros en el ruido de fase del VCO.

En primer lugar hay que citar la enorme dependencia del ruido con Q_L . Para aplicaciones a frecuencia fija hasta unos 40 GHz los VCOs se realizan mediante la utilización de resonadores dieléctricos. El margen de sintonía necesario se consigue mediante el acoplo del resonador a una línea resonante terminada con un varactor -de silicio con unión abrupta- o bien mediante la variación de la polarización del dispositivo activo. Lógicamente la sintonización del VCO se realiza a costa de una disminución del Q_L .

En la figura IV-5 [C15] se muestra el aumento en el ruido de fase por disminución de Q_L , al aumentar el margen de sintonía. Se pierden 20 dB ($\Delta Q_L=0.1$) para un margen de sintonización del 1% -aproximadamente el máximo conseguible con un DRO- y de cerca de 40 dB ($\Delta Q_L=0.01$) para un margen del 10% -oscilador microstrip con varactor, sin resonador- respecto del caso de un DRO a frecuencia fija. Se consigue mejor ruido de fase

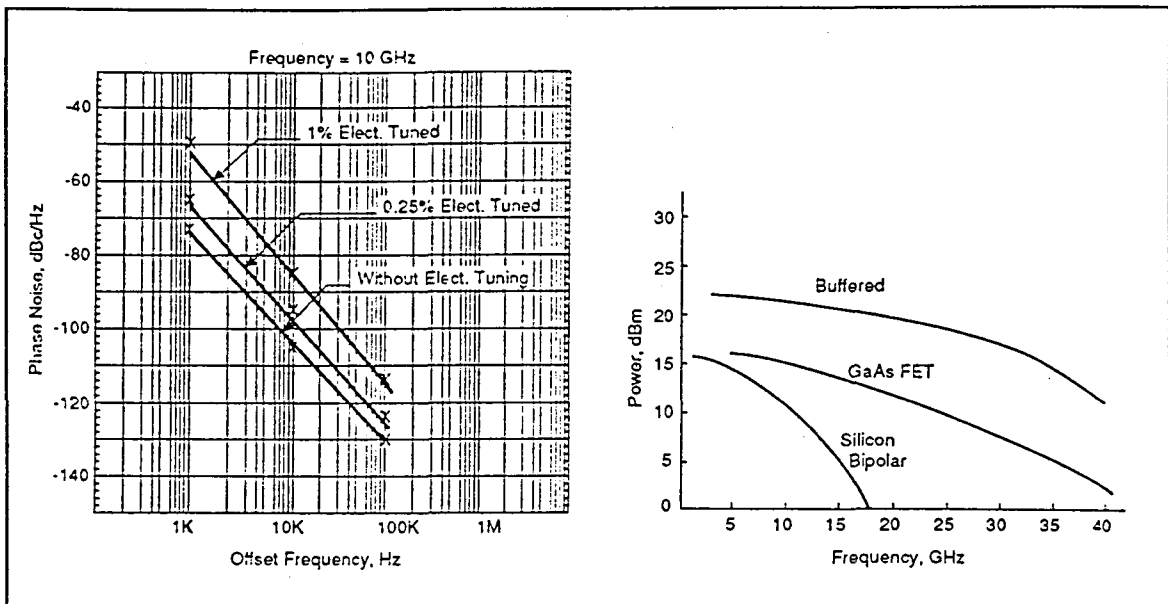


Fig. IV-5 Dependencia del ruido de fase con el margen de sintonía del VCO por degradación de Q_L , y eficiencia de los TRTs Bipolares frente a los MESFET, según la frecuencia de oscilación [C15].

por el método de variar la polarización del dispositivo, pues de este modo se evitan las pérdidas por el acoplo del resonador a dos líneas microstrip. Sin embargo, la potencia de salida puede verse afectada su linealidad para el margen de sintonía ya que tiene una gran dependencia con dicha tensión de polarización.

Aunque la utilización de resonadores dieléctricos no se puede considerar una tecnología nueva, la gran cantidad de artículos aparecidos recientemente muestran el auge que su aplicación al diseño de VCOs de bajo ruido está cobrando en la actualidad. Ello está motivado por el buen y controlado comportamiento con la temperatura de los nuevos resonadores, con un coeficiente seleccionable entre +1 y +4 ppm/°C que permiten compensar el coeficiente negativo del dispositivo activo, consiguiéndose derivas de frecuencia repetitivas del 0.01% (± 100 ppm) en el margen de -55 °C a 85°C, con unos mejores resultados publicados de 0.001% (± 10 ppm). Se considera, pues, que un diseño con un margen de sintonía de 0.1% permitirá compensar sobradamente las derivas por temperatura, envejecimiento o carga, causando una mínima degradación de Q_L . El inconveniente más grave que presenta el uso de resonadores dieléctricos reside en su sensibilidad a la vibración mecánica.

La frecuencia de oscilación condiciona totalmente la elección del dispositivo activo. Los transistores bipolares -BJT- producen de 10 a 20 dB menos de ruido de fase que los MESFET de AsGa [V10] [C15], y por tanto deben ser utilizados siempre que la eficiencia de los mismos lo permita. Hasta 10-12 GHz se encuentran numerosas referencias de VCOs con BJT en modo fundamental, y recientemente algunos dispositivos comerciales pueden ser

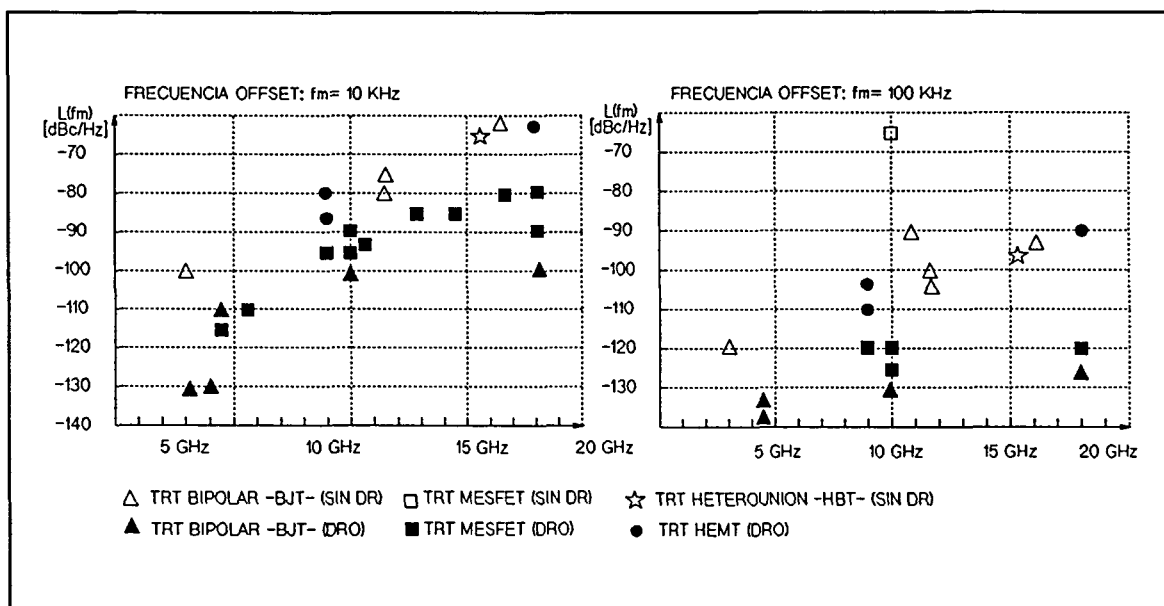


Fig. IV-6 Comparación del ruido de fase a 10 KHz y 100 KHz de varios osciladores recientes, según su frecuencia de oscilación, dispositivo y presencia o no de resonador dieléctrico -[V1] a [V30]-

utilizados con suficiente eficiencia hasta frecuencias cercanas a los 20 GHz [V14] [V15]. Una regla empírica establece que es difícil realizar osciladores con la suficiente eficiencia para frecuencias superiores a $0.5f_{\max}$, siendo f_{\max} la frecuencia máxima a la cual se puede conseguir resistencia negativa. El límite establecido por f_{\max} puede duplicarse con el uso de configuraciones equilibradas o push-push, con una mejora del ruido de fase respecto de los MESFET similar a la comentada [V11][V13][C15], a costa, evidentemente, de una mayor complejidad de los circuitos. Otra posibilidad es la de utilizar una configuración de VCO y doblador o triplicador de frecuencia. Por ejemplo, un VCO con BJT a 10 GHz seguido de un doblador, producirá 6 dB más de ruido a 20 GHz debido al factor de multiplicación, pero de 4 a 14 dB menos que si se realizara directamente a 20 GHz con un MESFET. El inconveniente principal de esta configuración es que la salida de un doblador suele ser de baja potencia, especialmente si es pasivo, y debe seguirse de un amplificador de potencia a 20 GHz. De todos modos, siempre es conveniente la utilización de un amplificador entre el VCO y su salida para minimizar el efecto de "pulling" -variación de la frecuencia de oscilación con la carga-.

Para el margen de 20 a 40 GHz la opción más ventajosa es la del TRAED de AsGa, en modo directo o equilibrado [V29]. Para frecuencias mayores, la única opción para bajo ruido la constituyen los diodos Gunn, cuya eficiencia es muy reducida, del orden del 1%; o bien los diodos IMPATT, mucho más ruidosos pero con eficiencias superiores al 30%.

En cuanto a los dispositivos novedosos, el más prometedor es el transistor bipolar de unión heterogénea o HBT. Desde la aparición del primer oscilador diseñado con un HBT en

1986 [V28] han aparecido numerosos trabajos sobre el mismo [V22] a [V25]. Su principal ventaja es la de permitir el diseño de osciladores con un ruido de fase comparable al de los BJT pero con la eficiencia de los MESFET de AsGa. Es una tecnología que está madurando muy rápidamente, pues ya han aparecido los primeros dispositivos comerciales, previéndose todavía una sustancial mejora de las prestaciones del dispositivo en cuanto a ruido de fase y eficiencia a mayores frecuencias.

Según el amplio estudio realizado por M. POUYSEGUR [V20], los HEMT producen unos 10 dB más de ruido incluso que los MESFET de AsGa en todo el margen de frecuencia de oscilación, con lo cual no constituyen un dispositivo adecuado para la realización de VCOs. Otros dispositivos, como los PBT -transistor de base permeable- [V27] no parecen estar cuajando, pues no se hallan referenciados en ningún artículo reciente de revisión tecnológica de los VCO [V7][V8] o [V9].

Como resumen del estudio realizado, la figura IV-6 muestra el ruido de fase de diversos VCOs de publicación reciente -referencias [V1] a [V30]- a frecuencia offset de 10 KHz y 100 KHz y frecuencia de oscilación hasta 20 GHz. Además de la frecuencia de oscilación, se ha diferenciado el tipo de dispositivo empleado y la existencia o no de resonador dieléctrico. Dichas gráficas solo pretenden dar una idea del orden de magnitud del ruido de fase que se puede esperar en cada tipo de diseño, en comparación con otros similares, pues aspectos básicos como el Q_L en cada caso, o si se ha optimizado el ruido de fase en vez de otro parámetro -potencia, linealidad,..- no se hallan contemplados en la comparación. Los VCOs realizados con un transistor bipolar y resonador dieléctrico son los menos ruidosos en todo el margen de frecuencias de utilización de los mismos, generalmente realizados en configuración dobladora por encima de 10 GHz. Se observa un incremento sustancial del ruido a medida que la frecuencia de oscilación es mayor, debido fundamentalmente a la menor eficiencia de los dispositivos, que se ven obligados a trabajar más en compresión que a frecuencias menores. Este hecho pone de manifiesto la creciente importancia que está adquiriendo el diseño de VCOs con técnicas no lineales, que tengan en cuenta el mecanismo de generación de ruido flicker [V17] [M3] [M15].

IV.2.1 Ruido en la tensión de control del VCO

La única fuente de ruido que se relaciona con el VCO es el ruido de tensión presente en su acceso de modulación [B1] [B2]. Esto es

$$S_{cv}(f_m) = \left[\frac{K_v(\text{Hz/V})}{f_m} \right]^2 S_c(f_m) = \left[\frac{K_v}{f_m} \right]^2 \overline{V_{nc}^2} \quad (\text{IV-14})$$

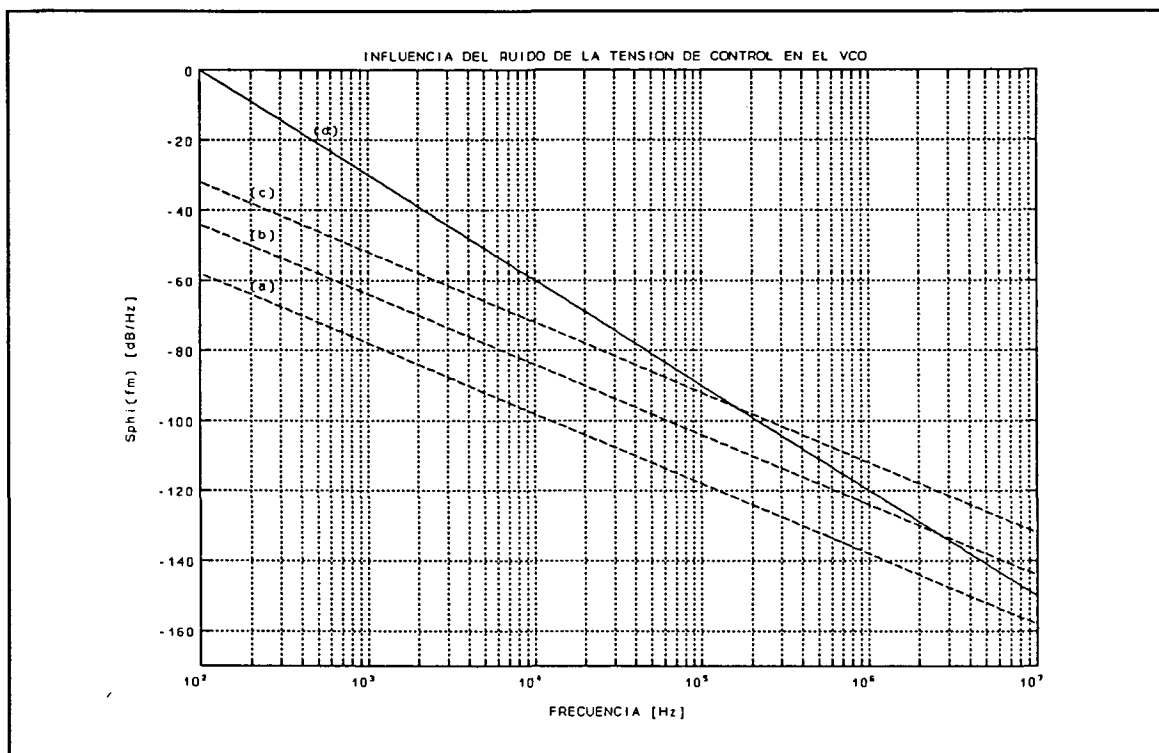


Fig. IV-7 Curva de ruido de un VCO típico con $K_v=25$ MHz/V (d); y ruido equivalente para una tensión del acceso de control de 5, 25 y 100 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (a), (b), y (c)

Así, el ruido de fase equivalente del VCO originado por el ruido térmico de su acceso de modulación, aparece amplificado por la constante K_v , y atenuado en 20 dB/dec para frecuencias crecientes. Si la curva de ruido del VCO cae en 30 dB/dec, existirá una frecuencia a partir de la cual el ruido del acceso de control se hará dominante. Sin embargo, valores elevados de K_v están también asociados con VCOs ruidosos y generalmente su ruido es siempre dominante en el margen de frecuencias de interés. La figura IV-7 muestra la curva de ruido típica de un VCO sin estabilizar (d), con $K_v=25$ MHz/V y que presenta -120 dB/Hz a 1 MHz de frecuencia offset. Las curvas (a), (b) y (c) representan el ruido equivalente a la salida del VCO, para un ruido térmico a su entrada de 5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, 25 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, y 100 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ respectivamente. Obsérvese que únicamente en el último caso este ruido se hace significativo. En los demás casos, la intersección de las curvas se produce a una frecuencia a la cual el ruido del VCO ya estará generalmente dominado por su propio ruido térmico.

El ruido del acceso de control es generado por los amplificadores operacionales de la etapa de salida del filtro de lazo, y por su tensión de alimentación. Aunque un diseño correcto permite alcanzar los niveles de ruido de la curva (a), es conveniente prestar especial atención a las espúreas -rizado de la alimentación- presentes en este punto. La ecuación IV-14 puede utilizarse para determinar el máximo rizado permisible en la tensión de control a partir de la especificación del nivel de espúreas en la señal sintetizada [B2][S3]. Así, para una señal

interferente a frecuencia offset f_m , cuyo nivel máximo especificado es I/C dBc (dB relativos a portadora), el rizado máximo de la tensión de control vendrá dado por

$$\overline{V_{nc\max}^2} = 2 \left[\frac{I}{C} \left(\frac{f_m}{K_v} \right)^2 \right] \quad (\text{IV-15})$$

IV.3 Ruido de fase en el oscilador de referencia

El oscilador de referencia se caracteriza por generar una señal de gran pureza espectral, generalmente de frecuencia inferior a la del VCO, que determina la estabilidad frecuencial del PLO, así como su ruido de fase dentro del ancho de banda del bucle.

Tradicionalmente, Las referencias más utilizadas en el diseño de PLOs son los osciladores a cristal en el margen de 1 MHz a 10 MHz [B8] [B1] [B4]. Sin embargo, a medida que los PLOs han ido aumentando en frecuencia, también ha sido necesario que la señal de referencia hiciera lo propio para evitar una degradación excesiva del ruido de fase motivada por un factor de multiplicación elevado. En la actualidad, es frecuente observar referencias a cristal de 100 MHz, pudiéndose utilizar un valor máximo de 195 MHz [C18] con buenas características de ruido de fase, y de hasta 280 MHz, ya con cierta degradación de su pureza espectral [B4]. Para señales de referencias de mayor frecuencia se debe recurrir a los resonadores SAW (onda acústica superficial) que permiten la realización de osciladores de referencia en el margen de 300 MHz a 2 GHz [V5]. Los osciladores SAW, sin embargo, requieren una estabilización en temperatura muy estricta, y su uso suele restringirse al diseño de sintetizadores de instrumentación.

La figura IV-8 compara a 1 GHz el ruido de un cristal de 10 MHz (b), un cristal de 100 MHz (c) y un oscilador SAW a 1 GHz (a). Obsérvese que las referencias de mayor frecuencia llevan asociadas un ruido flicker mayor, mientras que su pureza espectral es superior a frecuencias offset elevadas al no verse afectado por ningún factor de multiplicación. Para el diseño de una referencia excepcionalmente buena, el oscilador SAW se engancharía en fase con el cristal de 100 MHz con un ancho de banda de 20 KHz, y éste al cristal de 10 MHz con un ancho de banda de aproximadamente 400 Hz. En este caso, hay que recordar que los osciladores a cristal que permiten un ligero margen de sintonía -VCOX- presentan una cierta degradación de su pureza espectral con respecto a los de frecuencia fija.

Seguidamente se estudiarán las contribuciones de ruido de los subsistemas de un PLO

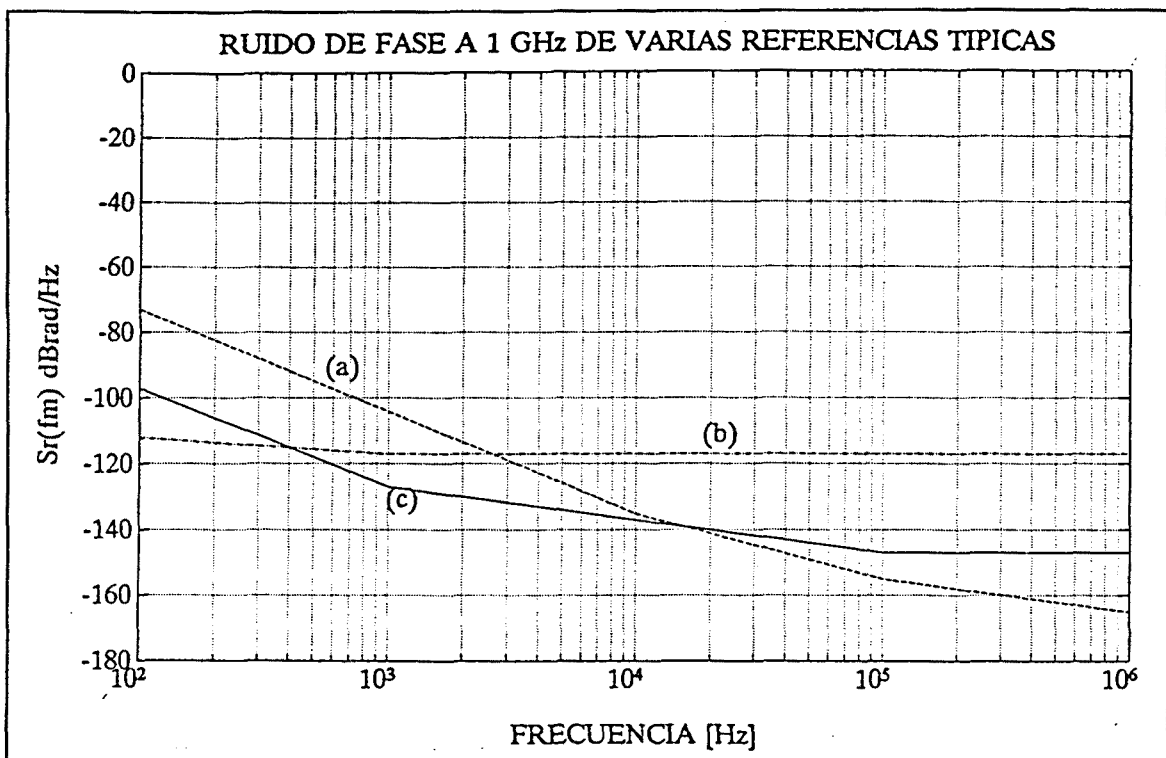


Fig. IV-8 Comparación de varios osciladores de referencia normalizados a 1 GHz: (a) SAW a 1 GHz; (b) cristal a 10 MHz; y (c) cristal a 100 MHz.

que se comparan directamente con el ruido de su referencia -evaluada a la entrada del detector de fase-. De la expresión IV-4 se observa que éstas están constituidas por el ruido de los divisores y multiplicadores de frecuencia por una parte -que se comparan directamente con ella-, y por el ruido del propio detector de fase y del filtro de lazo, que viene amplificado por la constante K_d del detector. Vamos a analizar cada una de estas contribuciones por separado, para evaluar su influencia en el ruido total del PLO.

IV.3.1 Ruido del filtro de lazo y del detector de fase.

La figura IV-9 muestra el modelo lineal del detector de fase y el filtro de lazo, con las principales fuentes de ruido [B2] [B6]. Estas son: el ruido térmico del AO, del detector y de las diversas resistencias del filtro de lazo. El detector se ha modelado como un generador cuya tensión es proporcional al error de fase de las señales en sus entradas de RF. La constante de proporcionalidad K_d está, por tanto, definida en circuito abierto y no dependerá del valor que pueda tomar la resistencia de carga R_1' . A efectos de cálculo de las constantes de tiempo del filtro de lazo, se tomará $R_1 = R_1' + R_d$. La resistencia de valor R_1 , situada en el terminal positivo del AO, suele incorporarse para limitar las corrientes de offset del amplificador, y a efectos de ruido está en serie con R_d y R_1' .

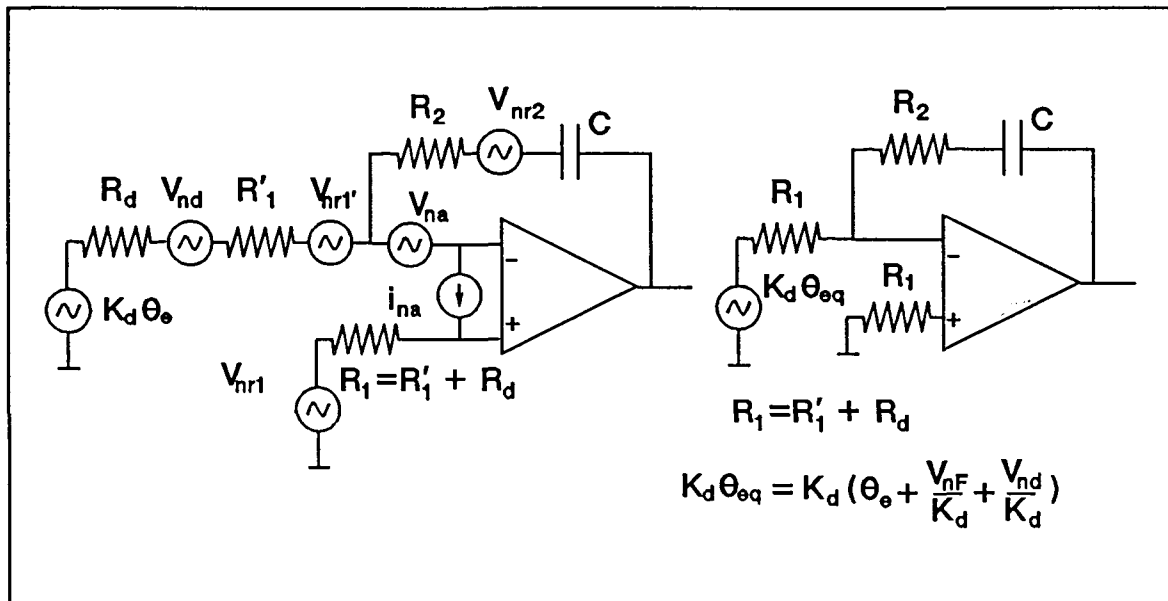


Fig. IV-9 Modelo lineal del detector de fase y del filtro de lazo, con las principales fuentes de ruido; y ruido de fase equivalente a la entrada del sistema.

El circuito puede modelarse mediante un único generador de tensión (figura IV-9), que tenga en cuenta el todas las contribuciones de ruido: el ruido de la señal de error y el ruido del filtro de lazo y del propio detector. Lógicamente la suma de la contribuciones de ruido se entiende en términos de varianza; esto es

$$\overline{\theta_{rq}^2} = \overline{\theta_{ne}^2} + \frac{\overline{V_{nd}^2}}{K_d^2} + \frac{\overline{V_{nF}^2}}{K_d^2} \tag{IV-16}$$

llegándose a la expresión

$$S_{rq}(f_m) = S_e(f_m) + \frac{1}{K_d^2} S_d(f_m) + \frac{1}{K_d^2} S_F(f_m) \tag{IV-17}$$

que es equivalente a la ecuación IV-4, si se tiene en cuenta que $S_e(f_m)$ -ruido de la señal de error- contiene todas las contribuciones de ruido a la entrada del detector de fase; $S_d(f_m)$ es el ruido del detector; y $S_F(f_m)$ es el ruido equivalente a la entrada del filtro de lazo.

En cuanto al ruido del detector de fase, nos limitaremos a estudiar los detectores equilibrados a diodos, los únicos posibles a frecuencias de microondas. Otros tipos de

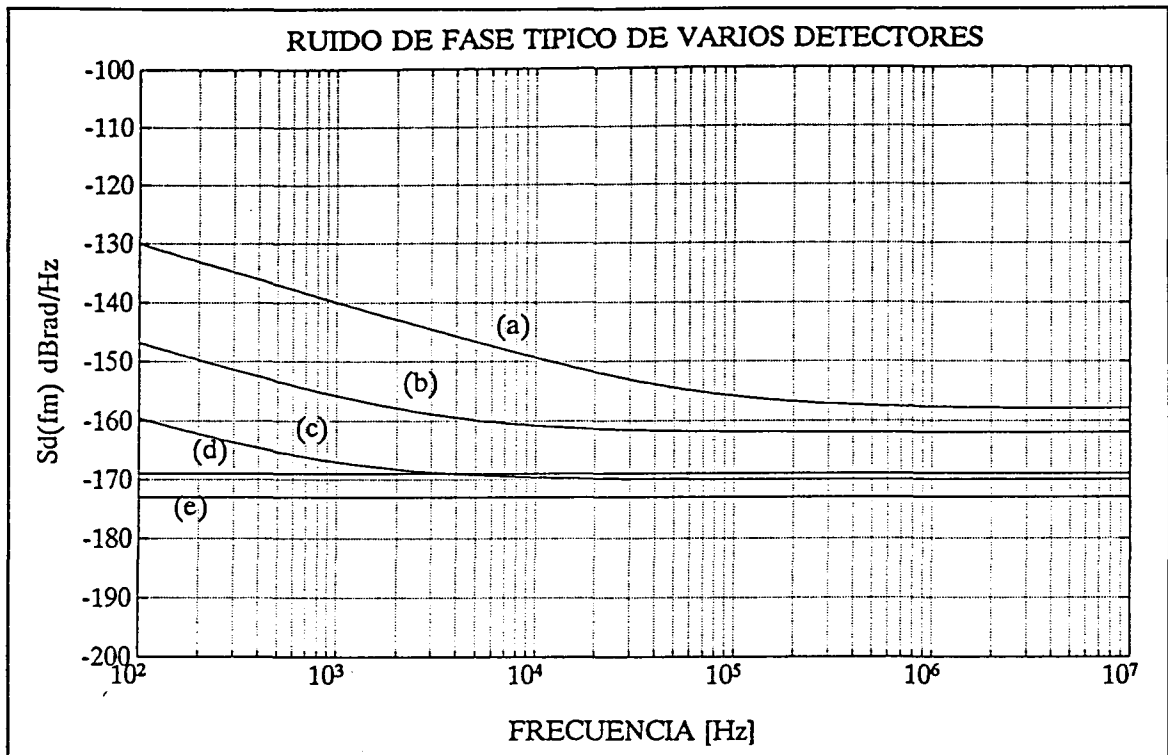


Fig. IV-10 Ruido de fase de un detector analógico a diodos: (a) TTL [S2][S3], (b) CMOS [S2][S3], (c) balanceado a diodos [S2], (d) SRA-1 y (e) RPD-2.

detectores, utilizados a frecuencias más reducidas, son estudiados en [B18] o [B1], y son mucho más ruidosos.

Desde el punto de vista del ruido térmico, el detector se comporta como una resistencia a una temperatura efectiva de ruido T_e mayor que su temperatura física, normalmente $T_o=290$ °K. La tensión de ruido será

$$V_{nd} = \sqrt{4KT_e R_d} = \sqrt{4KT_o NTR R_d} \quad (\text{IV-18})$$

donde el factor NTR -noise temperature ratio- expresa la relación entre la temperatura física y la efectiva del detector. En [B2] y [C22] se da un valor típico de NTR de 2.3 para este tipo de detectores. De este modo, el ruido de fase a la entrada del detector se podrá calcular como

$$\frac{1}{K_d^2} S_d(f_m) = -198 + 10 \log NTR + 10 \log R_d - 20 \log K_d \quad \text{dBrad/Hz} \quad (\text{IV-19})$$

K_d y R_d pueden estimarse a partir de las hojas del fabricante. Por ejemplo, para el mezclador

equilibrado SRA-1 de MINICIRCUITS, utilizado como detector de fase, están especificadas unas pérdidas de conversión de 5.5 dB sobre una Z_{FI} de 50 Ω , con unas potencias de $P_{OL}=7\text{dBm}$ y $P_{RF}=1\text{ dBm}$. Esto significa, que sobre la impedancia Z_{FI} se tendrá un batido de señal de frecuencia intermedia de 0.188 V de pico; lo cual supone una constante K_d en circuito abierto de 0.377 V/rad. Se ha supuesto que, por adaptación en el acceso de FI, R_d también tendrá un valor aproximado de 50 Ω . En la siguiente tabla resumimos este resultado, junto con un cálculo similar efectuado para el detector de fase RPD-2 de MINICIRCUITS.

TIPO	P_{OL}	P_{RF}	Z_{FI}	K_d c.a.	T_e	$S_{rq}(f_m)$	$\mathcal{L}_{rq}(f_m)$
SRA-1	+7 dBm	+1 dBm	50 Ω	0.370	$2.3T_o$	-169	-172
RPD-2	+7 dBm	+7 dBm	50 Ω	1.900	$2.3T_o$	-173	-176

Fijémonos que para el RPD-2, a pesar del incremento sustancial de K_d (14dB), sólo existe una mejora de 4 dB respecto del ruido de fase debido al incremento de R_d (10 dB), suponiendo un mismo valor de NTR. En cualquier caso, los valores obtenidos están muy cerca de los mejores valores publicados (-180 dBc/Hz en [C5]) y en la mayor parte de los casos la contribución del detector al ruido del PLO es muy inferior a la de los demás subsistemas.

Este cálculo sirve únicamente para determinar el ruido del detector en la zona plana, pero no dice nada acerca del ruido flicker. La figura IV-10 muestra las gráficas de ruido del detector, aportadas por varios autores [B2] [S1]. Se observa que el ruido flicker tiene una frecuencia de cruce con el ruido térmico alrededor de 1 KHz, y que éste último es del orden de magnitud de los valores calculados anteriormente.

Todas las fuentes de ruido internas al filtro de lazo se engloban en una tensión de ruido equivalente a la entrada del mismo, V_{nF} . Así, cada fuente de ruido viene afectada por su función de transferencia a la entrada. Esto es

$$V_{nF}(s) = V_{nr1}(s) + i_{na}(s)R_1 + V_{na}(s) \frac{(\tau_2 + \tau_1 s) + 1}{\tau_2 s + 1} + V_{nr2}(s) \frac{\tau_1 s}{\tau_2 s + 1} \quad (\text{IV-20})$$

Donde V_{nF}^2 se debe entender, lógicamente, como suma cuadrática de todos los términos de ruido. Fijémonos que para frecuencias offset bajas la tensión de ruido del AO V_{na} no se ve afectada, y que la tensión de ruido de R_2 está atenuada en 20 dB/dec. Sin embargo, para

frecuencias offset mayores que $1/2\pi\tau_2$ ambas tensiones se ven amplificadas en los términos

$$\frac{(\tau_2 + \tau_1)}{\tau_2} \quad \text{y} \quad \frac{\tau_1}{\tau_2} \quad (\text{IV-21})$$

respectivamente. Por condiciones de diseño $1/\tau_2 \approx \omega_n$, y se puede producir un exceso de ruido en el PLO en las inmediaciones de la frecuencia natural, donde el ruido de la referencia equivalente todavía no se halla filtrado por la respuesta paso bajo del sistema. En el capítulo III, ecuaciones III-12 y III-13 se observa que tanto τ_1 como τ_2 vienen impuestas por los parámetros de los circuitos, quedando

$$\tau_1 = \frac{K}{2\zeta\omega_n} \tau_2 \quad \text{y} \quad \tau_2 = \frac{2\zeta}{\omega_n} \approx \frac{1}{\omega_n} \quad (\text{IV-22})$$

De este modo valores elevados de K o anchos de banda ω_n pequeños llevarán a factores de amplificación grandes. La figura IV-11 muestra este efecto motivado por la tensión de ruido de un hipotético AO para $f_n = 50$ KHz, 100 KHz y 500 KHz y $\zeta = 0.7$, en un sistema con $K_v = 40$ MHz/V, $K_d = 0.25$ V/rad y $N = 24$. Obsérvese que para anchos de banda elevados el factor de multiplicación tiende a la unidad. Teniendo en cuenta que valores elevados de K van en general asociados también a anchos de banda elevados, este factor no suele tener importancia y la tensión de ruido del AO se traslada a la entrada del filtro de lazo sin tener en consideración dicho factor de amplificación. Por el mismo motivo, en la práctica la tensión de ruido de R_2 también se desprecia.

TIPO DE A.O.	Va(nV/√Hz)	Ia(pA/√Hz)	GBW(MHz)	Ao (dB)
NATIONAL SC LF356	12	0.01	4.5	105
NATIONAL SC LF357	12	0.01	20	105
HARRIS HA5127/883	4.5	0.6	5	120
HARRIS HA5137/883	4.5	0.6	43	120
BURR/BROWN OPA627	4.5	0.002	16	104
LINEAR TECH LT1028	1	1	75	150
LINEAR TECH LT1037	2.5	0.4	60	150

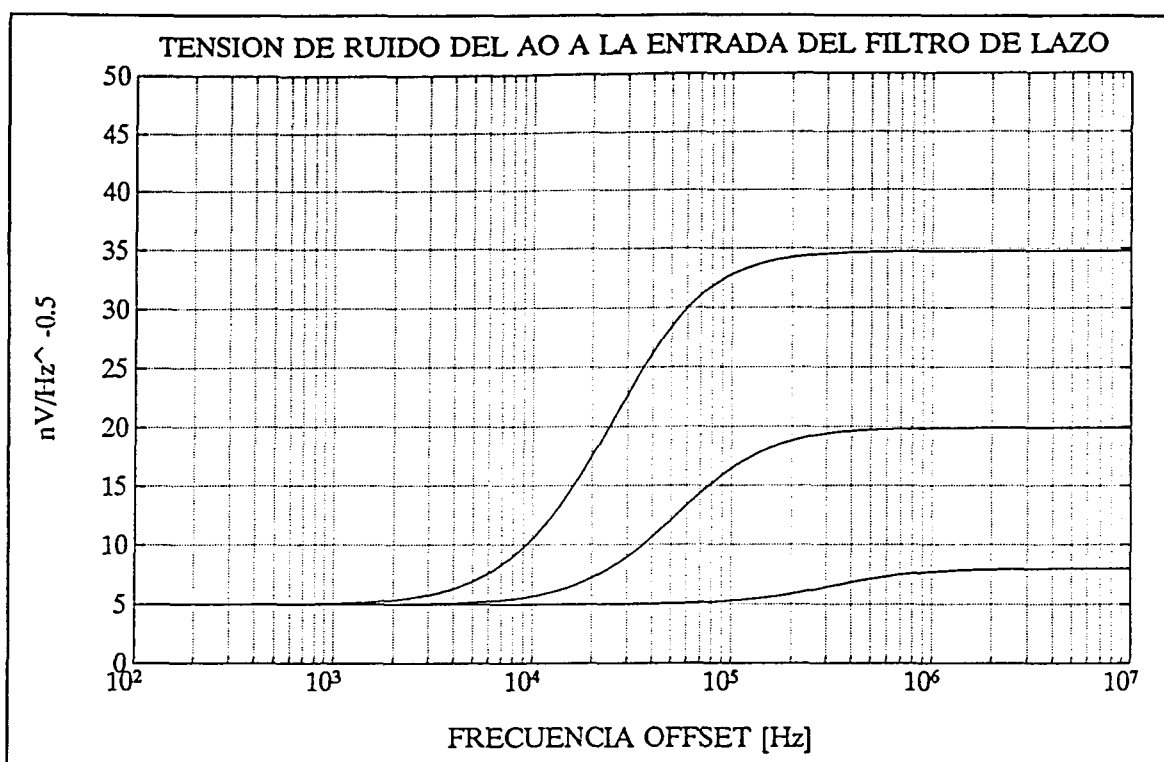


Fig. IV-11 Ruido de tensión de un AO a la entrada del filtro de lazo: $V_{na} = 5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ con $K_v = 40 \text{ MHz/V}$, $K_d = 0.25 \text{ mV/rad}$, $N = 24$, $\zeta = 0.7$ y $f_n = 50 \text{ KHz}$, 100 KHz y 500 KHz .

En la tabla anterior se presentan una serie de AO de bajo ruido y gran ancho de banda. Para éstos el ruido de tensión va desde $1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ hasta $20 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, pudiendo llegar a $100 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ para un AO de uso general. En general el ruido de corriente de los AO es despreciable por ser del orden de $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ y R_1 inferior a un $\text{K}\Omega$. Sin embargo, los AO con menor ruido de tensión suelen tener un ruido de corriente mayor, y R_1 debe elegirse de valor reducido. El ruido térmico de R_1 puede calcularse como

$$V_{nr1} = \sqrt{4KT_o R_1} = 0.13\sqrt{R_1} \quad \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad \text{(IV-23)}$$

En la tabla siguiente se muestra el valor que debe tener R_1 para que su contribución de ruido sea comparable al ruido de tensión de un AO típico.

V_{nr}	$1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$20 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_1	59Ω	$1.5 \text{ K}\Omega$	$5.9 \text{ K}\Omega$	$24 \text{ K}\Omega$

De la tabla anterior se deduce que se deben utilizar valores de R_1 bien por debajo de $1\text{ K}\Omega$ (confirmando que el efecto de i_{na} va a ser despreciable). Fijémonos que la constante del detector de fase K_d está definida en circuito abierto, y no en bornes del propio detector. Desde el punto de vista de las constantes de tiempo del filtro de lazo la resistencia de carga del detector es en realidad $R_d + R_1$, pudiendo ser perfectamente $R_1 = 0$. En realidad el valor mínimo de R_1 viene limitado por dos factores:

- Máxima corriente que puede suministrar el detector de fase.
- Máximo valor de C_2 (no electrolítico) y mínimo valor de R_2 .

La primera de las condiciones está también relacionada con la adaptación en el acceso de FI del detector. Para un mezclador balanceado a diodos, utilizado como detector, un valor de $R_1 = Z_{FI} \approx 50\ \Omega$ es un valor adecuado para bajo ruido y buena condición de adaptación.

En la tabla siguiente se muestra la influencia que tiene el ruido a la entrada del filtro de lazo en el ruido de fase de la referencia equivalente, para distintos valores de la constante de detección K_d .

K_d/V_{nF}	1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	10 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	20 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
10 mV/rad	-140 dBc/Hz	-129 dBc/Hz	-123 dBc/Hz	-117 dBc/Hz
50 mV/rad	-157 dBc/Hz	-143 dBc/Hz	-137 dBc/Hz	-131 dBc/Hz
100 mV/rad	-163 dBc/Hz	-149 dBc/Hz	-143 dBc/Hz	-137 dBc/Hz
250 mV/rad	-171 dBc/Hz	-157 dBc/Hz	-151 dBc/Hz	-145 dBc/Hz
500 mV/rad	-177 dBc/Hz	-163 dBc/Hz	-157 dBc/Hz	-151 dBc/Hz

La figura IV-12 compara las distintas contribuciones de ruido del filtro de lazo a la entrada del detector con el ruido de fase de una referencia a cristal típica de 100 MHz. Obsérvese, que para frecuencias superiores a 10 KHz, el ruido de fase del filtro de lazo es dominante, aún habiéndose elegido unos valores de ruido relativamente bajos. La figura IV-13 muestra el mismo ejemplo, pero para la mejor configuración posible del filtro de lazo. En este caso, todavía hay una pequeña contribución del ruido del filtro en las proximidades de la frecuencia natural del sistema $-f_n = 100\text{ KHz}$.

Como conclusión de este apartado se pueden realizar varias consideraciones. Al utilizar referencias espectralmente muy puras se deben utilizar detectores analógicos a diodos,

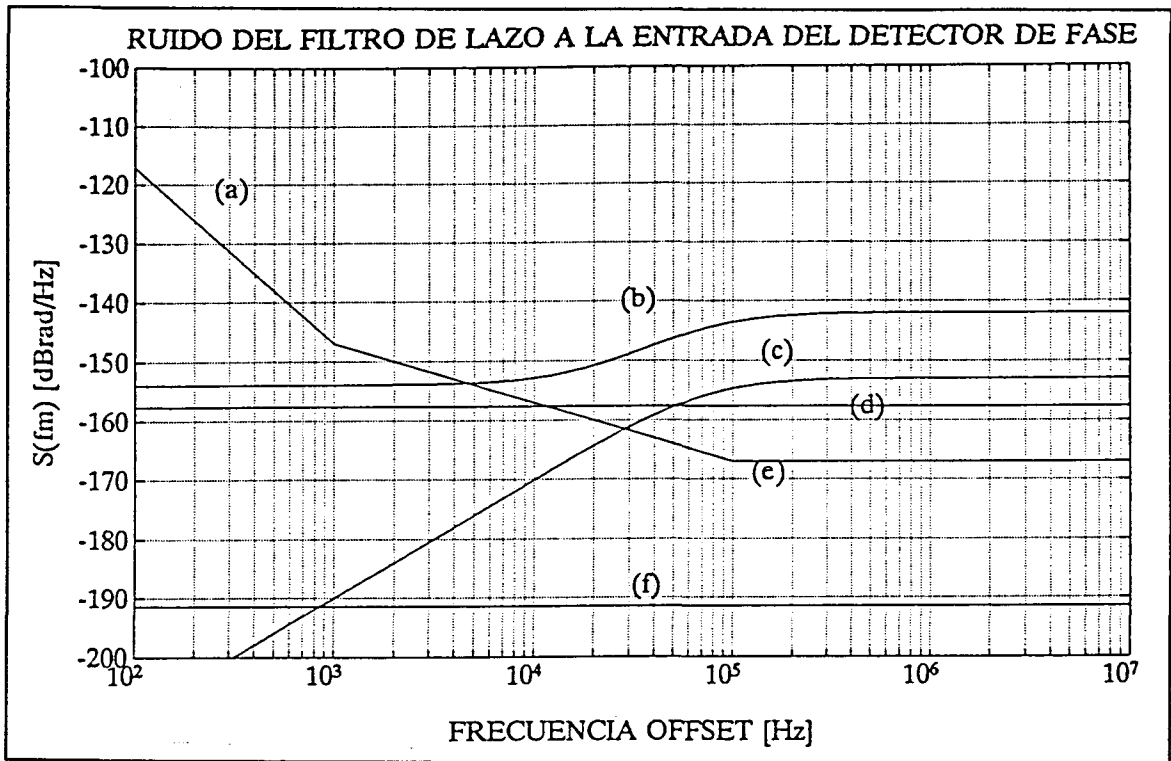


Fig. IV-12 $S_{nF}(f_m)$ a la entrada: $K_d=0.25$ V/rad y $f_n=100$ KHz (Fig IV-11). (a)(e) cristal a 100 MHz, (b) $V_{na}=5$ nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, (c) $R_2=223$ Ω , (d) $R_1=663$ Ω y (f) $i_{na}=0.1$ pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$.

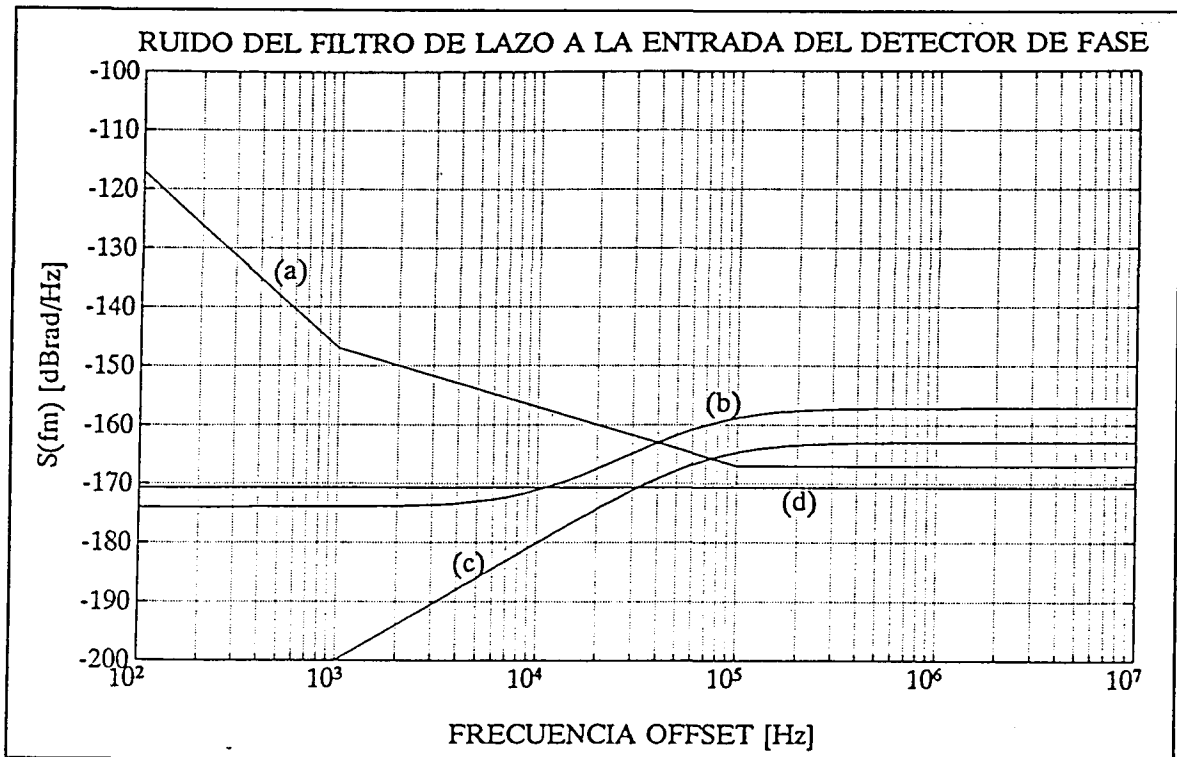


Fig. IV-13 Menor $S_{nF}(f_m)$ posible, a la entrada: $K_d=0.5$ V/rad y $f_n=100$ KHz (Fig IV-11). (a) cristal a 100 MHz, (b) $V_{na}=1$ nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, (c) $R_2=22$ Ω , (d) $R_1=132$ Ω .

en configuración equilibrada. En cuanto al ruido añadido por el filtro de lazo, éste puede hacerse prácticamente despreciable con una cuidadosa selección del amplificador operacional y de la resistencia R_1 . Hay que resaltar en ambos casos, que tanto el ruido del filtro de lazo como el ruido del detector no dependen de la frecuencia a la cual se realiza la detección de fase, mientras que el ruido de la referencia sí. A medida que la detección de fase se realiza a frecuencias mayores, el ruido de la referencia empeora, bien por motivos tecnológicos, bien debido al factor de multiplicación, y el ruido del filtro de lazo se hace progresivamente menos importante.

IV.3.2 Ruido de los divisores de frecuencia.

En la figura IV-1 se ha modelado el divisor de frecuencia como un atenuador por N del ruido de fase, con un fuente de ruido a su salida, $S_N(f_m)$, que simula el ruido añadido por el propio divisor. La atenuación del ruido de fase que efectúa un divisor de frecuencia ideal es fácilmente deducible: sea una señal $x_i(t)$ frecuencia ω_0 , modulada por un único tono de amplitud ϕ_n y frecuencia offset ω_m .

$$x_i(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \phi_n \sin \omega_m t) \quad (\text{IV-24})$$

la frecuencia instantánea de esta señal es

$$\omega_i(t) = \frac{d}{dt} [\omega_0 t + \phi_n \sin \omega_m t] = \omega_0 + \phi_n \omega_m \cos \omega_m t \quad (\text{IV-25})$$

Si $x_i(t)$ se inyecta a un divisor de frecuencia de índice N , a la salida del divisor se obtendrá una señal de frecuencia

$$\omega_o(t) = \frac{1}{N} \omega_i(t) = \frac{\omega_0}{N} + \frac{\omega_m \phi_n}{N} \cos \omega_m t \quad (\text{IV-26})$$

que se escribirá como

$$x_o(t) = A_o \cos \left[\frac{\omega_o}{N} t + \frac{\phi_n}{N} \cos \omega_m t \right] \quad (\text{IV-27})$$

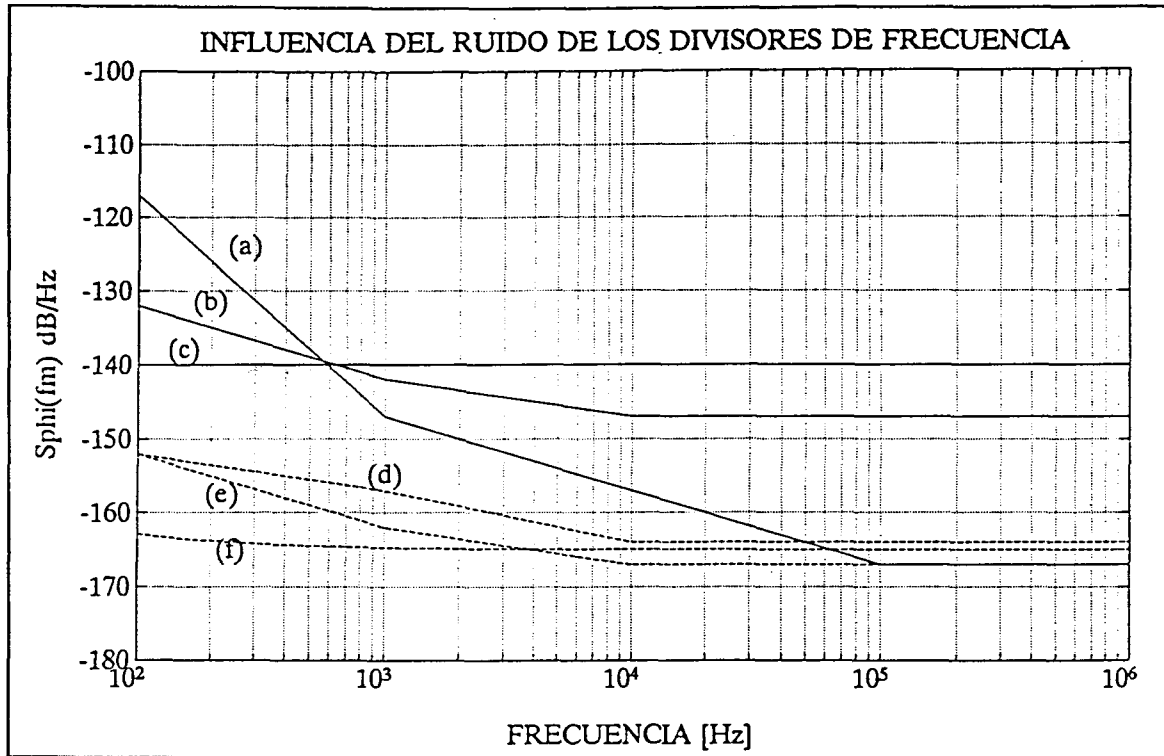


Fig. IV-14 (a) ref a 100 MHz; (b) ECL de Si ÷4 a 125 MHz [D1]; (c) ruido ECL [C18]; (d) ref a 10 MHz; (e) TTL a 2 MHz [D1]; y (f) ruido TTL [S2]. Sin normalización en frecuencia.

Así, la amplitud ϕ_n del tono modulador ha sido dividida por N en la señal de salida $x_o(t)$, mientras que su frecuencia offset ω_m no, con lo cual el ruido de fase a dicha frecuencia offset se ve reducido en $20\log N$.

En la ecuación IV-4 se observa que el ruido residual del divisor por N del lazo de realimentación se compara directamente con el ruido de la señal de referencia a la entrada del detector de fase. Esta observación es importante, pues a primera vista, parece que se debería comparar con el ruido del VCO. En algunas referencias [D5] se indica erróneamente que si a la salida del divisor se observa un nivel de ruido igual al del VCO reducido en $20\log N$, éste no introduce ninguna aportación de ruido a efectos de integrarlo en un PLO. Obviamente esto no es correcto, pues el ruido del VCO es filtrado paso alto por el PLL, mientras que el ruido del divisor es filtrado paso bajo (ec.IV-4).

A pesar de que el ruido residual de un divisor es un parámetro muy importante en el diseño de PLOs, los fabricantes raramente dan alguna especificación sobre el mismo, probablemente por la dificultad de realización de las medidas [C15]. La mayor parte de los artículos que realizan una predicción del ruido de fase de un PLO, considerando el efecto de los divisores, se remiten a los datos aportados por U.L.Rohde [B1], V.F.Kroupa [S1] o

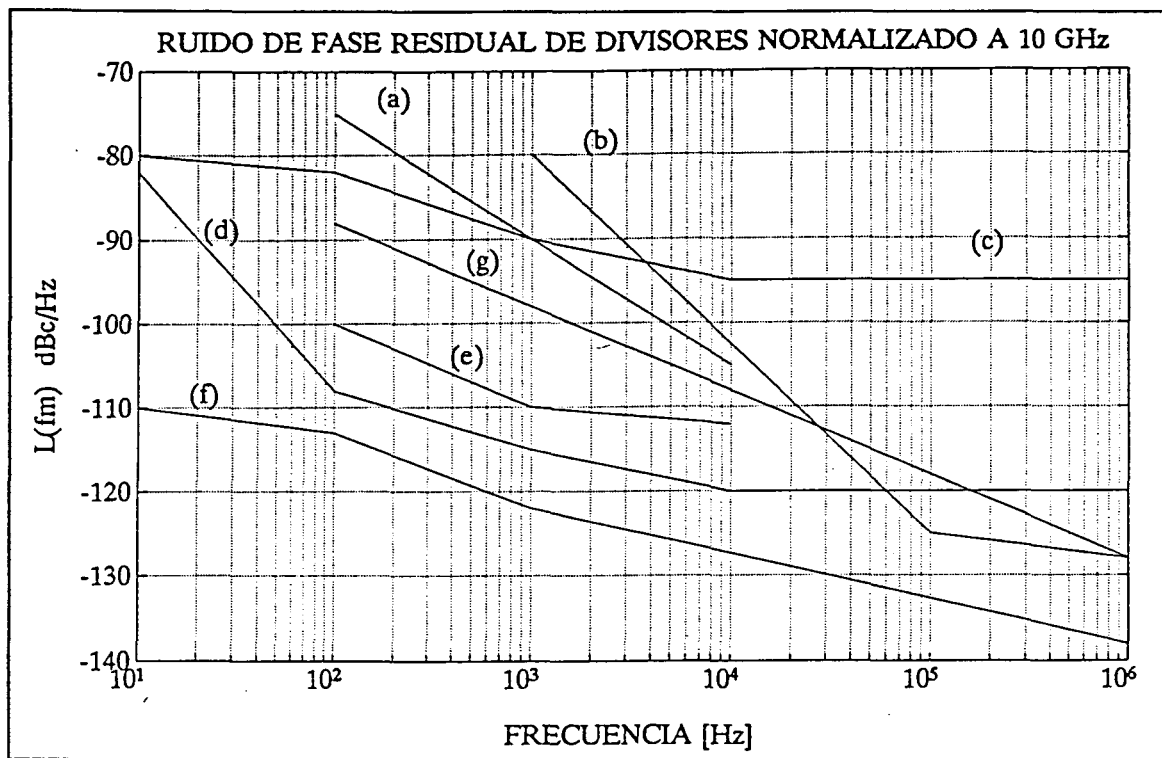


Fig. IV-15 [D1] (a) ECL de Si $\div 10$ a 10 MHz; (b) AsGa digital $\div 4$ a 300 MHz; (c) TTL $\div 10$ a 2 MHz; (d) ECL de Si $\div 4$ a 125 MHz; (e) ECL de Si $\div 4$ a 120 MHz y (f) paramétrico $\div 2$ a 3 GHz.

W.P.Robins [B2], que son muy similares, y dan únicamente órdenes de magnitud para las familias más corrientes de divisores.

En la figura IV-14 se compara cada tecnología con una referencia de cristal compatible con su frecuencia de operación, 100 MHz (a) en línea continua para las ECL; y 10 MHz (d) en línea discontinua para las TTL. Obsérvese que la tecnología TTL apenas degrada a la referencia según M.Bomford (e) y V.F.Kroupa (f), mientras que el ruido de las ECL es dominante frente al cristal de 100 MHz para frecuencias offset superiores a 600 Hz. Estos resultados están en concordancia con U.L.Rohde [B1], que da para los ECL un ruido cercano a los -152 dB/Hz, y de -167 dB/Hz para TTL y CMOS.

M.Bomford [D1][D2][C24] realiza una clasificación muy completa y actualizada de los divisores de frecuencia más utilizados, en cuanto a su ruido de fase y al margen de frecuencias recomendado para cada tipo, presentando curvas de ruido medidas por él mismo. Los divisores [D1] se clasifican en analógicos y digitales. Los analógicos se realizan por muy diversos métodos (paramétricos, sincronización subarmónica, inyección subarmónica...) y pueden operar hasta 26 GHz. Aunque U.L.Rohde [B1] comenta que este tipo de divisores no es comercializable por su baja fiabilidad, en la actualidad se encuentran unidades comerciales hasta 18 GHz [C24].

Los divisores digitales, basados en el principio del flip/flop, suelen clasificarse según sus familias lógicas. Las más antiguas son las TTL, inicialmente muy ruidosas y de alto consumo, pero las más económicas, con una frecuencia máxima de operación por debajo de los 100 MHz [S21]. las CMOS, con el mismo margen de frecuencia de operación que las TTL, aparecieron como alternativa de bajo consumo, y con un ruido similar a las anteriores. Paralelamente a las CMOS aparecieron las ECL (Si-bipolar) para aumentar la frecuencia máxima de utilización, que alcanza en la actualidad los 3.5 GHz [C16], y algo más tarde los divisores digitales de AsGa que alcanzan los 14 GHz [C25].

La figura IV-15, reproducida de [D1], representa el ruido residual de varios divisores típicos, normalizados a 10 GHz. Las principales conclusiones que M.Bomford obtiene de su estudio son:

-En un PLO con una cadena divisora, la aportación de ruido dominante corresponde a los divisores de menor frecuencia, por estar afectado éste por un mayor factor de multiplicación. Los divisores de muy alta frecuencia pueden considerarse prácticamente ideales.

-Los divisores digitales de AsGa tienen un ruido flicker muy elevado y no deben ser utilizados a frecuencias bajas. Para frecuencias elevadas, el efecto del ruido será menor, aunque se recomienda la utilización de divisores analógicos (paramétricos), menos ruidosos y con mayor frecuencia de operación.

-Los divisores TTL suelen presentarse como mucho más ruidosos que los ECL. Ello está motivado por el hecho de que los TTL se utilizan a frecuencias mucho menores, y al efectuar la comparación a una frecuencia normalizada (10 GHz, por ejemplo) sufren un factor de multiplicación mayor. Para frecuencias de operación similares los divisores TTL tiene un ruido residual muy similar al de los ECL para frecuencias offset elevadas y con un ruido flicker muy inferior.

-Se concluye que un diseño para ruido mínimo debe utilizar divisores analógicos (paramétricos) hasta la frecuencia de operación de los ECL de silicio (3.5 GHz), y éstos hasta la de utilización de los TTL o CMOS (< 100 MHz).

En un estudio más reciente M.R.McClure [D6] presenta nuevos datos experimentales sobre diferentes familias de divisores digitales de baja frecuencia, evaluados a la misma frecuencia de operación. El nivel de ruido en la zona térmica es de -146 dBc/Hz para los ECL; de -155 dBc/Hz para los LS (TTL de bajo consumo); de -158 dBc/Hz para los FAST (Fairchild advanced TTL); y de -164 dBc/Hz para los ACT (CMOS con salida TTL).

M.R.McCure concluye, pues, que estos últimos deben ser utilizados siempre que se desee realizar un diseño para mínimo ruido. La frecuencia máxima de operación para su señal de entrada es de 85 MHz en modelos comerciales, y de 125 MHz en usos militares. Para frecuencias superiores, la única alternativa es el uso de divisores ECL.

Se concluye pues, que el ruido residual de los divisores de menor frecuencia -los que atacan al detector de fase- es muy importante porque establece el ruido mínimo obtenible dentro del ancho de banda del PLL. El nivel de ruido no depende excesivamente de la frecuencia de operación de los divisores, sino más bien de la tecnología a la cual están realizados. Para frecuencias de entrada superiores a 100 MHz, los divisores ECL constituyen la única alternativa, y las referencias más recientes sitúan su ruido de fase entorno a los -146 dBc/Hz. Para frecuencias inferiores se deberán elegir divisores tipo ACT (CMOS con salida TTL), cuyo nivel de ruido está entorno a los -164 dBc/Hz.

IV.3.3 Ruido de los multiplicadores de frecuencia.

A diferencia de un divisor de frecuencia, un multiplicador permite obtener a su salida una señal cuya frecuencia es un múltiplo de la frecuencia de la señal presente a su entrada. En este caso, un multiplicador de frecuencia ideal aumenta el ruido de fase de la señal de entrada en su factor de multiplicación $-20\log M$, mientras que un dispositivo real siempre introducirá en mayor o menor medida ruido residual.

D.Scherer [C6] caracteriza a los multiplicadores según su principio de operación: generación armónica por medio de conductancia no lineal, o por medio de reactancia (capacitancia) no lineal. Los primeros son los realizados con diodos Schottky o transistores bipolares y son mucho menos ruidosos (< -166 dB/Hz), pero permiten factores de multiplicación reducidos (2, 4, 8,..). De los realizados con capacidad no lineal, los más extensamente utilizados son los diodos STEP-RECOVERY (SRD), que permiten factores de multiplicación muy elevados (> 100), pero que son más ruidosos (-157 dB/rad), especialmente en la región flicker. Los SRD son también muy sensibles a la potencia de la señal de entrada. Esta debe ser elevada para obtener un batido suficiente a la frecuencia múltiplo, para que no exista degradación por ruido térmico; pero no excesivamente elevada pues cuando los picos de señal llevan al diodo a la zona de ruptura, el ruido aumenta de forma rápida.

Los niveles de ruido aportados por D.Scherer son similares a los referenciados por Kroupa [S2], que en la figura IV-16 se comparan a un cristal a 100 MHz, (a), (b) y (c). Una medida más actual, realizada por Faulkner [M5] da un valor aún más reducido para el ruido

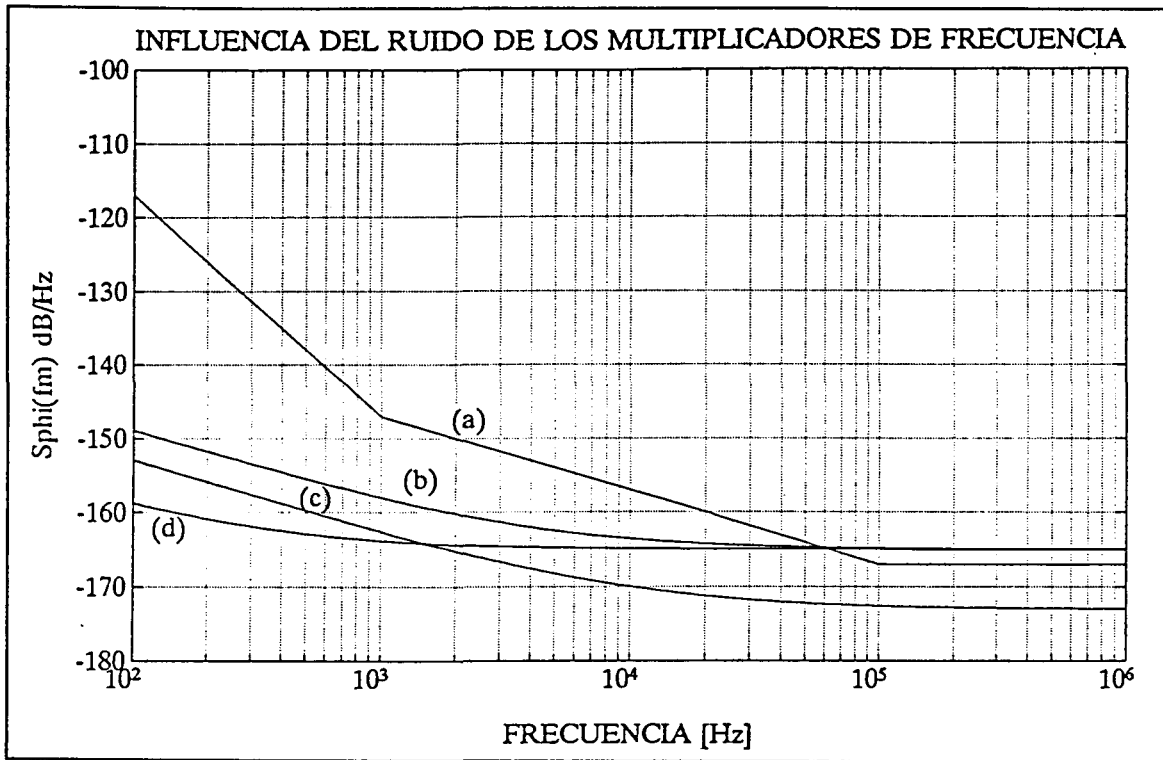


Fig. IV-16 (a) ref a 100 MHz; (b) multiplicador Schottky según Kroupa [S2]; (c) step recovery según Faulkner [C4] y (d) step recovery según Kroupa [S2]. (Normalizados a la frecuencia de entrada).

de fase de un SRD (d).

Se concluye, por tanto que un PLO a frecuencia fija debe utilizar multiplicadores de frecuencia en lugar de divisores, que quedaría restringidos al diseño de sintetizadores de frecuencia variable. Para factores de multiplicación bajos se utilizaran diodos Schottky o transistores bipolares, mientras que para factores elevados los SRD son la opción más recomendada. En ambos casos, hay que resaltar que los niveles de potencia necesarios a la entrada de los multiplicadores hacen necesario el uso de amplificadores de potencia, que son fuentes potenciales de ruido de fase, especialmente de ruido 1/f, debido a que suelen trabajar cerca de la zona de saturación.

IV.3.4 Ruido de los amplificadores.

Un amplificador ideal actúa únicamente sobre la amplitud de la señal de entrada, y por tanto su función de transferencia respecto de la fase es $H_a(s)=1$. Un amplificador real se simulará, pues como una fuente de ruido que dé cuenta del ruido térmico y 1/f añadido por éste.

El ruido térmico añadido por un amplificador es fácil de calcular a partir de su factor de ruido F . Si a la entrada del amplificador de ganancia G , se tiene una temperatura de fuente de $T_0=290$ °K, la densidad de potencia disponible de ruido a la salida debería ser $N_o=KT_oG$. Sin embargo, debido al ruido térmico añadido por el amplificador, ésta será mayor, definiéndose el factor de ruido como la ganancia incremental que sufre el ruido térmico KT_o presente a la entrada: $N_o=KT_oGF$. El ruido aportado por el amplificador será por tanto la diferencia entre ambas cantidades: $N_{ao}=KT_oG(F-1)$. Se puede considerar al amplificador como ideal, y suponer una fuente de ruido añadido a su entrada de valor $N_{ai}=KT_o(F-1)$. Aunque F se ha definido para una temperatura de fuente de $T_0=290$ °K, el ruido añadido por el amplificador es independiente de la temperatura T_s de fuente a su entrada. Así, el ruido equivalente total a la entrada del amplificador, considerado ideal se puede escribir como

$$N_i=KT_s+KT_o(F-1)=K(T_s+T_e); \quad T_e=T_o(F-1) \quad (\text{IV-28})$$

donde la temperatura equivalente del amplificador T_e , definida a partir de su factor de ruido, es la temperatura que hay que sumar a la temperatura de fuente T_s para que a la salida del amplificador se obtenga la misma potencia de ruido. De la expresión anterior se deduce que la importancia del ruido introducido por el amplificador será mayor cuanto mayor sea T_e en relación con T_s -amplificador con factor de ruido elevado y ruido de fuente reducido-. Si la potencia de señal a la entrada del amplificador es P_i , el ruido de fase puede calcularse fácilmente a partir de $\mathcal{L}(f_m)$:

$$S_o(f_m) \approx 2\mathcal{L}(f_m) = 2 \frac{0.5K(T_s+T_o(F-1))}{P_i} = S_i(f_m) + \frac{KT_o(F-1)}{P_i} \quad (\text{IV-29})$$

y el ruido residual o añadido por el amplificador, independientemente del ruido a su entrada puede expresarse como:

$$S_a(f_m) = \frac{KT_o(F-1)}{P_i} \quad (\text{IV-30})$$

La expresión anterior, servirá unidamente para estimar el ruido de fase de origen térmico. Para frecuencia offset cercanas a la portadora, el amplificador introducirá ruido $1/f$, que suele expresarse en términos del parámetro f_c , que es la frecuencia a la cual el ruido

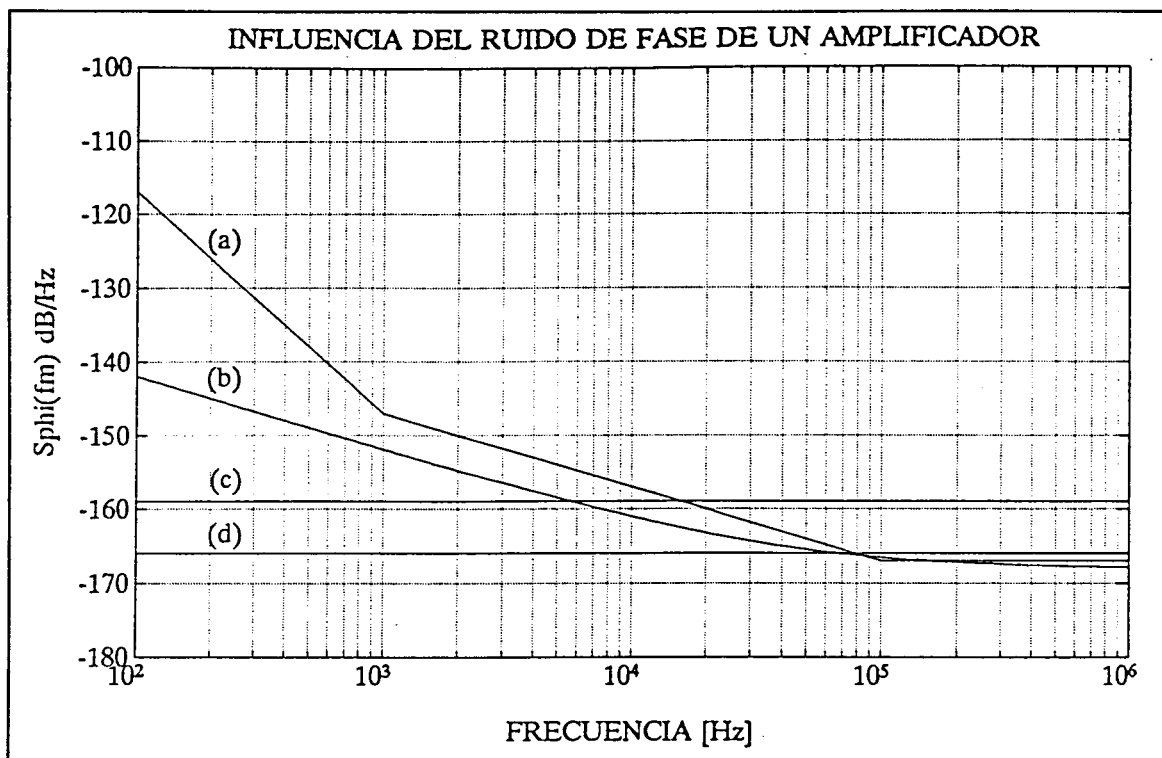


Fig. IV-17 (a) ref. a 100 MHz; (b) ZHL 2-8 de MINICIRCUITS según Scherer [C5]; (c) MAR-7 a partir de su NF en pequeña señal y (d) ZHL 2-8 a partir de su NF.

Flicker iguala al ruido de origen térmico, y que puede ir desde 1 KHz en transistores bipolares hasta 100 MHz en TRTs de ASGa [C6]:

$$S_a(f_m) = \frac{KT_o(F-1)}{P_i} \left[1 + \frac{f_c}{f_m} \right] \tag{IV-31}$$

En la figura IV-17 se observa el efecto de amplificar un cristal de 100 MHz (a) con diversos amplificadores comerciales. La curva (d) representa el ruido de origen térmico para un ZHL 2-8 de MINICIRCUITS que para $P_{OUT} = +28$ dBm, $G = 27$ dB y $F = 10$ dB da un ruido de fase de -165.5 dB/Hz. La curva (b) representa la medida del mismo amplificador realizada por Scherer [C6], en la cual se observa que la predicción del ruido térmico realizada era correcta, apreciándose ruido flicker para $f_m < 100$ KHz, aunque de un nivel inferior al del cristal. Finalmente, la curva (c) estima el ruido térmico de un amplificador MAR-7 de MINICIRCUITS con $P_{OUT} = +2$ dBm, $G = 13.5$ dB y $F = 5$ dB, que da un nivel de ruido de -159 dB/Hz, que es dominante frente al de la referencia para $f_m > 15$ KHz.

Como conclusión, para minimizar el efecto del ruido residual de los amplificadores, se deben elegir dispositivos con factor de ruido reducido, y mantener el nivel de potencia a

· la entrada de éstos lo mayor posible. El ruido flicker puede minimizarse haciendo trabajar a los amplificadores en zona lineal, lejos de la saturación, y utilizando redes de realimentación de baja frecuencia para filtrar el ruido $1/f$ ya en banda base.

Sistema automático de medida de ruido de fase

V.1 Introducción

En este capítulo se describe el banco de medidas de ruido de fase, basado en el sistema modular de instrumentación HP3048A, que ha sido instalado en los laboratorios de investigación del grupo AMR. El sistema HP3048A básico se ha complementado con instrumentación adicional, para extender su margen de operación a la banda milimétrica. Seguidamente se detalla el entorno del sistema de medida y su interacción con los programas de tratamiento de datos y de diseño de osciladores sintetizados, desarrollados en capítulos posteriores. En la figura V-1 se muestra el diagrama de bloques del sistema de medida con la distribución física de toda la instrumentación y de los periféricos incorporados al banco para garantizar la operatividad del proceso de medida.

En general, la caracterización del ruido de fase de cada subsistema de un PLO presenta una problemática propia y requiere, por tanto, un método de medida específico. Los diferentes métodos de medida disponibles -entendidos como método de calibración, demodulación del ruido y corrección de errores- no se detallan de un modo exhaustivo ya que se hallan convenientemente referenciados en los manuales del sistema HP3048A, y no presentan una complejidad teórica elevada. Sí que se presentan las prestaciones generales del conjunto y los márgenes de frecuencia de operación.

La principal dificultad en la medida de ruido de fase es de tipo tecnológico, pues se pretende medir una magnitud que generalmente se halla en el límite de las prestaciones del sistema. Por este motivo, este capítulo se dedica a evaluar los aspectos tecnológicos de la caracterización del ruido de fase: elección del método adecuado según las características del dispositivo a medir, determinación de las principales fuentes de error, mayores inconvenientes en la realización de la medida, y validación de los resultados. Como ilustración de esta

problemática se efectúa una medida sistemática de los diversos subsistemas que componen un PLO, a partir de dispositivos existentes en el laboratorio AMR. Así se elabora una "biblioteca" de curvas de ruido con la cual realizar futuros diseños, y para confrontar los resultados con la revisión tecnológica realizada en el capítulo IV.

V.2 Características generales del sistema de medida.

Disponer de un sistema de medida de ruido de fase operativo y versátil es condición indispensable cuando se diseñan osciladores sintetizados de gran pureza espectral. Las medidas efectuadas no solo permiten especificar las prestaciones de los prototipos realizados, sino que constituyen la clave para la optimización de los mismos. El sistema de medida debe poseer la suficiente versatilidad y las prestaciones necesarias para permitir la caracterización de todo tipo de fuentes de ruido de fase. La posibilidad más inmediata, es decir, la caracterización de pureza espectral efectuada con un analizador de espectro real, presenta dos inconvenientes graves:

-El ruido del oscilador local del analizador puede enmascarar el ruido del dispositivo. Ello será especialmente grave cuando se quiera caracterizar un oscilador de gran pureza espectral (referencia a cristal, osciladores sintetizados de bajo ruido, etc.), o realizar medidas de ruido añadido en bipuertos (amplificadores, divisores de frecuencia, multiplicadores, etc.).

-Los osciladores con grandes derivas (un VCO en oscilación libre) no pueden ser medidos correctamente. Un analizador de espectro real precisa de un cierto tiempo para efectuar el barrido frecuencial. Las derivas del VCO en este intervalo distorsionarán las medidas, especialmente para frecuencias offset reducidas. Si el analizador incorpora algún tipo de seguimiento -tracking-, el propio funcionamiento de éste también atenúa el ruido.

Por tanto, el analizador de espectro solamente podrá utilizarse en aquellos casos en los cuales el dispositivo sea muy estable, pero relativamente ruidoso. Por este motivo, es necesario disponer de un sistema específico para la medida del ruido de fase, basado en la demodulación del ruido de fase, y con un demodulador cuya sensibilidad esté optimizada para cada dispositivo concreto. El sistema automático de medida del ruido de fase basado en el sistema HP3048A, permite la medida de la pureza espectral de todos los subsistemas que integran un PLO, tanto los osciladores -ruido absoluto-, como los bipuertos -ruido residual o añadido-. El sistema HP3048A básico actúa en el rango de frecuencias de 5 MHz a

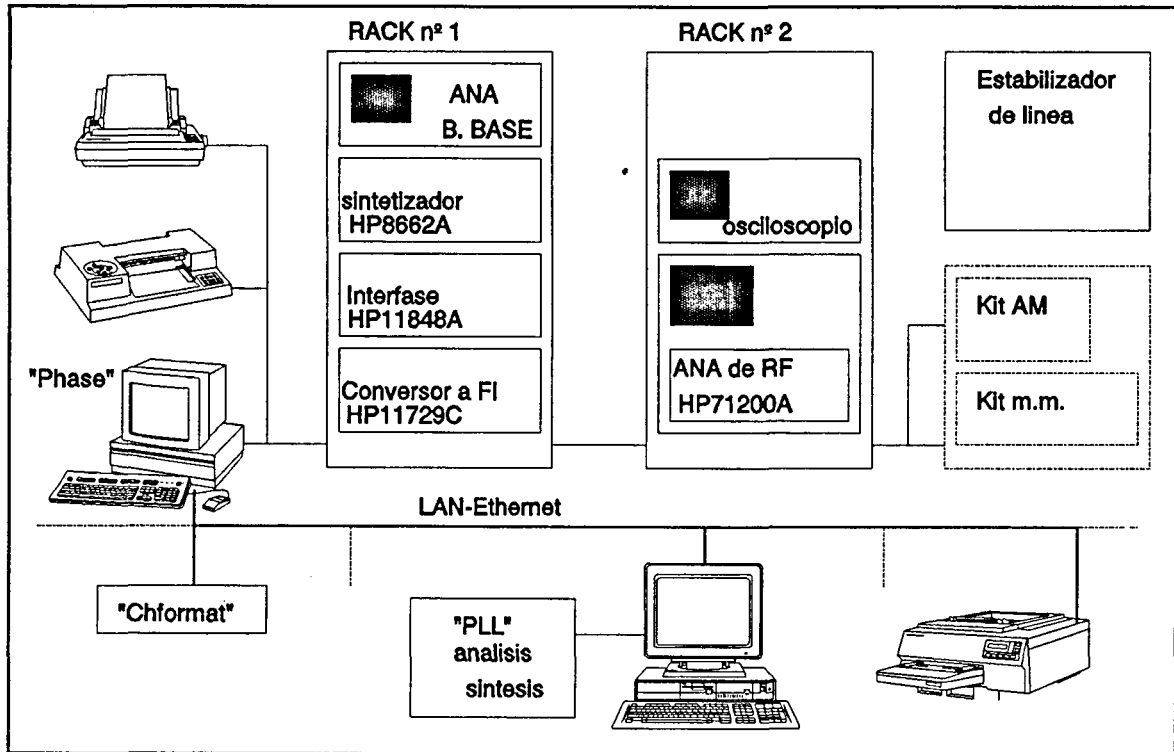


Figura V-1 Diagrama de bloques del banco de medida de ruido de fase y de sus periféricos.

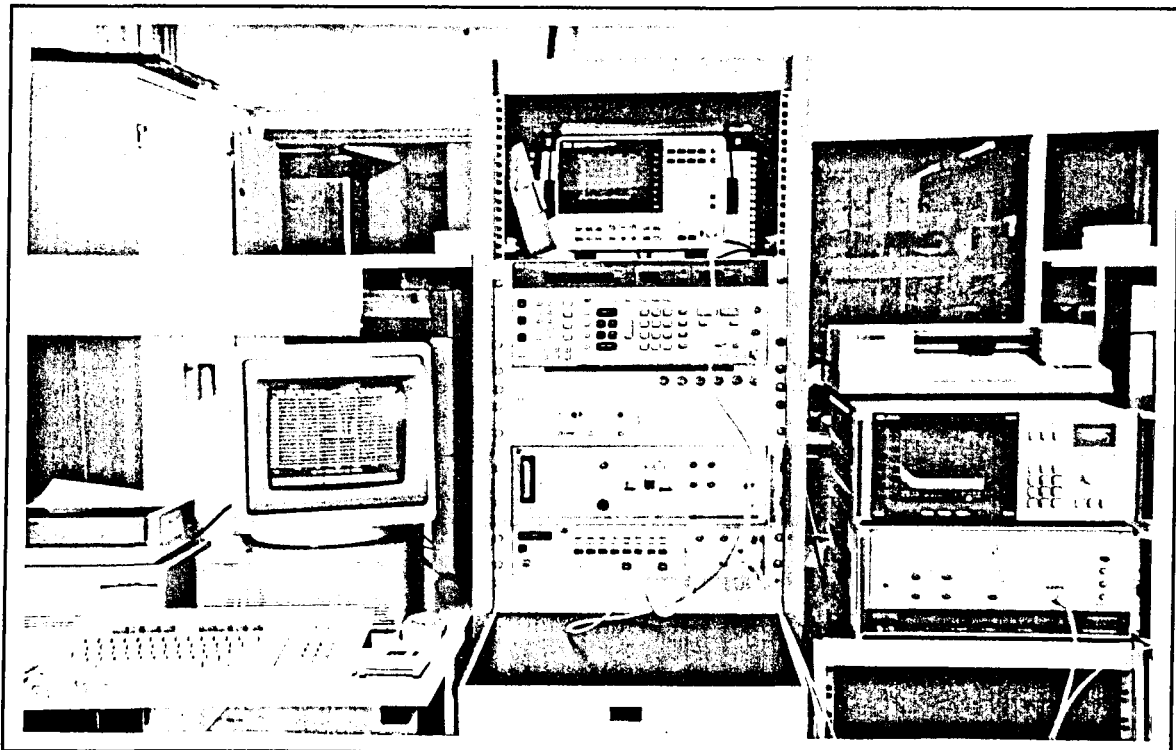


Figura V-2 Vista general del banco de medidas de ruido de fase

18 GHz, y para cubrir la banda de ondas milimétricas ha sido ampliado con circuitería adicional, extendiendo el margen de operación hasta 75 GHz.

El sistema HP3048A básico proporciona el hardware y software necesarios para realizar medidas sistemáticas de ruido de fase de los diversos tipos de dispositivos ruidosos existentes. Incluye los siguientes elementos (figura V-1):

Interfase del ruido de fase HP11848A. Incluye toda la circuitería necesaria para efectuar medidas en el margen de 5 MHz a 18 GHz -detectores de fase, amplificadores de bajo ruido, interruptores, detectores de enganche, etc.- Además, lleva incorporadas señales internas de test que permiten verificar automáticamente el funcionamiento de la circuitería para todos los métodos de medida disponibles.

Analizador de banda base HP3561A. Es un analizador de espectro que en realidad mide en el dominio del tiempo. Por medio de la transformada rápida de Fourier (FFT), permite la visualización de la señal medida en el dominio de la frecuencia -125 μ Hz a 100 KHz-. Los algoritmos de medida que lleva incorporados permiten barridos frecuenciales muy rápidos y promediado de medidas. Además, es un instrumento con una gran sensibilidad y margen dinámico, muy adecuado para la medida de ruido de fase demodulado -ruido de tensión-.

Sintetizador de precisión HP8662A. Genera una señal sintetizada de gran pureza espectral, en el margen de 5 MHz a 1280 MHz, que es utilizada por el sistema para la demodulación del ruido de fase en dicho margen de frecuencia. También genera otras señales de gran pureza, de frecuencia fija, utilizadas por el sistema como señales auxiliares (referencias a 10 MHz y 640 MHz).

Analizador de radiofrecuencia HP71200A. Permite extender el margen de medida en banda base -ruido de fase demodulado- de 100 KHz a 40 MHz. Además, se utiliza para monitorizar la señal antes de la demodulación en el margen de frecuencias de 50 KHz a 75 GHz.

Conversor a frecuencia intermedia HP11729C. Permite la conversión de señales en el rango de 1.28 GHz a 18 GHz al margen de 5 MHz a 1280 MHz en el cual el ruido de fase ya pueden ser convenientemente demodulado. Para ello lleva incorporado un mezclador de bajo ruido, así como un multiplicador de frecuencia que le permite generar sus propias señales de oscilador local -de gran pureza espectral- como múltiplos de la señal de 640 MHz suministrada por el sintetizador HP8662A.

Controlador, periféricos y software. El proceso de medida es controlado por el programa "PHASE" del sistema HP3048A, que permite la elección del método de demodulación, realización de la calibración y realización de las medidas de forma semiautomática. Este programa, codificado en BASIC, corre en un ordenador HP9000/300, que controla la instrumentación a través de un BUS de datos en paralelo. Las medidas realizadas son procesadas y visualizadas en las presentaciones más habituales, y pueden ser volcadas en impresora, plotter o disco.

El sistema de medida de ruido de fase ha sido instalado en dos racks de instrumentación, con todas las interconexiones de bus de datos y alimentación fijas, y con una distribución de elementos que maximiza la operatividad del sistema (figura V-1). Los elementos que complementan el sistema de medida básico son:

Kit de milimétricas. Permite la ampliación del rango de frecuencias de medidas al margen de 18 GHz a 75 GHz. Actúa como convertidor a frecuencia intermedia del mismo modo que el instrumento HP11729C, pero está compuesto de elementos discretos (amplificador de potencia, filtros, mezcladores armónicos, etc.). En el apartado de métodos de medida se describe el funcionamiento del mismo.

Kit de AM. La medida del ruido de amplitud es uno de los procedimientos requeridos para garantizar la validez de la medida de ruido de fase. Se ha construido y caracterizado un detector de AM que permite la realización de este test.

Osciloscopio. Se incorpora al sistema un osciloscopio de baja frecuencia HAMEG HM605/60 MHz, que se utilizará con funciones de monitorización: visualización de batidos, cálculo de la constante de un detector, indicador de enganche, etc..

Estabilizador de tensión. Para la alimentación y protección del sistema se ha instalado un regulador de tensión RE-2009-2T de SALICRU, con las siguientes características:

Potencia:	2 KVA
Intensidad nominal:	10 A
Aten. ruido modo común:	> 120 dB 10Hz-1KHz > 70 dB 1KHz-1MHz
Atenuación impulsos:	> 80 dB

Programa de tratamiento de medidas "CHFORMAT". El programa "PHASE" del sistema HP3048A, que controla el sistema de medida, permite la visualización de las medidas pero no facilita el acceso a las mismas. Los datos se hallan almacenados en

ficheros binarios, codificados en un formato interno del programa que minimiza el espacio de memoria ocupada. Se ha desarrollado el programa "CHFORMAT", en lenguaje BASIC, que decodifica el formato interno del programa "PHASE", suaviza y muestrea las medidas, y las almacena en ficheros ASCII fácilmente exportables.

Programa de análisis y síntesis de PLOs con ruido: "PLL". Se ha desarrollado (capítulo VII) el programa "PLL" para ordenador personal -PC-, basado en la utilidad matemática PC-MATLAB, que permite el análisis y síntesis de osciladores sintetizado, tanto desde el punto de vista dinámico -estabilidad, ancho de banda, respuesta transitoria, etc.- como del punto de vista de su ruido de fase. El programa accede a las medidas tratadas con "CHFORMAT" a través de la red LAN-Ethernet, lo cual permite la realización de una predicción del ruido de fase del PLO a partir de la caracterización de sus subsistemas. Acceder a las medidas de los prototipos realizados también permite efectuar la comparación con las predicciones, y poder validar así, tanto los métodos de medida como los programas de diseño.

En la figura V-3 se observa, como ejemplo de medida, el ruido de fase de un VCO en oscilación libre a 2.4 GHz, y el ruido del oscilador sintetizado HP8340B a 100 MHz, que presenta un espectro más plano. En la figura V-4 se muestran las mismas medidas una vez han sido importadas por "PLL" y suavizadas.

Una vez el sistema de medida del ruido de fase, junto con todas sus ampliaciones, ha sido instalado, los márgenes de operatividad del conjunto son las siguientes:

MARGENES DE FRECUENCIA OFFSET

125 μ Hz a 100 KHz	con analizador de banda base
100 KHz a 40 MHz	con analizador de radiofrecuencia

MARGENES DE FRECUENCIA PORTADORA

5 MHz a 1280 MHz	sin conversión a FI
1.28 GHz a 18 GHz	con conversión a FI -HP 11729C-
18 GHz a 75 GHz	con conversión a FI -KIT milimétricas-

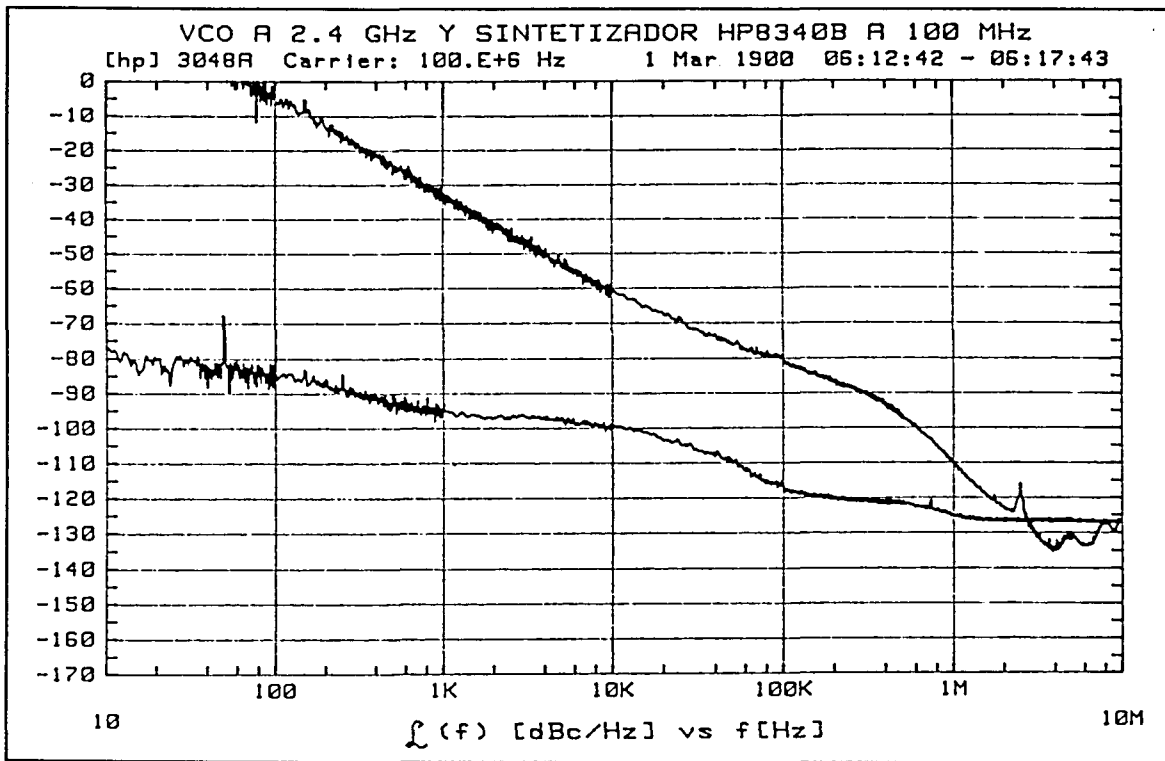


Figura V-3 Gráfico generado por el sistema de medida de ruido de fase: Curva de ruido de un VCO en oscilación libre a 2.4 GHz , y del sintetizador HP8340B a 100 MHz.

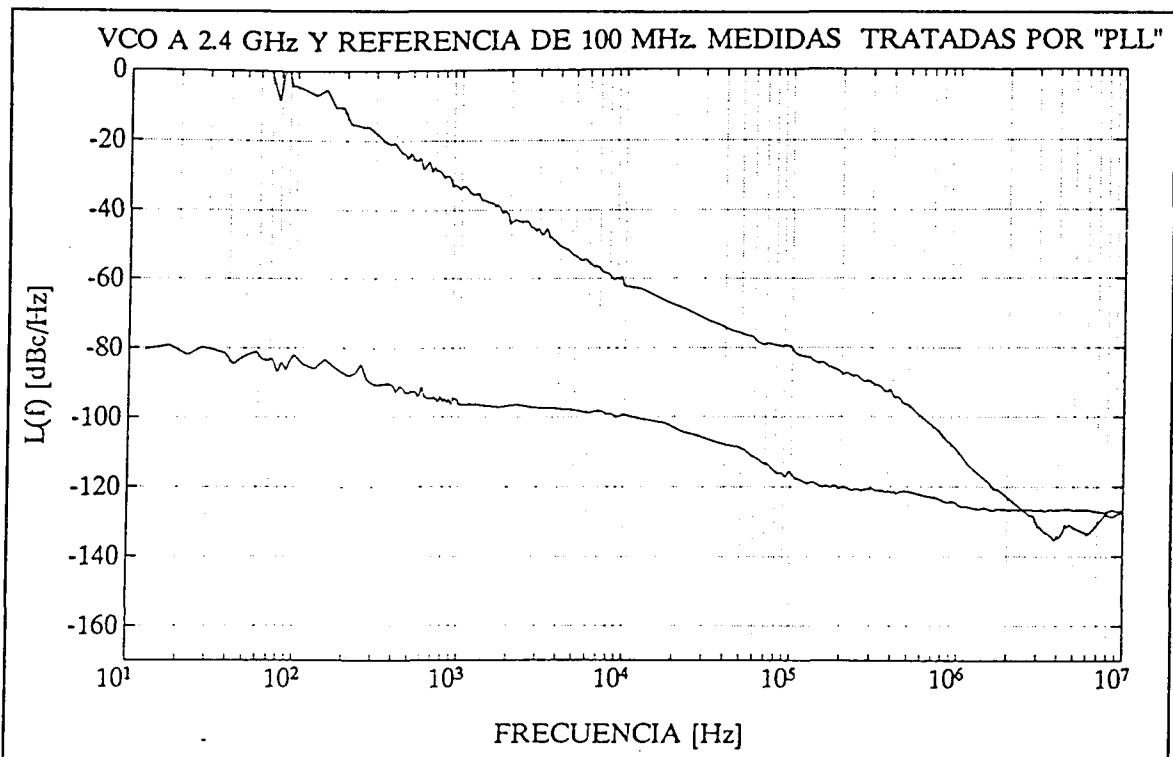


Figura V-4 Las medidas de la figura V-3 han sido tratadas por "CHFORMAT" y exportadas al programa de análisis y síntesis de osciladores sintetizados "PLL".

En cuanto a la sensibilidad y prestaciones del sistema, éstas dependen enormemente del método de medida y de los rangos de frecuencia offset y portadora elegidos. Las especificaciones del fabricante en cuanto al error cometido en las medidas se da en la tabla siguiente

ERROR EN LAS MEDIDAS

± 2 dB	0.01 Hz a 1 MHz
± 4 dB	1 MHz a 40 MHz

Estas cotas de error se refieren únicamente al error cometido en la adquisición de datos, calibraciones y correcciones realizadas. No tienen en cuenta el ruido del sistema de medida -sensibilidad del sistema-, que en algún rango de frecuencias offset puede ser dominante y enmascarar por completo el ruido del dispositivo a medir -DAM-. Además, para poder garantizar las prestaciones presentadas por el fabricante se deben cumplir una serie de requisitos para la señal de test, no siempre asequibles. Básicamente, éstos son

- Bajo nivel de interferencias
- Fuentes de calibración y demodulación poco ruidosas
- Baja deriva del DAM
- Nivel de potencia de la señal de test elevado

En general, todos estos problemas dependen enormemente del método de medida utilizado, por lo que se tratan más profundamente al exponer los distintos métodos de medida, en los apartados siguientes.

V.3 Medida del ruido de fase de los subsistemas

Una vez ha finalizado la descripción del sistema de medida de ruido de fase, se procede en este apartado a la medida sistemática de los diversos subsistemas que componen un oscilador sintetizado. Esta labor se realiza con un doble objetivo: En primer lugar, permite hacer una valoración de las prestaciones y limitaciones del sistema y de los distintos métodos de medida; y en segundo lugar, permite elaborar una "biblioteca" con las curvas de ruido obtenidas, que servirá de entrada a los programas de predicción y optimización de la pureza espectral de un PLO desarrollados en los capítulos siguientes.

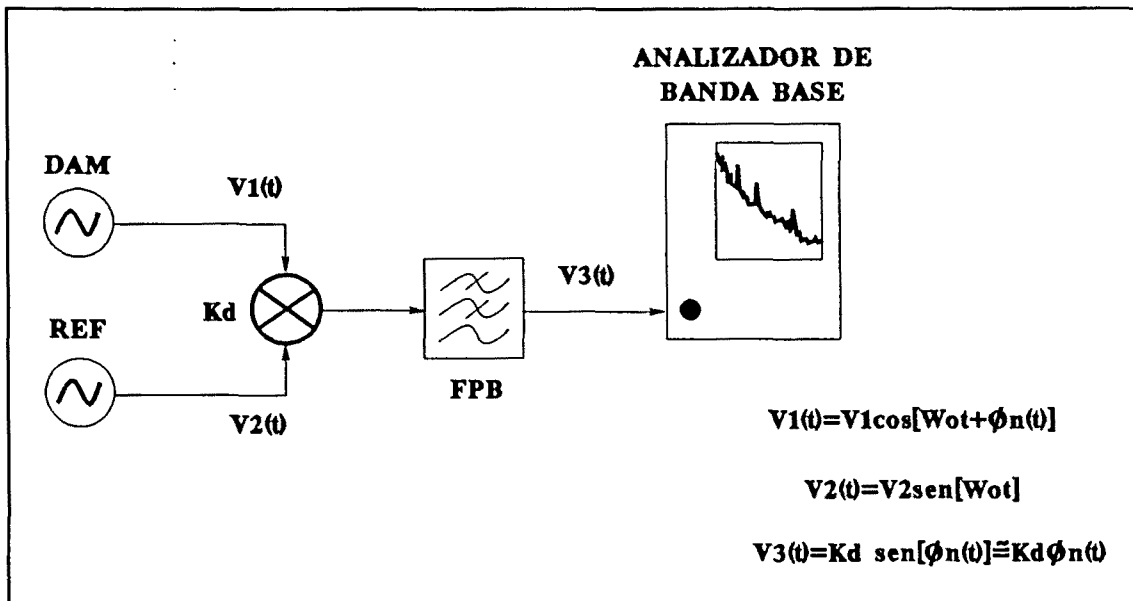


Figura V-5 Demodulador básico del ruido de fase de un DAM -dispositivo a medir- mediante dos generadores en cuadratura.

De un modo general, la medida de pureza espectral se realiza por medio de la demodulación del ruido de fase para ser visualizado en banda base, -ruido de tensión-. Desde un punto de vista simplista, se podría pensar que la demodulación de la fase de una señal es un proceso bien conocido y que no debería presentar excesivas dificultades. Sin embargo, hay que resaltar que se pretende medir una magnitud, el ruido de fase, que generalmente se halla muy cercana a las prestaciones del sistema de medida. Por este motivo, aunque el proceso de medición, -entendido como la adquisición de datos-, está automatizado, el sistema requiere una gran colaboración por parte del operario, tanto para la conclusión del proceso de medida mismo, como para la validación de las medidas realizadas.

Como se ha visto anteriormente, el ruido de fase se obtiene mediante el uso de un demodulador de gran sensibilidad, que permite la medición en banda base. La figura V-5 muestra un demodulador básico, donde el ruido de fase del DAM -dispositivo a medir- es demodulado mediante otro oscilador coherente en cuadratura. Para niveles bajos de ruido, a la salida del demodulador se obtiene una tensión proporcional al mismo, que puede ser visualizada en un analizador de banda base. Los distintos métodos de medida diferirán entre sí en el modo cómo se efectúa esta demodulación, eligiéndose uno u otro según los requerimientos que presente el DAM: frecuencia de operación, niveles esperados de ruido, derivas, ruido de AM, etc. Para la realización de una medida, el sistema requiere la contribución del usuario en los siguientes aspectos:

-Elección de método de medida. Dependerá tanto de la sensibilidad exigida al método, como de las derivas del DAM.

FICHERO: AMP 2/1 a 1.2 GHz R.RESIDUAL

22-Jun-91

Parameter Data

Step	Parameters	Data
1	Measurement Type Frequency Range Start Freq. Stop Freq. Averages	Phase Noise without Using a PPL 10 Hz 40. E+6 Hz 4
2	Instrument Parameters Carrier Frequency Detector/Discr. Input Frequency Internal Phase Detector	1.2 E+9 Hz 1.2 E+9 Hz 5 TO 1600 MHz
3	Calibration Technique Phase Detector Constant	SINGLE SIDED SPUR 90.45 E-3 V/Rad
4	Source Control	<p>HP 11845A</p>
5	Define Graph Title Minimum X Maximum X Minimum Y Maximum Y Graph Type	AMP. 2 MAR-7 a 1.2GHz RUIDO DE FASE RESIDUAL Single Sideband Phase Noise (dBc/Hz)

Figura V-6 Formato de las hojas de medida.

-**Cálculo de los parámetros de medida y calibración.** Antes de iniciar el proceso de medida el sistema debe conocer una serie de parámetros para maximizar la garantía de que las medidas podrán realizarse y serán válidas.

-**Validación de las medidas.** Se debe garantizar que el ruido de fase correspondiente al DAM es dominante para todo el rango de frecuencias offset de interés, aunque ello no siempre es posible para un sólo método de medida. También se debe verificar que la contribución del ruido de AM es despreciable frente al ruido de fase.

-**Tratamiento adecuado de los posibles problemas.** La conclusión del proceso de medida nunca está garantizada y puede no ocurrir por diversos motivos: la presencia de espúreas pueden imposibilitar la cuadratura en el detector o saturar los amplificadores de FI; nivel de potencia en el DAM inferior al necesario para garantizar la sensibilidad del sistema; derivas excesivas del DAM.etc.

La realización de medidas sistemáticas de los diversos subsistemas de un PLO, además de permitir comprobar el funcionamiento del sistema y de permitir su puesta a punto, ha servido para generar los siguientes archivos de ayuda:

-**Archivo de hojas de medida.** Para cada medida realizada se genera una hoja como la de la figura V-6, en la cual constan los datos necesarios para la realización de la misma. El archivo creado facilita la realización de medidas similares.

-**Ficheros de programas de medida.** Una vez realizada una medida, el programa de test puede ser almacenado con todos los parámetros asociados a la misma, para la realización posterior de medidas similares.

-**Métodos de verificación de medidas.** Consiste en una serie de métodos de medida y consideraciones que permiten evaluar la validez de las mismas.

En los siguientes apartados se detallan las principales características de los distintos métodos de medida de ruido de fase.

V.3.1 Método del detector de fase.

Es el método de mayor sensibilidad, caracterizándose por mantener la cuadratura de las señales a la entrada del detector de fase mediante un lazo PLL. En la figura V-7 se observa el diagrama de bloques del sistema de medida, -basado en la figura número V-5-, y

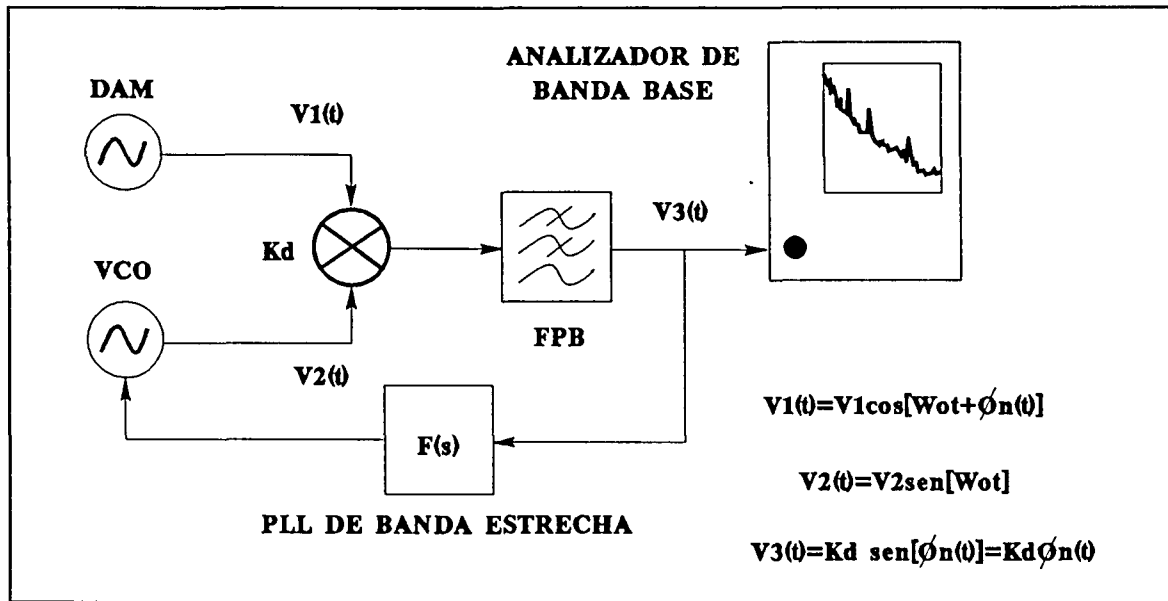


Figura V-7 Método del detector de fase: Diagrama de bloques. Este método utiliza un PLL para garantizar la cuadratura de las señales a la entrada del detector de fase.

en la figura V-8 se muestra el modelo lineal del PLL con las contribuciones de ruido más importantes: el ruido de la referencia, $S_r(f_m)$, que en general será el DAM -dispositivo a medir-; ruido del VCO, $S_v(f_m)$; y ruido equivalente del detector, $S_d(f_m)$, -que incluye el ruido del detector y los amplificadores de medida- El ruido medido será el ruido de tensión correspondiente a la señal de error del PLL, $S_e(f_m)$. Utilizando la teoría de los sistemas realimentados, el ruido a la salida del PLO vendrá dado, según ec.IV-1, por:

$$\theta_o(s) = \left[\theta_r(s) + \frac{1}{K_d} \theta_d(s) \right] H_r(s) + \theta_v(s) [1 - H_r(s)] \tag{V-1}$$

Donde $H_r(s)$ es la función de transferencia en lazo cerrado para la referencia del PLL. La magnitud que se mide -ruido a la entrada del analizador de banda base- es la señal de error, cuya expresión es

$$\theta_e(s) = K_d [\theta_r(s) - \theta_o(s)] + \theta_d(s) = [1 - H_r(s)] [K_d \theta_r(s) - K_d \theta_v(s) + \theta_d(s)] \tag{V-2}$$

Así, la densidad espectral de la tensión de error viene dada por

$$S_e(f_m) = |1 - H_r(j 2\pi f_m)|^2 [K_d^2 S_r(f_m) + K_d^2 S_v(f_m) + S_d(f_m)] \tag{V-3}$$

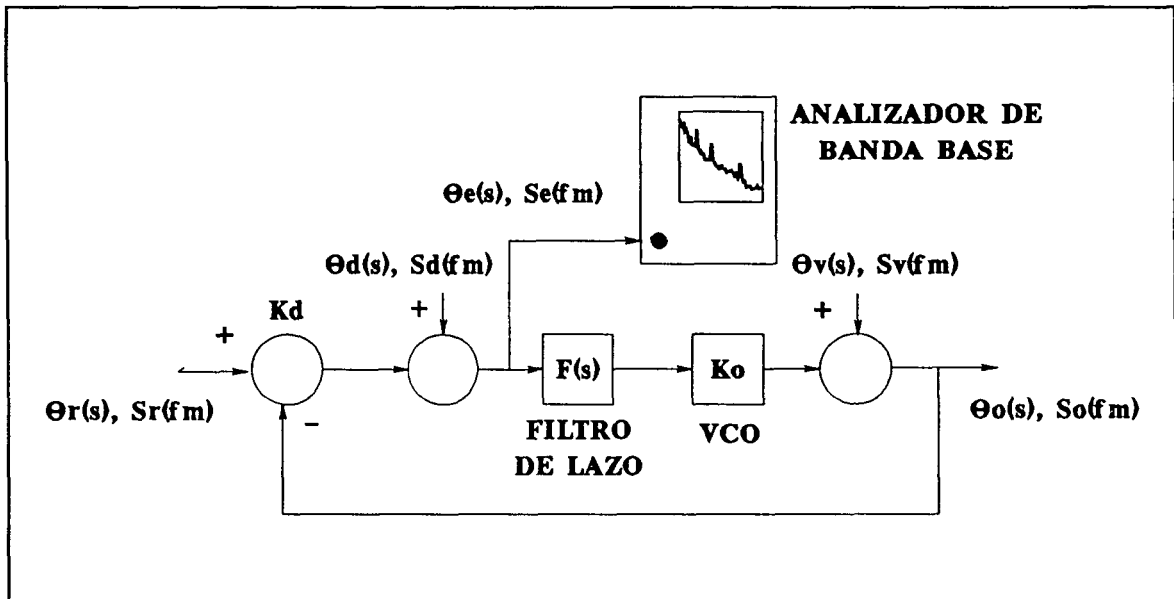


Figura V-8 Método del detector de fase: Modelo lineal de un PLL con las contribuciones de ruido más significativas.

Y por tanto, el ruido asignado al DAM se calcula como

$$S_{DAM}(f_m) = \frac{1}{K_d^2} S_e(f_m) = |1 - H_r(j2\pi f_m)|^2 \left[S_r(f_m) + S_v(f_m) + \frac{1}{K_d^2} S_d(f_m) \right] \quad (V-4)$$

Para frecuencias offset mayores que el ancho de banda del PLL ($f_m > BW_{PLL}$) se cumple que $|1 - H(j2\pi f_m)| \approx 1$ y entonces

$$S_{DAM}(f_m) \approx \left[S_r(f_m) + S_v(f_m) + \frac{1}{K_d^2} S_d(f_m) \right] \quad (V-5)$$

Obsérvese, que el DAM puede actuar como VCO o como oscilador de referencia del PLL de medida, eligiéndose uno u otro dependiendo del ancho de banda de modulación disponible, y de las derivas de los osciladores. Suponiendo que el DAM actúa como oscilador de referencia, y en el caso ideal en el cual el ruido del VCO y del detector de fase es nulo, el ruido medido valdrá, efectivamente

$$S_{DAM}(f_m) = \frac{1}{K_d^2} S_e(f_m) = S_r(f_m) \quad (V-6)$$

Según la expresión V-4, al medir el ruido de fase de un dispositivo existen dos tipos de incertidumbre. El error en la medida, que se divide en el error de calibración -determinación de K_d - y en el error de adquisición -medida de $S_e(f_m)$ -; y la contaminación de la señal deseada por otras fuentes de ruido, que establecen la sensibilidad del sistema. Así, la sensibilidad del método de medida queda determinada por el ruido que se mediría en ausencia de ruido de fase del DAM:

$$S_r(f_m)=0; \quad S_{sis}(f_m)=\frac{1}{K_d^2}S_e(f_m)=S_v(f_m)+\frac{1}{K_d^2}S_d(f_m) \quad (V-7)$$

Es lo que se denomina ruido del sistema -system noise floor- que viene determinado, en este caso, por el ruido del VCO y del detector de fase. El VCO generalmente determina la sensibilidad para frecuencias cercanas a la portadora -ruido flicker-; y el detector lo determina para frecuencias alejadas -ruido térmico amplificado por el factor K_d^2 -. Para que las especificaciones del sistema se cumplan, la K_d debe ser elevada, lo cual impone a la señal suministrada por el DAM, unos requerimientos de potencia mínima.

Según ec.V-7, la sensibilidad del sistema podría medirse utilizando como DAM un dispositivo menos ruidoso que el ruido del sistema. Sin embargo, como la sensibilidad de este método es muy elevada, esto no es posible. Como alternativa y para frecuencias offset reducidas, el sistema tiene caracterizado el ruido de fase de los VCOs que puede utilizar en la demodulación, lo cual permitirá dar una indicación de la validez de las medidas realizadas. En cuanto al ruido del detector, calibrando con una K_d menor -menor potencia en el DAM- se puede observar si el ruido medido es mayor o no, lo cual indicará si en ese margen de frecuencias offset se está midiendo el ruido del DAM o el del sistema.

Para frecuencias offset inferiores al ancho de banda del PLL de medida, se podría conocer el ruido de fase si se conociera la función $[1-H_r(s)]$. El sistema mide este término inyectando ruido blanco a la salida del detector de fase. Esto equivale a inyectar un ruido de test que actúa como si $S_d(f_m)$ fuera el ruido dominante en la medida. En este caso, de la ecuación V-3 se deriva

$$S_d(f_m)=S_{test}(f_m); \quad |1-H(j2\pi f_m)|^2=\frac{S_e(f_m)}{S_{test}(f_m)} \quad (V-8)$$

Sin embargo, esta corrección hay que tomarla con precaución debido a que la presencia de espúreas o efectos parásitos puede hacerla errónea. Así, el operador debe elegir el ancho de banda del PLL de medida como un compromiso entre BWPLL grandes para poder

seguir la deriva en frecuencia de los DAM, y BWPLL pequeños para evitar la corrección del ruido de fase en frecuencias offset cercanas a la portadora.

Las gráficas del V-9 al V-16 muestran la medida de ruido de diversos osciladores, realizada con el método del detector de fase. A continuación se realiza un breve comentario sobre los aspectos más relevantes de las mismas.

-La figura V-9 representa el ruido de un PLO de 2.4 GHz junto al ruido de su referencia de 100 MHz (sintetizador HP8340B). Obsérvese como el ruido del PLO sigue a su referencia dentro del ancho de banda del PLL (100 KHz), y la diferencia de 27 dB entre ambas correspondiente al factor de multiplicación 24.

-La figura V-10 representa la medida de un PLO de 18 GHz junto a su referencia de 2.4 GHz -sintetizador HP8340B-, en el cual se ha maximizado empíricamente el ancho de banda. El factor de multiplicación de frecuencias es ahora de 7.5 (17.5 dB).

-La figura V-11 muestra la medida de un PLO de 18 GHz, junto a la referencia de 100 MHz -sintetizador HP3048B-. Este PLO está enganchado a través de un doble lazo PLL, utilizando el PLO de 2.4 GHz como referencia directa. El factor de multiplicación es ahora de 45 dB.

-En la figura V-12 se tiene la medida de los osciladores de 10 MHz A y B del sistema de medida HP3048A. Esta medida se realiza previamente a cualquier sesión de trabajo para verificar el buen funcionamiento del sistema de medida: conexión de los instrumentos, estabilización de la temperatura de trabajo, envejecimiento del sistema, etc.

-La figura V-13 muestra la misma medida que en la figura V-12. Sin embargo, en esta ocasión la referencia a cristal de 100 MHz del analizador de RF ha sido sustituida por una referencia sintetizada con peor pureza espectral. Obsérvese la discontinuidad en 100 KHz: el analizador de RF establece ahora la sensibilidad del sistema en el margen de 100 KHz a 800 KHz.

-Liberar la referencia a XTAL de 100 MHz del analizador de espectro ha permitido la medida del PLO de 18 GHz con una referencia espectralmente muy pura (figura V-14). La línea continua representa el ruido de la referencia a cristal de 100 MHz del PLO trasladada a 18 GHz. Obsérvese que el ruido del PLO es muy superior a dicha curva y que por lo tanto está causado por el ruido añadido por los componentes de la circuitería de los lazos.

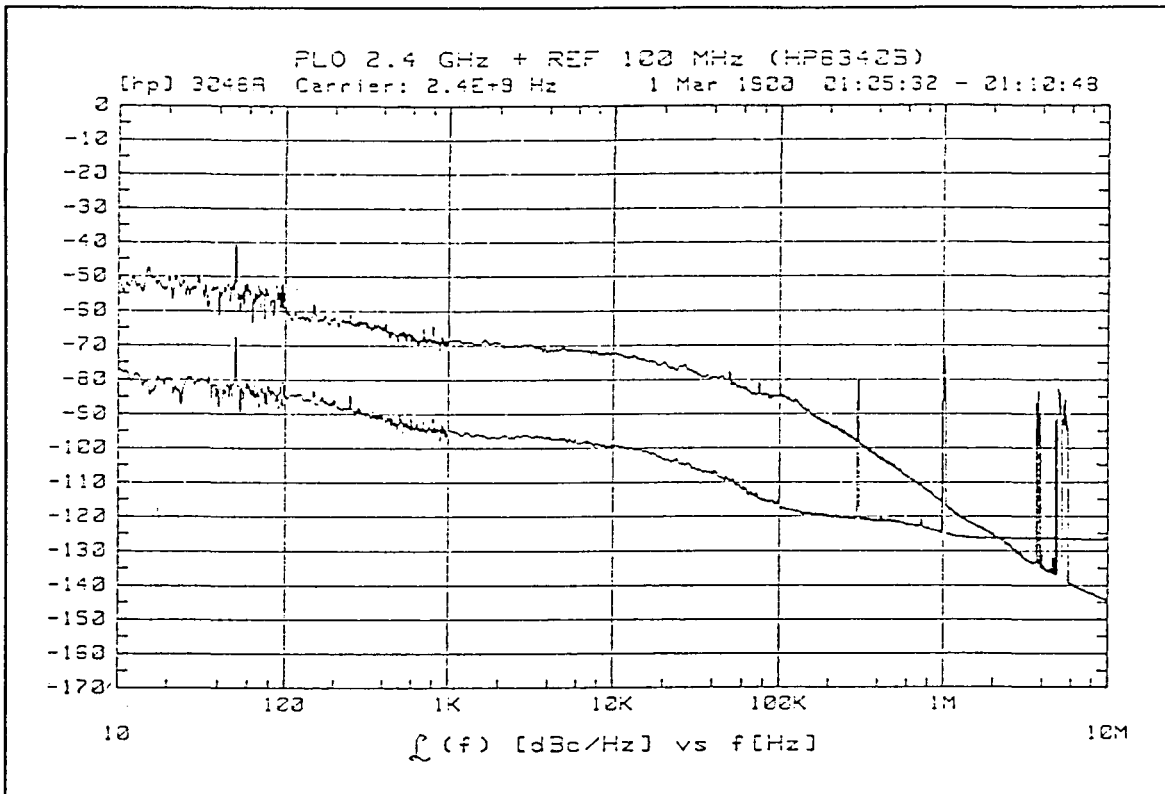


Figura V-9 Método del detector de fase: Ruido de un PLO a 2.4 GHz y de su referencia de 100 MHz. El ancho de banda del PLL es de 100 KHz y el factor de multiplicación es 24 (27 dB)

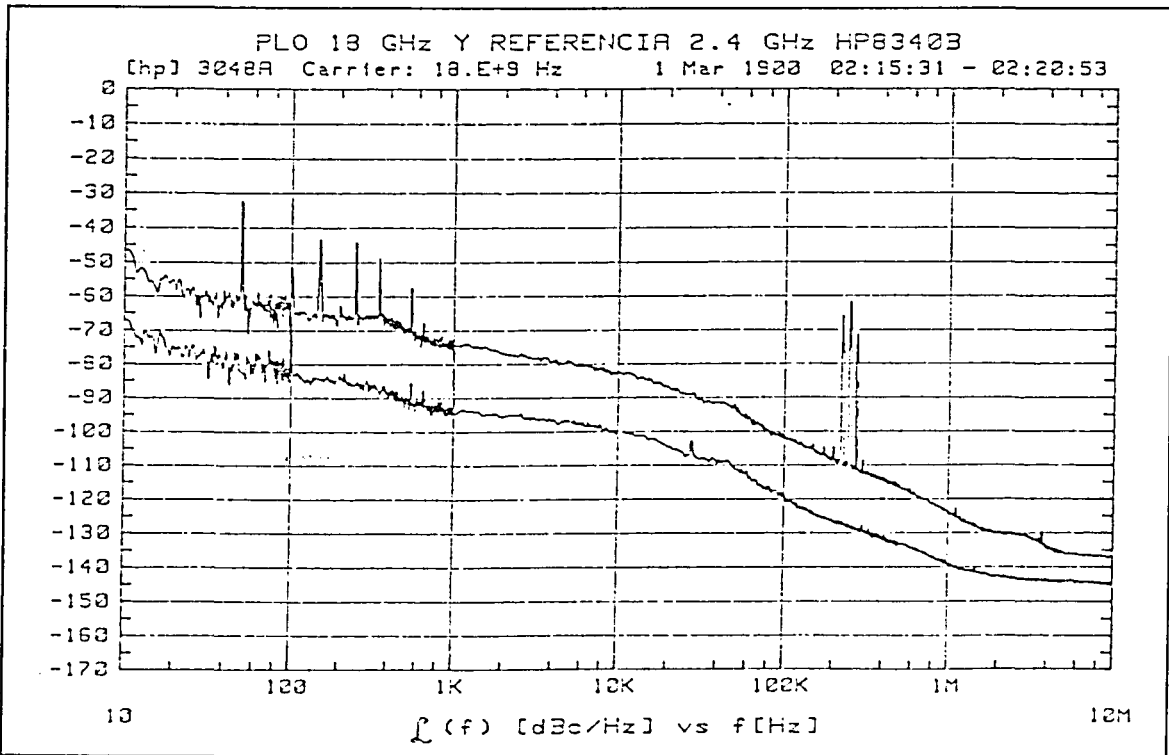


Figura V-10 Método del detector de fase: Ruido de un PLO a 18 GHz y de su referencia a 2.4 GHz. El ancho de banda ha sido optimizado para mínimo ruido.

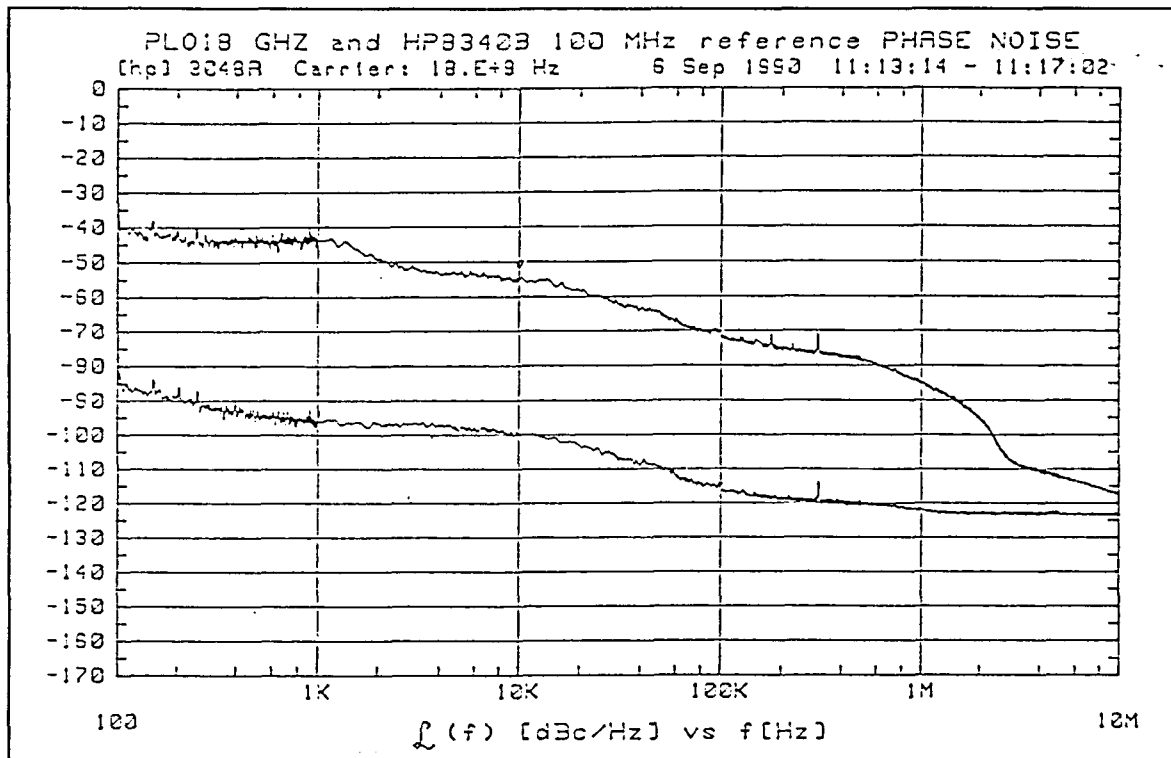


Figura V-11 Método del detector de fase: Ruido de un PLO a 18 GHz enganchado mediante un doble lazo a una referencia de 100 MHz. El factor de multiplicación es de 180 (45 dB)..

-La figura V-15 muestra varias medidas del PLO de 2.4 GHz enganchado a la referencia XTAL de 100 MHz. La curva más ruidosa corresponde a un ancho de banda de 100 KHz -el máximo recomendable para garantizar la estabilidad del lazo sin efectuar un estudio riguroso del mismo-. Las sucesivas mejoras corresponden al resultado de las optimizaciones realizadas en el capítulo VII, que permiten garantizar un margen de fase de 60° y 40° respectivamente, con anchos de banda elevados, ya que tienen en consideración las no idealidades de los circuitos reales que integran el lazo. Obsérvese, que, incluso de este modo, el ruido en el margen de 1 KHz a 40 KHz no corresponde únicamente a la referencia y al VCO -predicción en línea discontinua-.

-Finalmente, la figura V-16 muestra la medida de un oscilador estabilizado con resonador dieléctrico, a 8.57 GHz. La medida queda limitada por el ruido del sistema para frecuencias offset elevadas. En este caso, para frecuencias mayores de 1 MHz la sensibilidad del sistema está en -145 dBc/Hz, que es el valor habitual cuando la presencia de espúreas impiden el uso de un amplificador de FI -para evitar su saturación--que permita la sensibilidad nominal del sistema (-165 dBc/Hz). Para este margen de frecuencias se debería utilizar el método del discriminador de frecuencias,

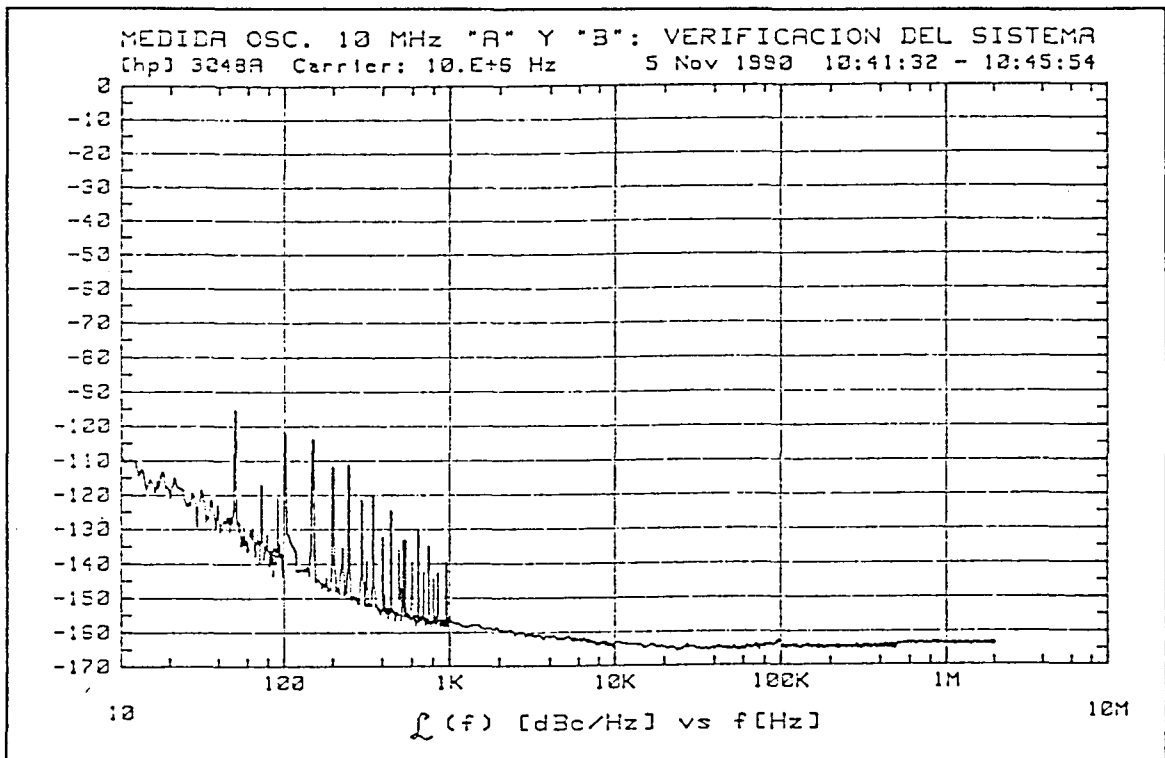


Figura V-12 Método del detector de fase: Medida de los osciladores A y B de 10 MHz del sistema. Este test se realiza para verificar el funcionamiento del sistema de medida..

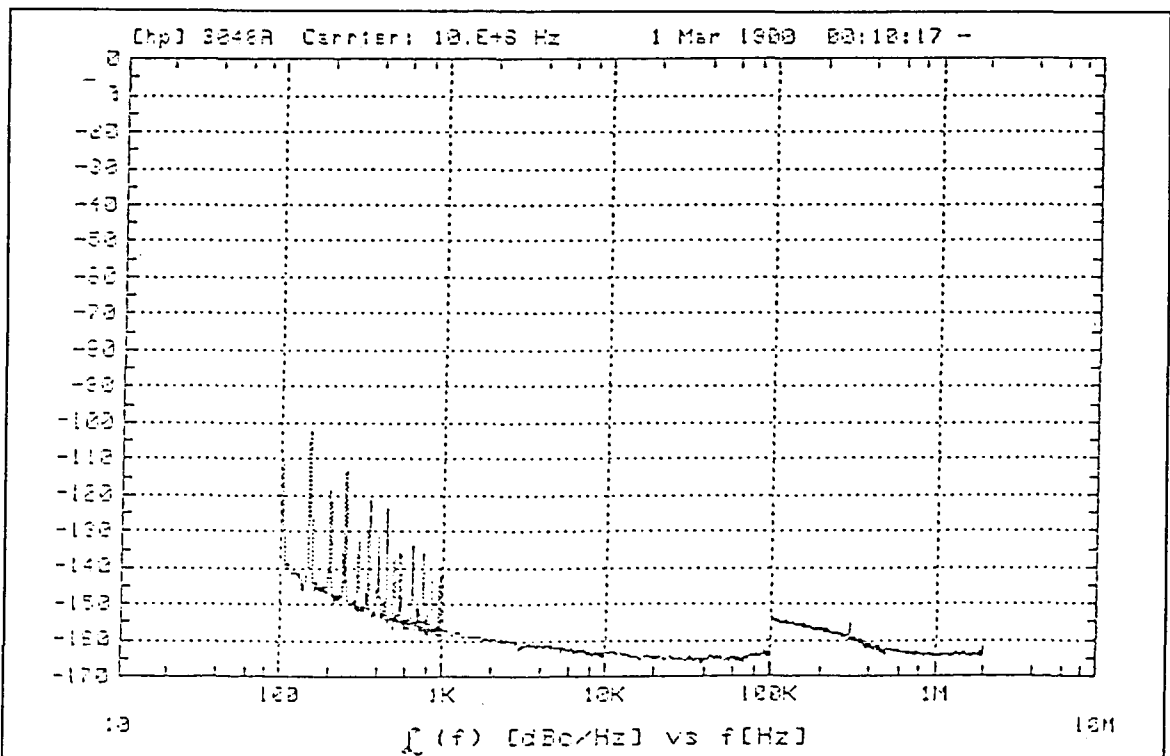


Figura V-13 Método del detector de fase: 10 MHz A y B. La referencia del analizador de RF ha sido substituida por otra peor. El ruido del sistema se ha degradado en el margen de 100 a 800 KHz.

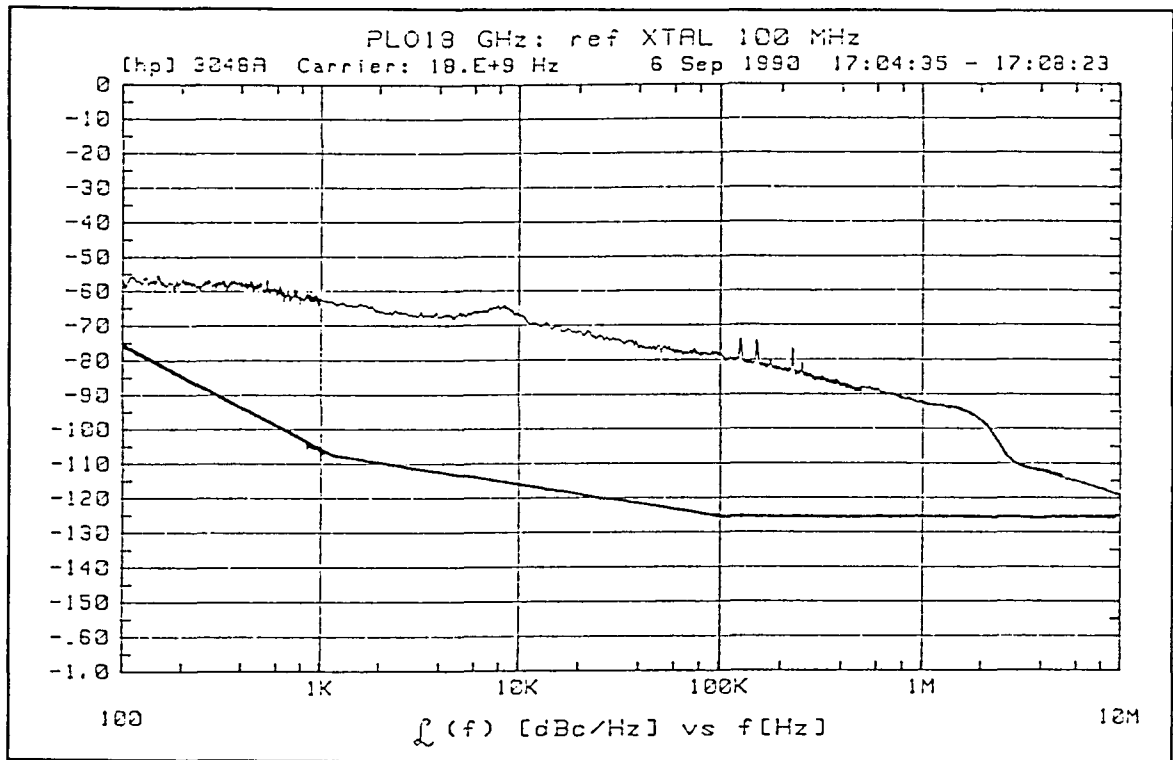


Figura V-14 Método del detector de fase: PLO de 18 GHz y su referencia de 100 MHz a cristal de la misma frecuencia. El ruido del PLO está motivado por el ruido residual de sus circuitos

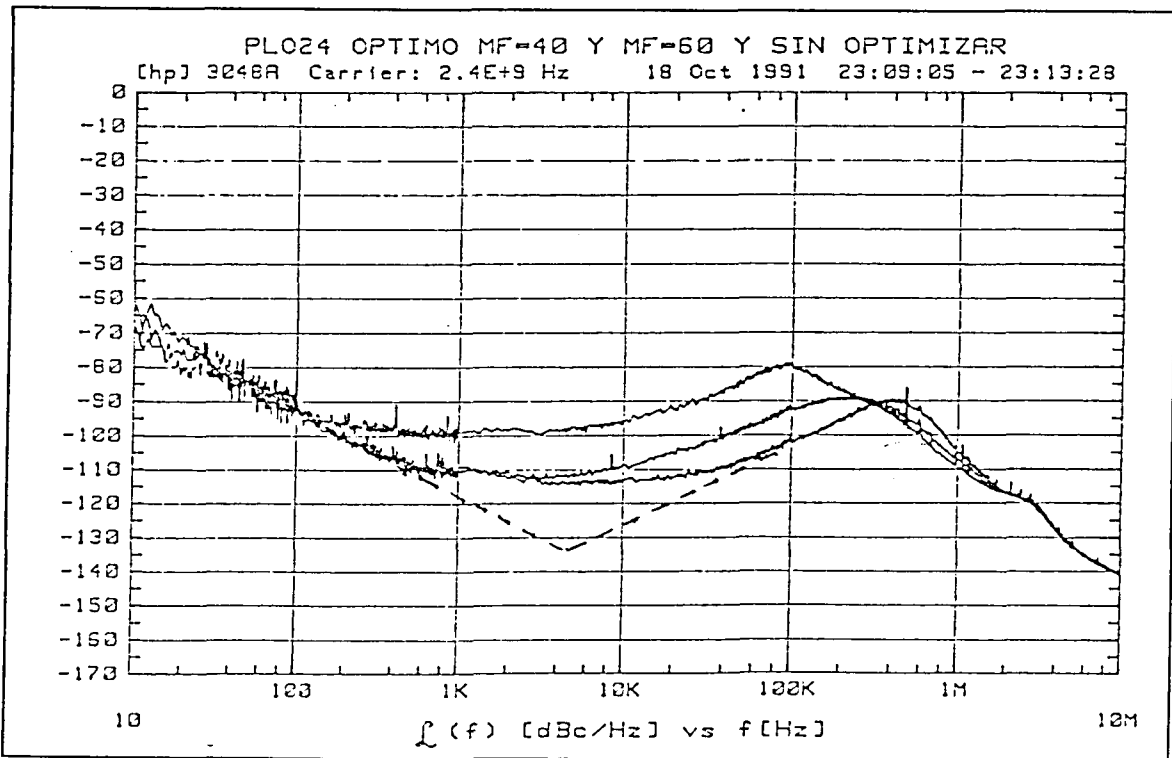


Figura V-15 Método del detector de fase: Varios diseños del PLO de 2.4 GHz junto con el ruido teórico que les correspondería si no se considerara el ruido residual de sus circuitos.

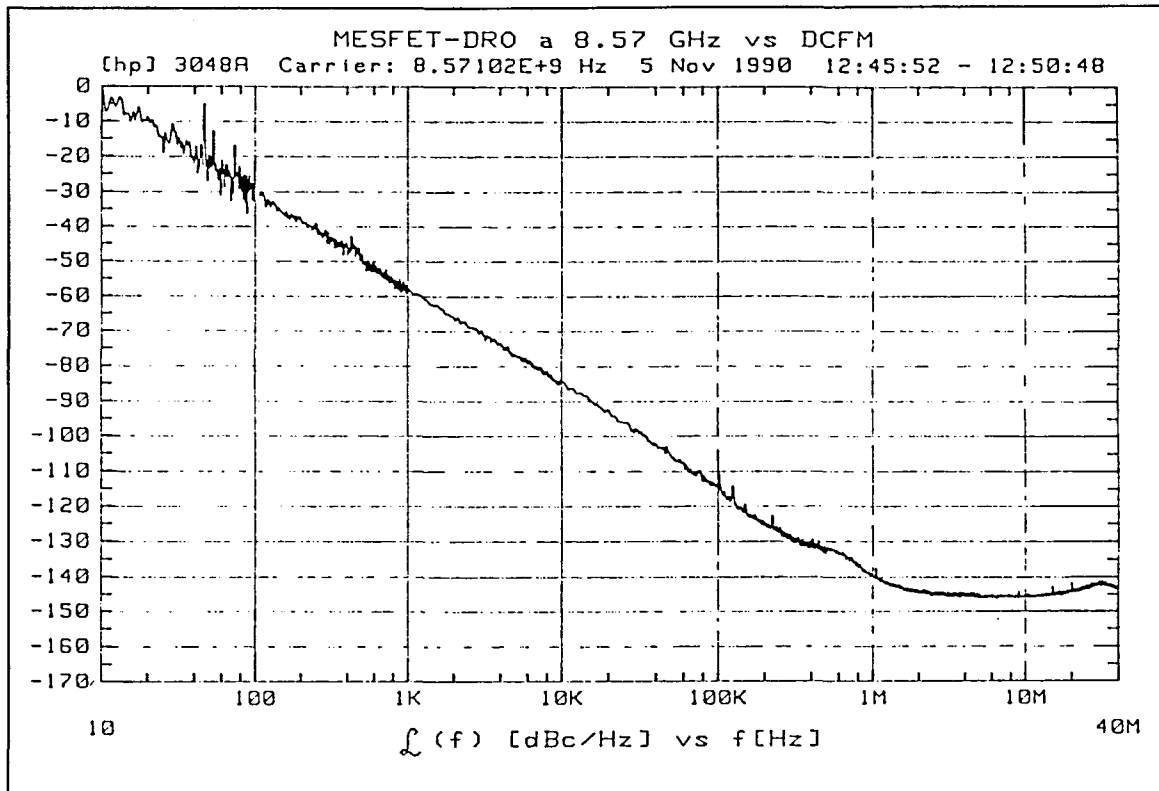


Figura V-16 Método del detector de fase: Medida de un oscilador a 8.57 GHz estabilizado por resonador. El ruido del sistema es dominante para frecuencias offset mayores de 1 MHz.

que es más sensible que el método del detector de fase para frecuencias offset alejadas de la portadora.

Como conclusión, el método del detector de fase es útil en la medida de señales muy estables y poco ruidosas, tales como osciladores sintetizados. En el diseño de un PLO de gran pureza espectral, la medida del ruido es indispensable para identificar posibles problemas como son el ruido añadido por los componentes de los lazos o una elección no optimizada de la función de transferencia del PLL (figuras V-14 y V-15). Las principales ventajas del método del detector de fase son:

- Facilidad de medida. Las medidas se realizan sin excesiva dificultad. El mayor inconveniente que puede presentarse es la dificultad que tiene el sistema para mantener el sincronismo cuando existen espúreas dentro del ancho de banda del PLL. En este caso aunque la medida sea posible, la corrección del ancho de banda del PLL puede ser errónea. La presencia de espúreas puede reducir también la sensibilidad del sistema, aunque ésta es en general suficiente para que las medidas sean correctas.

- Es bastante inmune al ruido de AM, pues el detector de fase presenta un rechazo de

unos 20 dB al mismo.

-Muy buena sensibilidad, especialmente para frecuencias offset reducidas.

Y los principales inconvenientes:

-Necesidad de corrección dentro del ancho de banda del PLL de medida, con la consiguiente pérdida de precisión para la medida de frecuencias offset cercanas a la portadora.

-Baja sensibilidad del sistema para frecuencias offset alejadas de la portadora, debido al ruido térmico del detector de fase amplificado por el factor K_d .

-Incapacidad para medir osciladores con grandes derivas, especialmente osciladores en oscilación libre.

V.3.2 Método del discriminador de frecuencia

Este es el método utilizado para medir osciladores con grandes derivas. Es menos sensible que el método del detector de fase, especialmente para frecuencias offset reducidas, pero en este margen de frecuencias el ruido de los osciladores -VCO en oscilación libre- es también elevado.

En la figura V-17 se observa el diagrama de bloques del sistema de medida, basado en el demodulador básico de la figura V-5. En este caso, para mantener la cuadratura se utiliza una muestra de la misma señal a medir. Así, las derivas del DAM se cancelan mutuamente y la cuadratura a la entrada del detector de fase no se pierde. Para evitar que el ruido del DAM también se cancele, el ruido de una de las ramas se decorrela mediante el uso de una línea con el suficiente retardo.

El demodulador de la figura V-17 recibe el nombre de discriminador de frecuencia porque genera a la salida del filtro paso bajo una tensión proporcional a la desviación de frecuencia. Así, para la señal a la entrada del demodulador de la figura V-17, $V_o(t)$, de frecuencia f_0 modulada en FM con un tono de frecuencia f_m y amplitud Δf_p

$$V_o(t) = V_o \cos \left[2\pi f_0 t + \frac{\Delta f_p}{f_m} \cos(2\pi f_m t) \right] \quad (\text{V-9})$$

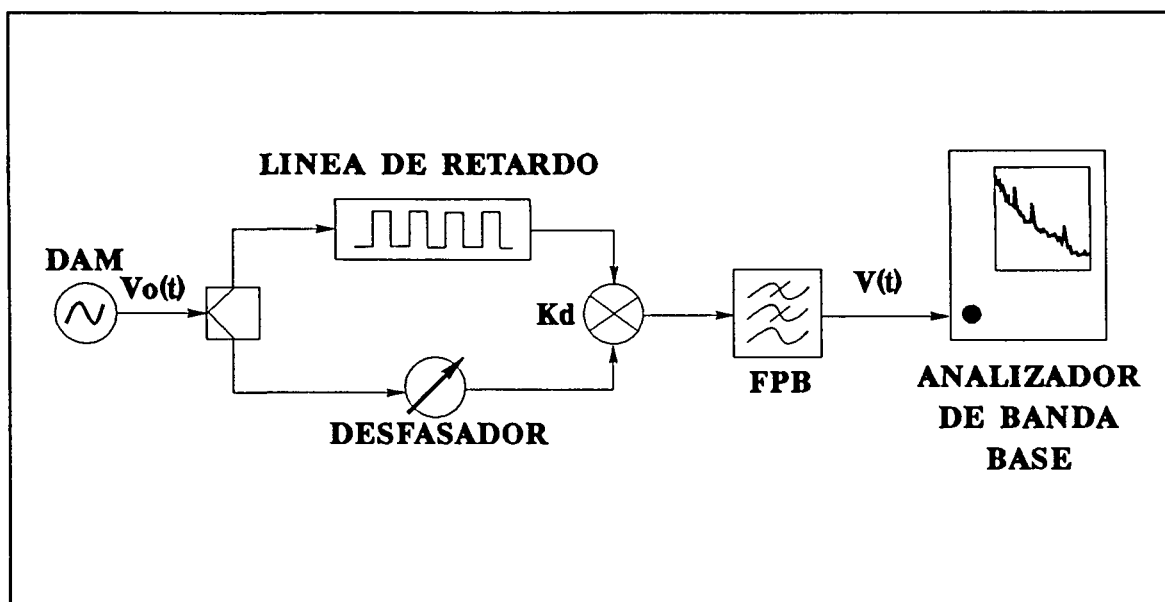


Figura V-17 Método del discriminador de frecuencia: Diagrama de bloques del discriminador realizado con una línea de retardo.

Suponiendo cuadratura a la entrada del detector de fase y bajo índice de modulación, se obtendrá a la salida del discriminador un tono $V(t)$ de frecuencia f_m , cuya expresión es

$$V(t) = 2\pi K_d \tau_r \Delta f_p \operatorname{sinc}(\pi f_m \tau_r) \operatorname{sen} \left[2\pi f_m \left(t - \frac{\tau_r}{2} \right) \right] \quad (\text{V-10})$$

y cuya amplitud V_p es proporcional a la desviación de frecuencia

$$V_p = K_{DF} \Delta f_p$$

$$\text{con } K_{DF} = 2\pi K_d \tau_r \operatorname{sinc}(\pi f_m \tau_r) \quad (\text{V/Hz}) \quad (\text{V-11})$$

$$\text{si } f_m < \frac{1}{\tau_r}: \quad K_{DF} = 2\pi K_d \tau_r \quad (\text{V/Hz})$$

K_{DF} es la constante del discriminador de frecuencia y es proporcional a la constante del detector de fase K_d y al retardo de la línea τ_r . Si la misma señal de frecuencia f_0 se hubiera modulado en fase con un tono de la misma frecuencia f_m y amplitud de la excursión de fase ϕ_p , a la salida del discriminador se habría tenido un tono de la misma frecuencia de

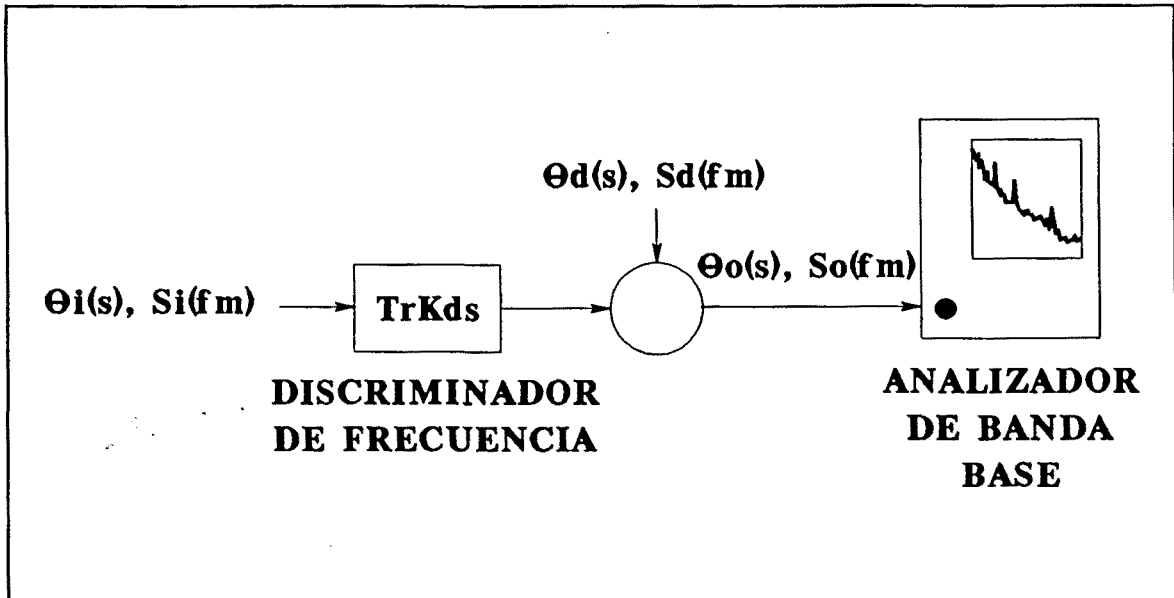


Figura V-18 Método del discriminador de frecuencia: Modelo lineal del discriminador con las contribuciones de ruido más significativas.

modulación, cuya tensión de pico V_p habría sido

$$V_p = K_{DF} \Delta f_p = K_{DF} f_m \phi_p \tag{V-12}$$

Con lo cual la función de transferencia del discriminador de frecuencia en cuanto a las fases es

$$V(s) = \frac{K_{DF}}{2\pi} s \phi_p(s) = K_d \tau_r s \phi_p(s) \tag{V-13}$$

Desde el punto de vista de la fase, el circuito lineal equivalente del discriminador con ruido es el de la figura V-18, en la que discriminador se ha modelado como un derivador de constante $K_d \tau_r$. También se ha incluido el efecto del ruido equivalente del detector de fase $S_d(f_m)$. De este modo, el ruido a la salida es

$$\begin{aligned} \theta_o(s) &= K_d \tau_r s \theta_i(s) + \theta_d(s) \\ S_o(f_m) &= (K_d \tau_r 2\pi f_m)^2 S_i(f_m) + S_d(f_m) \end{aligned} \tag{V-14}$$

Así, el ruido asignado al DAM viene dado por

$$S_{DAM}(f_m) = \frac{S_o(f_m)}{(K_d \tau_r 2\pi f_m)^2} \quad (V-15)$$

Que en el caso de que se considere el discriminador ideal, ($S_d(f_m)=0$), corresponde al ruido del oscilador:

$$S_{DAM}(f_m) = S_i(f_m) \quad (V-16)$$

La sensibilidad del sistema viene dada por el ruido que se mediría en ausencia de señal a la entrada del sistema, $-S_i(f_m)=0$ que corresponde al ruido del detector de fase trasladado a la entrada del discriminador

$$S_{SIS}(f_m) = \frac{S_d(f_m)}{(K_d \tau_r 2\pi f_m)^2} \quad (V-17)$$

De esta última expresión se desprende que el ruido del sistema aumenta en 20 dB por década para frecuencias offset decrecientes (zona térmica del detector) y en 30 dB/dec para frecuencias offset muy reducidas (zona flicker del detector). Además, la constante del discriminador no puede aumentarse indefinidamente para que no haya que realizar una corrección de las medidas debido a la función sinc. De hecho, esta función se anula para la frecuencia offset

$$f_m = \frac{1}{\tau_r} \quad (V-18)$$

Para no realizar la corrección se deberá cumplir que

$$f_m \ll \frac{1}{\tau_r}; \quad \tau_{r_{\max}} = \frac{1}{10f_{m_{\max}}} \quad (V-19)$$

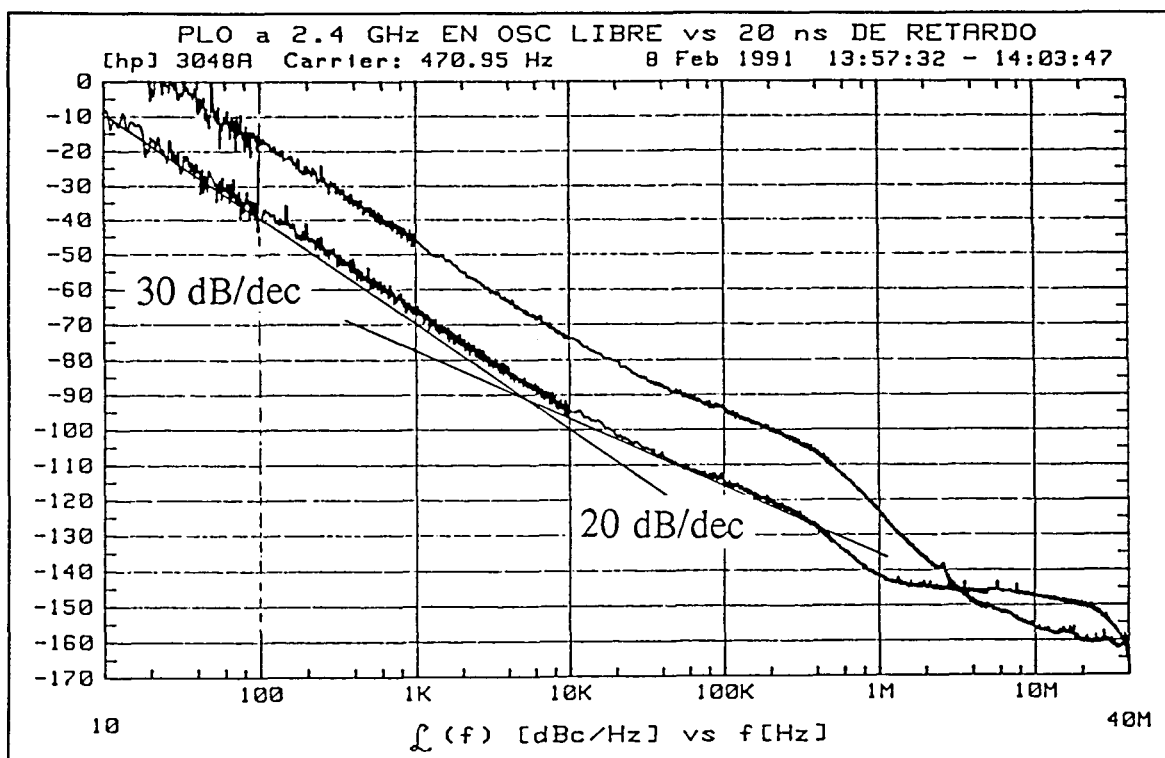


Figura V-19 Método del discriminador de frecuencia: Medida del VCO de 2.4 GHz con una línea de retardo de 20 ns y curva de sensibilidad del sistema.

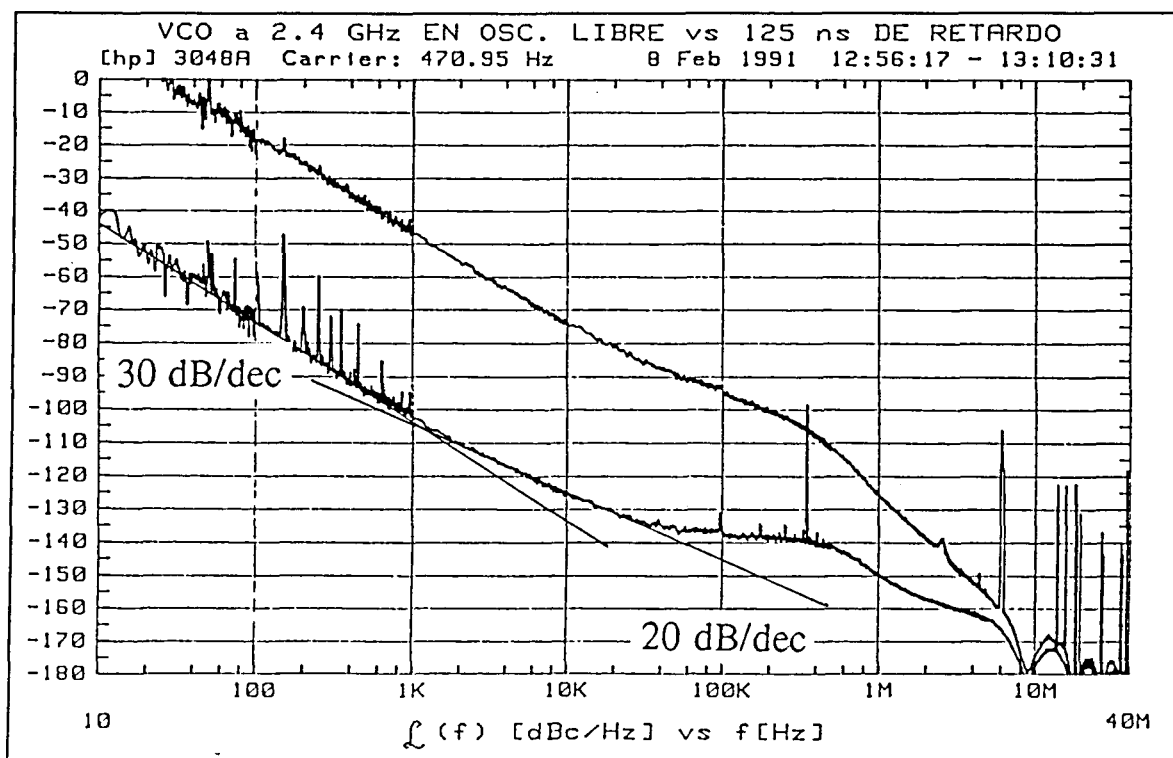


Figura V-20 Método del discriminador de frecuencia: Medida del VCO de 2.4 GHz con una línea de 125 ns. se mejora la sensibilidad del sistema, pero se reduce el margen de medida.

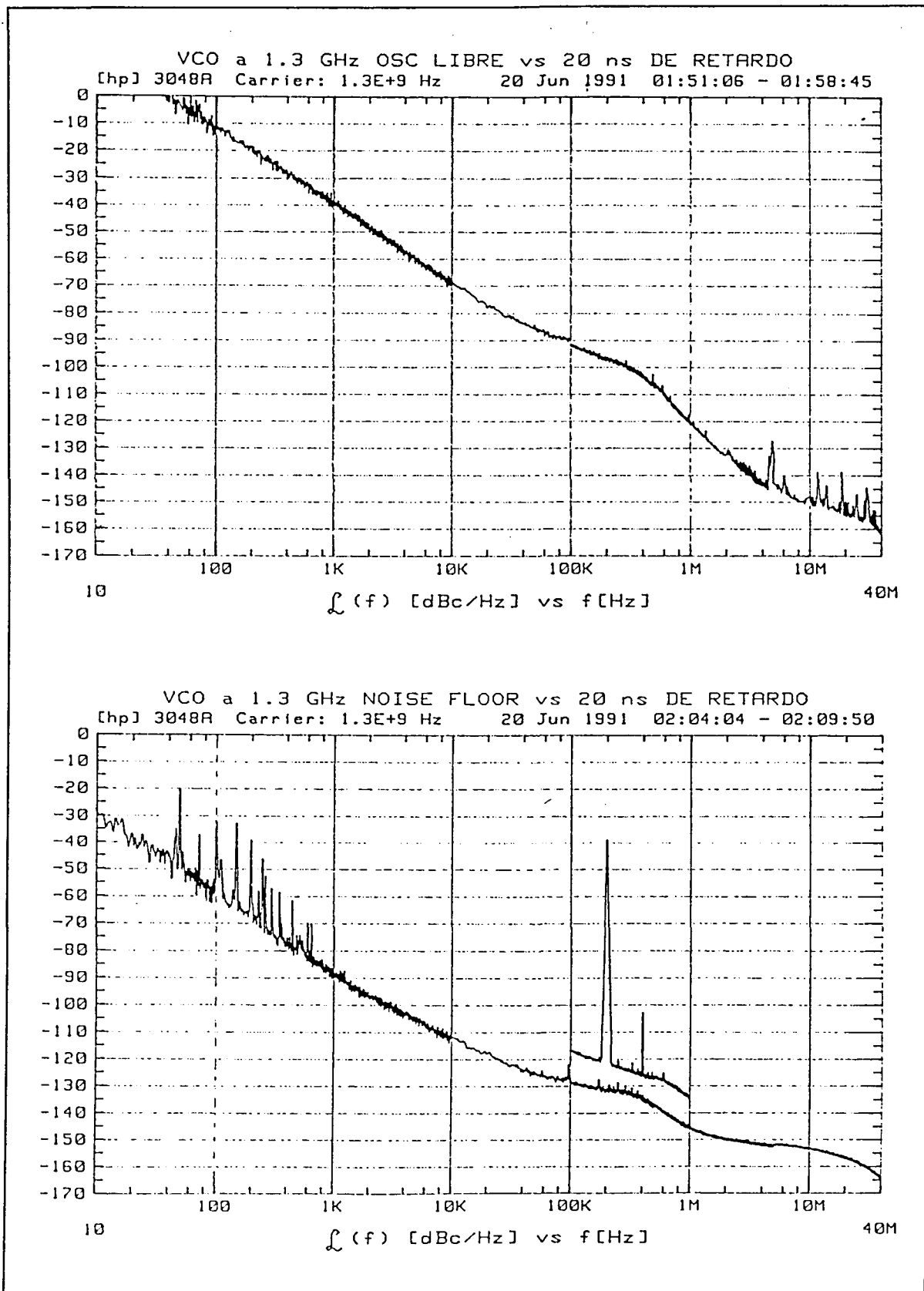


Figura V-21 Método del discriminador de frecuencia: Medida del VCO de 1.3 GHz con una línea de retardo de 20 ns (sup.), curva de sensibilidad y medida del rechazo al ruido de AM (inf).

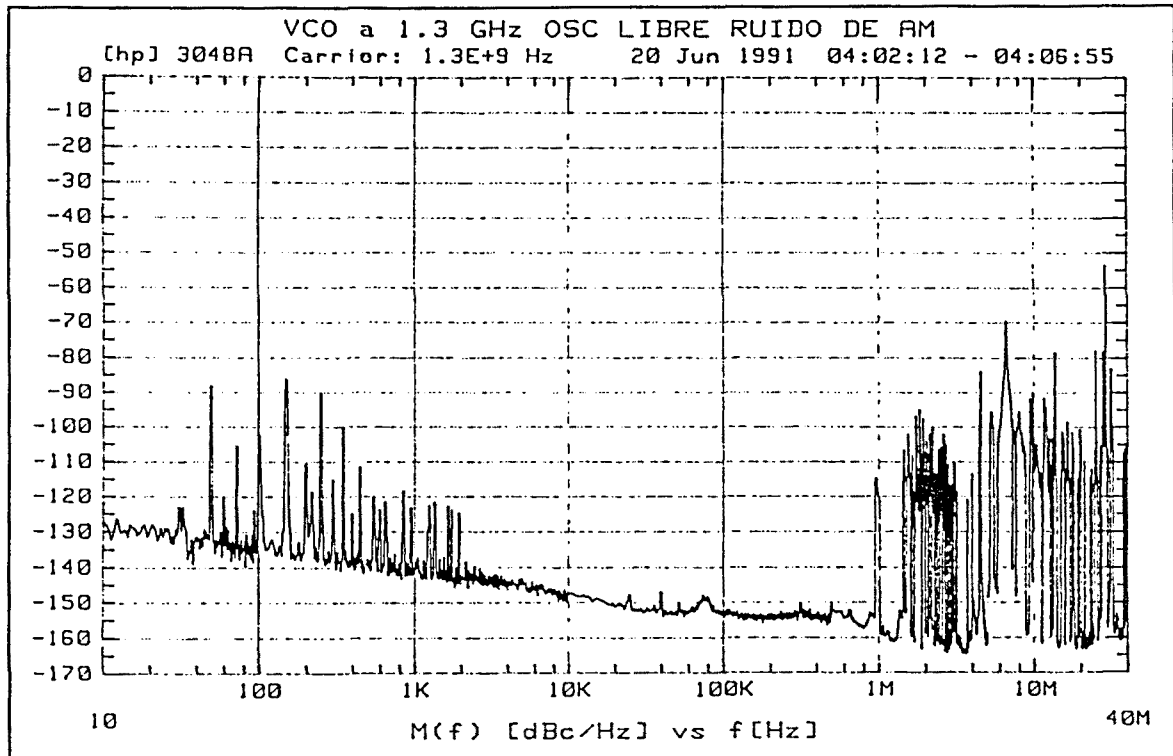


Figura V-22 Medida del ruido de AM del VCO de 1.3 GHz de la figura anterior. El ruido de AM es muy inferior al ruido de fase en todo el margen de frecuencia

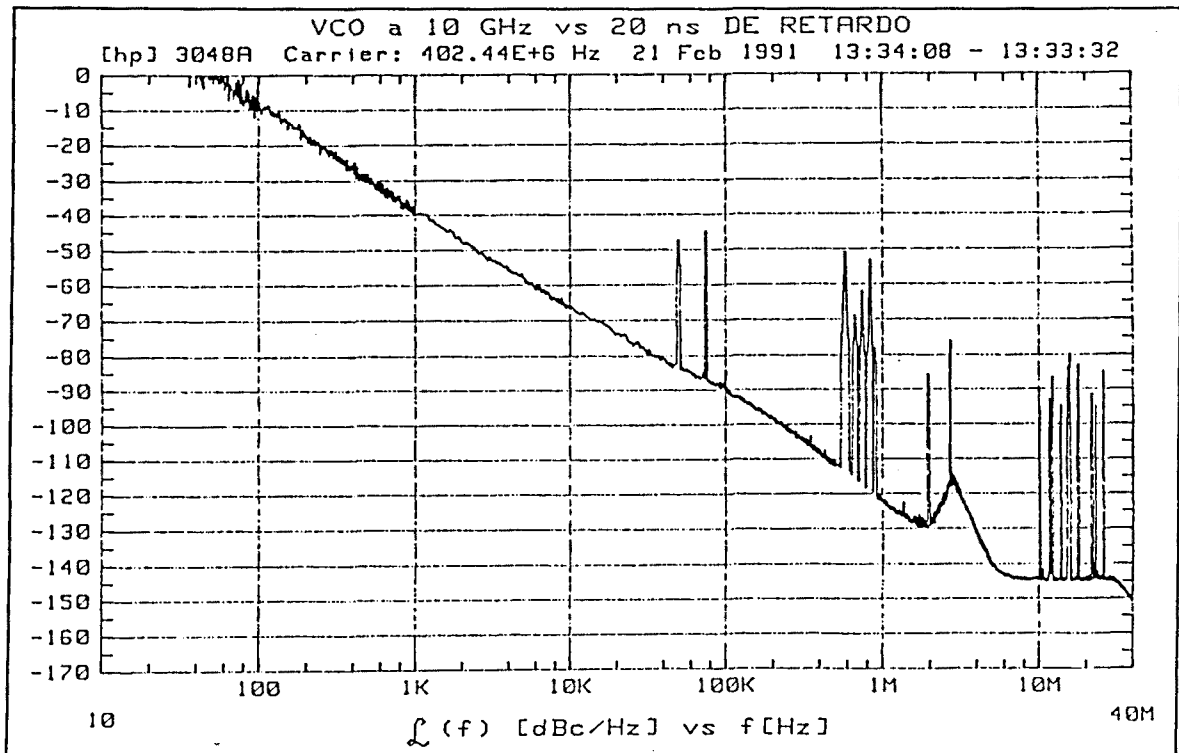


Figura V-23 Método del discriminador de frecuencia: Medida de un VCO de 10 GHz con una línea de 20 ns. Se observa una inestabilidad a 2 MHz.

El ruido del sistema puede medirse fácilmente, pues éste es un método poco sensible. Para ello se mide una señal sintetizada de la misma frecuencia y nivel de potencia que el DAM (para tener la misma K_{DF}), fácilmente obtenible en el laboratorio. Puesto que este sintetizador presentará menos ruido que el discriminador, especialmente a frecuencias offset bajas, la medida corresponderá en realidad al ruido del sistema.

A continuación se muestran una serie de medidas representativas de este método, realizadas en el laboratorio:

-En la figura V-19 se representa la curva de ruido de un VCO de 2.4 GHz en oscilación libre, realizado con un línea de retardo de 20 ns. También se representa la curva de sensibilidad del sistema para poder validar la medida. Obsérvese en esta última curva la pendiente de 20 dB/dec correspondiente al ruido térmico del detector de fase. Dicha pendiente pasa a ser de 30 dB/dec para frecuencias inferiores a la frecuencia flicker del detector (entre 1 y 10 KHz), degradando todavía más la sensibilidad del sistema para frecuencias offset reducidas.

-La figura V-20 muestra la medida del mismo VCO de 2.4 GHz de la figura V-19, realizada en este caso con una línea de retardo de 125 ns. Se observan las mismas pendientes de 20 dB/dec y 30 dB/dec, pero con una mejora de sensibilidad de aproximadamente 16 dB, que corresponde al factor de incremento del retardo. En contrapartida, el rango de frecuencias offset medibles se ve reducido por la función "sinc", que presenta su primer cero alrededor de $8 \text{ MHz} \cdot \tau_r$. La mejora de sensibilidad permite observar el ruido del sintetizador de test en el margen de 100 KHz a 2 MHz, apenas apreciable con la línea de 20 ns-, Probando la buena sensibilidad de este método de medida para frecuencias offset elevadas.

-La figura V-21 presenta la medida de un VCO de 1.3 GHz en oscilación libre (gráfica superior) junto a la curva de sensibilidad de la medida (gráfica inferior). Este VCO se ha realizado con el mismo dispositivo y la misma técnica que el VCO de 2.4 GHz. Así, la curva de ruido es muy similar. Al medir la sensibilidad de la medida se puede determinar fácilmente el rechazo de la misma al ruido de AM. Para ello se ha modulado el sintetizador de excitación con un tono de 200 KHz de modulación AM del 2%, que se corresponde con una banda lateral de -40 dBc/Hz. Obsérvese que el rechazo al ruido AM es nulo. Sin embargo, la figura V-22 muestra la medida del ruido AM del oscilador de 1.3 GHz que, como es habitual, es muy inferior a su ruido de fase.

-La curva de ruido de un VCO a 10 GHz es presentada en la figura V-23. Esta

medida ha permitido observar una pequeña inestabilidad a 2 MHz -difícil de discernir en un analizador de espectro-, debida a un desacople defectuoso de las redes de polarización en continua del dispositivo.

Como conclusión, el método del discriminador de frecuencia es imprescindible en la medida de osciladores con derivas elevadas. La medida puede realizarse fácilmente, ya que no requiere ningún oscilador adicional. Sus principales limitaciones son:

- Menor sensibilidad que el método del detector de fase, excepto para frecuencias offset elevadas. Esta viene determinada por el ruido térmico del detector de fase usado en el discriminador, y por el retardo de la línea. Además la sensibilidad queda limitada por la máxima frecuencia offset que quiera medirse.

- Para realizar la cuadratura se requiere un desfasador a la frecuencia de trabajo del detector de fase, no siempre disponible si ésta es reducida. Otra posibilidad consiste en variar la frecuencia del oscilador, pero ello puede producir un error en la medida pues el ruido de fase depende de la frecuencia de oscilación.

- No presenta ningún rechazo al ruido de AM, que por lo tanto debe monitorizarse.

V.3.3 Medida de ruido de fase en la banda milimétrica.

Anteriormente se ha visto que para la demodulación del ruido de fase de un oscilador se requiere otra señal de la misma frecuencia, en cuadratura con la primera, y con un ruido de fase menor para no interferir en la medida. El sistema HP3048A realiza la demodulación en el margen de 5 MHz a 1280 MHz, en el cual dispone de un detector de fase de altas prestaciones, y además puede generar la citada señal auxiliar con una adecuada pureza espectral -sintetizador HP8662-. Para señales en el margen de 1.28 GHz a 18 GHz, el sistema incorpora el conversor a frecuencia intermedia HP11729C, que permite convertir la señal bajo test al citado margen de operación del detector de fase (5 MHz a 1280 MHz) sin afectar a su pureza espectral.

En la figura V-24 se muestra el diagrama de bloques del conversor HP11729C. La señal de test de alta frecuencia es mezclada con un armónico de una señal de gran pureza espectral a 640 MHz, lo cual permite asegurar que la frecuencia intermedia recaerá en el margen de 5 MHz a 1280 MHz. Los armónicos son generados mediante un multiplicador de frecuencia, realizado con un diodo step-recovery, que permite obtener señales hasta 18 GHz, con un nivel de potencia, -tras el filtrado- suficiente para proporcionar una conversión a

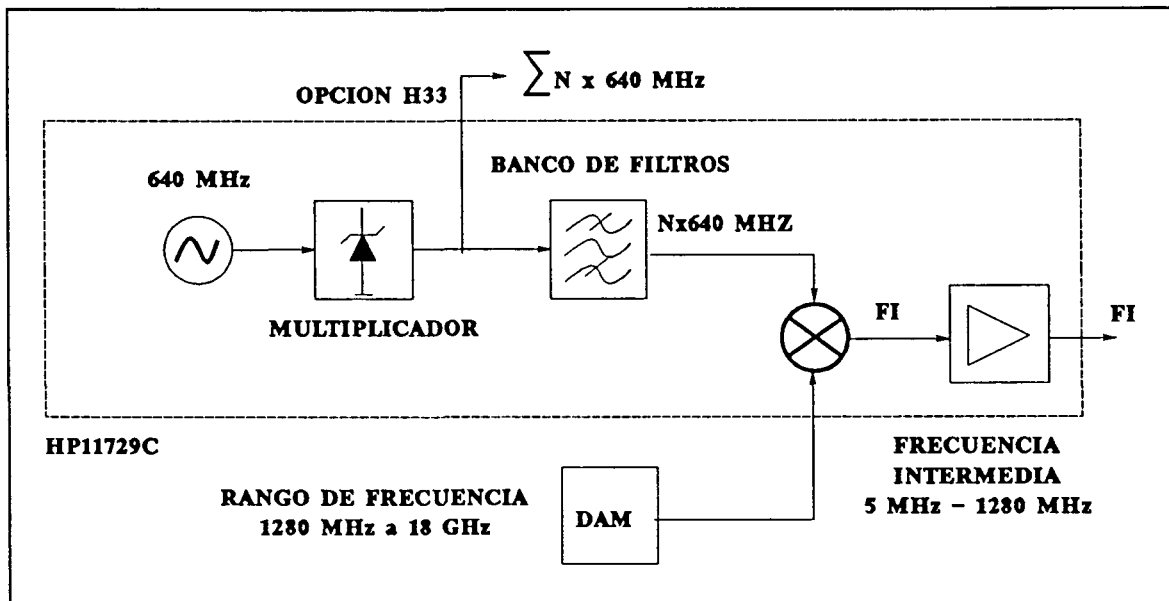


Figura V-24 Medidas en milimétricas: Diagrama de bloques del convertidor a frecuencia intermedia HP11729C, para el margen de frecuencias de 1.28 GHz a 18 GHz.

frecuencia intermedia de la señal de test sin excesivas pérdidas de conversión. La medida de señales de frecuencia superior a los 18 GHz requiere incorporar la opción H33 al convertidor HP11729C, que permite acceder al tren de armónicos de 640 MHz, previamente a su filtrado.

En la figura V-25 se muestra el esquema de medida de una señal a 21.5 GHz. Los armónicos 32, 33, 34 y 35 de 640 MHz (20.48, 21.12, 21.76 y 22.4 GHz respectivamente) son utilizables pues permiten una frecuencia intermedia en el margen de 5 MHz a 1280 MHz. El armónico de interés se genera mediante dos multiplicaciones sucesivas: se filtra externamente un armónico de la señal de 640 MHz y tras ser amplificada por un amplificador de potencia (potencia de salida 16 dBm), se inyecta a un mezclador armónico, obteniéndose la frecuencia intermedia en el rango de interés. De este modo, los armónicos 33 y 34 quedan descartados pues requieren órdenes de multiplicación elevados (1×33 y 2×17) respectivamente. El armónico 32 también se descarta por no disponerse de un filtro de $n=4$ (4×8), eligiéndose la combinación referenciada en la figura V-25 (5×7).

Suponiendo que el convertidor de frecuencia fuera ideal, se ha trasladado el ruido de fase de la señal de 21.5 GHz a la frecuencia intermedia de 900 MHz, a la cual ya es posible realizar la demodulación del ruido. En realidad se producen dos tipos de degradación. Por una parte, para frecuencias offset reducidas, en el margen en el cual el ruido flicker es dominante, el ruido de fase de la señal de frecuencia intermedia tendrá la expresión

$$S_{FI}(f_m) = S_{DAM}(f_m) + M^2 S_m(f_m) \quad (\text{V-20})$$

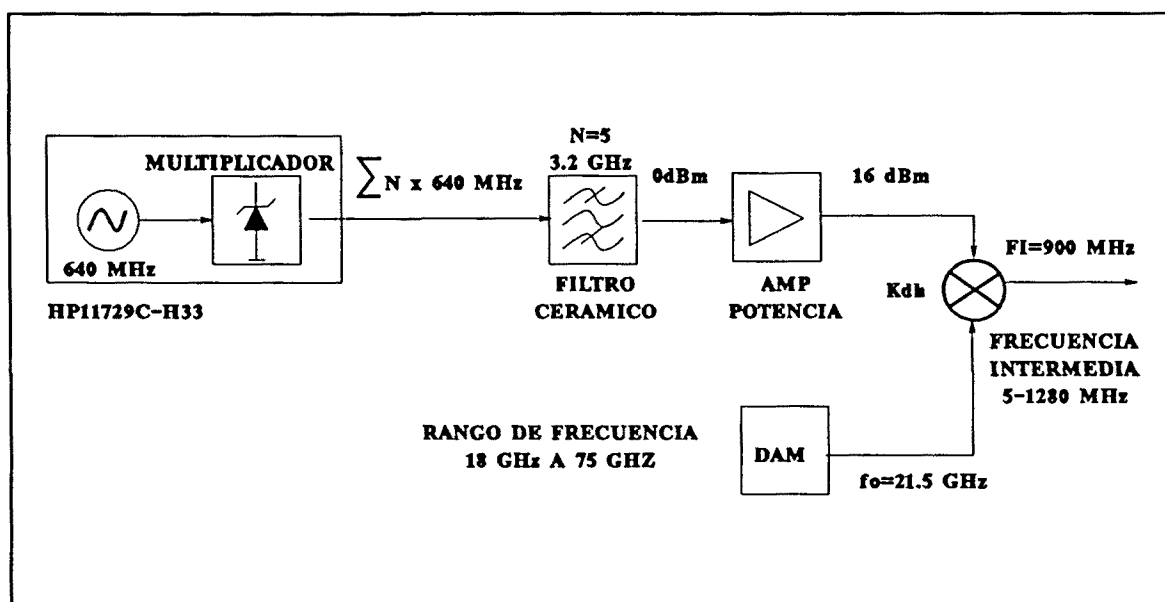


Figura V-25 Medidas en milimétricas: Diagrama de bloques del convertidor a FI para el margen de frecuencias de 18 GHz a 75 GHz, basado en el HP11729C.

Donde $S_m(f_m)$ es el ruido de fase de la señal de 640 MHz. Aunque éste es muy reducido, viene amplificado por el factor de multiplicación M^2 (31 dB para $M=35$) por lo que debe ser tenido en cuenta para poder validar cualquier medida. Para frecuencias offset elevadas, el ruido térmico del convertidor armónico será dominante. Las pérdidas de conversión del mezclador armónico aumentan rápidamente cuando se utilizan armónicos elevados, que por tanto deben elegirse lo menores posible.

La figura V-26 muestra la medida del sintetizador HP8340B a 21.5 GHz. El ruido del oscilador de 640 MHz del sistema, que es suministrado por el fabricante, también se ha representado a la frecuencia de 22.4 GHz -línea continua-. Obsérvese que la medida es correcta únicamente en el margen de 50 Hz a 1 MHz. Para altas frecuencias la medida está limitada por el ruido térmico amplificado de la señal de 640 MHz, mientras que para frecuencias offset muy reducidas es el ruido flicker de ésta la causa de la pérdida de sensibilidad del sistema.

V.3.4 Medidas de ruido de fase añadido

El ruido de fase añadido (o residual) es el ruido presente a la salida de un bipuerto independientemente del ruido a su entrada. Permite caracterizar el bipuerto en cuanto a ruido de fase, de forma similar a como lo hace el factor de ruido NF en cuanto a ruido aditivo. En general, el ruido añadido de un bipuerto es muy inferior al ruido de fase presente en un

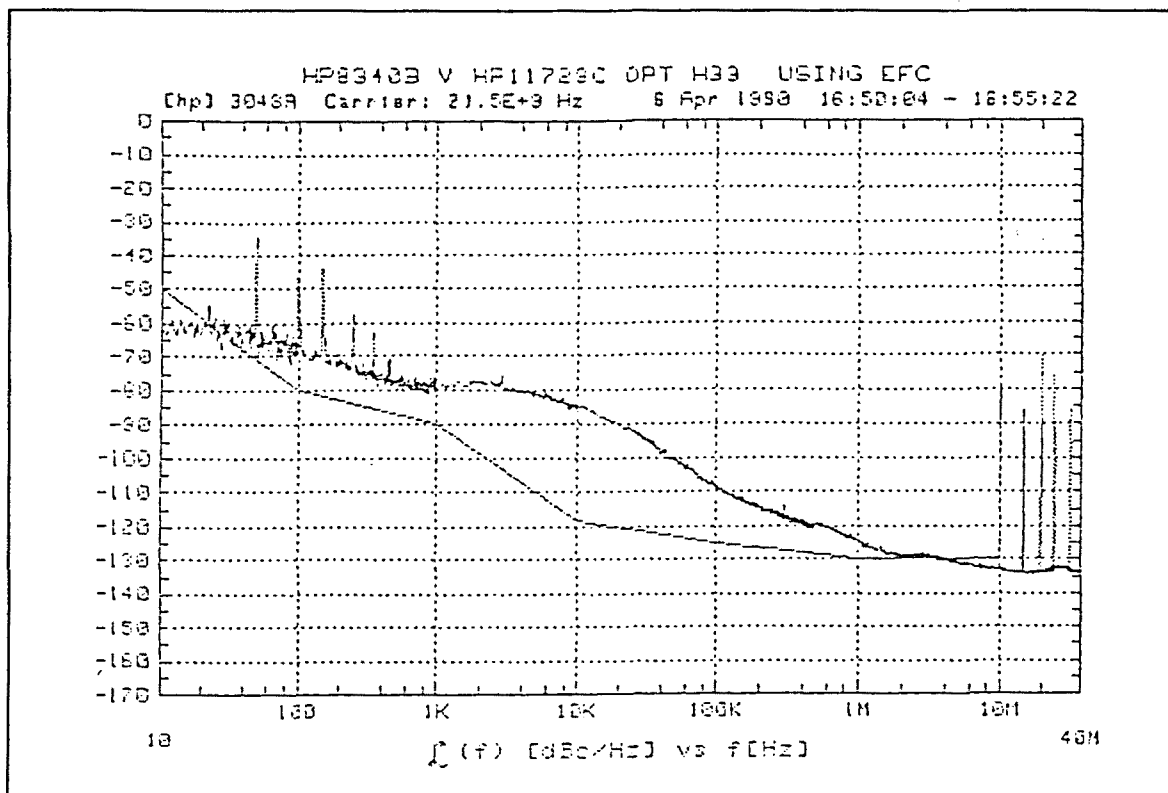


Figura V-26 Medidas en milimétricas: Medida de un sintetizador HP8340B a 21.5 GHz y de la sensibilidad del sistema a dicha frecuencia.

oscilador. Sin embargo, a medida que éstos mejoran sus prestaciones, se hace cada vez más importante caracterizar adecuadamente todo los bipuertos que integran un oscilador sintetizado, pues pueden determinar su pureza espectral en algún determinado rango de frecuencias offset.

Idealmente el ruido residual se mediría excitando el DAM (bipuerto) con una señal no ruidosa -o mucho menos ruidosa que el dispositivo-, aunque, en general, esto no es posible. Los distintos métodos de medida excitan al bipuerto con una señal ruidosa, pero cancelan dicho ruido al realizar la demodulación del ruido del DAM. El método empleado para esta cancelación difiere según el tipo de DAM -amplificador, detector, divisor de frecuencia, etc.-, pero en general obliga a que el ruido del generador de excitación esté presente en las dos entradas del detector de fase -y por tanto correlado-, y quede cancelado a la salida del mismo.

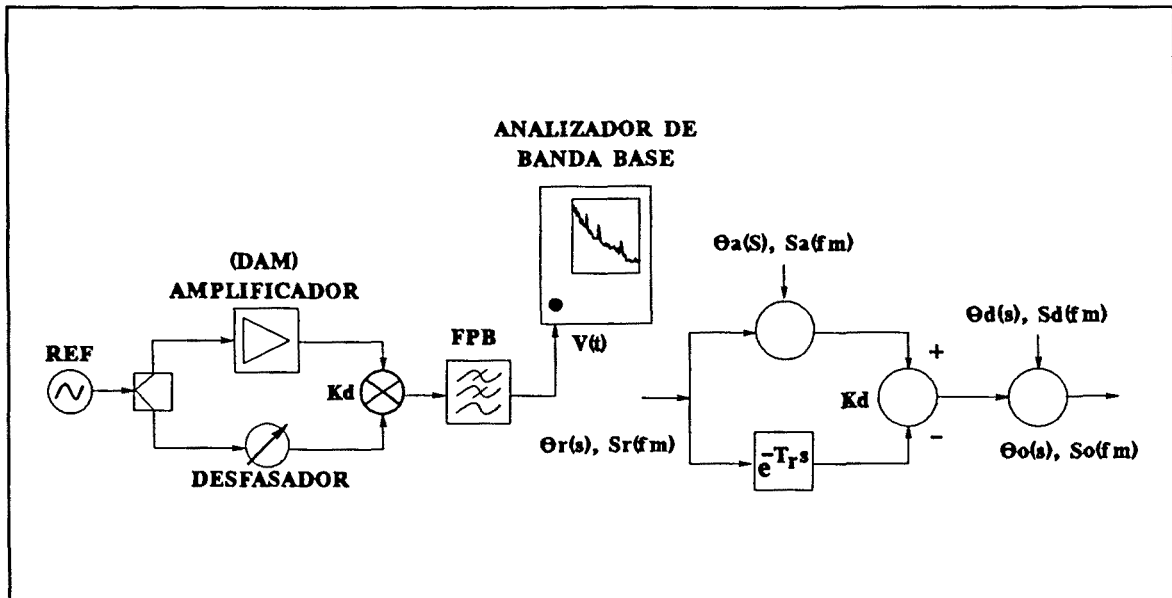


Figura V-27 Medidas de ruido añadido: Diagrama de bloques de la medida de un amplificador y modelo lineal con las fuentes de ruido más importantes.

V.3.4.1 Medida del ruido de fase de un amplificador

El ruido de fase añadido de un amplificador puede estimarse a partir del factor de ruido del mismo, según (cap IV.3.4)

$$\mathcal{L}(f_m) = -177(\text{dBc/Hz}) + 10\log(F-1) - P_{en}(\text{dBm}) \quad (\text{V-21})$$

donde P_{en} es la potencia de señal a la entrada del amplificador. Esta estimación, sin embargo, daría el ruido de fase en pequeña señal, -cuyo origen es el ruido térmico- que puede ser ligeramente inferior al ruido de fase del amplificador trabajando a su potencia nominal a la cual presenta un factor de ruido superior. La medida de $\mathcal{L}(f_m)$ permite además medir el ruido flicker del amplificador, dominante cerca de la portadora, y que se debe tener en consideración si se quiere, por ejemplo, amplificar una señal de referencia espectralmente muy pura.

La figura V-27 muestra el diagrama de bloques del montaje de medida del ruido de un amplificador. La señal de excitación se divide en dos caminos para que su ruido de fase se halle correlado a la entrada del detector de fase y se cancele. La cuadratura se consigue mediante un desfasador variable en uno de los caminos, o bien cambiando ligeramente la frecuencia de excitación. El problema principal en este tipo de medidas es el de conseguir un nivel adecuado de potencia a la entrada del detector de fase, para que la constante de detección sea elevada y la sensibilidad del sistema sea suficiente para realizar la medida.

En la figura V-27 se tiene también el modelo lineal del sistema de medida con las fuentes de ruido más importantes. La señal obtenida a la salida del detector tendrá la expresión

$$\theta_o(s) = K_d \theta_A(s) + K_d \theta_r(s) [1 - e^{-s\tau_r}] + \theta_d(s) \quad (\text{V-22})$$

donde τ_r representa el retardo relativo entre las dos ramas. Después se verá que este retardo debe ser el mínimo indispensable para obtener la cuadratura de las señales a la entrada del detector de fase. La tensión medida por el analizador tendrá una densidad espectral dada por

$$S_o(f_m) = S_d(f_m) + K_d^2 S_A(f_m) + K_d^2 S_r(f_m) 4 |\text{sen}(\pi f_m \tau_r)|^2 \quad (\text{V-23})$$

Que para el caso en que se cumpla que $f_m \ll 1/\tau_r$

$$S_o(f_m) = S_d(f_m) + K_d^2 S_A(f_m) + S_r(f_m) [K_d 2\pi f_m \tau_r]^2 \quad (\text{V-24})$$

Así, el ruido que se asigna al DAM a partir de la medida es

$$S_{DAM}(f_m) = \frac{S_o(f_m)}{K_d^2} \quad (\text{V-25})$$

Que en el caso de que el sistema de medida fuese ideal - $S_d=0$ y $S_r=0$ - corresponde al ruido residual del amplificador

$$S_{DAM}(f_m) = S_A(f_m) \quad (\text{V-26})$$

La sensibilidad del sistema se obtiene para el ruido que se asignaría al DAM si éste fuera no ruidoso - $S_A=0$ -

$$S_{SIS}(f_m) = [\tau_r 2\pi f_m]^2 S_r(f_m) + \frac{S_d(f_m)}{K_d^2} \quad (\text{V-27})$$

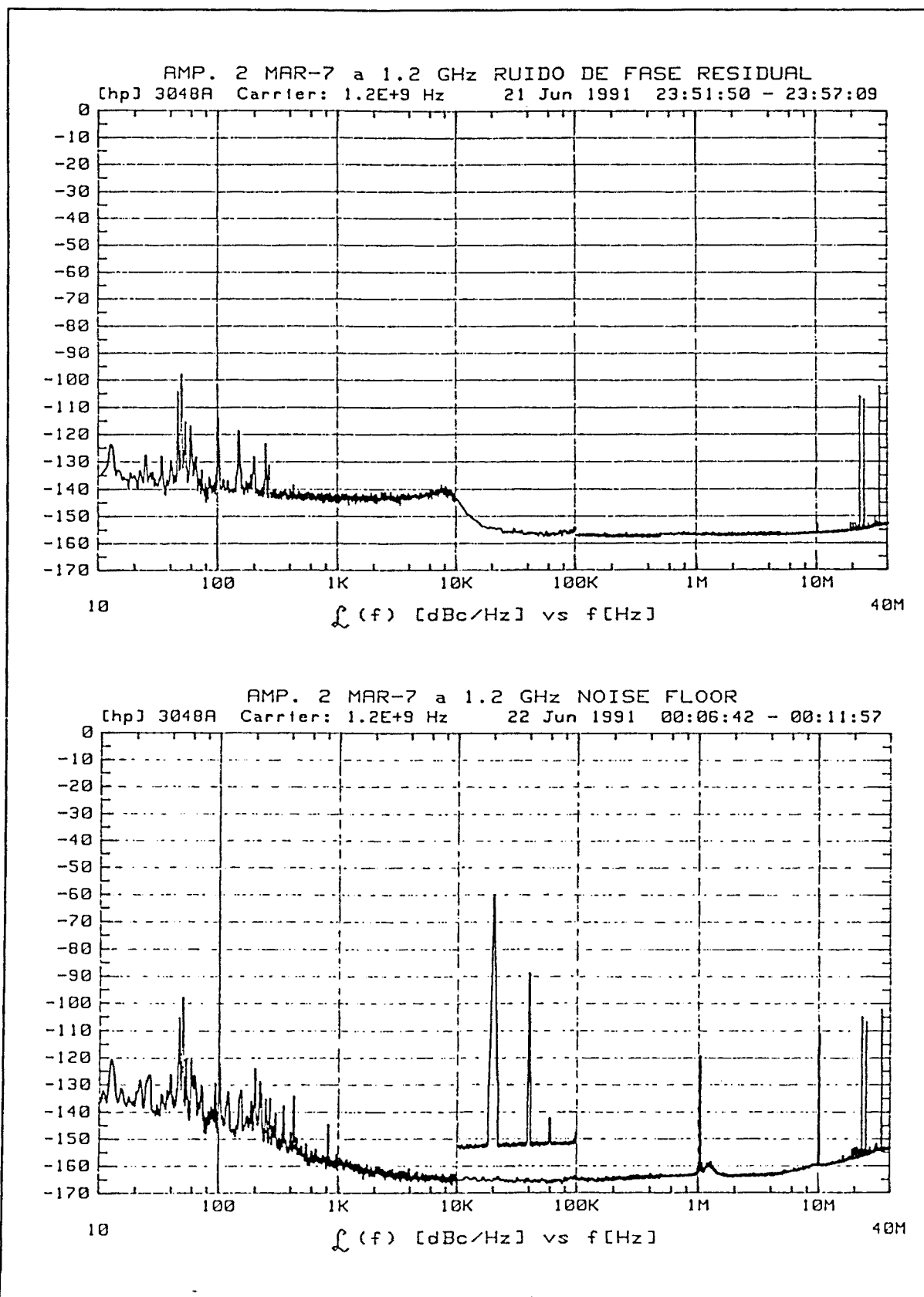


Figura V-28 Medidas de ruido de fase añadido: Medida de un amplificador MAR-7 de MINICIRCUITS a 1.2 GHz, ruido del sistema y medida del rechazo al ruido de AM.

Obsérvese que el ruido de la referencia -oscilador de excitación- viene afectado por la constante de un discriminador de frecuencia, que supone un factor de 20 dB/dec, que limitará la sensibilidad del sistema para frecuencias alejadas de la portadora. Por este motivo, se deben elegir retardos τ_r lo más reducidos posibles -el necesario para establecer la cuadratura- para que el ruido de la referencia permanezca decorrelado en las entradas del detector de fase.

Para frecuencias offset reducidas, la sensibilidad del sistema viene determinada por el ruido del detector de fase, y por la constante K_d que debe mantenerse lo mayor posible. Una forma de determinar la sensibilidad del sistema consiste en eliminar el amplificador del circuito y repetir la medida. No obstante, para que la medida sea correcta, es necesario mantener los niveles de potencia a la entrada del detector, de forma que K_d permanezca constante.

Como ejemplo, se mide un amplificador MAR-7 de MINICIRCUITS a 1.2 GHz (figura V-28). Este tiene un factor de ruido de 5 dB, y es excitado con $P_{en} = -15$ dBm para obtener a su salida una potencia de 0 dBm. Según la formula V-21 esto da un ruido residual de aproximadamente -158 dBc/Hz, que se corresponde bastante bien con la zona plana de la curva medida. La frecuencia flicker f_c se halla entre 10 KHz y 100 KHz, aunque la curva de ruido sufre en esta zona un efecto no identificado. En la misma figura V-28 (parte inferior) se muestra la gráfica de sensibilidad del sistema. Obsérvese que únicamente para frecuencias offset muy reducidas la sensibilidad es insuficiente, y que a partir de 1 MHz se empiezan a notar los efectos del ruido decorrelado del generador de excitación. Esta medida se ha utilizado para determinar el rechazo al ruido de AM, que ha resultado ser de 20 dB. Para ello, el oscilador de referencia se ha modulado en AM con un tono de 20 KHz y con índice de modulación del 2% (-40 dBc/Hz), que a la salida del detector se han convertido en -60 dBc/Hz.

V.3.4.2 Medida del ruido de un detector de fase

La medida del ruido añadido de un detector es muy similar al proceso descrito en el apartado anterior para el amplificador. En la figura V-29 se muestra el diagrama de bloques del montaje de medida y el modelo lineal del mismo con las fuentes de ruido más importantes. Resumiendo los cálculos, el ruido a la salida del detector de fase viene dado por

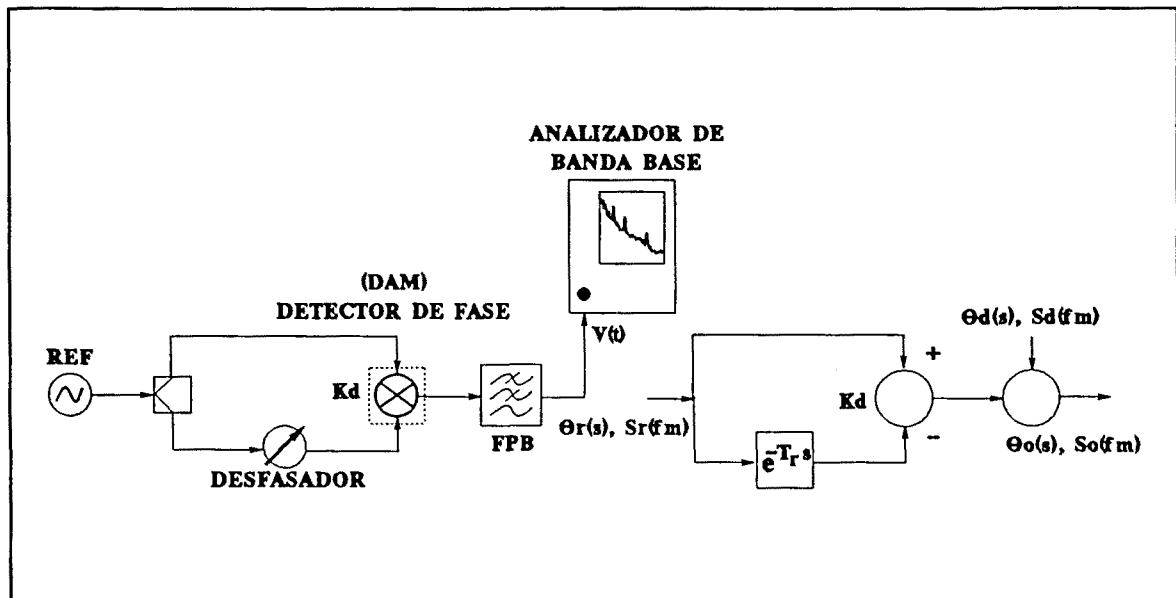


Figura V-29 Medidas de ruido añadido: Diagrama de bloques de la medida de un detector de fase y modelo lineal con las fuentes de ruido más importantes

$$\begin{aligned} \theta_o(s) &= \theta_d(s) + K_d \tau_r s \theta_r(s) \\ S_o(f_m) &= S_d(f_m) + [K_d \tau_r 2\pi f_m]^2 S_r(f_m) \end{aligned} \tag{V-28}$$

Así, en ruido asignado al DAM será, en esta ocasión,

$$S_{DAM}(f_m) = S_o(f_m) \tag{V-29}$$

Que para el caso de que el sistema de medida fuese ideal, sería el ruido del detector de fase

$$S_{DAM}(f_m) = S_d(f_m) \tag{V-30}$$

En cuanto al ruido del sistema, vendrá dado por

$$S_{SIS}(f_m) = [K_d \tau_r 2\pi f_m]^2 S_r(f_m) \tag{V-31}$$

En este caso, dado que el ruido de un detector balanceado puede ser extremadamente bajo, habría que considerar también la sensibilidad del analizador de banda base. Para detectores

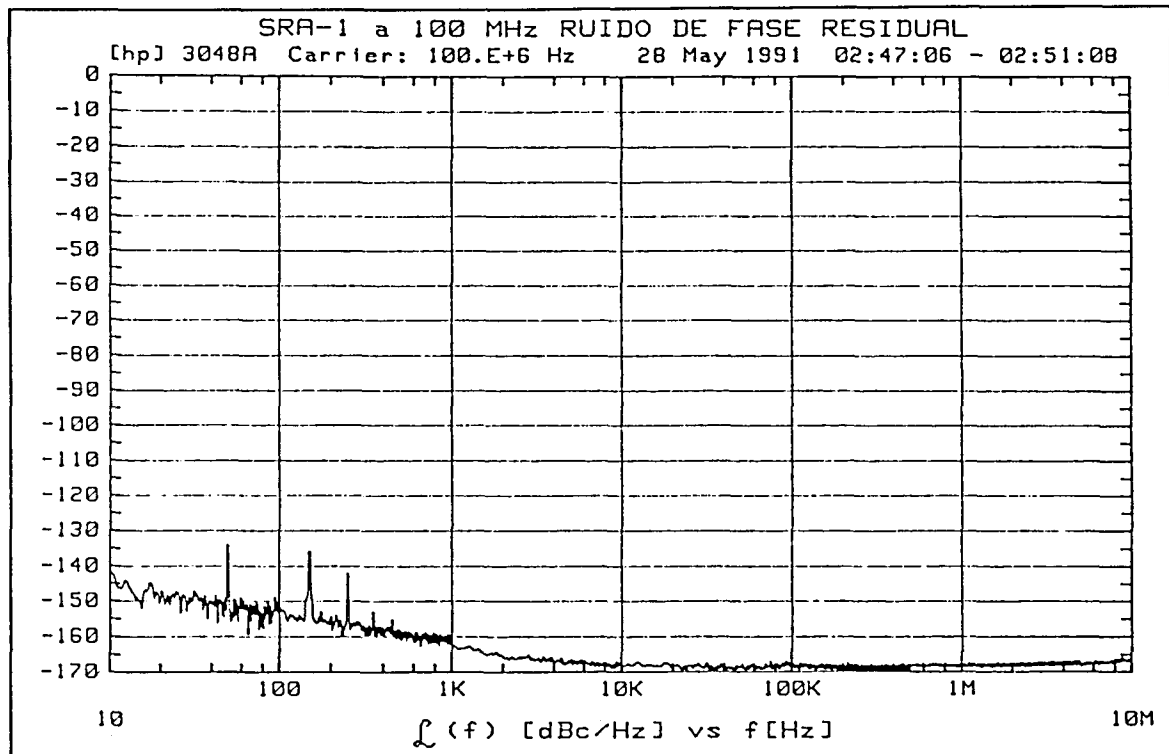


Figura V-30 Medidas de ruido de fase añadido: Medida de un mezclador SRA-1 de MINICIRCUITS, utilizado como detector de fase a 100 MHz.

de otros tipos, este método de medida no presentaría problemas ya que son mucho más ruidosos. Lógicamente, la sensibilidad del sistema no puede medirse, y la medida únicamente permitirá establecer una cota máxima para el ruido de fase del detector en cuestión, que por otra parte, es suficiente para la mayoría de las aplicaciones.

La figura V-30 muestra la medida de un mezclador balanceado de MINICIRCUITS, el modelo SRA-1, utilizado como detector de fase a 100 MHz. El ruido flicker es significativo para frecuencias inferiores a 10 KHz, mientras que la zona térmica, con un ruido de -169 dBc/Hz está muy cerca de la predicción realizada en IV.3.1.

V.3.4.3 Medida del ruido de fase de un divisor de frecuencia

En la figura V-31 se muestra el diagrama de bloques del sistema de medida de un divisor de frecuencia por N . Obsérvese que cuando el DAM es un dispositivo conversor de frecuencia, es necesario disponer de dos unidades del mismo para poder realizar la cancelación del ruido del generador de excitación.

Realizando la suposición de que el ruido en los dos divisores está incorrelado, pero

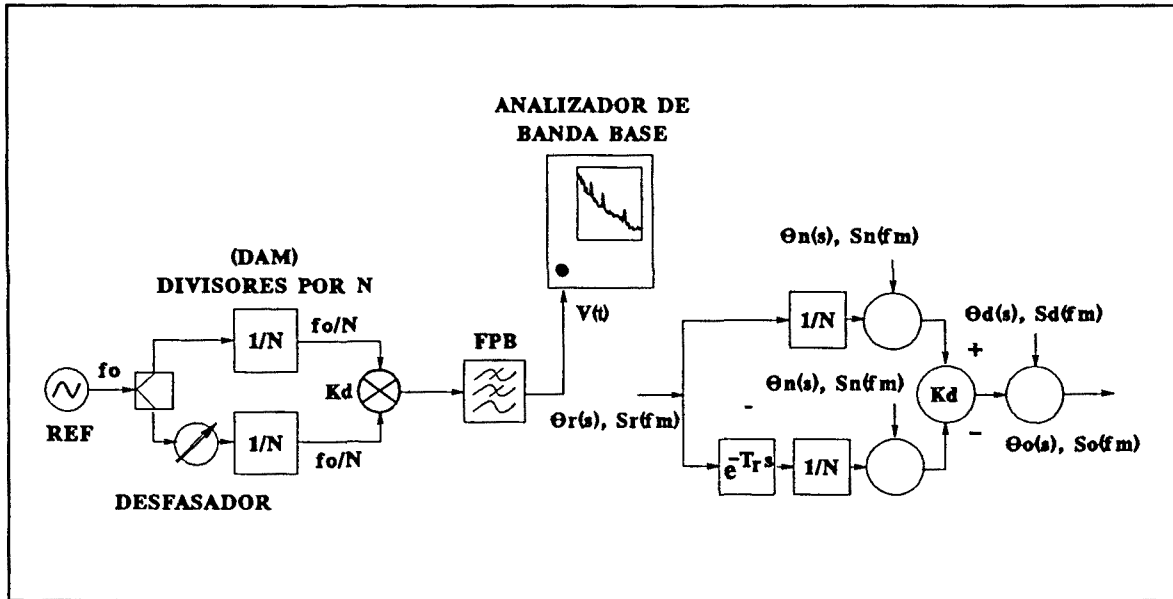


Figura V-31 Medidas de ruido añadido: Diagrama de bloques de la medida de un divisor de frecuencia y modelo lineal con las fuentes de ruido más importantes.

presenta la misma densidad espectral, el ruido a la salida del detector puede escribirse como

$$\theta_o(s) = K_d [\theta_{n1}(s) - \theta_{n2}(s)] + \frac{K_d \tau_r s}{N} \theta_r(s) + \theta_d(s) \tag{V-32}$$

$$S_o(f_m) = 2K_d^2 S_n(f_m) + \left[\frac{K_d \tau_r 2\pi f_m}{N} \right]^2 S_r(f_m) + S_d(f_m) \tag{V-33}$$

De este modo, el ruido asignado a cada uno de los divisores se calcula a partir del ruido $S_o(f_m)$ medido como

$$S_{DAM}(f_m) = \frac{1}{2K_d^2} S_o(f_m) \tag{V-34}$$

Que cuando el sistema es ideal da el ruido del divisor

$$S_{DAM}(f_m) = S_n(f_m) \tag{V-35}$$

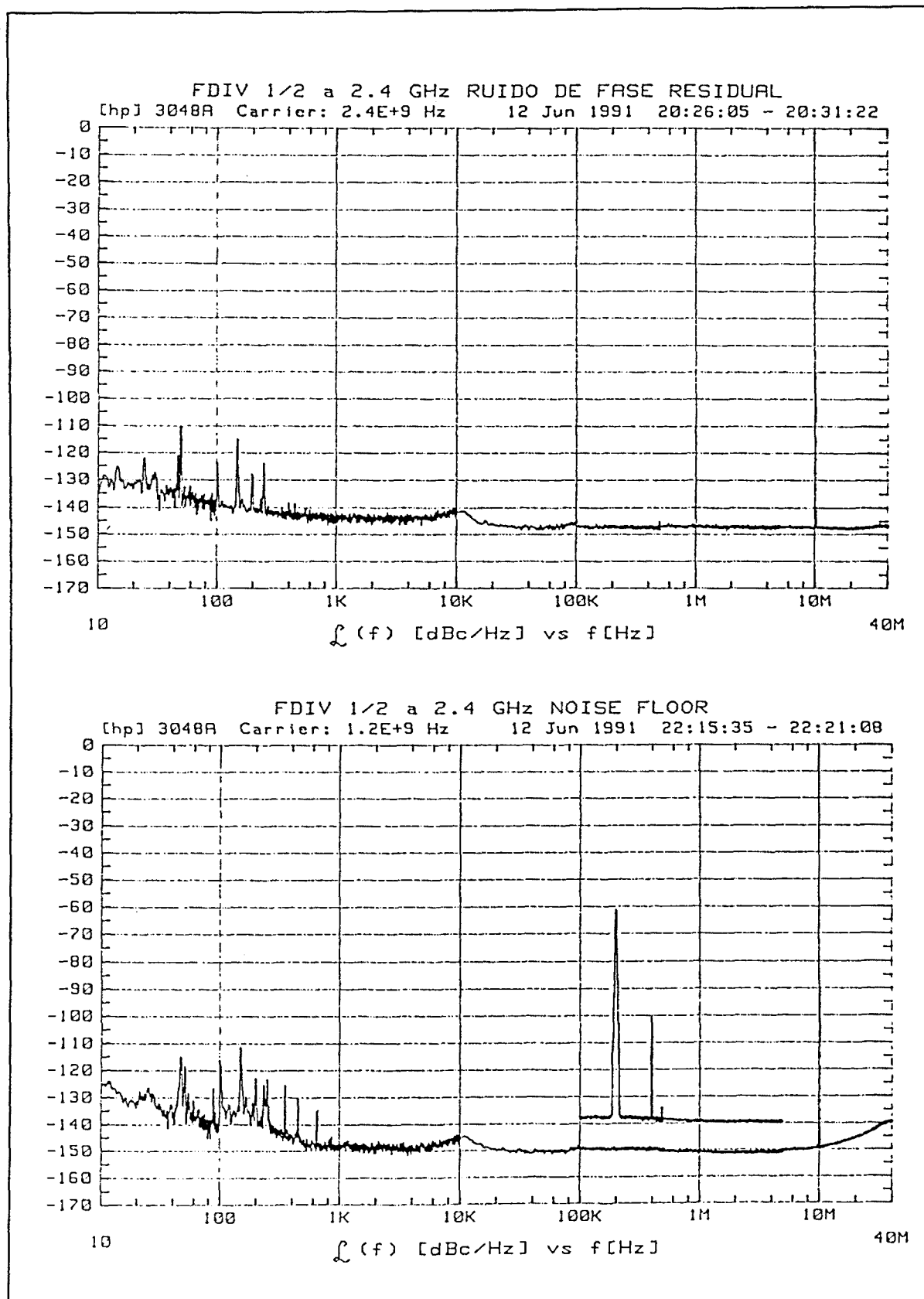


Figura V-32 Medidas de ruido de fase añadido: Medida de un divisor de frecuencia ECL SP8802A x2 de Plessey, a 1.2 GHz, y ruido del sistema de medida.

La sensibilidad del sistema es similar a la que se obtiene en la medida de un amplificador

$$S_{sis}(f_m) = \frac{1}{2} \left[\frac{\tau_r 2\pi f_m}{N} \right]^2 S_r(f_m) + \frac{1}{2K_d^2} S_d(f_m) \quad (V-36)$$

En este caso, eliminando los divisores del bucle y reestableciendo la cuadratura con los mismos niveles de potencia que durante la medida, puede hacerse una estimación del ruido introducido por el sistema.

La figura V-32 muestra la curva de ruido del divisor x2 SP8802A de Plessey, a la frecuencia de salida de 1.2 GHz. La potencia de salida de los divisores es muy reducida (-15 dBm) y ha sido necesario amplificarla utilizando los amplificadores MAR-7 descritos en V.1.4.1. Aunque el ruido medido para el divisor se encuentra en el límite de la sensibilidad del sistema (fig.V-32 inferior), su valor se halla en concordancia con la revisión tecnológica realizada en el capítulo IV.

El hecho de que sean precisos dos dispositivos similares para realizar la medida puede ser un grave inconveniente. Una forma de evaluar el ruido del divisor para frecuencias offset elevadas es el siguiente: Se excita el divisor de frecuencia con un generador de gran pureza espectral $-S_v(f_m)$ - y se mide el ruido de fase total a la salida del divisor $-S_o(f_m)$ - cuya expresión podrá escribirse como

$$S_o(f_m) = \frac{1}{N^2} S_v(f_m) + S_n(f_m) \quad (V-37)$$

si el divisor es excitado por un oscilador poco ruidoso, y el factor de división N es elevado, entonces para un determinado margen de frecuencias offset, generalmente lejos de la portadora, puede cumplirse que

$$S_o(f_m) > \frac{1}{N^2} S_v(f_m) \quad (V-38)$$

y el ruido medido puede considerarse que corresponde al divisor, dentro del citado margen

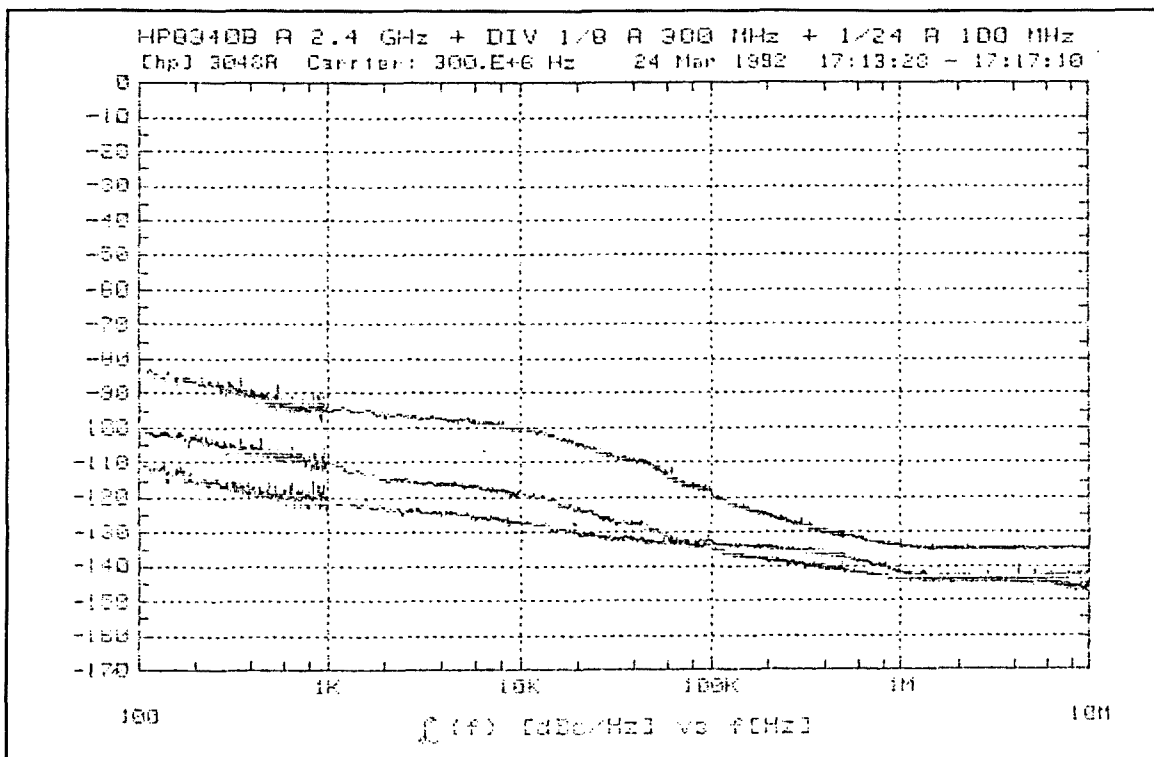


Figura V-33 Medidas de ruido de fase añadido: El ruido de un divisor de frecuencia para frecuencias offset elevadas puede medirse utilizando un oscilador de excitación de gran pureza.

de frecuencias. Para ilustrar este procedimiento se ha utilizado una cadena modular de divisores ECL en cascada (de índice 2, 4 y 3). Se ha medido el ruido de la señal de excitación a 2.4 GHz y de la señal dividida a 300 MHz ($\div 8$) y a 100 MHz ($\div 24$). Obsérvese (figura V-33) que para frecuencias offset reducidas el ruido de la señal de excitación es dominante y el ruido medido se ha reducido en el factor de división correspondiente (18 dB y 27 dB respectivamente). Sin embargo, para frecuencias offset elevadas el ruido medido es constante y corresponde por tanto al ruido residual de los divisores, siendo similar al medido en la curva de la figura V-32.

V.4 Conclusiones

Después de la serie de medidas realizadas de los subsistemas de un oscilador sintetizados, se pueden realizar diversas consideraciones de interés. Las medidas de ruido absoluto, en general, no revisten un gran dificultad. Los problemas que puedan aparecer son solucionables con un mínimo de precauciones a la hora de realizar la medida. La única dificultad puede aparecer en la medida de oscilador de gran pureza, como referencias a cristal. En este caso debería recurrirse al método de los tres osciladores, que no se ha

comentado, pero que está referenciado en los manuales del sistema. El ruido de un oscilador es muy difícil de predecir y depende mucho del diseño realizado. Por este motivo es totalmente necesaria recurrir a la medida del mismo. Los VCO se deben medir con el método del discriminador de frecuencia, mientras que un oscilador sintetizado requiere el método del detector de fase.

En cuanto a las medidas de ruido residual, ya se ha visto que son de difícil realización, y que además pueden requerir instrumentación adicional de prestaciones elevadas. Sin embargo, las medidas realizadas muestran que el ruido residual de amplificadores, detectores y divisores de frecuencia -y multiplicadores- puede predecirse con suficiente precisión para muchas aplicaciones. En general solamente será necesario medir el ruido de fase de estos elementos cuando se utilice un dispositivo novedoso, o cuando éste sea el producto final -un nuevo tipo de divisor, por ejemplo-. Tal como se ha visto en el capítulo IV, el ruido residual de un dispositivo depende mucho de la tecnología en la cual está realizado, pero varía poco de unos prototipos a otros. Como primera aproximación a la hora de diseñar un PLO, pueden tomarse los niveles de ruido referenciados en el capítulo IV.

