

Universitat Politècnica de Catalunya
Escola Tècnica Superior d'Enginyers de Telecomunicació

**SINTESIS DE FRECUENCIAS EN MICROONDAS
MEDIANTE SISTEMAS PLL:
APLICACION A LA RECEPCION COHERENTE DE SEÑALES
EMITIDAS POR SATELITE HASTA 30 GHz.**

Jordi Berenguer i Sau

**Tesis doctoral presentada a la
Universitat Politècnica de Catalunya
para la obtención del título de Doctor
Ingeniero de Telecomunicación.**

Barcelona, Septiembre 1988.

Director: Dr. Javier Bará Temes.

La realización de la presente tesis ha sido posible gracias a la concesión de una Beca del Plan de Formación de Personal Investigador en España, por parte del Ministerio de Educación y Ciencia (BOE, 22/1/85), para desarrollar el trabajo de investigación denominado "Detección homodina de señales débiles emitidas por satélite a 20/30 GHz: Aplicación a estudios de propagación en telecomunicación espacial." en el período 1985-1988, así como a la subvención obtenida de la Comisión Asesora de Investigación Científica y Técnica (3346/83) para el desarrollo del proyecto titulado "Intensidad de lluvias y su efecto sobre la propagación de microondas a 12/20/30 GHz emitidas por el satélite L-SAT y estaciones terrenas.", concedida al antiguo Departamento de Electrofísica, y también gracias al contrato existente entre el mencionado departamento y la empresa INISEL, para el diseño y construcción de prototipos para los cabezales receptores de RF para la estación receptora TMS-7.

*Esta tesis fue galardonada con el **PREMIO A LA MEJOR TESIS DOCTORAL**,
otorgado por el COLEGIO OFICIAL y la ASOCIACIÓN ESPAÑOLA DE INGENIEROS DE
TELECOMUNICACIÓN. Madrid 1989.*

*Esta tesis obtuvo el **PREMIO EXTRAORDINARIO DE DOCTORADO**,
concedido por la UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA. Barcelona 1992.*

AGRAIMENTS

Un cop acabada la tesi, ha estat inevitable fer una mica d'anàlisi del que han estat aquests quasi quatre anys de treball en el departament, i he trobat que tot això ha estat possible gràcies a l'amistat i recolzament que he tingut al meu voltant. Malgrat que només és el meu nom el que encapçala la tesi, darrera s'hi troben tot un seguit de persones que d'una forma més o menys directa, de vegades de manera seriosa, d'altres en clau d'humor, amb una vessant científica o potser amb una de molt humana, m'han anat donant en el moment precís, aquell ajut, aquell estímulo o senzillament aquella prova d'amistat que em feia falta i que sempre quedaran en el record.

Per això vull dedicar aquest treball a totes aquelles persones que amb la seva amistat i suport m'han encoratjat a fer-lo possible.

Especialment vull agrair l'amistat i el gran ajut que he rebut d'en Javier Bará, tant pel que fa a la seva excel·lent direcció en la tesi, amb molts encertats consells, noves idees i tot tipus d'orientacions d'àmbit científic, com també en l'àmbit humà, de la vida de cada dia.

El mateix he de dir de l'Adolf Comerón, amb qui vaig iniciar una bona amistat discutint aferrissadament de PLL's i amples de banda en un mes d'estiu, i que després al llarg del temps, sempre m'ha anat donant la resposta exacta als molts problemes que li he anat consultant.

El meu agraïment també per l'Eduardo Artal, que a més de la seva amistat i bon humor, em va oferir el seu ajut en totes les qüestions de la sincronització per injecció, i també en tots els aspectes relatius als díodes Gunn operant en mil·limètriques.

Igualment vull expressar la meua satisfacció per l'amistat que he trobat en l'Ignasi Corbella, que va començar amb un entusiasme mutu davant de les possibilitats del 85, i amb qui després he après molts dels secrets dels oscil·ladors amb FET's.

Amb els cables vaig conèixer a l'Antoni Elias, i desde llavors sempre m'ha anat donant tota la empena necessària per tirar endavant la tesi, fins que hem acabat mantenint una sincronització directa, sense PLL's i d'ample de banda infinit.

També he tingut molt estímul i apadrinatge per part de l'Elias de los Reyes, que sempre m'ha ajudat a veure la vessant positiva de les coses.

Radiació d'energies i d'amistat per part de l'Angel Cardama, d'en Miquel Ferrando posant el contrapunt sempre optimista, i d'en Lluís Jofre que va ser qui em va ensenyar a trobar-li el gustet a la RF.

No voldria acabar sense fer esment del suport rebut de tots i cadascun de la resta de companys de beca, de tesis i demás membres de l'ex-departament d'Electrofísica, dels mestres de laboratori Joaquim i Josep Ma, sempre amb els seus encertats suggeriments, i de l'Alfredo Cano, donant-me la solució a qualsevol problema mecànic.

Si he pogut fer aquesta tesi ha estat pel caliu que he trobat en tots vosaltres.

Gràcies.

INDICE DE CONTENIDOS

INTRODUCCION	1
Parte I.- EL PROBLEMA DE LA PUREZA ESPECTRAL (revisión)	
Capítulo 1.- RUIDO DE FASE EN OSCILADORES	
1.1.- INTRODUCCION	7
1.2.- EL RUIDO DE FASE Y SU CARACTERIZACION	8
1.2.1.- Caracterización del ruido de fase en el dominio temporal	9
1.2.2.- Caracterización del ruido de fase en el dominio frecuencial	15
1.3.- FUENTES DE RUIDO EN OSCILADORES	24
1.3.1.- Ruido generado internamente en el oscilador	24
1.3.1.1.- Ruido con espectro de BF	24
a) Ruido flicker	25
b) Ruido térmico	25
c) Ruido shot	26
1.3.1.2.- Ruido con espectro de RF	26
a) Ruido térmico y shot	26
b) Fluctuaciones en la frecuencia de resonancia del circuito sintonizado	27
1.3.2.- Ruido generado en dispositivos externos al oscilador	27
1.3.2.1.- Ruido con espectro de BF	27
a) Ruido en la tensión de control del VCO	27
b) Ruido en la tensión de polarización	28
c) Vibraciones mecánicas	28
d) Ajustes mecánicos de frecuencia	28
1.3.2.2.- Ruido con espectro de RF	29
a) Alinealidades propias del dispositivo	29
b) Ruido aditivo en amplificadores	29
c) Variaciones en la impedancia de carga del oscilador	30

1.3.3.- Evaluación del ruido de fase en un oscilador debido al ruido térmico del dispositivo	31
1.4.- TECNICAS DE MEDIDA DEL RUIDO DE FASE EN OSCILADORES	
1.4.1.- De dominio temporal	37
1.4.2.- De dominio frecuencial	39
1.4.2.1.- Medida de la FM residual	40
1.4.2.2.- Medida del espectro de potencia unilateral del ruido de fase	43

Capítulo 2.- SINTESIS DE FRECUENCIAS EN MICROONDAS

2.1.- INTRODUCCION	49
2.2.- SINTESIS DIRECTA DE FRECUENCIAS	50
2.2.1.- Sistemas incoherentes	51
2.2.2.- Sistemas coherentes	53
2.3.- SINTESIS INDIRECTA DE FRECUENCIAS	57
2.3.1.- Sincronización por inyección	57
2.3.2.- Sincronización mediante bucle PLL	60
2.3.2.1.- Modelo lineal de un PLL sin ruido	61
2.3.2.2.- Modelo lineal de un PLL con ruido térmico	70
2.3.2.3.- Modelo no lineal	74
a) PLL de primer orden	75
b) PLL de segundo orden	76
2.3.2.4.- Definiciones y clasificación	79
2.3.2.5.- Detectores de fase	82
a) Mezclador equilibrado	83
b) Multiplicadores analógicos	88
c) Detector de fase conmutado	89
d) Detector de fase Tanlock	90
e) Sample & Hold de alta velocidad	91
f) Puerta OR exclusiva (XOR)	93
g) Flip-flop	95
h) Sample & Hold	96
i) Phase-frequency detector	97
2.3.2.6.- Osciladores controlados por tensión	98
2.3.2.7.- Detectores de lock	100
2.3.2.8.- Ayudas a la adquisición	101
a) Barrido en frecuencia	102
b) Variación de los parámetros del PLL	103

c) Adición de discriminadores de frecuencia	105
d) Sincronización por inyección del VCO	106
2.3.3.- Sintetizadores de frecuencia con PLL's	107
2.3.3.1.- Divisores de frecuencia digitales	111
2.3.3.2.- Divisores de frecuencia analógicos	113
2.3.3.3.- Características generales de un sintetizador.	115

**Parte II.- SINTESIS DE FRECUENCIAS Y RECEPCION DE SEÑALES
EN BANDAS MILIMETRICAS**

Capítulo 3.- COMPONENTES DE UN SISTEMA PLL A FRECUENCIAS DE MICROONDAS

3.1.- INTRODUCCION	118
3.2.- DETECTORES DE FASE	118
3.2.1.- <i>T-mágica en guía de ondas</i>	120
3.2.2.- <i>Circuitos integrados de microondas</i>	121
3.3.- DETECTOR DE FASE ARMONICO	133
3.3.1.- <i>Principio de funcionamiento</i>	134
3.3.2.- <i>Resultados experimentales</i>	136
3.4.- SISTEMA DE CANCELACION DE LA TENSION DE OFFSET EN UN DETECTOR DE FASE DE MICROONDAS	140
3.4.1.- <i>Principio de funcionamiento</i>	140
3.4.2.- <i>Resultados experimentales</i>	143
3.5.- OSCILADORES CONTROLADOS POR TENSION	146
3.5.1.- <i>Principio de diseño de osciladores</i>	148
3.5.2.- <i>Control de frecuencia en osciladores</i>	149
3.6.- MEZCLADORES ARMONICOS	154
3.7.- INDICADOR DE LOCK	156

**Capítulo 4.- RECEPTOR COHERENTE PARA EL EXPERIMENTO
DE PROPAGACION OPEX**

4.1.- INTRODUCCION	165
4.2.- PAQUETE DE PROPAGACION	166
4.2.1.- <i>Descripción y especificaciones</i>	166
4.2.2.- <i>Experimentos propuestos</i>	172
4.2.3.- <i>Requisitos mínimos del receptor</i>	173
4.3.- RECEPTOR COHERENTE PARA EL EXPERIMENTO DE PROPAGACION .	175
4.3.1.- <i>Principio de diseño</i>	175

4.3.2.- Esquema de bloques del receptor	176
4.3.3.- Evaluación de prestaciones: Sincronización con B0.	180
4.3.4.- Evaluación de prestaciones: Canales de medida	186
4.3.4.1.- Canal B0	186
4.3.4.2.- Canal B1	188
a) Medida de amplitud	189
b) Medida de fase	189
4.3.4.3.- Canal B2	190

Parte III.- REALIZACIONES RELACIONADAS CON EL RECEPTOR COHERENTE

Capítulo 5 .- DISEÑO DE MULTIPLICADORES DE FRECUENCIA MEDIANTE PLL

5.1.- INTRODUCCION	192
5.2.- MULTIPLICADOR x43	193
5.3.- MULTIPLICADORES x68 Y x102	196
5.4.- MULTIPLICADOR x43	204
5.5.- MULTIPLICADORES x68 Y x102	205
5.6.- CONCLUSIONES	209

Parte IV.- OTROS RESULTADOS RELACIONADOS CON PLL's

Capítulo 6.- CONTROL DE FASE EN OSCILADORES SINCRONIZADOS POR INYECCION: APLICACIONES

6.1.- INTRODUCCION	211
6.2.- SISTEMA PLL DE MICROONDAS CON EL VCO SINCRONIZADO POR INYECCION	212
6.3.- COMBINACION DE POTENCIA EN OSCILADORES DE MICROONDAS ..	220
6.3.1.- Prototipo a 2.55 GHz	224
6.3.2.- Prototipo a 30 GHz	225
6.4.- APLICACIONES EN PHASED-ARRAYS	227
CONCLUSIONES	230
BIBLIOGRAFIA	234

INTRODUCCION

INTRODUCCIÓN

El diseño de un equipo destinado a cubrir un determinado servicio de Telecomunicación precisa, en adición a la utilización de otros subsistemas, la incorporación de osciladores tanto para aplicaciones de oscilador local como de portadora de la señal de información. En el proceso de selección de estas fuentes de señal intervienen además de los obvios criterios respecto a sus valores nominales de frecuencia de oscilación, otros aspectos de importancia relativos a su estabilidad en frecuencia (*derivadas a largo plazo*) así como los concernientes a su pureza espectral (*derivadas a corto plazo*).

Estos últimos criterios se hacen mucho más restrictivos conforme aumenta la frecuencia de operación del equipo, especialmente cuando nos desplazamos hacia el margen de microondas y en bandas milimétricas. En este caso, a fin de proceder a una ocupación óptima de un recurso limitado como es el espectro radioeléctrico, debe garantizarse plenamente que las frecuencias reales de emisión de los equipos se ajustan, con unas tolerancias estrictas, a los valores nominales previamente asignados. Al margen de esta limitación, que podría interpretarse como una restricción impuesta por un entorno "externo" al sistema y que en caso de incumplimiento no tendría porque degradar sus prestaciones generales, se mantienen los criterios relativos al ruido de fase, es decir, la cuantificación del grado de pureza espectral del oscilador, que sí repercuten de forma directa e importante sobre las características globales del equipo.

El efecto es especialmente notorio en aquellos sistemas que tienen como objetivo proporcionar una buena sensibilidad y gran margen dinámico. Tal puede ser el caso de equipos que operan con señales de débil intensidad, como por ejemplo sucede en sistemas de comunicación por satélite, sistemas de medida del campo eléctrico difractado por objetos (*Holografía de microondas*), sistemas de radiolocalización, así como en sistemas de reconocimiento de formas o radares de imagen; en los que además de unas restrictivas especificaciones acerca del ruido térmico en dispositivos activos y en los niveles de potencia de las señales interferentes, es crucial disponer de osciladores altamente estables y de ruido de fase mínimo.

Toda esta serie de condicionantes aconseja finalmente la utilización de los denominados **sintetizadores de frecuencia**.

Por síntesis de frecuencias entendemos aquel proceso mediante el cual se genera una señal sinusoidal de amplitud constante y frecuencia determinada, que se caracteriza además por una gran pureza espectral y excelente estabilidad en frecuencia; éstos pueden clasificarse en sistemas de síntesis directa y de síntesis indirecta.

La utilización de los de síntesis directa suele restringirse más bien a aplicaciones de baja frecuencia. Como se verá más adelante, el hecho de que su pureza espectral decrezca con la frecuencia desaconseja su aplicación a frecuencias elevadas, prefiriéndose entonces la utilización de los de síntesis indirecta.

El sistema de síntesis indirecta de frecuencia más comúnmente empleado se basa en la realización de un bucle de enganche de fase o **P.L.L.** (*Phase-Locked Loop*), por ser el que permite una mayor versatilidad así como gran facilidad de adaptación a cualquier margen de frecuencias, más otras interesantes propiedades. El sistema puede hacer uso de divisores de frecuencia, hecho que permite realizaciones muy compactas, especialmente cuando la síntesis no supera la banda de UHF; por encima y ya en el margen de microondas, existe una carencia importante de divisores, debida únicamente a limitaciones de tipo tecnológico, que conduce a un notable incremento de complejidad en el desarrollo de este tipo de sintetizadores, respecto a la que se tiene a frecuencias menores. Como más adelante comentaremos, al inicio de los trabajos de investigación que han conducido a la presente tesis, la máxima frecuencia que se alcanzaba con divisores digitales se situaba alrededor de los 2.2 GHz (1985), mientras que en la actualidad (1988) han aparecido en el mercado divisores de frecuencia comerciales que alcanzan frecuencias de hasta 10 GHz. Por esta razón no ha sido práctica habitual hasta este momento, la utilización de sintetizadores de frecuencias en microondas, puesto que en la mayoría de aplicaciones, los requisitos de pureza espectral no eran tan severos y podían cubrirse en base a un cuidadoso proceso de diseño de los osciladores, seleccionando adecuadamente tanto los dispositivos activos como la topología del circuito para conseguir el menor ruido de fase posible, en el bien entendido de que esta alternativa no comportase un grave detrimento en las especificaciones requeridas.

La fuerte tendencia actual hacia la utilización de las bandas de 20/30 GHz para el establecimiento de la nueva generación de comunicaciones por satélite, hace inevitable el tener que recurrir a la realización de **síntesis indirecta de frecuencias en microondas**, aún a pesar de la complejidad que ello supone.

El objetivo de la tesis ha sido el de dar una respuesta global a este problema a partir de la resolución del mismo en una aplicación concreta: el diseño de un **receptor coherente** para las balizas que a 12/20/30 GHz van a ser emitidas por el satélite *Olympus* de la *Agencia Espacial Europea* cuando se produzca su puesta en órbita, prevista para finales de 1988. Su finalidad va a ser la caracterización de los efectos de atenuación y transpolarización que ejerce la atmósfera sobre el camino de propagación radioeléctrico en estas bandas de frecuencias, en el marco de un experimento de propagación propiciado por la propia Agencia, puesto que en la actualidad apenas se dispone de datos suficientes que permitan una planificación precisa de enlaces tierra-satélite a 20/30 GHz. Este objetivo se ha plasmado en la realización de una serie de multiplicadores de frecuencia de síntesis indirecta mediante PLL y circuitería asociada, en un margen de frecuencias comprendido entre 1 y 30 GHz, para su utilización como osciladores locales dentro del mencionado receptor coherente. No obstante y como se verá, los resultados obtenidos permiten la extensión de las técnicas desarrolladas hacia la síntesis en bandas de frecuencias mayores, simplemente adecuando a cada margen los componentes a utilizar.

La tesis se estructura en cuatro partes diferenciadas. La primera, con un cariz eminentemente teórico, se ofrece a modo de revisión del tema del ruido de fase y de los sistemas de síntesis de frecuencias existentes. La segunda parte aborda las cuestiones derivadas de la síntesis de frecuencias en microondas mediante PLL's, con descripción de los componentes utilizados, para pasar a tratar de los aspectos de diseño del mencionado receptor coherente, sus requisitos y aplicaciones. En la tercera parte se presentan los multiplicadores de frecuencia realizados, su descripción, esquema de bloques y resultados experimentales obtenidos. Y por último, en la cuarta parte se incluyen una serie de realizaciones derivadas de la utilización de sistemas PLL a frecuencias de microondas, con sincronización por inyección del VCO a la señal de referencia, en aplicaciones de

combinación de potencia y de control electrónico de fase en sistemas phased-arrays con elementos activos.

En la primera parte, el primer capítulo se dedica íntegramente al desarrollo del problema del ruido de fase en osciladores, abordando los aspectos relativos a su caracterización tanto en el dominio temporal como frecuencial, muy dispersos en la literatura, incluyendo una clasificación de sus orígenes; asimismo se incluye el análisis del ruido de fase de osciladores debido al ruido térmico en el propio dispositivo, aunque ofreciendo una presentación distinta basada en un modelo de sistema realimentado. El capítulo finaliza con una exposición de las técnicas de medida del ruido de fase utilizadas tanto en el dominio temporal como frecuencial. El capítulo 2 trata el problema de la síntesis de frecuencias en microondas, describiendo los sistemas de síntesis directa, tanto coherentes como incoherentes, así como los de síntesis indirecta, entre los que se incluye la sincronización por inyección (*Injection Locking Synchronization*), aunque profundizando en los basados en sistemas PLL; en este aspecto se incluye una revisión de la teoría de PLL's orientada hacia la síntesis de frecuencia, con descripción de los componentes habitualmente utilizados, abarcando desde detectores de fase a sistemas de ayuda a la adquisición, pasando por los osciladores controlados por tensión e indicadores de *lock*. El capítulo finaliza comentando su aplicación como sintetizadores, donde se incluye una descripción de los divisores de frecuencia, tanto digitales como analógicos habitualmente utilizados.

En la segunda parte, compuesta también por dos capítulos, el tercero incluye una descripción de los componentes de un sistema PLL operando a frecuencias de microondas, analizando especialmente en profundidad los detectores de fase realizados con tecnología *microstrip*, para pasar a describir lo que ha sido una de las aportaciones más relevantes de la tesis: el detector de fase armónico y su aplicación a la síntesis de frecuencias. Mediante este sistema ha sido posible sintetizar señales de hasta 30 GHz a partir de multiplicación por 3 de una referencia de 10 GHz sin necesidad de utilizar ningún tipo de divisor de frecuencia. Asimismo se incluye la descripción de un sistema original que permite cancelar la tensión de *offset* a la salida de un detector. También se describen los tipos de osciladores controlados por tensión en los que se modifica su frecuencia en base a la variación que experimentan las capacidades de las uniones en el dispositivo semiconductor con la tensión de polarización. El

capítulo finaliza con la descripción de otra de las aportaciones importantes de la tesis, un circuito indicador de "lock" para PLL en los que la detección de fase se realiza a frecuencias de microondas; el sistema, con una filosofía de diseño innovadora surge como alternativa al detector fase-cuadratura habitualmente empleado para esta función. El capítulo 4 trata del diseño del receptor coherente para el mencionado experimento de propagación (OPEX). Se inicia con una descripción del paquete de propagación del satélite y de los experimentos de propagación propuestos por la Agencia así como los requisitos mínimos que deber satisfacer el receptor; a continuación se presenta el esquema de bloques del receptor y su descripción, finalizando con una evaluación de los errores en los canales de medida debidos a los efectos de ruido térmico y ruido de fase de las señales involucradas.

La tercera parte, compuesta de un único capítulo, describe las realizaciones relacionadas con el receptor coherente; es decir, los aspectos de diseño de los multiplicadores de frecuencia que sintetizan los primeros y segundos osciladores locales del receptor, construidos y comprobados experimentalmente en los mencionados márgenes de 1 a 30 GHz, en los que se han incorporado la totalidad de los componentes descritos en el capítulo 3. Lamentablemente no ha sido posible incluir en ésta tesis medidas de ruido de fase, aspecto retrasado por el problema de consecución de instrumentación adecuada en el laboratorio.

Y ya por último en la cuarta parte, compuesta también por un único capítulo, se describen otros resultados relacionados con los sistemas PLL de microondas, basados todos ellos en el control electrónico de fase en osciladores sincronizados por inyección. En primer lugar se estudia el comportamiento de un sistema PLL con el VCO sincronizado por inyección, lo que admite una visión como sistema de ayuda a la adquisición en PLL's. Sin embargo, el mismo sistema puede aplicarse a la combinación de potencia de osciladores en microondas, es decir sistemas capaces de sumar coherentemente las señales de salida de dos o más osciladores con el efecto neto del aumento de potencia del conjunto; el sistema se ofrece como alternativa válida a la generación de potencias moderadas evitando la utilización de amplificadores de potencia de estado sólido en bandas de milimétricas, especialmente de cara al diseño de pequeñas estaciones emisoras de comunicaciones por satélite a 30 GHz. El sistema, que es otra de las aportaciones de la tesis, fue comprobado experimentalmente con

éxito a las frecuencias de 2,5 y 30 GHz, cuyos resultados se incluyen. Asimismo el sistema sugiere una posible aplicación al control de fase de los elementos de un sistema phased-array, todavía en fase de experimentación. Finaliza la tesis con un capítulo de conclusiones.

PARTE I

**EL PROBLEMA DE LA PUREZA ESPECTRAL
(revisión)**

Capítulo 1. RUIDO DE FASE EN OSCILADORES

1.1 INTRODUCCION

En los últimos años, los recientes avances tecnológicos que han experimentado los sistemas de Radiolocalización y de Comunicaciones han situado sus prestaciones en niveles de gran calidad. Asimismo el creciente aumento en el uso del espectro radioeléctrico por parte de los diversos servicios de radiocomunicación, ha requerido una reducción en la tolerancia de las frecuencias nominales de los equipos, a fin de conseguir una óptima ocupación del espectro, sin detrimento de la calidad de los servicios y evitando interferencias y productos de intermodulación entre canales adyacentes.

De otra parte, aspectos concernientes a sensibilidad, margen dinámico y selectividad en frecuencia toman una creciente consideración. Sin embargo con el aumento de las frecuencias de operación han surgido nuevas limitaciones a este desarrollo, que si bien siempre habían existido, su repercusión era mínima para frecuencias de trabajo suficientemente bajas obviándose sus efectos, lo cual en la actualidad es de ningún modo posible. De entre éstas limitaciones la que por sus efectos es más importante corresponde al ruido de fase de osciladores. Minimizar el ruido de fase de un oscilador a frecuencias de microondas y especialmente en milimétricas requiere un complejo diseño, que en la mayoría de los casos suele resolverse con la utilización de multiplicadores de frecuencia de síntesis indirecta.

Es de notar que modulaciones espúreas en la amplitud y fase de la portadora se transmiten a la frecuencia intermedia durante el proceso de mezcla con la señal de interés, pudiendo en algunos casos llegar a enmascarar totalmente a la señal útil.

Este efecto se hace patente en receptores muy selectivos y con gran margen dinámico, en los que las características de ruido de fase de los osciladores locales determinan las prestaciones finales del receptor.

De entre los sistemas de telecomunicación en los que el efecto del ruido de fase de los osciladores se hace más patente son los siguientes [1][2][3]:

- Radars de onda continua o de efecto Doppler.
- Medida de distancias.
- Radars chirp o de FM lineal.
- Comunicaciones por satélite de un canal por portadora.
- Comunicaciones por multiplex en frecuencia.
- Comunicaciones PSK.

En este capítulo trataremos de las definiciones de ruido de fase de osciladores, su clasificación y causas, para finalizar tratando los sistemas de caracterización existentes.

1.2 EL RUIDO DE FASE Y SU CARACTERIZACION

La señal proporcionada por un oscilador puede expresarse como sigue:

$$v(t) = \sqrt{2C} \cos[\omega_0 t + \phi(t)] \quad (1.2.1)$$

siendo ω_0 la frecuencia angular de oscilación, $\phi(t)$ una variable aleatoria que caracteriza a las fluctuaciones o "jitter" de fase y C la potencia, referida sobre 1 ohmio, de la portadora. La pulsación instantánea $\omega_i(t)$ se obtendrá como

$$\omega_i(t) = \frac{d}{dt}[\omega_0 t + \phi(t)] = \omega_0 + \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (1.2.2)$$

que se relaciona directamente con la derivada de las fluctuaciones de fase $\phi(t)$.

Se pueden distinguir dos tipos de variaciones de frecuencia: derivas a corto y derivas a largo plazo. Por derivas a corto plazo entendemos aquellas variaciones de la frecuencia de oscilación que se producen en cortos intervalos de tiempo, del orden del segundo o inferiores, asociándose normalmente con la variable $\phi(t)$. Las derivas a

largo plazo son las variaciones que se aprecian sobre la frecuencia media de oscilación, observadas en grandes períodos de tiempo (horas, días, etc), y que suelen asociarse con ω_0 .

Nuestro interés va a centrarse únicamente en la caracterización de las derivas a corto plazo, para lo cual supondremos que en lo que sigue las derivas a largo plazo son nulas; ésto equivale a suponer un intervalo de medida suficientemente pequeño. En términos estadísticos lo podemos expresar postulando un valor constante para ω_0 y un valor medio cero para $d\phi/dt$.

Se tratará pues, de caracterizar las fluctuaciones de frecuencia o de fase de un oscilador a partir de medidas efectuadas tanto en el dominio temporal como frecuencial.

La caracterización en el dominio temporal consistirá en la obtención de las propiedades estadísticas de las fluctuaciones de frecuencia mediante el cálculo de su varianza. Las diversas técnicas existentes se basan en la medida de la frecuencia del oscilador durante un intervalo de tiempo τ con un frecuencímetro y de forma repetida, obteniéndose un número finito de muestras. Este es en definitiva el motivo por el cual no va a ser posible obtener el valor exacto de la varianza, si no tan sólo una estimación de la misma, como más adelante veremos.

En el dominio frecuencial, la caracterización consistirá en la obtención de la densidad espectral de potencia de las fluctuaciones de fase, a partir de medidas realizadas sobre el espectro de la señal del oscilador, que se relacionará directamente con $\phi(t)$.

A continuación procederemos a la descripción de las principales propiedades de ambos sistemas.

1.2.1 CARACTERIZACION DEL RUIDO DE FASE EN EL DOMINIO TEMPORAL

El problema consiste en la caracterización de las fluctuaciones de frecuencia de $\omega_i(t)$ a partir de su varianza, para relacionarla posteriormente con sus funciones de autocorrelación y densidad espectral de potencia.

Recordando que el valor medio de una señal en un intervalo de tiempo τ se define como

$$\langle f(t) \rangle = \frac{1}{\tau} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{+\frac{\tau}{2}} f(t) dt \quad (1.2.3)$$

podemos calcular el valor medio de la frecuencia del oscilador como

$$\langle \omega_i(t) \rangle = \frac{1}{\tau} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{+\frac{\tau}{2}} \left[\omega_0 + \frac{d\phi(t')}{dt'} \right] dt = \omega_0 + \frac{\phi\left(t+\frac{\tau}{2}\right) - \phi\left(t-\frac{\tau}{2}\right)}{\tau} \quad (1.2.4)$$

Con una adecuada elección del origen de tiempos es posible anular el segundo término en (1.2.4), por lo que nos queda

$$\langle \omega_i(t) \rangle = \omega_0 \quad (1.2.5)$$

siendo ω_0 una constante, por haber despreciado las derivas a largo plazo de la frecuencia de oscilación. Se puede calcular la varianza del valor medio de las fluctuaciones de frecuencia $\sigma^2[\langle \omega_i(t) \rangle]$ mediante la siguiente expresión [4]

$$\sigma^2[\langle \omega_i(t) \rangle] = \langle \omega_i^2(t) \rangle - \omega_0^2 \quad (1.2.6)$$

sustituyendo (1.2.4) en (1.2.6) se llega a

$$\begin{aligned} \sigma^2[\langle \omega_i(t) \rangle] &= \omega_0^2 + 2\omega_0 \left\langle \frac{\phi(t+\tau) - \phi(t)}{\tau} \right\rangle + \left\langle \left[\frac{\phi(t+\tau) - \phi(t)}{\tau} \right]^2 \right\rangle - \omega_0^2 \\ &= \left\langle \frac{\phi^2(t+\tau)}{\tau^2} \right\rangle - \frac{2}{\tau^2} \langle \phi(t+\tau)\phi(t) \rangle + \frac{1}{\tau^2} \langle \phi^2(t) \rangle \end{aligned} \quad (1.2.7)$$

Recordando que la función de autocorrelación de una variable aleatoria se define como

$$R_\phi(\tau) = \langle \phi(t+\tau)\phi(t) \rangle \quad (1.2.8)$$

sustituyendo y admitiendo la estacionariedad del proceso $\phi(t)$, se llega a

$$\sigma^2[\langle \omega_i(t) \rangle] = \frac{2}{\tau^2} [R_\phi(0) - R_\phi(\tau)] \quad (1.2.9)$$

de donde se observa que la varianza de las fluctuaciones de frecuencia está relacionada con la función de autocorrelación de las fluctuaciones de fase del oscilador. Recordando que la función de autocorrelación y la densidad espectral de potencia $S_\phi(\omega)$ de un proceso son pares transformados,

$$R_\phi(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_\phi(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega \quad (1.2.10.a)$$

$$S_\phi(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_\phi(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (1.2.10.b)$$

sustituyendo

$$\begin{aligned} \sigma^2[\langle \omega_i(t) \rangle] &= \frac{1}{\pi\tau^2} \int_{-\infty}^{+\infty} S_\phi(\omega) [1 - e^{j\omega\tau}] d\omega \\ &= \frac{1}{\pi\tau^2} \int_{-\infty}^{+\infty} S_\phi(\omega) e^{j\omega\tau/2} [e^{-j\omega\tau/2} - e^{j\omega\tau/2}] d\omega \\ &= \frac{2}{\pi\tau^2} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} S_\phi(\omega) \sin^2(\omega\tau/2) d\omega \right. \\ &\quad \left. - j \int_{-\infty}^{+\infty} S_\phi(\omega) \cos(\omega\tau/2) \sin(\omega\tau/2) d\omega \right] \quad (1.2.11) \end{aligned}$$

La segunda integral es nula, dado que su integrando contiene el producto de una función par $S_\phi(\omega)$, por una impar $\cos(\omega\tau/2)\sin(\omega\tau/2)$; de modo que nos queda

$$\begin{aligned} \sigma^2[\langle \omega_i(t) \rangle] &= \frac{2}{\pi\tau^2} \int_{-\infty}^{+\infty} S_\phi(\omega) \sin^2(\omega\tau/2) d\omega \\ &= \frac{2}{\tau^2} [R_\phi(0) - R_\phi(\tau)] \quad (1.2.12) \end{aligned}$$

También se puede expresar en función de la densidad espectral de potencia de las fluctuaciones de frecuencia; una derivada en el dominio del tiempo equivale a multiplicar por ω^2 en el dominio frecuencial, por lo que

$$S_\omega(\omega) = \omega^2 S_\phi(\omega) \quad (1.2.13)$$

sustituyendo en (1.2.12)

$$\sigma^2[\langle \omega_i(t) \rangle] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_\phi(\omega) \frac{\sin^2(\omega\tau/2)}{[\omega\tau/2]^2} d\omega \quad (1.2.14)$$

Se puede definir una varianza de las fluctuaciones de fase $\phi(t)$ en la siguiente forma

$$\sigma^2[\phi(t)] = \langle \phi^2(t) \rangle - [\langle \phi(t) \rangle]^2 \quad (1.2.15)$$

como el valor medio de $\phi(t)$ es cero, nos queda entonces que

$$\sigma^2[\phi(t)] = \langle \phi^2(t) \rangle \quad (1.2.16)$$

que expresado en términos de la función de autocorrelación y de la densidad espectral de potencia se convierte en

$$\begin{aligned} \sigma^2[\phi(t)] &= R_\phi(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_\phi(\omega) d\omega \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} S_\phi(\omega) d\omega \end{aligned} \quad (1.2.17)$$

Las expresiones (1.2.12) y (1.2.17) son de utilidad para el cálculo de la varianza a partir del comportamiento espectral del oscilador. Es bien conocido en teoría de osciladores que la densidad espectral de potencia de las fluctuaciones de fase se puede modelar mediante funciones que siguen una determinada ley cuadrática [5][6], es decir

$$S_\phi(\omega) = h_\alpha \omega^\alpha \quad (1.2.18)$$

siendo α un parámetro que puede tomar valores comprendidos entre 0 y -4, según sea el tipo de ruido que se caracterice. En la tabla I se da una clasificación de las diversas modelizaciones; dado que en situaciones reales todos ellos pueden llegar a darse simultáneamente, a veces se suele caracterizar a $S_\phi(\omega)$ como una combinación lineal de todos ellos, es decir

$$\begin{aligned} S_\phi(\omega) &= \sum_{\alpha=0}^{-4} h_\alpha \omega^{-\alpha}, \quad 0 \leq \omega \leq \omega_B \\ &= 0, \quad f > \omega_B \end{aligned} \quad (1.2.19)$$

TABLA I		
CLASE DE RUIDO	$S_{\phi}(\omega)$	$S_{\omega}(\omega)$
Ruido blanco de fase	h_0	$h_0\omega^2$
Ruido flicker de fase	$h_1\omega^{-1}$	$h_1\omega$
Ruido blanco de frecuencia	$h_2\omega^{-2}$	h_2
Ruido flicker de frecuencia	$h_3\omega^{-3}$	$h_3\omega^{-1}$
Camino aleatorio de frecuencia	$h_4\omega^{-4}$	$h_4\omega^{-2}$

La explicación acerca de los orígenes de los diversos tipos de ruido que aparecen en un oscilador se discutirán en un posterior apartado.

Todo lo que ha sido tratado hasta aquí se refería a una situación ideal, en la cuál se disponía de un número ilimitado de muestras del valor medio de las fluctuaciones de frecuencia de un oscilador durante un intervalo de tiempo τ . Sin embargo, en una situación real, esto no va a ser cierto, porque sólo se dispondrá de un número M finito de muestras, con independencia de la técnica de medida utilizada, lo que imposibilitará la obtención de un valor exacto de la varianza del proceso aleatorio, pero no una estimación de la misma.

Supongamos que medimos en un frecuencímetro con una periodicidad T la frecuencia de un oscilador, utilizando un intervalo de medida de duración $\tau < T$; como resultado obtendremos un conjunto finito de M muestras de la frecuencia del oscilador, que denotaremos como f_k . Sobre este conjunto podemos calcular la frecuencia media de la señal como

$$\langle f \rangle = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M f_k \quad (1.2.20)$$

que será una estimación del valor real $f_0 = 1/2\pi\omega_0$

$$\langle f \rangle = \hat{f}_0 \quad (1.2.21)$$

Podemos calcular la desviación respecto a la media de cada una de las medidas como

$$\delta f_k = f_k - \hat{f}_0 \quad (1.2.22)$$

y calcular su varianza

$$\begin{aligned} \sigma_f^2(M, T, \tau) &= \frac{1}{M-1} \sum_{n=1}^M (f_n - f_0)^2 \\ &= \frac{1}{M-1} \sum_{n=1}^M \left(f_n - \sum_{k=1}^M \frac{1}{M} f_k \right)^2 \end{aligned} \quad (1.2.23)$$

y obtener un valor medio de la misma

$$\langle \sigma_f^2(M, T, \tau) \rangle = \left\langle \frac{1}{M-1} \sum_{n=1}^M \left(f_n - \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M f_k \right)^2 \right\rangle \quad (1.2.24)$$

Asimismo podemos definir una varianza para la frecuencia angular

$$\langle \sigma_\omega^2(M, T, \tau) \rangle = \left\langle \frac{1}{M-1} \sum_{n=1}^M \left(\omega_n - \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \omega_k \right)^2 \right\rangle \quad (1.2.25)$$

que es una estimación de $\sigma^2[\langle \omega_i(t) \rangle]$

El estudio de estos datos en relación con las densidades espectrales de potencia fue practicado por D. Allan [6], llegando a la importante conclusión de que manteniendo M constante, y suponiendo que el parámetro α del modelo espectral de ruido del oscilador se mantiene a su vez constante con τ , es posible determinar la densidad espectral de potencia del ruido de fase en base unicamente a la variación del intervalo de medida τ . Normalmente el cálculo de ésta varianza se realiza sobre la desviación fraccional de la frecuencia instantánea, definida como

$$y_k = \frac{f_k}{f_0} \quad (1.2.26)$$

con lo que el valor medio de la varianza se expresa como

$$\langle \sigma_y^2(M, T, \tau) \rangle = \left\langle \frac{1}{M-1} \sum_{n=1}^M \left(y_n - \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M y_k \right)^2 \right\rangle \quad (1.2.27)$$

En un artículo de J. Barnes [7] que sentaba las bases para una definición standard del I.E.E.E. sobre la caracterización de la estabilidad de frecuencia de osciladores, se recomendaba la elección de $M=2$ y $T=\tau$ en (1.2.27), dando origen a lo que se conoce como *Varianza de Allan*, definida como

$$\sigma_y^2(\tau) = \left\langle \frac{(y_{k+1} - y_k)^2}{2} \right\rangle \quad (1.2.28)$$

y demostrando que el proceso es convergente incluso para aquellos modelos de ruido cuyas densidades espectrales de potencia no lo eran para $M \rightarrow \infty$, es decir, válido para cada una de las leyes cuadráticas definidas en la Tabla I.

1.2.2 CARACTERIZACION DEL RUIDO DE FASE EN EL DOMINIO FRECUENCIAL

Las inestabilidades en la frecuencia de la señal de un oscilador también pueden caracterizarse en base al análisis de su espectro, relacionando su densidad espectral de potencia con la variable aleatoria $\phi(t)$. E. Baghdady [8] define dos tipos de aproximaciones válidas para ésta modelización espectral: *Aproximación causal* y *Aproximación caja-negra*.

La aproximación causal se basa en asumir la disponibilidad de un oscilador ideal, al que se le añaden distintas inestabilidades de causas conocidas y previamente postuladas. Evidentemente ésta aproximación requiere un buen conocimiento de los orígenes de las inestabilidades, lo que le confiere una gran utilidad en el proceso de desarrollo de fuentes de señal altamente estables y de ruido de fase mínimo.

En la *aproximación por caja-negra*, se modelizan las inestabilidades en la salida, y para diversos márgenes de frecuencia, a fin de encontrar cual de ellos o que combinación, mejor aproxima a la oscilación real. En [8] se detallan distintas modelizaciones empleando ambos métodos.

Mediante la aproximación causal es posible modelizar el problema de forma sencilla partiendo del modelo propuesto por Robins [2] y que a continuación se desarrolla.

Se trata de demostrar la equivalencia entre una situación dada por una portadora de frecuencia f_0 y potencia C , acompañada por dos bandas laterales de ruido blanco, de ancho de banda 1 Hz y potencias unilaterales N_0 , localizadas a unas frecuencias angulares $\omega_0 + p$ y $\omega_0 - p$, tal y como se muestra en la Figura 1.1; y una señal modulada en amplitud y fase por ruido, cuyos índices de modulación se relacionan directamente con N_0 .

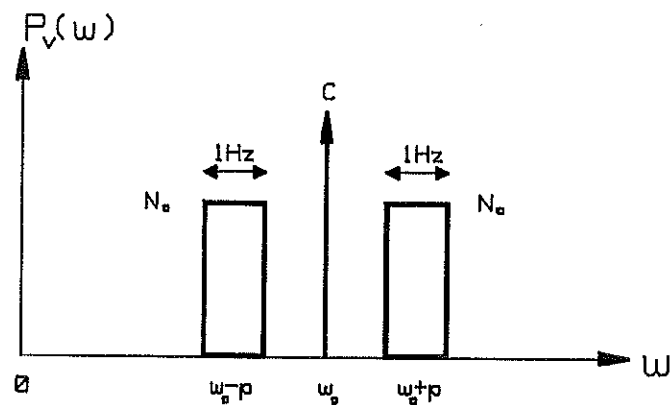


Figura 1.1.- Espectro de potencia unilateral de una portadora acompañada de dos bandas laterales de ruido de banda estrecha.

Admitiendo una modelización para el ruido, de tipo blanco, gaussiano de media cero, éste puede representarse como

$$v_n(t) = \sqrt{2N_0} \sin[(\omega + p)t + \psi_0] \quad (1.2.29)$$

siendo N_0 su densidad espectral de potencia unilateral, constante e independiente de la frecuencia, y ψ_0 un término de fase, con función densidad de probabilidad uniformemente distribuida en el intervalo $[-\pi, \pi]$. Al aplicar una representación paso banda para el ruido, la situación de la Figura 1.1 puede expresarse analíticamente como:

$$V(t) = \sqrt{2C} \sin(\omega t) + \sqrt{2N_0} [\sin[(\omega + p)t + \psi_0] + \sin[(\omega - p)t + \psi_0]] \quad (1.2.30)$$

Nuestro objetivo consistirá en demostrar que $V(t)$ puede expresarse de la forma

$$V(t) = \sqrt{2C} [1 + R_m \cos(pt + \psi_0)] \sin(\omega t + \phi_m \sin(pt + \phi_1)) \quad (1.2.31)$$

que corresponde al caso de una señal modulada en amplitud y fase, con índices de modulación dependientes de la densidad espectral N_0 de potencia de ruido.

Descomponiendo fasorialmente (1.2.30), y después de sucesivas manipulaciones se llega a una expresión del tipo

$$\begin{aligned} V(t) &= \frac{\sqrt{2C}}{2j} M(t) [e^{j(\omega t + \phi(t))} - e^{j(\omega t - \phi(t))}] \\ &= \sqrt{2C} M(t) \sin[\omega t + \phi(t)] \end{aligned} \quad (1.2.32)$$

siendo el valor del módulo al cuadrado de M

$$\begin{aligned} M^2(t) &= 1 + \frac{2N_0}{C} + \frac{N_0}{C} \cos(2pt) \\ &\quad + 2\sqrt{\frac{N_0}{C}} [\cos(pt + \psi_0) + \cos(pt - \psi_0)] \end{aligned} \quad (1.2.33.a)$$

y el de la fase ϕ , como

$$\tan \phi(t) = \frac{\sqrt{\frac{N_0}{C}} [\sin(pt + \psi_0) - \sin(pt - \psi_0)]}{1 + \sqrt{\frac{N_0}{C}} [\cos(pt + \psi_0) + \cos(pt - \psi_0)]} \quad (1.2.33.b)$$

Para proceder a la identificación de las expresiones (1.2.32) con (1.2.30), igualaremos el valor cuadrático medio de la primera,

$$\begin{aligned} \langle V^2(t) \rangle &= 2C \langle M^2(t) \sin^2(\omega t + \phi(t)) \rangle \\ &= C \langle M^2(t) \rangle = C \left[1 + \frac{2N_0}{C} \right] \end{aligned} \quad (1.2.34)$$

con el de la segunda

$$\begin{aligned} \langle V^2(t) \rangle &= 2C \langle (1 + R_m \cos(pt + \psi_0))^2 \cdot \sin^2(\omega t + \phi_m \sin(pt + \phi_1)) \rangle \\ &= C \left[1 + \frac{1}{2} \langle R_m^2 \rangle \right] \end{aligned} \quad (1.2.35)$$

entonces identificando, se obtiene el valor cuadrático medio eficaz de R_m ,

$$\langle R_{m_{rms}}^2 \rangle = \frac{4N_0}{C} \quad (1.2.36)$$

y por tanto un valor de pico, dado por

$$\langle R_{m_{pico}} \rangle = \sqrt{\frac{2N_0}{C}} \quad (1.2.37)$$

en consecuencia podemos reescribir (1.2.30) de la forma

$$V(t) = \sqrt{2C} \left[1 + \sqrt{\frac{2N_0}{C}} \cos(pt + \psi_0) \right] \sin(\omega t + \phi(t)) \quad (1.2.38)$$

Al considerar unicamente el efecto del ruido AM en $V(t)$, a partir de su espectro podemos estimar cual va a ser la potencia de cada una de las bandas laterales de ruido AM, siendo el de una banda lateral,

$$P_{SSB} = \left[\frac{1}{4} \sqrt{2C} \sqrt{\frac{2N_0}{C}} \right]^2 = \frac{N_0}{4} = N_{0a} \quad (1.2.39)$$

mientras que para una espectro de frecuencias unicamente positivas se expresaría como

$$N_{0a_{SSB}} = \frac{N_0}{2} \quad (1.2.40)$$

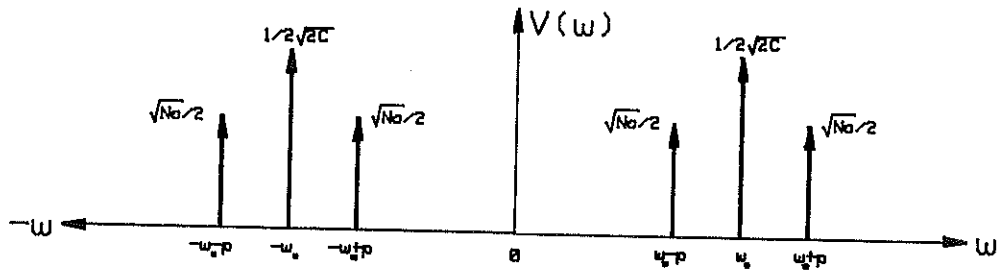


Figura 1.2.- Espectro bilateral de la señal $V(t)$

Volviendo ahora a la fase, admitiendo ahora las siguientes aproximaciones

$$\sqrt{\frac{N_0}{C}} \ll 1$$

$$\tan \phi(t) \cong \phi(t) \quad (1.2.41)$$

la expresión (1.2.38.a) queda reducida a

$$\phi(t) \cong \sqrt{\frac{N_0}{C}} [\sin(pt + \psi_0) - \sin(pt - \psi_0)] \quad (1.2.42)$$

descomponiendo en fasores y tras una posterior elaboración se llega a

$$\phi(t) = \sqrt{\frac{N_0}{C}} R' \sin(pt + \phi_1) \quad (1.2.43)$$

siendo

$$R'^2 = 4 \sin^2 \psi_0 \quad (1.2.44)$$

con valores cuadrático medio y de pico

$$\langle R'^2 \rangle = 2 \quad \langle R' \rangle = \sqrt{2} \quad (1.2.45)$$

que sustituyendo en (1.2.43) se convierte en

$$\phi(t) = \sqrt{\frac{2N_0}{C}} \sin(pt + \phi_1) \quad (1.2.46)$$

Sustituyendo esta expresión en la ecuación (1.2.38) se llega a

$$V(t) = \sqrt{2C} \left[1 + \sqrt{\frac{2N_0}{C}} \cos(pt + \psi_0) \right] \sin \left(\omega t + \sqrt{\frac{2N_0}{C}} \sin(pt + \phi_1) \right) \quad (1.2.47)$$

de donde se obtiene el siguiente índice de modulación de fase

$$\phi_{m \text{ pico}} = \sqrt{\frac{2N_0}{C}} \quad (1.2.48)$$

y por tanto una amplitud de pico de las bandas laterales de PM de

$$\frac{\phi_m}{2} \sqrt{2C} = \sqrt{N_0} \quad (1.2.49)$$

por lo que el valor eficaz de una banda lateral de ruido PM a ser :

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{N_0} = \sqrt{\frac{N_0}{2}} \quad (1.2.50)$$

de modo que la potencia de una banda lateral de ruido PM será

$$P_{SSB} = N_{op} = \frac{N_0}{2} \quad (1.2.51)$$

valor que coincide con el valor medio de la potencia de ruido AM, N_{0a} .

Del análisis de éstos interesantes resultados se desprende que la potencia de ruido inicial $2N_0$, se descompone equitativamente en idénticas potencias de ruido AM y ruido PM, definiéndose entonces las potencias de ruido unilateral de fase y de amplitud, siempre para frecuencias positivas solamente, como

$$\begin{aligned}
 PM: \quad N_{0p} &= \frac{N_0}{2} \\
 AM: \quad N_{0a} &= \frac{N_0}{2} \quad (1.2.52)
 \end{aligned}$$

Como hemos visto, el valor de pico del "jitter" de fase es:

$$\phi_m = \sqrt{\frac{2N_0}{C}} \quad (1.2.53)$$

su valor eficaz es:

$$\phi_{rms} = \sqrt{\frac{2N_{0p}}{C}} \quad (1.2.54)$$

y de valor cuadrático medio:

$$\langle \phi_0^2 \rangle = \frac{2N_{0p}}{C} \quad (1.2.55)$$

Resumiendo, hemos demostrado que una situación de partida dada por una portadora de potencia C acompañada de dos bandas laterales de ruido, de potencia N_0 , a una frecuencia angular p , ecuación (1.2.30), es equivalente a una señal modulada en amplitud y fase de la siguiente forma:

$$V(t) = \sqrt{2C} [1 + R_m \cos(pt + \psi_0)] \sin[\omega t + \phi_m \sin(pt + \phi_1)] \quad (1.2.56)$$

siendo

$$R_m = \sqrt{\frac{2N_0}{C}} \qquad \phi_m = \sqrt{\frac{2N_0}{C}} \qquad (1.2.57)$$

cuyo espectro, admitiendo la hipótesis de bajo índice de modulación de fase, estará compuesto de una portadora más cuatro bandas laterales de ruido, dos de ellas correspondientes a ruido AM y las otras dos correspondientes a ruido PM, de potencias N_{0a} y N_{0p} respectivamente, dadas por

$$N_{0a} = \frac{1}{2} \left(\sqrt{2C} \frac{R}{2} \right)^2 = \frac{N_0}{2}$$

$$N_{0p} = \frac{1}{2} \left(\sqrt{2C} \frac{\phi_m}{2} \right)^2 = \frac{N_0}{2} \qquad (1.2.58)$$

Dado que nuestro interés se centra en la medida del ruido de fase, va a ser preciso eliminar el ruido AM de la señal $V(t)$, lo cual puede realizarse introduciéndola en un limitador de amplitud, por lo que a su salida tendremos

$$V(t) = \sqrt{2C} \sin[\omega t + \phi_m \sin(pt + \phi_1)] \qquad (1.2.59)$$

cuyo espectro de potencia unilateral se muestra en módulo en la siguiente figura

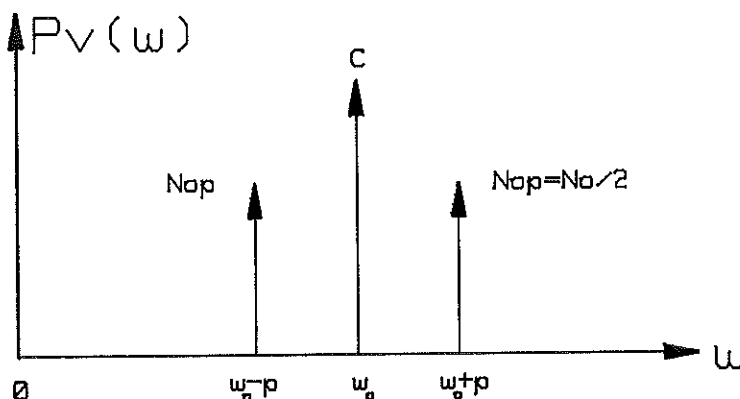


Figura 1.3.- Espectro de potencia unilateral de la señal $V(t)$.

mientras que la densidad espectral de potencia del proceso aleatorio $\phi(t)$ vendrá dada por

$$\langle \phi_{rms}^2 \rangle = \frac{1}{2} \phi_m^2 = \frac{N_0}{C} \quad (1.2.60)$$

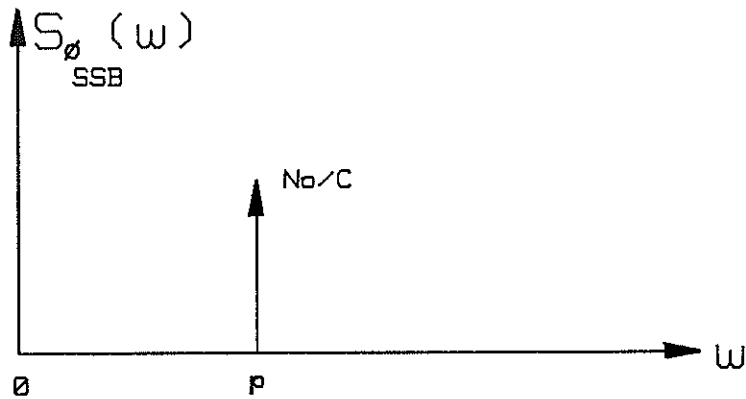


Figura 1.4.- Espectro de potencia unilateral de $S_{\phi}(\omega)$.

Se define un tipo de medida de ruido de fase sobre $V_p(t)$ [9][10] como el cociente entre la potencia de ruido de una banda lateral de $V_p(t)$ medida a una distancia f_m de la portadora y con 1 Hz de ancho de banda de resolución y la potencia de la portadora, es decir

$$L(f_m) = \frac{P_{SSB}}{P_C} \Big|_{f_m} \quad (1.2.61)$$

expresándose usualmente esta relación en dBc.

Podemos por tanto relacionar la medida realizada de $L(\omega)$ sobre una señal sin ruido de amplitud, con la densidad espectral de potencia del ruido de fase

$$L(\omega) = \frac{N_{0p}}{C} = \frac{N_0}{2C}$$

$$S_{\phi_{SSB}}(\omega) = \frac{N_0}{C} = 2L(\omega) = \langle \phi_{rms}^2 \rangle \quad (1.2.62)$$

Y calculando la varianza de $\phi(t)$ en función de

$$\begin{aligned}\sigma_{\phi}^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{\phi_{DSB}}(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_0^{+\infty} S_{\phi_{SSB}}(\omega) d\omega \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} L(\omega) d\omega = 2 \int_0^{+\infty} L(f) df\end{aligned}\quad (1.2.63)$$

Con lo visto hasta aquí se cubren las especificaciones que acerca del ruido de fase de un oscilador pueden darse, tanto en el dominio frecuencial como temporal.

1.3 FUENTES DE RUIDO EN OSCILADORES.

Son diversas las causas que provocan la aparición de componentes de ruido alrededor de la portadora en un oscilador; atendiendo a sus orígenes físicos y propiedades espectrales, podemos establecer la siguiente clasificación:

1.3.1 RUIDO GENERADO INTERNAMENTE EN EL OSCILADOR.

Bajo este concepto entenderemos todas aquellas contribuciones al ruido que acompaña a la portadora, inherentes al propio oscilador, que se encontrarían presentes aún y cuando el oscilador estuviese totalmente aislado del exterior.

Atendiendo a su emplazamiento en el espectro de frecuencias, podemos a su vez clasificarlo en ruido de BF y ruido de RF, con el bien entendido de que esta segunda clasificación obedece únicamente al origen del ruido; sobreentendiéndose que en el caso del ruido de BF, éste sufrirá posteriormente un proceso de modulación que lo situará en las inmediaciones de la portadora, adicionándose entonces con el ruido de origen RF.

1.3.1.1 RUIDO CON ESPECTRO DE B.F.

Generado en el mismo oscilador, presenta un espectro de BF, que a través de un proceso de intermodulación es trasladado a RF, situándose alrededor de la portadora.

a) Ruido flicker

Está asociado con los contactos e irregularidades de la superficie en dispositivos semiconductores; se origina por las variaciones de conductividad en el medio. Se caracteriza por una dependencia frecuencial del tipo $1/f$, aunque en forma más estricta se puede expresar a través de su densidad espectral de potencia de la forma

$$S(f) = \frac{k}{f^\nu} \quad 0.8 \leq \nu \leq 1.5 \quad (1.3.1)$$

Este tipo de ruido puede adoptar valores apreciables, que al mezclarse con la propia portadora en cualquiera de las alineaciones del dispositivo, puede generar una banda de ruido muy cercana a aquella y de amplitud considerable, llegando a ser en según que casos, la contribución más importante al ruido generado en el oscilador.

b) Ruido térmico

Se trata del conocido ruido blanco, con función de densidad de tipo gaussiano y media cero, omnipresente en cualquier dispositivo, y que presente en baja frecuencia sufre el mismo proceso de modulación que el ruido flicker, trasladándose a las inmediaciones de la portadora, aunque con efectos poco importantes. Se origina por el movimiento térmico de los electrones libres en un conductor, generando una tensión alterna de valor eficaz

$$e_{n,rms}^2 = 4kTR\Delta B \quad (1.3.2)$$

siendo k la constante de Boltzmann, T la temperatura del dispositivo en Kelvins, R el valor de la resistencia equivalente en ohms y ΔB el ancho de banda de medida.

c) Ruido shot

Aparece en dispositivos activos y es debido a la variación que con el tiempo experimenta el flujo de corriente de electrones a través de una sección del semiconductor. Su función de densidad es de tipo gaussiano, siendo el valor eficaz de la corriente de ruido generada, el dado por la siguiente expresión:

$$i_{n,rms}^2 = 2qI\Delta B \quad (1.3.3)$$

siendo q la carga del electrón, I la corriente que lo atraviesa y ΔB el ancho de banda de medida. Al igual que los anteriores, puede mezclarse con la portadora utilizando las alinealidades del dispositivo para trasladarse en frecuencia alrededor de la misma.

1.3.1.2 RUIDO CON ESPECTRO DE R.F.

Es aquél que sin haber sufrido ningún tipo de mezcla, aparece alrededor de la portadora, ya que su presencia se debe a su propia naturaleza.

a) Ruido térmico y shot

De idéntico comportamiento estadístico que los anteriores, se sitúa en el entorno de la portadora, pudiendo minimizarse sus efectos mediante un filtrado paso-banda. Aunque puede llegar a mezclarse con la portadora, las bandas laterales generadas pueden o no, caer dentro del ancho de banda del oscilador, siendo además en la mayoría de los casos de pequeña amplitud, con lo que sus efectos suelen ser despreciables.

Asimismo, si el oscilador no presenta grandes alinealidades, los productos de mezcla entre diversas componentes de ruido a frecuencias distintas serán despreciables, excepto aquellos, que como ya hemos mencionado, incluyan a la portadora.

El análisis detallado del ruido de fase de origen térmico producido en un oscilador será presentado en el siguiente apartado.

b) Fluctuaciones en la frecuencia de resonancia del circuito sintonizado.

Son aquellas pequeñas variaciones que afectan a la frecuencia de resonancia del circuito reactivo empleado en el oscilador. En la mayoría de los casos puede deberse a factores externos al resonador, tales como variaciones con la temperatura, humedad, dilataciones mecánicas, etc, llegando a producir modulaciones espúreas de frecuencia en la portadora.

1.3.2 RUIDO GENERADO EN DISPOSITIVOS EXTERNOS AL OSCILADOR.

Dentro de este apartado englobaremos aquellas componentes de ruido que no son inherentes al propio oscilador, si no que son generadas por otros dispositivos tales como amplificadores, controles automáticos de ganancia, etc, que usualmente acompañan al oscilador, en los que sólo pueden minimizarse sus efectos mediante un cuidadoso diseño de los mismos.

1.3.2.1 RUIDO CON ESPECTRO DE B.F.

Al igual que en el apartado A.1) de la sección precedente, englobaremos aquí aquellos fenómenos ruidosos cuyo espectro se sitúa en BF, pero que a través de algún proceso de modulación es trasladado en frecuencia, perturbando la oscilación.

a) Ruido en la tensión de control del VCO.

Es evidente que para el caso de osciladores controlados por tensión, cualquier señal que se superponga a la tensión de control, por ejemplo la tensión de red, generará una modulación espúrea de la

frecuencia del oscilador, provocando bandas laterales de ruido. Puede evitarse este efecto mediante un buen apantallamiento de la señal de control.

b) Ruido en la tensión de polarización.

Es bien conocido que en osciladores de microondas que utilicen transistores unipolares MESFET de AsGa, la capacidad parásita puerta-fuente presenta un fuerte comportamiento no lineal con la tensión aplicada, actuando a modo de varactor[11]; en consecuencia, cualquier perturbación en la tensión de polarización del oscilador repercutirá directamente en una variación de capacidad y por tanto de la frecuencia de oscilación, provocando, el mismo efecto que en el caso anterior. Se puede evitar con un buen filtraje de la tensión de polarización.

c) Vibraciones mecánicas.

Cualquier vibración mecánica transmitida al resonador del oscilador, modulará de forma indeseada su frecuencia; por tanto todo buen diseño deberá incluir un buen sistema de fijación mecánica del conjunto.

d) Ajustes mecánicos de frecuencia

Si en un oscilador el ajuste de frecuencia se realiza mediante una variación de alguna dimensión mecánica de la cavidad, puede ocurrir que debido a pequeños cambios microscópicos de fuerzas entre el elemento de ajuste y el resonador se produzcan variaciones considerables en la frecuencia de oscilación. Por consiguiente, sólo deberán utilizarse sistemas en los que el ajuste mecánico no implique ningún tipo de contacto eléctrico entre las partes móviles, evitando de esta forma éste efecto nocivo.

1.3.2.2 RUIDO CON ESPECTRO DE R.F.

Se trata de aquellas fuentes de ruido con contenido espectral en RF, que no han sufrido ningún tipo de modulación. Entre ellas podemos mencionar a las siguientes:

a) Alinealidades propias del dispositivo

Cualquier alinealidad en el dispositivo semiconductor implica una posible producción de armónicos y frecuencias indeseadas, pudiendo minimizarse este efecto mediante una reducción en las amplitudes de las señales involucradas en el oscilador, compensando posteriormente dicha disminución mediante una amplificación externa.

b) Ruido aditivo en amplificadores

En la mayoría de los casos, dado que las amplitudes de las señales proporcionadas por un oscilador suelen ser débiles, a efectos de reducir los fenómenos provocados por las alinealidades comentadas en el anterior apartado, suele ser preciso añadir un amplificador que, además de amplificar la señal, lo aisle de variaciones de la impedancia de carga que alterarían la frecuencia de oscilación.

El ruido generado en el proceso de amplificación $n(t)$, se añadirá a la señal útil, resultando en

$$V_o(t) = A \cos(\omega_0 t) + n(t) \quad (1.3.4)$$

que si lo descomponemos en sus componentes en fase y cuadratura, se convertirá en

$$V_o(t) = [A + n_c(t)] \cos(\omega_0 t) + n_q(t) \sin(\omega_0 t) \quad (1.3.5)$$

que se podrá aproximar para amplitudes de ruido suficientemente débiles como

$$V_o(t) \cong A \left[1 + \frac{n_c(t)}{A} \right] \cos \left(\omega_0 t + \frac{n_q(t)}{A} \right) \quad (1.3.6)$$

que corresponde a la expresión de una señal modulada en amplitud y fase por ruido. Suponiendo para $n(t)$ una densidad espectral de potencia unilateral N_0 , las densidades espectrales de potencia de los procesos $n_q(t)$ y $n_c(t)$ tendrán por valor $N_0/2$, y por tanto la densidad espectral de potencia del ruido de fase introducido por el amplificador será

$$S_\phi(\omega) = \frac{N_0}{2A^2} \quad (1.3.7)$$

pero que será en parte filtrado por el propio filtro paso-banda del amplificador, adoptando por tanto una forma próxima a la de la figura

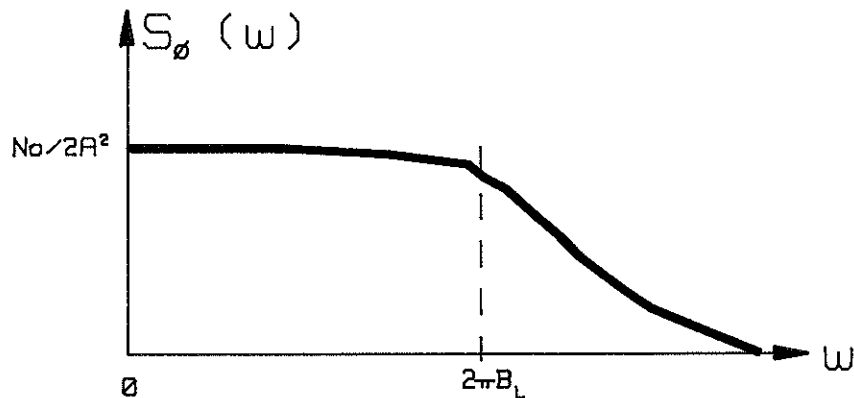


Figura 1.5.- Espectro de potencia unilateral de $S_\phi(\omega)$.

c) Variaciones en la impedancia de carga del oscilador.

Cualquier variación en la impedancia de carga del oscilador repercutirá en una variación del factor de calidad Q del resonador, que a través de la realimentación positiva del transistor del oscilador, provocará una variación de la impedancia de entrada del

transistor, y por consiguiente en su cifra de ruido. Este efecto se evita o bien mediante el empleo de circuladores o aisladores, o bien mediante amplificadores o buffers.

En la siguiente figura, reproducida de [8] se esquematiza la densidad espectral de potencia del ruido de fase de un oscilador, considerando todas las posibles contribuciones al ruido con sus respectivas dependencias con la frecuencia.

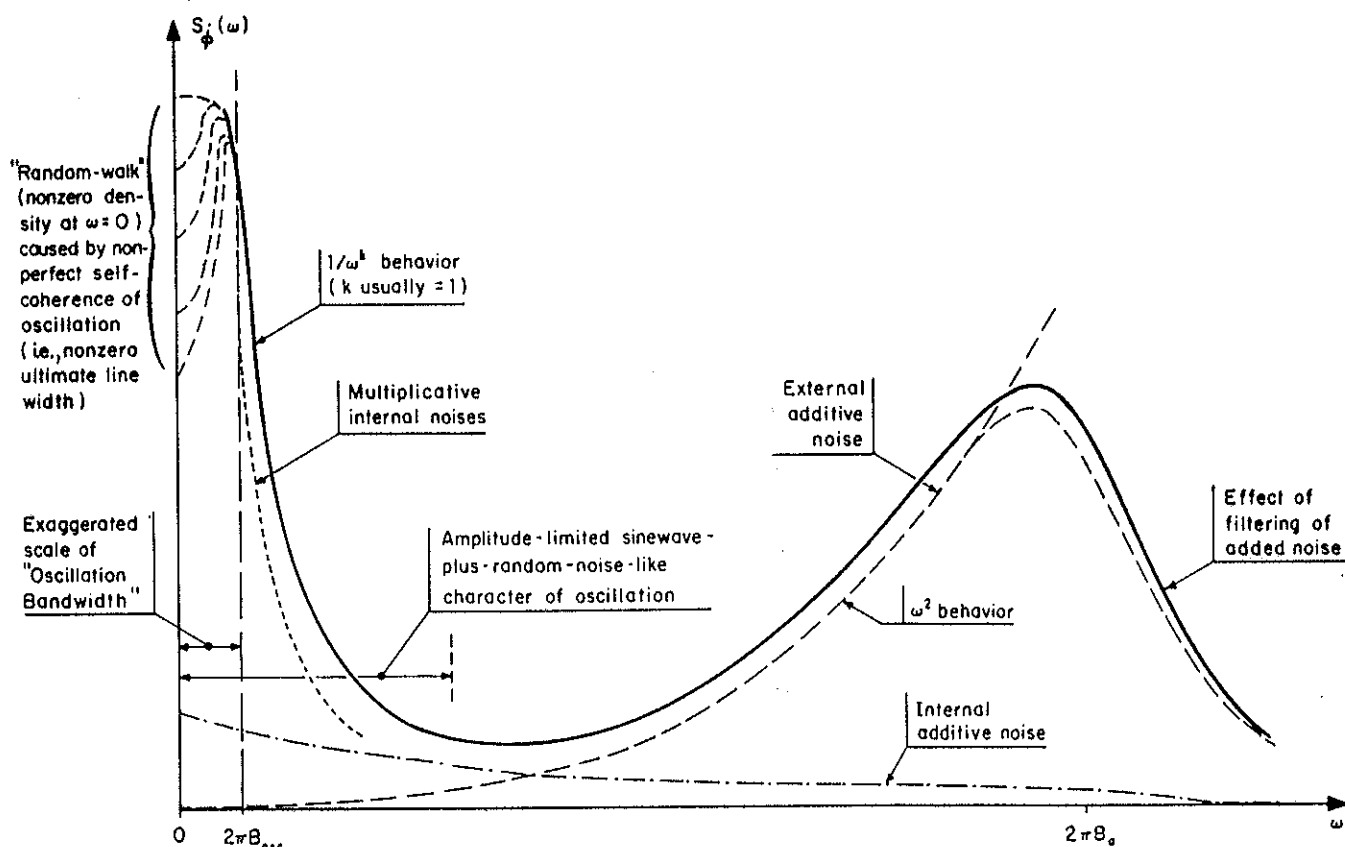


Figura 1.6.- Densidad espectral de potencia del ruido de fase de un oscilador, considerando todas las posibles contribuciones al ruido. (Extraído de [8]).

1.3.3 EVALUACION DEL RUIDO DE FASE EN UN OSCILADOR DEBIDO AL RUIDO TERMICO DEL DISPOSITIVO.

En este apartado se trata de estimar la densidad espectral de potencia del ruido de fase que aparece en un oscilador, debido unicamente al ruido térmico presente en el dispositivo, ya comentado

en el apartado a.2.1. El estudio, al parecer realizado previamente por W. P. Robins [2], aunque publicado en primer lugar por D.B. Leeson [12], parte de un modelo lineal para el oscilador, que asume una ganancia unitaria para el amplificador, así como que la potencia existente en la salida se debe al ruido amplificado y filtrado por el Q efectivo del conjunto, existiendo adaptación a la frecuencia de resonancia. Este estudio se resumirá a continuación, aunque utilizando un procedimiento de análisis mediante funciones de transferencia distinto del utilizado por los los mencionados autores.

El modelo de partida del oscilador se muestra en la siguiente figura:

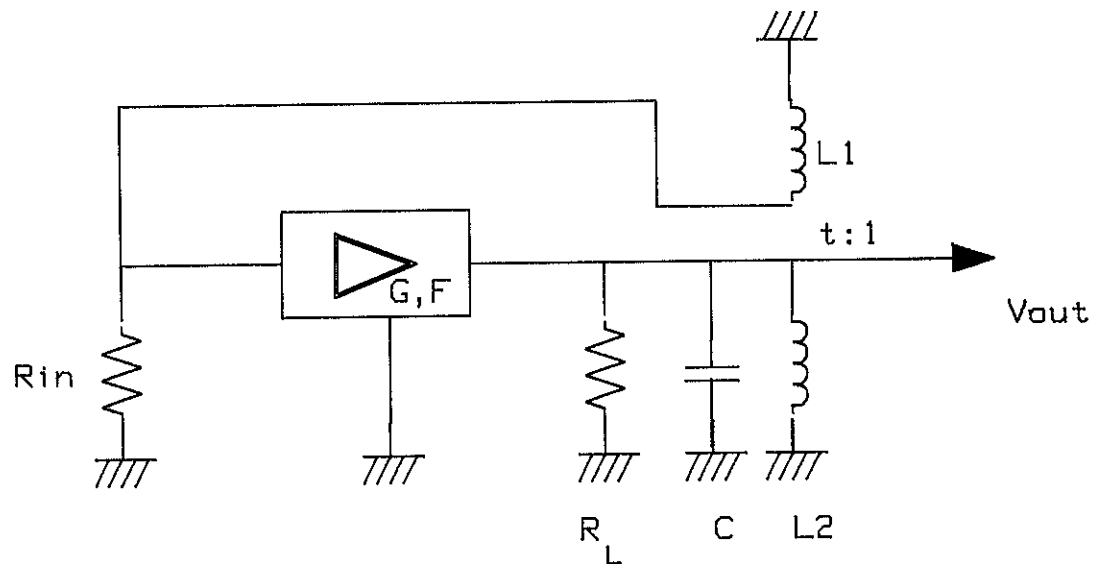


Figura 1.7.- Circuito equivalente de un oscilador, tratado como amplificador realimentado.

La salida de un amplificador de transconductancia G se sintoniza a una frecuencia angular ω_0 con el circuito resonante formado por el conjunto L_2 , C , en el que se incluye además la resistencia de carga R_L . El amplificador se realimenta positivamente a través de un transformador formado por L_1 y L_2 , con una relación de transformación $t:1$ que a fin de garantizar la adaptación de impedancias deberá elegirse de valor $t = \sqrt{R_i/R_L}$; esto se justifica si en el transformador trasladamos la resistencia de entrada a una resistencia equivalente de salida, tal y como se muestra en la siguiente figura:

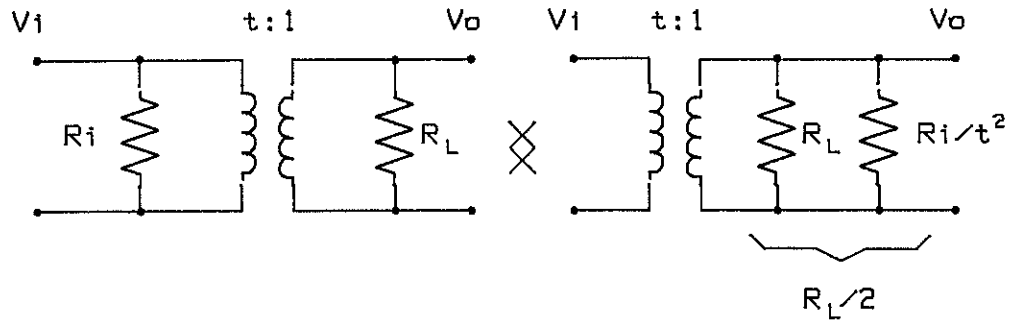


Figura 1.8.- Circuito equivalente de un transformador.

podremos entonces modelar al sistema mediante el siguiente esquema de bloques:

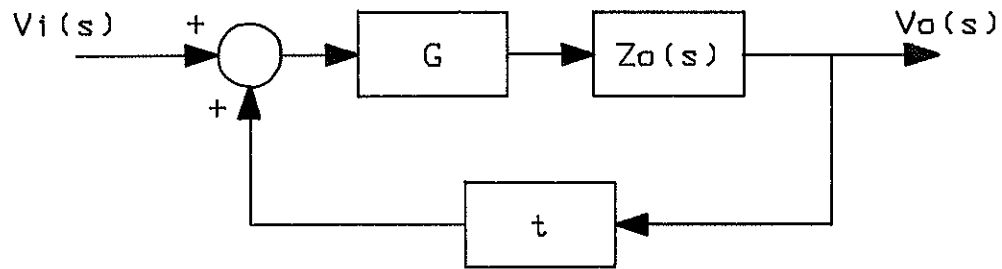


Figura 1.9.- Esquema de bloques del oscilador de la Figura 1.6.

siendo

$$Z_o(s) = \frac{s/C}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (1.3.8)$$

con

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}}, \quad \xi = \frac{1}{R_L} \sqrt{\frac{L_2}{C}}$$

donde hemos utilizado la nomenclatura habitual de servosistemas. Obtendremos la función de transferencia a partir de

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{GZ_o(s)}{1 - GtZ_o(s)} \quad (1.3.9)$$

sustituyendo (1.3.8) en (1.3.9) se llega a

$$\frac{sG/C}{s^2 + 2\xi'\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (1.3.10)$$

siendo ahora el nuevo coeficiente de amortiguamiento

$$\xi' = \xi - \frac{Gt}{2C\omega_0} \quad (1.3.11)$$

que podemos relacionar con el factor de calidad Q del circuito resonante como

$$2\xi = \frac{1}{Q} = \left[\frac{R_L}{2} \sqrt{\frac{C}{L_2}} \right]^{-1} \quad (1.3.12)$$

y definir un Q' equivalente del circuito realimentado, de valor

$$Q' = \frac{1}{2\xi'} = \frac{1}{\frac{1}{Q} - \frac{Gt}{C\omega_0}} = Q \frac{1}{1 - Gt \frac{R_L}{2}} \quad (1.3.13)$$

y por tanto el ancho de banda equivalente relativo del conjunto será

$$B' = \frac{1}{Q'} = B \left[1 - Gt \frac{R_L}{2} \right] \quad (1.3.14)$$

siendo B el ancho de banda del circuito resonante. La conclusión que se desprende a la vista de estos resultados es la siguiente: el comportamiento del sistema es equivalente al de un filtro paso banda de segundo orden, con una factor de calidad Q' efectivo, mucho mayor

que el del circuito resonante, puesto que su valor se ha incrementado merced al efecto de la realimentación positiva. Por tanto, el ancho de banda relativo equivalente del conjunto, se ha visto reducido en gran medida, por el mismo efecto.

A continuación estamos interesados en calcular la relación portadora a ruido obtenida a la salida del oscilador, en función de la ganancia del sistema y de la cifra de ruido del amplificador.

La densidad espectral de potencia de ruido a la salida del amplificador será

$$N_o = \frac{|V_o(f)|^2}{R_L/2} = \frac{|V_i(f)H(f)|^2}{R_L/2} \quad (1.3.15)$$

que a efectos de ruido se reduce a la situación de la figura; la densidad espectral de potencia de ruido a la entrada del amplificador será $N_{in}=kTF$ sobre una resistencia de valor $R_L/2$, ya que se tiene en cuenta el efecto del transformador, por consiguiente, la tensión de ruido a la entrada será

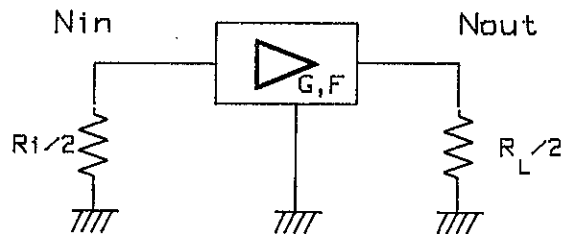


Figura 1.10.- Circuito equivalente para el cálculo de la potencia de ruido.

$$V_{in} = \sqrt{N_{in} \frac{R_{in}}{2}} = \sqrt{kTFR_{in}/2} \quad (1.3.16)$$

por lo que sustituyendo, la potencia de ruido a la salida va a ser

$$N_o = \frac{kTF R_{in}/2}{R_L/2} |H(f)|^2 = kTF t^2 |H(f)|^2 \quad (1.3.17)$$

El módulo al cuadrado de la función de transferencia se obtiene como

$$|H(\omega)|^2 = \left(\frac{G \omega_o R_L/2}{Q} \right)^2 \left[\left(\frac{\omega_o^2}{\omega} - \omega \right)^2 + \left(\frac{\omega_o}{Q'} \right)^2 \right]^{-1} \quad (1.3.18)$$

en las proximidades de la resonancia podemos expresar la frecuencia como una pequeña desviación respecto de ω_o , es decir

$$\omega = \omega_o (1 + \delta) \quad (1.3.19)$$

y utilizando la siguiente aproximación

$$\frac{1}{1 + \delta} \cong 1 - \delta$$

reemplazando en (1.3.18) se obtiene

$$|H(\omega)|^2 = \left(\frac{G R_L/2}{Q} \right)^2 \left(4\delta^2 + \frac{1}{Q'^2} \right)^{-1} \cong \left(\frac{G R_L/2}{2\delta Q} \right)^2 \quad (1.3.20)$$

Esta expresión sustituida en (1.3.17) se convierte en

$$N_o = \frac{kTF}{4Q^2 \delta^2} = \frac{kTF}{4Q^2} \left(\frac{\omega_o}{\omega_m} \right)^2 \quad (1.3.21)$$

Ahora bien, en la sección anterior hemos demostrado la distribución equitativa del ruido térmico que acompañaba a un oscilador, entre una componente de ruido de amplitud y otra de ruido de fase: en consecuencia, obtendremos el ruido de fase del oscilador como

$$N_{op} = \frac{1}{2} N_o = \frac{kTF}{8Q^2} \left(\frac{f_o}{f_m} \right)^2 \quad (1.3.22)$$

y de hecho, como lo que nos interesa es precisamente la relación ruido a portadora, tendremos finalmente que

$$\left(\frac{N_{op}}{C} \right) \Big|_{f_m} = \frac{kTF}{8CQ^2} \left(\frac{f_o}{f_m} \right)^2 \quad (1.3.23)$$

1.4 TECNICAS DE MEDIDA DEL RUIDO DE FASE EN OSCILADORES

Existen basicamente dos sistemas de medida del ruido de fase, de dominio temporal y de dominio frecuencial, que enlazan directamente con los sistemas de caracterización descritos al inicio de éste capítulo.

Se puede encontrar una extensa bibliografía acerca de cada uno de éstos sistemas, dado que sobre un esquema de medida inicial, es posible realizar diversas mejoras y modificaciones que contribuyan a un aumento de la sensibilidad del sistema.

1.4.1 DE DOMINIO TEMPORAL

L.S. Cutler [13] propone el método de medida denominado del multiperíodo, cuyo diagrama de bloques se muestra en la siguiente Figura 1.11; consiste en disponer de dos fuentes de señal, de características similares, incorreladas, pero con frecuencias nominales ligeramente distintas, que se someten a un proceso de mezcla mútuo, obteniéndose una frecuencia intermedia de muy baja frecuencia, que puede introducirse en un contador o frecuencímetro, midiendo durante un intervalo τ el número de transiciones; esto lo podemos ver de la siguiente forma:

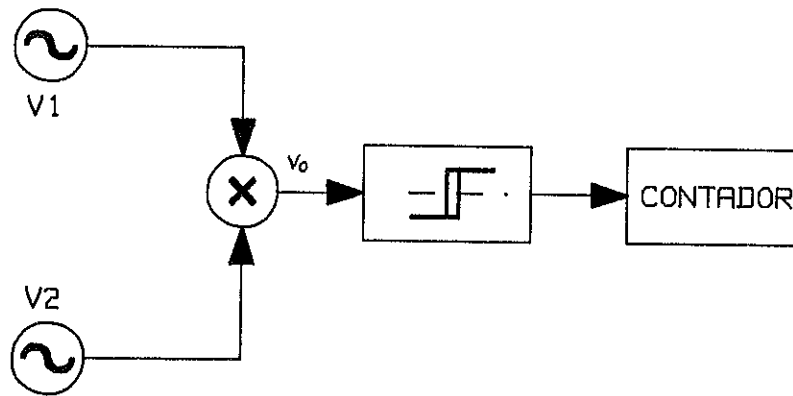


Figura 1.11.- Esquema de bloques de sistema multiperiodo para la medida del ruido de fase en el dominio temporal.

Sean $v_1(t)$, $v_2(t)$ las señales proporcionadas por cada oscilador, que expresaremos como

$$\begin{aligned} v_1(t) &= A_1 \cos(\omega_1 t + \phi_1(t)) \\ v_2(t) &= A_2 \cos(\omega_2 t + \phi_2(t)) \end{aligned} \quad (1.4.1)$$

Por tanto a la salida del mezclador la señal obtenida será, una vez filtrados los términos de frecuencia doble,

$$v_o(t) = A \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \phi_1(t) - \phi_2(t)] = A \cos(\omega_o t + \phi(t)) \quad (1.4.2)$$

Supongamos ahora que en $t=0$ se inicia la cuenta durante un intervalo de duración τ al cabo de este tiempo habremos detectado un total de M pasos por cero de $v_o(t)$; haciendo

$$2\pi M = \omega_o \tau + \phi(\tau) - \phi(0) \quad (1.4.3)$$

con

$$\tau_o = \frac{2\pi M}{\omega_o} \quad (1.4.4)$$

y con el cambio $\tau = \tau_0 - \Delta\tau$, nos quedará que $\phi(\tau) - \phi(0) = \omega_0 \Delta\tau$, que es precisamente lo que interesa, dado que debe variarse el intervalo de medida a fin de calcular la variancia de las fluctuaciones de fase; para un número suficientemente grande de medidas podemos hacer

$$\frac{\phi(\tau) - \phi(0)}{\tau_0} = \langle \phi \rangle_{t, \tau_0} \cong \frac{\omega_0 \Delta\tau}{\tau_0} \quad (1.4.5)$$

Obtendremos la variancia de las fluctuaciones de fase del oscilador como

$$\sigma^2[\langle \phi \rangle_{t, \tau_0}] = \frac{\omega_0^2 \sigma^2[\Delta\tau]}{\tau_0} \quad (1.4.6)$$

Nótese que en éste sistema y bajo las hipótesis de partida de fuentes similares e incorreladas, el ruido de fase medido corresponde a $\sqrt{2}$ veces el ruido de fase de cada oscilador, dado que al sustraerse incoherentemente sus fases, el valor de variancia medido corresponderá a la suma de las varianzas individuales de cada oscilador, supuestas iguales; el sistema es equivalente por tanto, a suponer un oscilador ideal, sin ruido, sobre el que se mide un oscilador real distinto de los anteriores, tal que sus fluctuaciones de fase serían $\sqrt{2}$ veces las de uno de los dos anteriores. Información adicional sobre éste sistema puede encontrarse en [8].

1.4.2 DE DOMINIO FRECUENCIAL

En el dominio frecuencial podemos encontrar básicamente dos tipos de medida, sistemas de medida de la desviación de frecuencia o FM residual [14], y sistemas de medida de la densidad espectral de potencia unilateral de las fluctuaciones de fase.

1.4.2.1 MEDIDA DE LA F.M. RESIDUAL

Se trata simplemente de introducir la señal a caracterizar, en un discriminador de frecuencia, conectando a su salida un filtro paso bajo. En éste método, la sensibilidad del sistema queda fijada por la del discriminador, dada por [15]

$$S = \frac{\Delta f}{v_o} = \frac{k\sqrt{P_i} \log^{-1}(L/20) Q_o}{f_o} \quad (1.4.7)$$

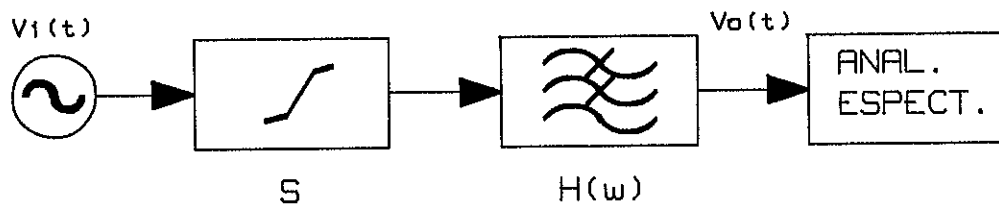


Figura 1.12.- Esquema de bloques del método de medida de la FM residual.

siendo Δf desviación de frecuencia, v_o la desviación en la tensión discriminada, k la constante del discriminador, P_i la potencia de entrada, L las pérdidas en dB del sistema, Q_o el factor de calidad del discriminador y f_o la frecuencia de la portadora.

Por consiguiente, para una señal de entrada de la forma

$$v_i(t) = A \cos(\omega_o t + \phi(t)) \quad (1.4.8)$$

a la salida obtendremos

$$v_o(t) = (S \Delta f) * h(t) = \left(S \frac{d\phi(t)}{dt} \right) * h(t) \quad (1.4.9)$$

A la vista de ésta expresión se desprende que para proceder a la medición de pequeñas variaciones de frecuencia, es preciso disponer de un valor grande para S, lo cual puede conseguirse aumentando la potencia de entrada P_i , aumentando el factor de calidad del discriminador y reduciendo las pérdidas. De otra parte, dado que en la expresión para S interviene el valor de la potencia de entrada, es preciso mantener constante éste valor tanto en el proceso de calibración como en la propia medida, lo cual no deja de ser problemático en según que casos.

El filtro paso-bajo que sigue al discriminador suele tener un ancho de banda especificado entre 300 Hz y 3 KHz, de modo que sólo se podrán medir las fluctuaciones que caigan dentro de éste ancho de banda de post-detección, debiendo especificarse el mismo a efectos de comparación de medidas. Este efecto lo podemos ver calculando la densidad espectral de potencia,

$$V_o(f) = H(f)TF \left[\frac{d}{dt} \phi(t) \right] = j2\pi f H(f) \Phi(f) \quad (1.4.10)$$

y por consiguiente

$$S_\phi(f) = |\Phi(f)|^2 = \left| \frac{V_o(f)}{H(f)} \right|^2 \frac{1}{4\pi^2 f^2} \quad (1.4.11)$$

Es decir, el espectro de potencia del ruido de fase medido estará ponderado por el módulo al cuadrado del filtro de post-detección $H(f)$.

J. R. Ashley en [15] presenta un detallado estudio de un sistema de medida real basado en este sistema.

La principal ventaja de este método frente a otros, reside en su simplicidad y en evitar la utilización de un oscilador de referencia sobre el que comparar las fase del de test, ya que dicha comparación la efectúa el propio discriminador.

Las prestaciones del sistema vienen fijadas por el discriminador utilizado; sobre su concepción existe una muy abundante bibliografía detallando dispositivos en los que se ha incrementado en gran manera su sensibilidad, con capacidad para ser utilizados en distintos márgenes de frecuencia. De entre ellos podemos destacar el sistema propuesto por J. G. Ondria [16] para la medida tanto de ruido AM como FM a frecuencias de microondas, cuyo esquema de bloques es el siguiente:

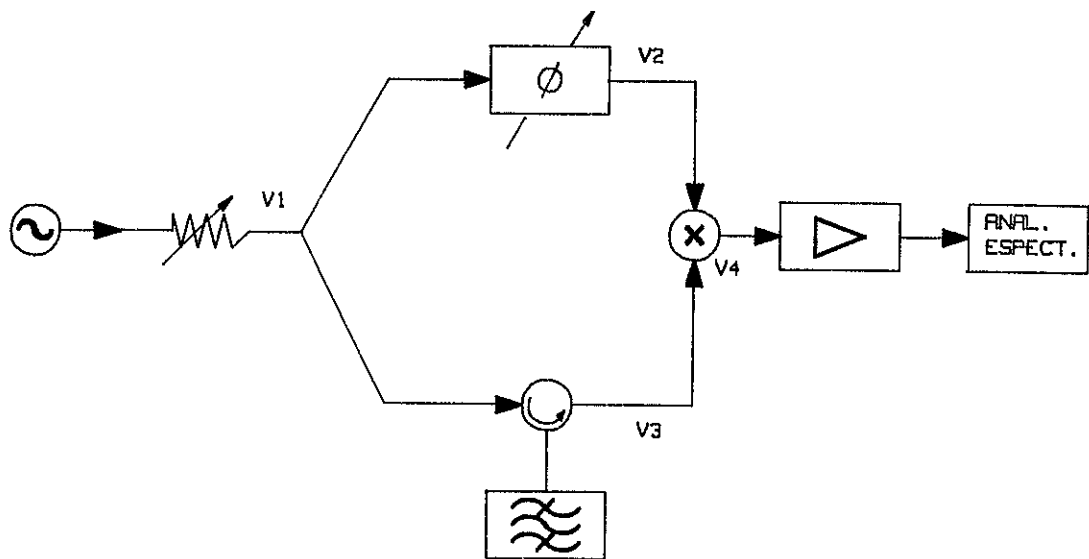


Figura 1.13.- Esquema de bloques del sistema de medida propuesto por J. Ondria.

Este sistema consiste en dividir la potencia del oscilador en dos caminos, en uno de los cuales es posible adicionar un desfase ajustable, mientras que en el otro se efectúa un filtrado para la eliminación de la portadora, a través de un cavidad de alto Q, conectada con un circulator; las señales involucradas en el sistema, son según la notación de la figura:

$$\begin{aligned}
v_1(t) &= A_1 \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \\
v_2(t) &= A_2 \cos(\omega_0 t + \phi(t) + \psi) \\
v_3(t) &= A_3 \phi(t) \cos(\omega_0 t) \\
v_4(t) &= v_2(t)v_3(t) = A_4 \phi(t) \cos(\phi(t) + \psi)
\end{aligned}
\tag{1.4.12}$$

La señal $v_2(t)$ corresponde a la señal del oscilador acompañada de su ruido de fase, más el desfase adicional introducido; por otra parte, la señal $v_3(t)$ consiste en una señal modulada en amplitud por el ruido de fase y con portadora suprimida; por consiguiente al mezclar ambas señales, la salida resultante $v_4(t)$ será el ruido de fase demodulado, por tanto si hacemos $\psi = 90^\circ$, entonces

$$v_4(t) = A_4 \phi(t) \phi(t) \sin(\phi(t)) \cong A_4 \phi^2(t) \tag{1.4.13}$$

Obviamente en este caso, la sensibilidad viene impuesta por las características el filtro de supresión de portadora, que es en realidad quien está actuando a modo de discriminador.

1.4.2.2 MEDIDA DEL ESPECTRO DE POTENCIA UNILATERAL DEL RUIDO DE FASE

Como anteriormente hemos demostrado, la medida en banda lateral única del espectro $S_p(f)$ se relaciona con la medida de las inestabilidades a corto plazo del oscilador, como si se tratase de una modulación de fase de bajo índice de la portadora por el ruido.

Este método es el que aporta una información más completa acerca de la estabilidad frecuencial de una señal, siendo posible derivar la desviación de frecuencia fraccional (caracterización en el dominio temporal) y también la FM residual, siendo por tanto el más comunmente utilizado. El principio de funcionamiento se muestra en la siguiente figura [13][7]:

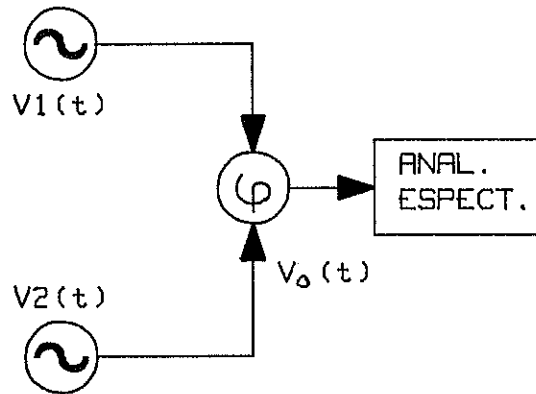


Figura 1.14.- Esquema de bloques del sistema de medida del ruido de fase mediante detector de fase.

Es decir, se dispone de dos osciladores, uno de los cuales se utiliza como referencia mientras que el otro es el de test. Admitiendo una sincronización de frecuencia entre ambos osciladores y una relación de fases en cuadratura, entonces

$$\begin{aligned} v_1(t) &= A_1(t) \cos(\omega_o t + \phi_1(t)) \\ v_2(t) &= A_2(t) \sin(\omega_o t + \phi_2(t)) \end{aligned} \quad (1.4.14)$$

Para una pequeña diferencia de fases entre ambos osciladores y suponiendo despreciable el ruido de amplitud, podemos aproximar la señal de salida del detector de fase por:

$$v_o(t) \cong \frac{1}{2} A_1 A_2 (\phi_1(t) - \phi_2(t)) = \frac{1}{2} A_1 A_2 \phi(t) \quad (1.4.15)$$

Debido a que usualmente el detector de fase, en general un mezclador equilibrado, presenta una característica sinusoidal, sucede que sólo es posible aproximar la linealidad del detector en un margen de $\pi/6$. Bajo ésta suposición, la señal de salida del detector puede llevarse a un analizador de espectros de baja frecuencia donde se puede medir.

La obtención del sincronismo de frecuencia y la cuadratura de fases entre ambos osciladores puede realizarse mediante la introducción de un PLL (Phase Locked Loop) tal y como se muestra en la siguiente figura:

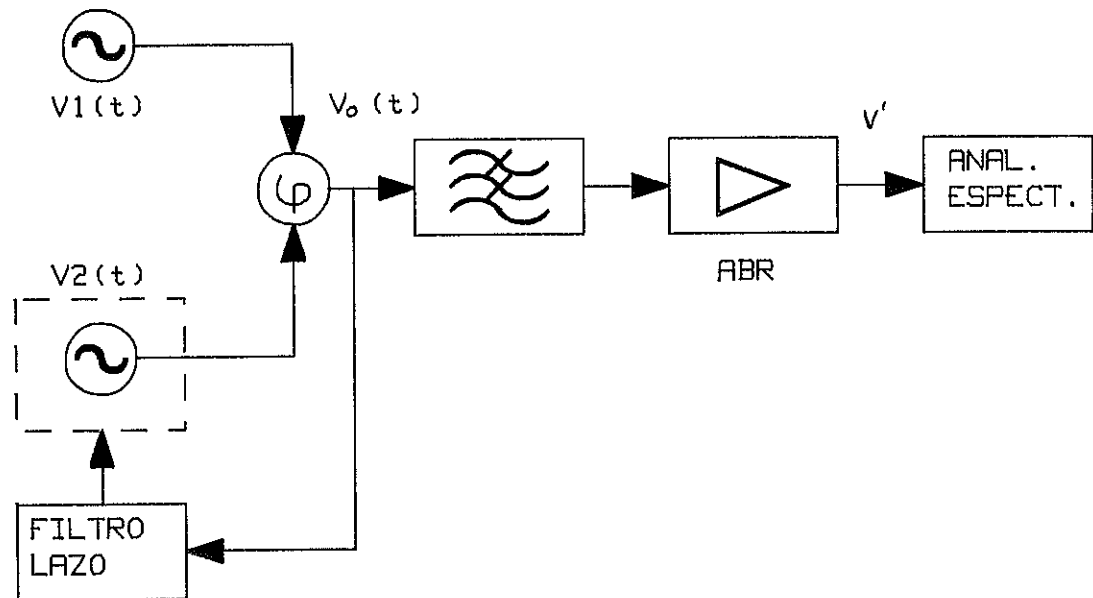


Figura 1.15.- Esquema de bloques del sistema de medida de la Fig. 1.13, utilizando un lazo PLL.

En este caso se usa un VCO (Voltage Controlled Oscillator) como oscilador de referencia, del que se controla su frecuencia a partir de la señal de error proporcionada por el detector, previamente filtrada por el filtro de lazo.

Como veremos en capítulos siguientes, se trata de un sistema realimentado con una frecuencia de corte, tal que por debajo de ella, el espectro del VCO es idéntico al de la señal de test, mientras que por encima de ella su espectro es el del propio VCO. En consecuencia, para frecuencias superiores a la de corte del PLL, la señal $v'(t)$ corresponderá al efecto conjunto de las fluctuaciones de fase de los osciladores de referencia y test.

Nótese que para una diferencia de fases nula, la salida del detector será

$$v_o(t) = \frac{1}{2} A_1(t) A_2(t) \cos(\phi_1(t) - \phi_2(t)) \cong \frac{1}{2} A_1(t) A_2(t) \quad (1.4.16)$$

que corresponde al producto de amplitudes de los osciladores, es decir el sistema se convierte ahora en un sistema de medida de ruido AM.

En este sistema, la salida del detector de fase proporciona una señal que combina el ruido de fase de ambos osciladores, tanto del de referencia como del de test. Por consiguiente, si queremos realmente medir uno sólo de ellos, va a ser necesario disponer de una referencia de gran pureza espectral y bajo ruido de fase; aunque finalmente la sensibilidad del sistema la va a imponer el umbral de ruido del detector y el ruido de fase de la referencia [17][3][9].

D. Scherer [9] considera al igual que L. S. Cutler [13] cuando hablaba de los métodos temporales, y al igual que A. L. Lance [18], que ésta ambigüedad en la medida puede eliminarse si a priori se conoce que el ruido de fase de la fuente dominante (la de test) no se desvía más de 3 dB de las medidas obtenidas. Por otro lado, si no se dispone de una fuente de referencia adecuada, lo cual es extremadamente complicado de obtener a frecuencias de microondas, es posible calcular con precisión el ruido de fase de la fuente siempre que se disponga de tres fuentes de características similares e incorreladas, en base a efectuar tres medidas distintas entre ellas, intercambiando los papeles de referencia y test.

Este último método, descrito por D. G. Meyer [19] consiste en lo siguiente, supongamos que se dispone de tres fuentes de señal A, B, C, de características similares e incorreladas. Se realizan tres medidas de ruido de fase: de la medida entre las fuentes A y B se obtiene V_{AB} , de entre B y C se obtiene V_{BC} y de entre A y C se obtiene V_{AC} ; bajo la hipótesis de independencia, podremos expresar los valores eficaces de éstas señales como

$$\begin{aligned}
V_{AB_{rms}}^2 &= V_{A_{rms}}^2 + V_{B_{rms}}^2 \\
V_{BC_{rms}}^2 &= V_{B_{rms}}^2 + V_{C_{rms}}^2 \\
V_{AC_{rms}}^2 &= V_{A_{rms}}^2 + V_{C_{rms}}^2
\end{aligned}
\tag{1.4.17}$$

por tanto, resolviendo éste sistema de ecuaciones se llega a:

$$\begin{aligned}
V_A &= \sqrt{\frac{V_{AC}^2 + V_{AB}^2 - V_{BC}^2}{2}} \\
V_B &= \sqrt{\frac{V_{BC}^2 + V_{AB}^2 - V_{AC}^2}{2}} \\
V_C &= \sqrt{\frac{V_{AC}^2 + V_{BC}^2 - V_{AB}^2}{2}}
\end{aligned}
\tag{1.4.18}$$

que sería equivalente a lo que mediríamos caso de disponer de una fuente de referencia ideal.

Sobre la medida de ruido por el método de las tres fuentes, existe abundante bibliografía especificando sistemas de medida, además de los mencionados [18], [19] y [20]. Recientemente ha sido publicado por G. V. Love [21] un sistema de calibración para medidores de ruido de fase, consistente en la introducción de una modulación de fase de baja frecuencia, conocida, en la fuente de RF bajo test; al ser conocidos los parámetros de la modulación de fase, es posible calibrar el sistema de medida con precisión, para posteriormente medir el ruido de la señal de test sin modular.

Una vez conocida la densidad espectral de potencia del ruido de fase del oscilador de test, podemos proceder a calcular el "jitter" de fase integrado o FM residual; a este fin puede encontrarse bibliografía documentando programas de cálculo de tal valor [2], [22]; el cual se obtendrá como

$$\begin{aligned}
\Delta\phi^2 &= \int_{f_1}^{f_2} S_{\Delta\phi}(f) df = \int_{f_1}^{f_2} \left(\frac{2N_{op}}{C} \right) df \\
&= \int_{f_1}^{f_2} \left(\frac{2N_{op}}{C} \right) \left(\frac{f_1}{f} \right)^n df
\end{aligned}
\tag{1.4.19}$$

El procedimiento descrito en [2] aproxima por rectas la curva en dB de $S_{df}(f)$, lo que equivale a suponer una curva de ley cuadrática de la forma

$$\left(\frac{N_{of}}{C}\right)_f = \left(\frac{N_{op}}{C}\right)_{f_1} \left(\frac{f_1}{f}\right)^n \quad (1.4.20)$$

siendo el exponente n

$$n = \frac{0.1\left(\frac{N_{op}}{C}\right)_{f_1} (dB) - 0.1\left(\frac{N_{op}}{C}\right)_{f_2} (dB)}{\log\left(\frac{f_1}{f_2}\right)} \quad (1.4.21)$$

Por último comentar que en un trabajo publicado recientemente por M. Olivier [23] se comparaban las medidas de ruido de fase de un mismo oscilador, utilizando el método del discriminador y luego el del detector de fase; del análisis de los resultados se desprendía una coincidencia de valores por ambos métodos, excepto para frecuencias muy próximas a la portadora, así como una mayor sensibilidad en el sistema del detector de fase.

Capítulo 2. SINTESIS DE FRECUENCIAS EN MICROONDAS

2.1 INTRODUCCION

Por síntesis de frecuencias entendemos aquel proceso mediante el cual se genera una señal de frecuencia específica, con una muy pequeña tolerancia y gran pureza espectral.

Los procedimientos habitualmente utilizados se pueden clasificar en:

- sistemas de síntesis directa.
- sistemas de síntesis indirecta.

Los primeros generan la frecuencia requerida por un complejo proceso de sumas y restas de frecuencias en mezcladores, utilizando las señales de baja frecuencia proporcionadas por diversos osciladores de referencia de frecuencia fija y muy bajo ruido de fase; pudiendo a su vez distinguir entre sistemas coherentes e incoherentes. Por coherentes entenderemos aquellos sistemas en los que todas las señales involucradas se derivan de un único oscilador principal o maestro; mientras que serán sistemas incoherentes aquellos que en el proceso de síntesis utilizan señales de osciladores de frecuencias distintas e independientes entre sí.

Los de síntesis indirecta, como su nombre indica, se basan en sincronizar, mediante algún determinado mecanismo, la frecuencia de oscilación libre de un oscilador a la de otro de referencia de gran pureza espectral, habitualmente de frecuencia menor, sintetizando la frecuencia requerida con las características de tolerancia y ruido de fase especificadas.

Si bien algunos de los métodos que se describirán pueden llegar a ser de por sí extremadamente complejos, el hecho de situarnos en el margen de frecuencias de microondas agrava aún más el problema, tanto por los dispositivos que se utilizarán, en algunos casos muy limitados en comparación con la disponibilidad y versatilidad de medios con que se cuenta a frecuencias mucho más bajas, como por el hecho de que en cualquier proceso de multiplicación de frecuencias, las excursiones de

fase se ven magnificadas, por lo que se incrementa el ruido de fase de la señal multiplicada. Este fenómeno puede verse muy fácilmente de la siguiente forma: en un multiplicador de frecuencia de índice N como el de la figura, al que se aplica la señal $v_1(t)$ proporcionada por un generador, de la forma

$$v_1(t) = A_1 \cos(\omega_1 t + \phi_1(t)) \quad (2.1.1)$$

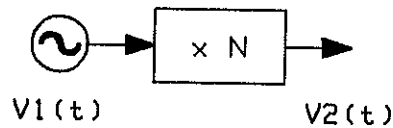


Figura 2.1.- Multiplicador ideal de frecuencia.

con una densidad espectral de potencia de ruido de fase $S_{\phi}(f)$, a su salida se obtendrá:

$$v_2(t) = A_2 \cos[N(\omega_1 t + \phi_1(t))] = A_2 \cos(\omega_2 t + \phi_2(t)) \quad (2.1.2)$$

siendo $\omega_2 = N\omega_1$ y $\phi_2(t) = N\phi_1(t)$, de modo que la densidad espectral del ruido de fase a la salida va ser:

$$S_{\phi_2}(f) = N^2 S_{\phi_1}(f) \quad (2.1.3)$$

Este capítulo se iniciará describiendo a grandes rasgos los sistemas de síntesis directa, para continuar con el análisis detallado de los de síntesis indirecta, situando el énfasis en los que utilizan sistemas PLL.

2.2 SINTESIS DIRECTA DE FRECUENCIAS

Un sistema de síntesis directa de frecuencias se caracteriza principalmente por la no disponibilidad de ningún oscilador cuya frecuencia de oscilación libre esté próxima a la de síntesis. Por este

motivo, la síntesis deberá efectuarse mediante un procesado aritmético de frecuencias, con profusa utilización de mezcladores, multiplicadores de frecuencia, filtros, amplificadores y demás dispositivos.

2.2.1 SISTEMAS INCOHERENTES

Utilizan diversos osciladores de referencia de distintas frecuencias e independientes entre sí. Un esquema de bloques de un sistema de síntesis directa incoherente, se muestra en la siguiente figura:

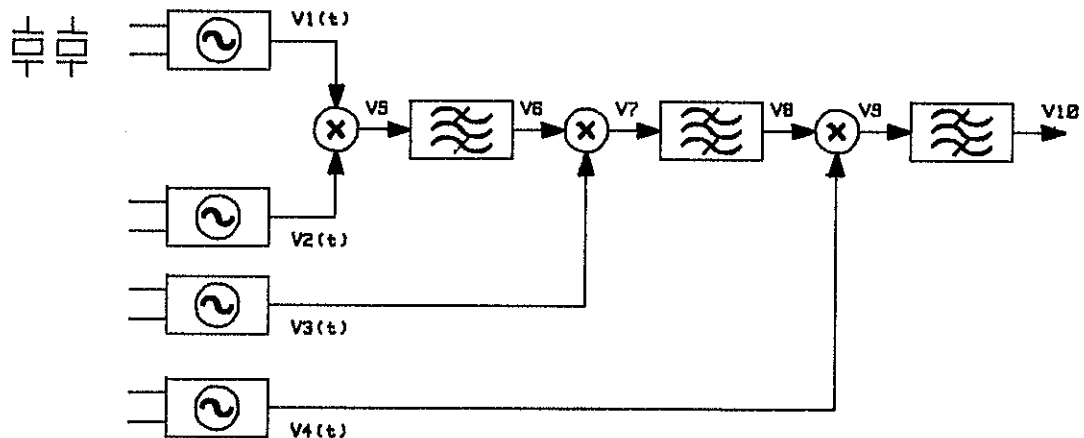


Figura 2.2.- Esquema de bloques de un sintetizador de frecuencias de síntesis directa incoherente.

En él se dispone de cuatro osciladores independientes, en los cuales es posible conmutar su frecuencia de oscilación mediante el intercambio de los cristales de cuarzo que conforman el resonador. Las señales proporcionadas serán por tanto,

$$\begin{aligned}
v_1(t) &= A_1 \cos(\omega_1 t + \phi_1(t)) \\
v_2(t) &= A_2 \cos(\omega_2 t + \phi_2(t)) \\
v_3(t) &= A_3 \cos(\omega_3 t + \phi_3(t)) \\
v_4(t) &= A_4 \cos(\omega_4 t + \phi_4(t))
\end{aligned} \tag{2.2.1}$$

La salida del primer mezclador será:

$$\begin{aligned}
v_5(t) &= \frac{K_1}{2} A_1 A_2 [\cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \phi_1(t) + \phi_2(t)] \\
&\quad + \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \phi_1(t) - \phi_2(t)]]
\end{aligned} \tag{2.2.2}$$

filtrando paso banda a la frecuencia suma, nos queda:

$$v_6(t) = \frac{K_1}{2} A_1 A_2 \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \phi_1(t) + \phi_2(t)] \tag{2.2.3}$$

Repetiendo el mismo proceso en el segundo mezclador se obtiene:

$$v_8(t) = \frac{1}{4} K_1 K_2 A_1 A_2 A_3 \cos[(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)t + \phi_1(t) + \phi_2(t) + \phi_3(t)] \tag{2.2.4}$$

y por último en el tercer mezclador se obtiene:

$$\begin{aligned}
v_{10}(t) &= \frac{1}{8} K_1 K_2 K_3 A_1 A_2 A_3 A_4 \\
&\quad \cos[(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3 + \omega_4)t + \phi_1(t) + \phi_2(t) + \phi_3(t) + \phi_4(t)]
\end{aligned} \tag{2.2.5}$$

Eligiendo adecuadamente las frecuencias $\omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4$ mediante una selección de cristales, es posible sintetizar la frecuencia deseada en un margen relativamente grande.

El problema asociado con este tipo de sintetizadores es que la obtención de la frecuencia de interés requiere generar otras numerosas frecuencias, que podrán superponerse a la señal de salida, degradando sus prestaciones; en consecuencia para minimizar este efecto será preciso realizar un cuidadoso filtraje y apantallamiento de espúreas sobre la señal de salida para preservar su pureza espectral, lo que repercutirá en un aumento de la complejidad cuanto mayor sea el margen de frecuencias a cubrir.

Al tratarse de un sistema heterodino, el ruido de fase de la señal de salida corresponderá a la suma de los ruidos de fase de cada una de las fuentes. Este factor condiciona su utilización a frecuencias de microondas, puesto que el ruido de fase que se obtendría sería demasiado grande.

2.2.2 SISTEMAS COHERENTES

En los sistemas coherentes de síntesis directa, al derivarse todos los generadores involucrados de la misma frecuencia de referencia, la contribución al ruido de fase en la señal de salida se deberá únicamente al oscilador maestro, salvo los factores de multiplicación mencionados. V. Manassewitsch [24] distingue entre sistemas de aproximación por "fuerza bruta" y de aproximación armónica.

La aproximación por "fuerza bruta" se utiliza para generar un reducido número de frecuencias. En el proceso se utilizan tanto multiplicadores y divisores de frecuencia como mezcladores, además de la imprescindible fuente de referencia. Un esquema de bloques es el siguiente:

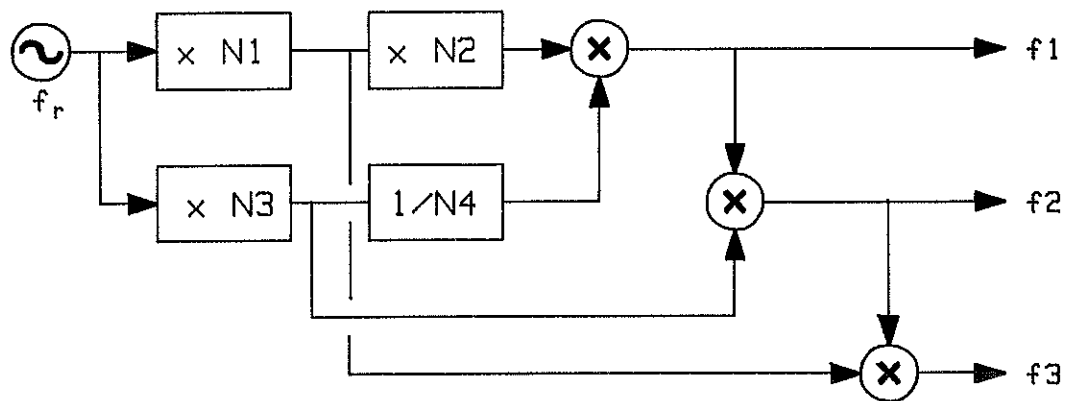


Figura 2.3.- Esquema de bloques de un sintetizador de frecuencia coherente de síntesis directa por "fuerza bruta".

donde las frecuencias involucradas se obtienen como:

$$f_1 = f_r N_1 N_2 + f_r \frac{N_3}{N_4} = f_r \left[N_1 N_2 + \frac{N_3}{N_4} \right]$$

$$f_2 = f_1 + N_3 f_r = f_r \left[N_3 + N_1 N_2 + \frac{N_3}{N_4} \right]$$

$$f_3 = f_2 + f_r N_1 = f_r \left[N_1 + N_3 + N_1 N_2 + \frac{N_3}{N_4} \right] \quad (2.2.6)$$

sintetizándose las frecuencias deseadas, simultáneamente, mediante una cuidadosa selección de los factores de multiplicación y división. El diseño consiste en optimizar el número de componentes; debiendo realizarse, al igual que en los incoherentes, un cuidadoso filtrado y apantallamiento, a fin de evitar que las frecuencias espúreas generadas en los dispositivos no lineales incidan sobre la señal de salida.

La aproximación armónica consiste en introducir la señal del oscilador de referencia en un dispositivo no lineal capaz de generar un gran contenido de armónicos, para posteriormente mediante filtrado, seleccionar el armónico de interés. Un esquema de bloques simplificado se muestra en la siguiente figura:

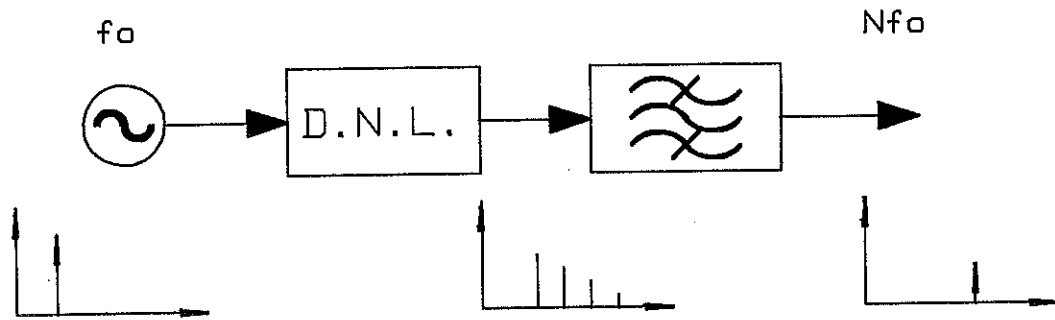


Figura 2.4.- Esquema de bloques de un sintetizador coherente de síntesis directa por aproximación armónica y frecuencia fija.

El sistema es muy útil para el diseño de sintetizadores de frecuencia fija, en aplicaciones de osciladores locales en equipos de telecomunicación. Si se desea obtener un frecuencia de salida variable, se puede introducir sobre el modelo anterior la modificación de la figura:

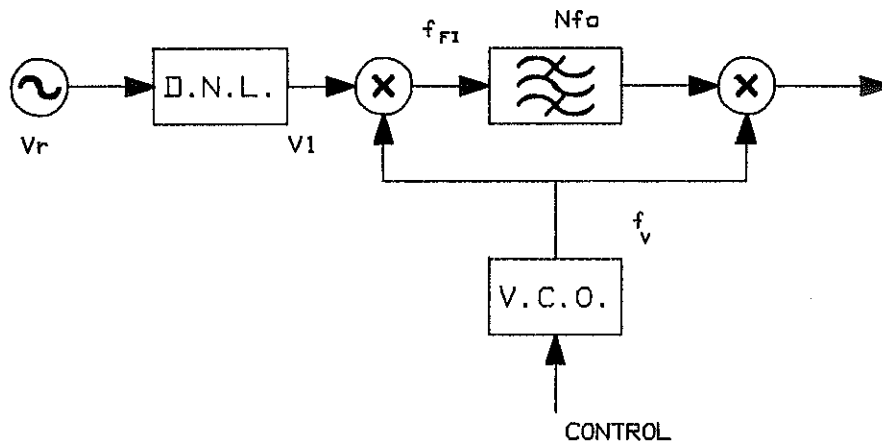


Figura 2.5.- Esquema de bloques de un sintetizador coherente de síntesis directa por aproximación armónica y frecuencia variable.

donde el conjunto de armónicos de la referencia se mezcla con la señal de un oscilador controlado por tensión (VCO); del contenido espectral de la salida únicamente pasará a través del filtro de FI aquél armónico m tal que cumpla,

$$mf_r - f_v = f_{FI} \quad (2.2.7)$$

mezclando otra vez la señal de salida del filtro con la del VCO obtendremos,

$$f_o = f_{FI} + f_v = m f_r - f_r + f_r = m f_r \quad (2.2.8)$$

donde se observa una contribución nula del VCO al ruido de fase de la señal de salida. Actuando sobre la frecuencia del VCO se selecciona el armónico m de interés, con la ventaja de que al ser fija la frecuencia intermedia, el filtro de FI puede ser muy selectivo. A pesar de ello, sigue siendo dificultoso el apantallamiento de la señal de salida con respecto a las frecuencias espúreas generadas.

Los dispositivos no lineales habitualmente utilizados a frecuencias de microondas suelen ser diodos varactores y diodos step-recovery [25], siendo preferible la utilización de éstos últimos por su gran eficiencia de conversión. Un esquema de bloques típico de un multiplicador de frecuencia se muestra en la siguiente figura:

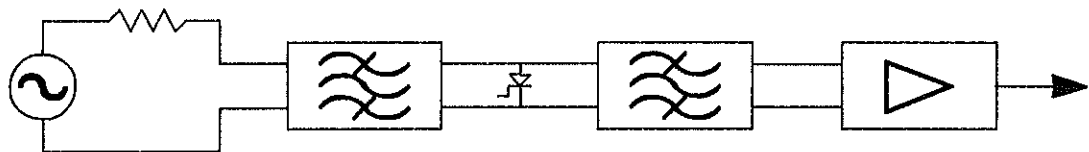


Figura 2.6.- Esquema de bloques de un multiplicador de frecuencia con diodo.

Ejemplos de diseño de sintetizadores de síntesis directa pueden encontrarse en Manassewitsch [24] y R. C. Stirling [26] y de multiplicadores de frecuencia con diodos varactores en [24][26][27] [28].

2.3 SINTESIS INDIRECTA DE FRECUENCIAS

La síntesis indirecta de frecuencias consiste en generar la frecuencia deseada a partir de la señal proporcionada por un oscilador de frecuencia próxima, al que se sincroniza mediante algún sistema a la señal de un oscilador de referencia, adoptando las características espectrales de ruido de fase de esta última, con las debidas constantes de multiplicación.

A frecuencias de microondas los métodos habitualmente empleados son la sincronización por inyección y la sincronización mediante bucle PLL (Phase Locked Loop).

2.3.1 SINCRONIZACION POR INYECCION

La sincronización por inyección de un oscilador consiste basicamente, en la introducción de una señal externa de referencia, de suficiente potencia y de frecuencia próxima a la de oscilación libre del dispositivo a sincronizar. Después de un corto período transitorio, el oscilador libre adoptará la frecuencia de la señal externa de referencia [29].

Si consideramos al oscilador como un amplificador realimentado (sección 1.3.3), entonces es posible introducir en algún punto de la red de realimentación la señal externa de sincronización y de frecuencia próxima; se obtiene entonces un batido de frecuencias, combinación de ambas señales.

La sincronización por inyección de osciladores de estado sólido a frecuencias de microondas ha sido ampliamente estudiada por diversos autores, de entre los cuales cabe destacar el excelente trabajo de K. Kurokawa [30] al que me remito.

A frecuencias de microondas el sincronismo por inyección se suele realizar a través de un circulador, utilizando el montaje de la siguiente figura:

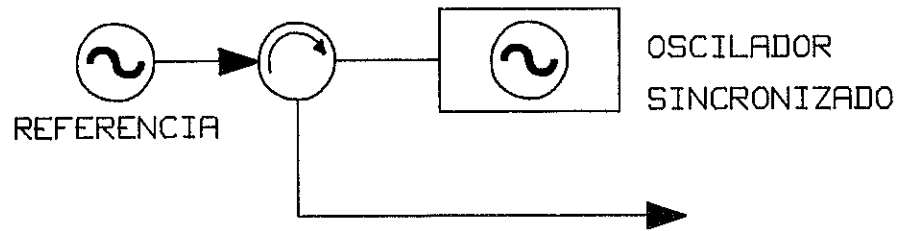


Figura 2.7.- Sincronización por inyección de osciladores a frecuencias de microondas.

Si representamos al oscilador libre mediante el circuito de la siguiente figura:

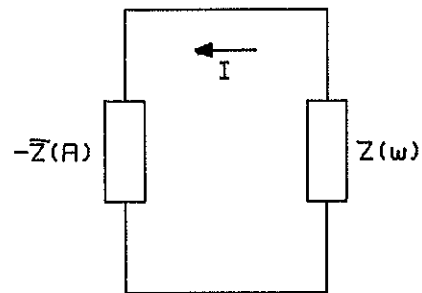


Figura 2.8.- Modelo circuital de un oscilador.

donde $Z(A)$ corresponde a la línea del dispositivo utilizado como elemento activo y $Z(\omega)$ corresponde a la impedancia del circuito de sintonía, la condición de oscilación se especificará como

$$[Z(\omega) - Z(A)]I = 0 \quad (2.3.1)$$

Al añadir la sincronización por inyección, el circuito de la Figura 2.8 se modifica resultando en el siguiente:

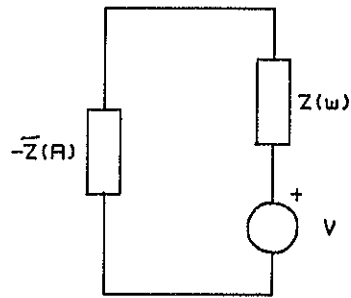


Figura 2.9.- Modelo circuital de un oscilador sincronizado por inyección.

siendo ahora la nueva condición de oscilación, la dada por

$$[Z(\omega) - \bar{Z}(A)]I = V \quad (2.3.2)$$

demostrándose que la diferencia de fases entre la señal de sincronización y la de salida del circulator está acotada en $\pm 90^\circ$.

Asimismo, a partir de la condición de oscilación es posible obtener el margen de sincronización, definido como la máxima diferencia de frecuencias entre la del oscilador libre y la del de referencia para que pueda producirse la sincronización; se puede obtener analíticamente a partir de la siguiente ecuación:

$$\Delta\omega_L = \pm \frac{\omega_o}{Q_{EXT}} \sqrt{\frac{P_i}{P_o} \frac{1}{\cos \theta}} \quad (2.3.3)$$

siendo P_o la potencia del oscilador libre, P_i la potencia de la señal de inyección, Q_{ext} el factor de calidad externo del circuito resonante, y θ el ángulo que forma la línea de dispositivo con la perpendicular al lugar geométrico de la impedancia del circuito resonante; de donde se observa que el margen de sincronización aumenta con la potencia de la señal de inyección así como en aquellos osciladores con circuitos resonantes poco selectivos.

El ruido de fase del oscilador inyectado se obtendrá a partir de la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} \left(\frac{N_{op}}{C} \right)_{\omega_m} &= \frac{\omega_o^2 (P_i / P_o)}{\omega_o^2 (P_i / P_o) + \omega_m^2 Q^2} S_{\phi_i}(\omega) + \frac{\omega_m^2 Q^2}{\omega_o^2 (P_i / P_o) + \omega_m^2 Q^2} S_{\phi_o}(\omega) \\ &= \frac{1}{1 + (\omega_m / \omega_L)^2} S_{\phi_i}(\omega) + \frac{(\omega_m / \omega_L)^2}{1 + (\omega_m / \omega_L)^2} S_{\phi_o}(\omega) \end{aligned} \quad (2.3.4)$$

donde $S_{\phi_i}(\omega)$ corresponde a la densidad espectral de potencia del ruido de fase de la señal de sincronismo, y $S_{\phi_o}(\omega)$ a la del oscilador sincronizado. Analizando ésta expresión se ve que la sincronización por inyección actúa a modo de filtro paso-bajo sobre el ruido de fase de la referencia, mientras que efectúa un filtrado paso-alto sobre el ruido del oscilador libre, siendo la frecuencia de corte en ambos casos, la del ancho de banda de sincronización.

Por tanto podemos concluir que dentro del ancho de banda de sincronización, el ruido de fase de la señal de salida corresponderá al de la señal de referencia y que fuera de él, corresponderá al ruido que tendría el oscilador en caso de oscilar libremente.

A menudo también suele hablarse de "Injection Locking Amplifiers" (I.L.A.) refiriéndose a osciladores sincronizados por inyección utilizados en aplicaciones de amplificación de potencia, dado que el sistema puede contemplarse como un amplificador de portadora, en el que se aumenta la potencia de la misma, pero preservando la información de frecuencia de la señal de inyección [31].

Por último sólo recordar que se trata de un sistema en el que el sincronismo va a ser sólo de frecuencia y no de fase, pudiendo por tanto variar libremente la diferencia de fases entre osciladores, siempre dentro del margen de $\pm 90^\circ$.

2.3.2 SINCRONIZACION MEDIANTE BUCLE P.L.L.

El control y seguimiento de la frecuencia de un oscilador puede realizarse mediante la realización de un servomecanismo que actúe sobre algún parámetro del oscilador, a fin de variarle la frecuencia.

El sistema habitualmente empleado es el "Phase Locked Loop" (P.L.L.) o bucle de seguimiento de fase, cuyo esquema de bloques se muestra en la siguiente figura:

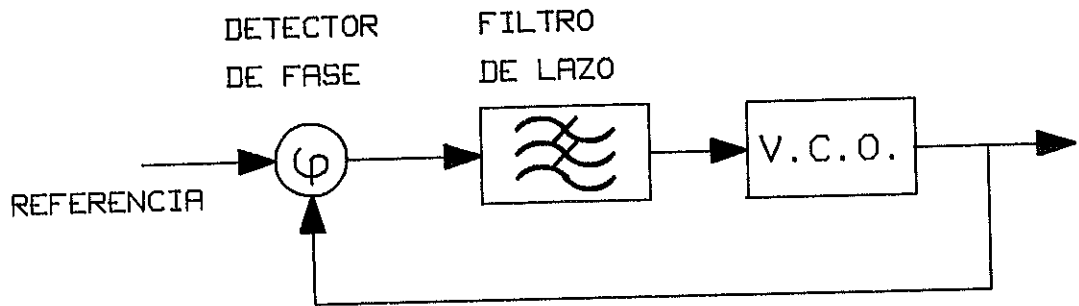


Figura 2.10.- Esquema de bloques de un sistema P.L.L.

Se dispone de un oscilador controlado por tensión (VCO) cuya salida se lleva a un detector de fase donde se compara con la señal de referencia. La señal de error obtenida, una vez filtrada paso-bajo en el filtro de lazo, actúa sobre la tensión de control del VCO corrigiendo su frecuencia hasta anular la señal de error, momento en el cual se dice que el PLL está "enganchado", es decir, las fluctuaciones de fase del VCO son idénticas a las de la referencia dentro del ancho de banda del sistema, pudiendo entonces aplicar el siguiente modelo lineal para permitir su análisis.

2.3.2.1 MODELO LINEAL DE UN P.L.L. SIN RUIDO

El modelo lineal de un PLL sincronizado, se muestra en la siguiente figura [32]:

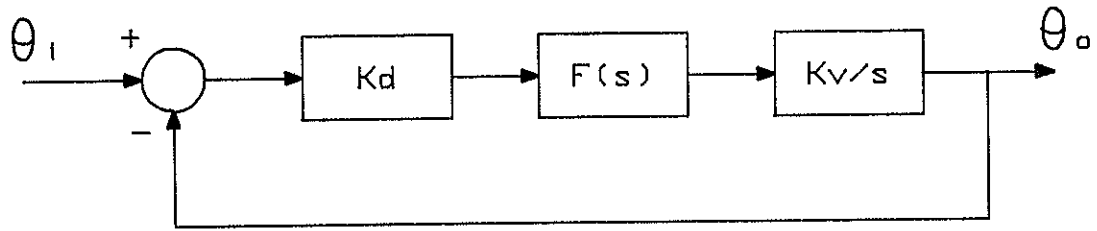


Figura 2.11.- Modelo lineal de un sistema P.L.L.

siendo $\theta_i(s)$ y $\theta_o(s)$ las transformadas de Laplace de las fases de las señales de entrada (referencia) y salida (VCO). La acción del detector de fase se modela mediante una sustracción de señales, más una constante de proporcionalidad K_d , de dimensiones (V/rad). El filtro de lazo, de característica paso-bajo, se modela mediante su función de transferencia $F(s)$; y por último el VCO aparece modelado como un integrador de constante K_v de dimensiones (rad/s/V). Se puede justificar esta última modelización de la siguiente forma: la frecuencia proporcionada por la señal de un VCO se obtiene como:

$$\omega_i(t) = K_v x(t) \quad (2.3.5)$$

siendo $x(t)$ la señal de control; por consiguiente, la fase instantánea del VCO será

$$\theta_i(t) = \int \omega_i(t) dt = K_v \int x(t) dt \quad (2.3.6)$$

tomando la transformada de la Laplace en la anterior ecuación se obtiene

$$\theta_i(s) = \frac{K_v}{s} X(s) \quad (2.3.7)$$

y por tanto su función de transferencia será

$$\frac{\theta_i(s)}{X(s)} = \frac{K_v}{s} \quad (2.3.8)$$

Siguiendo con el anterior modelo lineal, podemos obtener la fase de salida en función de la de entrada, como

$$\theta_o(s) = \theta_i(s) \frac{G(s)}{1 + G(s)} \quad (2.3.9)$$

siendo $G(s)$ la ganancia en bucle abierto del sistema, de valor

$$G(s) = K_d F(s) (K_v / s) \quad (2.3.10)$$

al sustituir nos queda

$$\theta_o(s) = \theta_i(s) \frac{K_d F(s) K_v}{s + K_d F(s) K_v} \quad (2.3.11)$$

definiéndose entonces la función de transferencia $H(s)$ del PLL como

$$H(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_d F(s) K_v}{s + K_d F(s) K_v} \quad (2.3.12)$$

Asimismo se puede calcular la fase de error $\theta_e(s)$ como

$$\theta_e(s) = \theta_i(s) - \theta_o(s) = \theta_i(s) [1 - H(s)] \quad (2.3.13)$$

sobre la que podemos definir de forma análoga, una función de transferencia como,

$$H_e(s) = \frac{\theta_e(s)}{\theta_i(s)} = [1 - H(s)] = \frac{s}{s + K_d F(s) K_v} \quad (2.3.14)$$

de donde se deduce que tanto la fase de la señal de salida $\theta_o(s)$ como la de error $\theta_e(s)$ son versiones filtradas de la fase de la señal de entrada $\theta_i(s)$, pudiendo aplicarse por tanto, todas las herramientas de análisis existentes para sistemas lineales.

Utilizando la nomenclatura habitual de servosistemas, se puede clasificar un sistema en base al orden de la función de transferencia, es decir, la mayor potencia de la variable s del denominador de $H(s)$; en el caso concreto de un PLL, debido al carácter de integrador del VCO, el orden del sistema será el del filtro de lazo más uno. También se clasifica por su tipo, es decir, el número de integradores (polos en el origen) que presenta la función de transferencia de la ganancia en bucle abierto, $G(s)=K_d F(s)K_v/s$; por consiguiente cualquier PLL va a ser como mínimo de orden 1 y tipo I. A modo de ejemplo si consideramos un PLL con $F(s)=(1+\tau_1 s)/(1+\tau_2 s)$ este será de segundo orden y tipo I y por el contrario, si $F(s)=(1+\tau_2 s)/s\tau_1$, se clasificará como de segundo orden y tipo II.

Es posible mediante la utilización de técnicas habituales en servosistemas, establecer cual va a ser el valor final de la respuesta del PLL a una serie de excitaciones típicas, unicamente en base al comportamiento de la fase de error $\theta_e(s)$ y del tipo del sistema. Para ello recurriremos al empleo del teorema del valor final de Laplace, que se expresa como:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \theta_e(s) \quad (2.3.15)$$

Las excitaciones que vamos a analizar van a ser las funciones escalón, rampa y parábola, aplicadas a la fase $\theta_i(s)$, que corresponderán a los errores de posición, velocidad y aceleración de servosistemas.

Respuesta al escalón de fase:

$$\theta_i(t) = (\Delta\phi)u(t), \quad \theta_i(s) = \frac{\Delta\phi}{s}$$

$$\theta_p = \lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\Delta\phi}{s} H_o(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \Delta\phi H_o(s) \quad (2.3.16)$$

Respuesta a la rampa de fase (escalón de frecuencia):

$$\theta_i(t) = \Delta\omega t, \quad \theta_i(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2}$$

$$\theta_v = \lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\Delta\omega}{s^2} H_o(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\Delta\omega}{s} H_o(s) \quad (2.3.17)$$

Respuesta a la parábola de fase (rampa de frecuencia):

$$\theta_i(t) = \frac{1}{2}(\Delta\dot{\omega})t^2, \quad \theta_i(s) = \frac{\Delta\dot{\omega}}{s^3}$$

$$\theta_a = \lim_{t \rightarrow \infty} \theta_o(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\Delta\dot{\omega}}{s^3} H_o(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\Delta\dot{\omega}}{s^2} H_o(s) \quad (2.3.18)$$

En la Tabla II se resumen los valores que adoptan estos errores atendiendo a la clasificación del PLL, de donde se observa que por ejemplo, un PLL de primer orden seguirá con un cierto error los saltos de frecuencia que se produzcan en una señal, pero será incapaz de seguir cualquier cambio de frecuencia; por el contrario, un PLL de segundo orden y tipo II seguirá sin error cualquier salto de frecuencia de la señal, siendo este motivo el que lo hace ser el sistema más comunmente empleado.

TABLA II			
TIPO DE P.L.L.	ERROR DE POSICION	ERROR DE VELOCIDAD	ERROR DE ACELERACION
Primer orden Tipo I	0	$\frac{\Delta\omega}{K_d K_v}$	∞
Segundo orden Tipo I	0	$\frac{\Delta\omega}{K_d F(0) K_v}$	∞
Segundo orden Tipo II	0	0	$\frac{\Delta\dot{\omega} \tau_1}{K_d K_v}$
Tercer orden Tipo I	0	$\frac{\Delta\omega}{K_d K_v}$	∞
Tercer orden Tipo II	0	0	$\frac{\Delta\dot{\omega}}{K_d K_v}$

A continuación vamos a calcular los principales parámetros de un P.L.L. de segundo orden con función de transferencia para el filtro de lazo de la forma:

$$F(s) = \frac{1 + \tau_2 s}{\tau_1 s} \quad (2.3.19)$$

al sustituir en (2.3.12) y (2.3.14) se llega a:

$$H(s) = \frac{K_d K_v}{\tau_1} \frac{1 + s\tau_2}{s^2 + K_d K_v (\tau_2/\tau_1)s + K_d K_v/\tau_1}$$

$$H_o(s) = \frac{s^2}{s^2 + K_d K_v (\tau_2/\tau_1)s + K_d K_v/\tau_1} \quad (2.3.20)$$

que con la terminología de servosistemas pueden expresarse en forma canónica como,

$$H(s) = \omega_n^2 \frac{1 + s(2\xi/\omega_n)}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

$$H_o(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.3.21)$$

estando definido el coeficiente de amortiguamiento ξ y la frecuencia de resonancia ω_n por

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_d K_v}{\tau_1}}, \quad \xi = \frac{1}{2}\tau_2\omega_n \quad (2.3.22)$$

observándose un comportamiento de filtrado paso-bajo y paso-alto para las funciones de transferencia $H(s)$ y $H_o(s)$ respectivamente, siendo la frecuencia de corte a 3dB la dada por:

$$B_{3dB} = \frac{1}{2\pi} \omega_n \left[2\xi^2 + 1 + \sqrt{(2\xi^2 + 1)^2 + 1} \right]^{1/2} \quad (2.3.23)$$

Por tanto, bajo situación de enganche, la fase de salida del PLL corresponderá a la versión filtrada paso-bajo de la fase de entrada; en consecuencia podremos expresar la densidad espectral de potencia de la fase de salida como

$$S_{\theta_o}(f) = S_{\theta_i}(f) |H(f)|^2 \quad (2.3.24)$$

donde se ha supuesto un comportamiento ideal para el VCO, es decir sin ruido de fase. Si ahora eliminamos ésta suposición, podremos

modelizarlo como si se tratase de uno ideal, a cuya salida se añade un cierto ruido de fase, con densidad espectral de potencia $S_{vco}(f)$, tal y como se muestra en la figura:

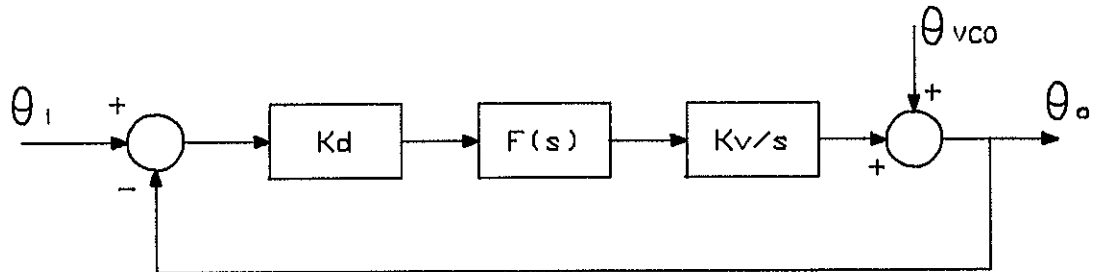


Figura 2.12.- Esquema de bloques de un PLL con ruido de fase en el VCO.

de donde se obtiene la fase de salida como

$$\begin{aligned}\theta_o(s) &= \theta_i(s)H(s) + \theta_{vco}(s)[1 - H(s)] \\ &= \theta_i(s)H(s) + \theta_{vco}(s)H_o(s)\end{aligned}\quad (2.3.25)$$

donde vemos que la fase de salida se compone ahora de dos términos, el primero ya conocido, que responde a la versión filtrada paso-bajo de la fase de entrada, y un segundo término que corresponde al ruido de fase del VCO filtrado paso alto por $H_o(s)$, de modo que la densidad espectral de potencia de la salida será ahora

$$S_{\theta_o}(f) = S_{\theta_i}(f)|H(f)|^2 + S_{\theta_{vco}}(f)|1 - H(f)|^2 \quad (2.3.26)$$

ecuación que explicita de forma muy clara la función del PLL: dentro de su ancho de banda reemplaza el ruido de fase propio del VCO por el de la señal de entrada, dejándolo por el contrario, intacto fuera de él. En este sentido su comportamiento es análogo al de la sincronización por inyección, pero sin embargo veremos que lo supera en gran medida ofreciendo unas propiedades mucho más interesantes.

La realización de la función de transferencia (2.3.19) para el filtro de lazo reviste cierta dificultad, aunque puede obtenerse una buena aproximación mediante el empleo de un amplificador operacional [32] según el montaje de la figura:

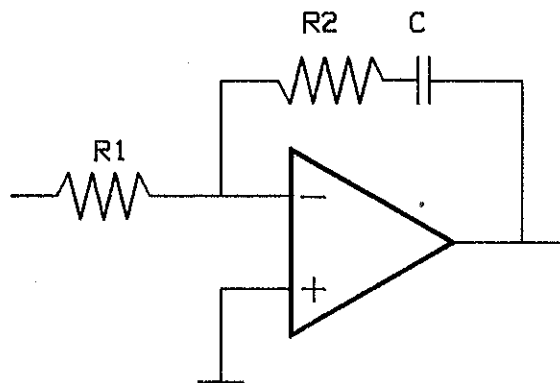


Figura 2.13.- Circuito práctico de un filtro de lazo con ganancia infinita en continua.

Si suponemos que la ganancia A del amplificador operacional es de valor considerable, se obtiene la función de transferencia del circuito:

$$F(s) = \frac{-A(sCR_2 + 1)}{sCR_2 + 1 + (1+A)CR_1s} \cong -\frac{1 + sCR_2}{sCR_1} = -\frac{1 + \tau_2s}{\tau_1s}$$

$$\text{con } \tau_1 = R_1C, \quad \tau_2 = R_2C \quad (2.3.27)$$

De otra parte, también podemos considerar explícitamente una ganancia finita de continua para el filtro de lazo, usando el siguiente circuito:

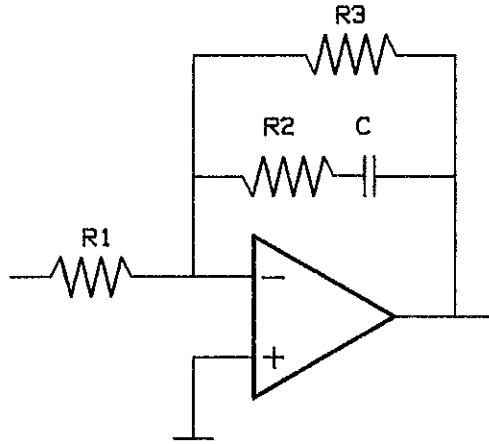


Figura 2.14.- Circuito práctico de un filtro de lazo con ganancia finita en continua.

siendo ahora su nueva función de transferencia la dada por

$$F(s) = \frac{R_3(1 + \tau_2 s)}{R_1(1 + \tau_1 s)}$$

$$\text{con } \tau_1 = (R_2 + R_3)C, \quad \tau_2 = R_2 C \quad (2.3.28)$$

que sustituida en (2.3.12) proporciona para $H(s)$ el valor:

$$H(s) = \frac{K_d K_v}{\tau_1} \left(R_3 / R_1 \right) \frac{1 + \tau_2 s}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.3.29)$$

siendo ahora la nueva frecuencia de resonancia y el coeficiente de amortiguamiento los dados por:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_d K_v R_3}{R_1 \tau_1}}; \quad \zeta = \frac{1}{2} \omega_n \left(\tau_2 + K_d K_v \frac{R_1}{R_3} \right), \quad (2.3.30)$$

con lo que el PLL se ha convertido en uno de segundo orden y tipo I, de modo que el error de velocidad (escalón de frecuencia) va a ser

$$\Theta_v = \frac{\Delta \omega}{K_d K_v (R_3 / R_1)} \quad (2.3.31)$$

que puede llegar a ser suficientemente pequeño, si se elige una ganancia de continua elevada.

2.3.2.2 MODELO LINEAL DE UN P.L.L. CON RUIDO TERMICO

En este apartado vamos a estudiar el efecto que sobre un sistema PLL provoca la existencia de ruido térmico aditivo en la señal de entrada o referencia. Sea el sistema de la Figura 2.10, en el que expresamos la señal de entrada $y(t)$ de la forma:

$$y(t) = A \sin(\omega t + \theta_i) + n(t) \quad (2.3.32)$$

siendo $n(t)$ un proceso estocástico de ruido blanco, con función de densidad gaussiana y media cero, con densidad espectral de potencia unilateral (espectro positivo) N_0 y banda estrecha, que admite por tanto, una representación en sus componentes fase-cuadratura,

$$n(t) = n_1(t) \sin(\omega t) + n_2(t) \cos(\omega t), \quad (2.3.33)$$

siendo entonces $n_1(t)$ y $n_2(t)$ dos procesos de baja frecuencia, también gaussianos, estacionarios y de media cero, con densidades espectrales de potencia bilaterales N_0 (Figura 2.15).

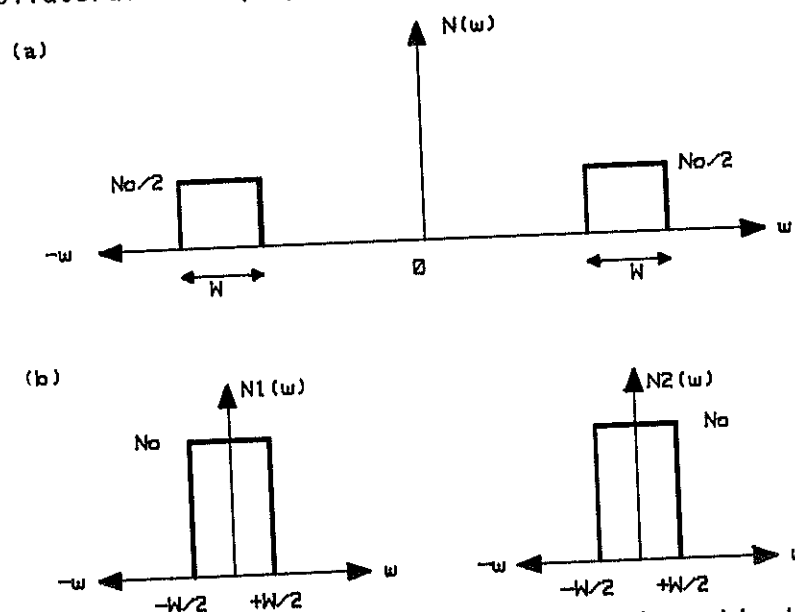


Figura 2.15.- Densidades espectrales de potencia de ruido térmico: a) $n(t)$, b) componentes en fase y cuadratura.

y de valores cuadráticos medios dados por

$$\langle n_1^2(t) \rangle = \langle n_2^2(t) \rangle = \langle n^2(t) \rangle = N_o W \quad (2.3.34)$$

Suponiendo un detector de fase de tipo multiplicativo en el PLL, la señal de error será:

$$u(t) = y(t)y_R(t) \quad (2.3.35)$$

siendo $y_R(t)$ la señal generada por el VCO, que supondremos de la forma,

$$y_R(t) = B \cos(\omega t + \theta_R) \quad (2.3.36)$$

Por tanto sustituyendo en (2.3.35) y una vez filtrados los términos de frecuencia doble se llega a

$$u(t) = \frac{1}{2} AB \sin(\theta_i - \theta_R) + \frac{1}{2} B n_2(t) \cos \theta_R - \frac{1}{2} B n_1(t) \sin \theta_R \quad (2.3.37)$$

e identificando la constante del detector como $K_d = AB/2$, se tiene que

$$u(t) = K_d \sin(\theta_i - \theta_R) + K_d n'(t) \quad (2.3.38)$$

siendo

$$n'(t) = \frac{n_2(t)}{A} \cos \theta_R - \frac{n_1(t)}{A} \sin \theta_R \quad (2.3.39)$$

con media cero y de valor cuadrático medio:

$$\langle n'^2(t) \rangle = \frac{\cos^2 \theta_R}{A^2} \langle n_2^2(t) \rangle + \frac{\sin^2 \theta_R}{A^2} \langle n_1^2(t) \rangle = \frac{N_o W}{A^2} \quad (2.3.40)$$

y por tanto con una densidad espectral de potencia de valor N_o/A^2 , uniforme en el intervalo $[-W/2, +W/2]$.

Hemos llegado a descomponer la señal de error en dos términos, el primero proporcional al seno de la diferencia de fases, más un segundo término de ruido $n'(t)$. Este resultado puede interpretarse bajo el punto de vista de la señal de error, como si aparentemente la señal de entrada $y(t)$ estuviese modulada en fase por una señal equivalente $\phi_i(t)$,

$$y(t) = A \sin(\omega t + \theta_i) + n(t) \cong A \sin(\omega t + \theta_i + \phi_i(t))$$

$$\phi_i(t) = n'(t) \tag{2.3.41}$$

Por consiguiente, si admitimos ahora una diferencia de fases pequeña, podemos aproximar el seno por el arco, de modo que la señal de error se convierte en:

$$u(t) = K_d(\theta_i - \theta_r) + K_d \phi_i(t) \tag{2.3.42}$$

pudiendo entonces calcular la fase de la salida a partir de la función de transferencia del P.L.L., y por tanto su densidad espectral de potencia

$$S_{\theta_o}(f) = \frac{N_o}{A^2} |H(f)|^2 \tag{2.3.43}$$

y su varianza

$$\sigma_{\theta_o}^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{\theta_o}(f) |H(f)|^2 df = \frac{N_o}{A^2} \int_{-W/2}^{+W/2} |H(f)|^2 df \tag{2.3.44}$$

Como usualmente el ancho de banda de $H(f)$ va a ser menor que $W/2$, podemos extender los límites de la anterior integral al infinito, de modo que nos queda

$$\sigma_{\theta_o}^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df \tag{2.3.45}$$

Este resultado permite definir el ANCHO DE BANDA EQUIVALENTE DE RUIDO DEL P.L.L. mediante

$$B_L = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df \quad (2.3.46)$$

Al sustituir en (2.3.44),

$$\sigma_{\theta_o}^2 = \frac{N_o}{A^2} 2B_L = \frac{N_o}{2P_s} 2B_L = \frac{N_o B_L}{P_s} \quad (2.3.47)$$

que depende de la potencia de la señal de entrada P_s , del ancho de banda del PLL y de la densidad espectral de potencia del ruido a la entrada.

Para un PLL de segundo orden con integrador imperfecto en el filtro de lazo (2.3.19), se puede calcular (2.3.46) obteniendo

$$B_L = \frac{1}{2} \omega_n \left(\zeta + \frac{1}{4\zeta} \right) \quad (2.3.48)$$

que presenta un valor mínimo para el caso particular de $\zeta = 0.5$.

Podemos obtener la relación señal a ruido a la entrada como:

$$SNR = \frac{P_s}{P_n} = \frac{A^2/2}{N_o W} = \frac{A^2}{2\sigma_n^2} \quad (2.3.49)$$

como hemos asociado el ruido $n'(t)$ con un jitter de fase equivalente, éste presentará una varianza tal como

$$\langle \theta_i^2 \rangle = \sigma_n^2 = \frac{\sigma_n^2}{A^2} = \frac{1}{2SNR} \quad (2.3.50)$$

expresado en función de la relación señal a ruido en la entrada. Por analogía con esta definición, podemos también definir una "ficticia" relación señal a ruido en el PLL de la forma

$$(SNR)_L = \frac{1}{2\sigma_\phi^2} = \frac{A^2/2}{2B_L N_o} = \frac{P_s}{2B_L N_o} \quad (2.3.51)$$

que puede interpretarse como la relación señal a ruido que tendría un sistema equivalente paso banda, de ancho de banda $2B_L$ centrado alrededor de una portadora, de potencia P_s , acompañada de ruido con una densidad espectral de potencia unilateral N_o .

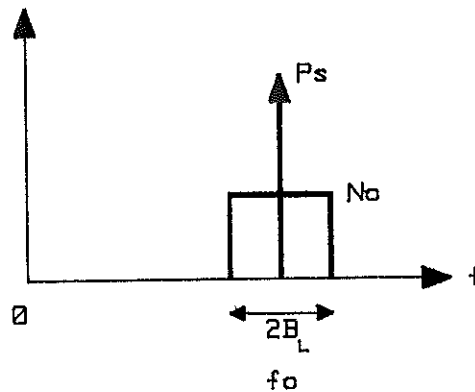


Figura 2.16.- Ancho de banda equivalente de ruido de un sistema P.L.L.

De esta forma es posible predecir una cota mínima para la SNR del lazo, por debajo de la cuál no va a ser posible obtener el sincronismo. Algunos autores sitúan éste límite (drop-lock) en la vecindad de 0 dB, pero se recomienda un margen de seguridad de 6 dB a fin de garantizar siempre el enganche.

2.3.2.3 MODELO NO LINEAL

Hasta aquí todo lo descrito se refería al estudio de un PLL en el que se había producido el sincronismo. No obstante queda por ver cuál es el mecanismo que produce la auto-sincronización en un P.L.L. y cuales son las ecuaciones que describen el proceso, conocido por el nombre de Pull-in. El estudio de este fenómeno no lineal ha sido tratado ampliamente por Viterbi [33] y Blanchard [34], cuyos principales resultados, analizados para sistemas de primer y segundo orden se presentan a continuación.

a) PLL de primer orden:

Supongamos un sistema cuyo esquema de bloques es el de la Figura:

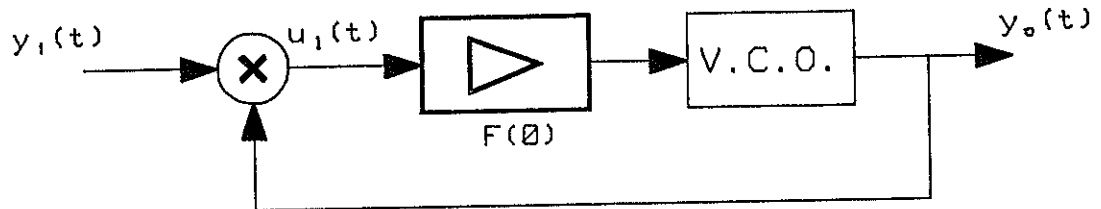


Figura 2.17.- P.L.L. de primer orden con ganancia de continua.

en el que utilizaremos como detector de fase un multiplicador analógico. En un cierto instante de tiempo, las señales involucradas se pueden expresar de la forma:

$$y_i(t) = A \cos(\omega_i t + \theta_i(t))$$

$$y_o(t) = B \cos(\omega_o t + \phi_o(t)) \quad (2.3.52)$$

admitiendo el valor ω_o para la frecuencia del VCO cuando $u_1=0$, entonces podemos expresar las variaciones de su frecuencia como

$$\Delta\omega = \frac{d\phi_o}{dt} = K_v u_1(t) \quad (2.3.53)$$

y por tanto a la salida del detector de fase, una vez filtrados los términos de frecuencia doble, tendremos

$$u_1(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i(t) - \phi_o(t)] \quad (2.3.54)$$

Al sustituir en (2.3.53) se llega a

$$\frac{d\phi_o}{dt} = K_v K_d \cos[(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \phi_o] \quad (2.3.55)$$

Llamando $\Omega_o = \omega_i - \omega_o$ a la diferencia inicial de frecuencias, y al hacer $\phi(t) = \Omega_o t + \theta_i - \phi_o(t)$ se tiene que:

$$\frac{d\phi}{dt} = \Omega_o - \frac{d\phi_o}{dt} \quad (2.3.56)$$

que una vez sustituida en (2.3.55) y después de sucesivas manipulaciones se convierte en

$$dt = \frac{d\phi}{\Omega_o - K_d K_v \cos \phi} \quad (2.3.57)$$

que es la ecuación diferencial que rige el sistema. Analizándola adecuadamente se llega a las siguientes conclusiones:

- para $\Omega_o > K_v K_d F(0) \rightarrow$ *no se produce el enganche.*
- para $\Omega_o < K_v K_d F(0) \rightarrow$ *se produce el enganche siempre.*

tomando las fases los siguientes valores asintóticos:

$$\begin{aligned} \phi(\infty) &= -\cos^{-1}\left(\frac{\Omega_o}{K_v K_d F(0)}\right) \\ \phi_o(\infty) &= \Omega_o t + \theta_i + \cos^{-1}\left(\frac{\Omega_o}{K_v K_d F(0)}\right) \end{aligned} \quad (2.3.58)$$

de donde se deduce que el sincronismo se producirá siempre que la diferencia inicial de frecuencias entre el VCO y la señal de entrada sea menor que el valor de la ganancia de continua del PLL, produciéndose en este caso el enganche con un error de posición constante en la fase del VCO, que se corresponde con los resultados obtenidos al aplicar el teorema del valor final (Tabla II).

b) P.L.L. de segundo orden:

El esquema de bloques para un P.L.L. de segundo orden se muestra en la siguiente figura,

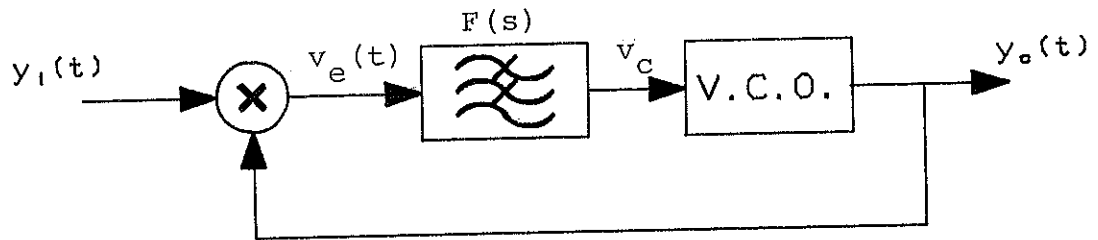


Figura 2.18.- Esquema de bloques de un P.L.L. de segundo orden.

estando involucradas las siguientes señales,

$$y_i(t) = A \cos(\omega_i t + \theta_i)$$

$$y_o(t) = B \cos(\omega_o t + \phi_o)$$

$$v_e(t) = K_d \cos\{[\omega_i - \omega_o]t + \theta_i - \phi_o\} = K_d \cos(\phi(t))$$

$$\frac{d\phi_o}{dt} = K_v v_c(t) \quad (2.3.59)$$

Al utilizar las funciones de transferencia (2.3.19) y (2.3.28) para los filtros de lazo, después de diversas manipulaciones se llegan a obtener las siguientes ecuaciones diferenciales que gobiernan el sistema PLL para cada uno de los filtros,

$$\frac{d\dot{\phi}}{d\phi} + \frac{K_d K_v}{\tau_1 \dot{\phi}} \cos \phi - \frac{\tau_2}{\tau_1} K_d K_v \sin \phi = 0$$

$$\frac{d\dot{\phi}}{d\phi} + \frac{K_d K_v}{\tau_1 \dot{\phi}} \cos \phi + \frac{(1 - \tau_2 K_d K_v \sin \phi)}{\tau_1} = \frac{\Omega_o}{\tau_1 \dot{\phi}} \quad (2.3.60)$$

respectivamente, que permitirían mediante el diagrama del plano de fase, calcular las trayectorias de la fase de error ϕ para conocer si puede o no producirse el sincronismo, en función de la diferencia de frecuencias inicial Ω_o y de la frecuencia de resonancia y coeficiente de amortiguamiento del sistema.

Si se analizasen las trayectorias para ambos casos, se obtendría que para el PLL con integrador perfecto en el filtro de lazo, el enganche siempre se produciría con independencia del valor de la ganancia del bucle, siendo posible predecir el tiempo de adquisición mediante la siguiente fórmula aproximada,

$$T_{acq} \cong \frac{\Omega_o^2}{2\xi\omega_n^3} \quad (2.3.61)$$

que es de gran exactitud para valores de Ω_o del orden de 4 o 5 veces ω_n .

Para el caso del PLL con ganancia finita de continua en el filtro de lazo, los resultados que se obtienen muestran que sólo podrá producirse el sincronismo para diferencias de frecuencia inicial menores que la ganancia del PLL, es decir:

$$\Omega_o < K_d K_v F(0) \rightarrow LOCK$$

$$\Omega_o > K_d K_v F(0) \rightarrow UNLOCK$$

siendo el valor límite para que se produzca la adquisición el dado por

$$\Omega_{o_{acq}} = 2\sqrt{K_v K_d F(0) \left(\xi\omega_n + \frac{1}{2\tau_1} \right)} \quad (2.3.62)$$

de modo que el valor final de la diferencia de fases entre osciladores adopta por expresión:

$$\phi(\infty) = \sin^{-1} \left(\frac{\Omega_o}{K_d K_v F(0)} \right), \quad \dot{\phi}(\infty) = 0 \quad (2.3.63)$$

que se corresponde con el valor previamente obtenido en la Tabla II.

Se puede encontrar en [35] y [36] un estudio más completo, encaminado a la obtención del margen de pull-in o de adquisición de frecuencia para un PLL de segundo orden con detector de fase sinusoidal.

La adquisición del sincronismo en un PLL mediante el mecanismo de pull-in, parece a primera vista un procedimiento muy atractivo, dado que es inherente al sistema; sin embargo, en algunas circunstancias, en que por ejemplo el ancho de banda del PLL sea estrecho, o bien que la diferencia de frecuencias inicial sea muy grande, puede resultar impracticable la adquisición de frecuencia por éste método; entonces pueden utilizarse otras técnicas conocidas que aumenten la velocidad en la obtención del sincronismo y que serán descritas en una sección posterior.

2.3.2.4 DEFINICIONES Y CLASIFICACION

Tras haber establecido el funcionamiento de un sistema P.L.L. en régimen lineal (sincronizado) y en no lineal (adquisición), vamos a resumir las clasificaciones que se pueden realizar sobre los mismos, definiendo los márgenes de frecuencia y denominaciones asociadas.

Hemos visto que podemos clasificar a un sistema PLL por su orden (potencia máxima de s del denominador de $H(s)$) y por su tipo, es decir, por el número de integradores (polos en el origen) que contiene la ganancia en bucle abierto $G(s)$.

También podemos clasificarlos atendiendo al tipo de detector de fase; además del de respuesta sinusoidal, pueden utilizarse tanto circuitos analógicos como digitales, con características lineales en intervalos de $[0, \pi]$ o en $[0, 2\pi]$ y que a la vez pueden o no ser sensibles a la diferencia de frecuencias entre las señales del VCO y de referencia [37].

Se define el margen de **HOLD-IN** $\Delta\omega_H$, como aquél margen de frecuencia de la señal de referencia para el cuál el PLL es capaz de

mantener el sincronismo, partiendo de una situación de enganche. Este margen corresponde a la ganancia en continua del lazo, y se obtiene a partir de

$$\Delta\omega_H = \pm K_d K_v F(0) = \pm K \quad (2.3.64)$$

siendo K la constante de velocidad. Este valor se deriva del siguiente razonamiento: habíamos visto que el error de velocidad en un PLL (error estático de fase o loop stress) se obtenía como

$$\theta_v = \frac{\Delta\omega}{K_d K_v F(0)} \quad (2.3.65)$$

siendo $\Delta\omega$ el valor del escalón de frecuencia. Ahora bien, en ésta expresión se encuentra implícita la suposición de un error de fase pequeño, que permite aproximar el seno de la diferencia de fases por el arco, para un detector de fase de tipo sinusoidal; en realidad si se elimina ésta suposición, tendremos más exactamente que

$$\sin \theta_v = \frac{\Delta\omega}{K_d K_v F(0)} \quad (2.3.66)$$

donde por razones obvias el seno de θ_v deberá estar acotado entre ± 1 , por tanto aplicando ésta condición se llega a la expresión (2.3.64). Nótese que para un PLL de primer orden, este margen es finito puesto que $F(0)=1$, mientras que para uno de segundo orden con integrador perfecto, éste se hace infinito.

Se define el margen de **PULL-IN** $\Delta\omega_p$ como aquél margen de frecuencias de la señal de entrada para el cuál el PLL, partiendo de una condición de desenganche, acabará sincronizándose por sí sólo tras un cierto período de tiempo. Este margen depende en gran manera del tipo de detector de fase utilizado y del filtro de lazo. Para un PLL de primer orden se tiene que:

$$\Delta\omega_p = \pm K_d K_v = \Delta\omega_H \quad (2.3.67)$$

mientras que para uno de segundo orden tipo I con $F(s)$ del tipo (2.3.28) se convierte en:

$$\Delta\omega_p = 2\sqrt{K_d K_v \left(\xi \omega_n + \frac{1}{2\tau_1} \right)} \quad (2.3.68)$$

y para uno con $F(s)$ de la forma (2.3.19) éste es infinito, pudiéndose aplicar la expresión (2.3.61).

Se define el margen de **PULL-OUT** $\Delta\omega_{PO}$ como aquél margen de frecuencias de la señal de entrada para el cuál, habiendo partido de una situación de enganche, se pierde el sincronismo para iniciar acto seguido un proceso de pull-in, finalizado el cuál el PLL volverá a sincronizarse por sí sólo. Existe una fórmula empírica que permite obtener este margen para un detector sinusoidal, dada por

$$\Delta\omega_{PO} = 1.8\omega_n(1 + \xi) \quad (2.3.69)$$

Por último se define el margen de **LOCK-IN** $\Delta\omega_L$ como el máximo salto en la frecuencia de la señal de entrada, para el cuál habiendo partido de una situación de enganche, el PLL es capaz de seguir dinámicamente a la frecuencia de referencia sin perder el sincronismo. Para un PLL de primer orden, éste se corresponde con el margen de Hold-in, mientras que para un PLL de segundo orden con detector de fase sinusoidal adopta por expresión:

$$\Delta\omega_L = \pm K_d K_v F(\infty) \quad (2.3.70)$$

De lo expuesto se deduce que siempre va a cumplirse la relación:

$$\omega_H \geq \omega_p \geq \omega_{PO} \geq \omega_L \quad (2.3.71)$$

que se representa en la siguiente figura:

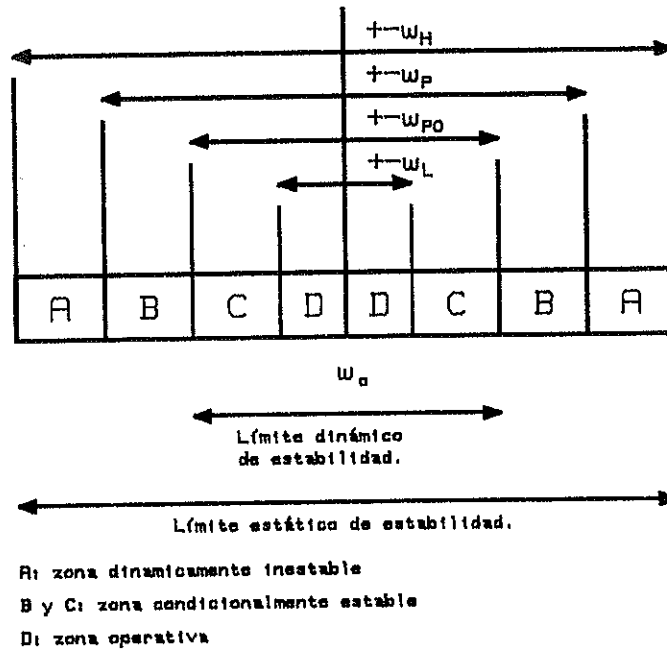


Figura 2.19.- Margenes de frecuencia en un sistema P.L.L.

2.3.2.5 DETECTORES DE FASE

En los apartados previos utilizábamos detectores de fase de tipo multiplicativo, con característica sinusoidal. No es éste obviamente el único detector de fase disponible; existe una gran variedad de dispositivos aplicables con distintas características, presentando algunos de ellos sensibilidad no tan sólo a la fase si no también a la frecuencia. En este apartado vamos a describir las características más notables de los detectores de fase utilizados habitualmente

En primer lugar podemos distinguir entre detectores de fase de tipo multiplicativo y de tipo secuencial. Los primeros se basan en las formas de onda de las señales involucradas, generando una señal proporcional al valor medio del producto de las formas de onda de las señales de entrada, siendo su principal ventaja su operatividad con señales fuertemente envueltas en ruido. Los detectores del segundo grupo operan con los pasos por cero de las señales aplicadas, con capacidad para generar características lineales en el intervalo $[0, 2\pi]$; al ser menos inmunes al ruido, obligan a operar con relaciones (S/N) mayores que las del anterior grupo.

Como **CIRCUITOS MULTIPLICADORES** tenemos los siguientes:

a) Mezclador equilibrado:

Como es conocido, un mezclador equilibrado es un dispositivo tal que genera una salida proporcional al producto de las señales de entrada. En aplicaciones de detección de fase, las señales serán de la misma frecuencia y por tanto a la salida se obtendrá:

$$v_o(t) = v_1(t)v_2(t) = \frac{1}{2}ABK[\cos(2\omega_o t + \phi_1(t) + \phi_2(t)) + \cos(\phi_1(t) - \phi_2(t))] \quad (2.3.72)$$

siendo entonces el segundo término el de interés, cuya representación, en función de la diferencia de fases se muestra en la siguiente figura:

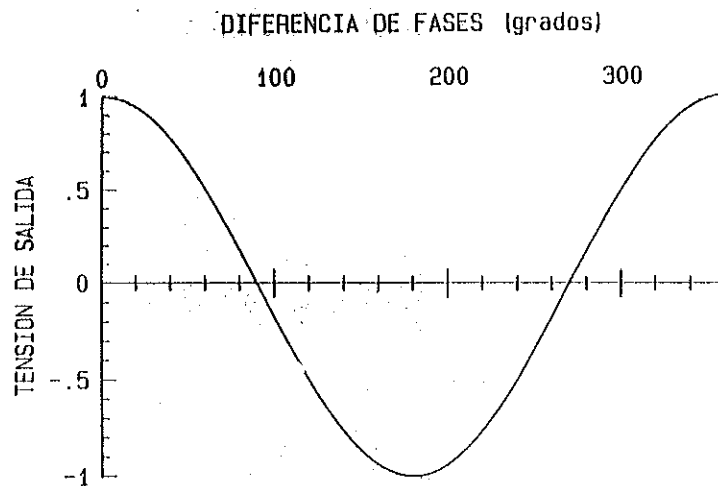


Figura 2.20.- Característica tensión/fase en un detector de fase sinusoidal.

La principal ventaja de este tipo de detector reside en su posibilidad de utilización en cualquier margen de frecuencias, incluido el de microondas y milimétricas donde es imposible la utilización, con la tecnología actual, de cualquier otro tipo de detector.

Sin embargo también presenta ciertos inconvenientes. En primer lugar la señal generada consta de dos términos, el de interés, más uno indeseado que corresponde a la frecuencia doble de las señales. Para una frecuencia de detección elevada, este efecto podrá cancelarse

facilmente mediante filtrado; ahora bien, para frecuencias de detección bajas, el filtrado del término indeseado será más complejo para evitar que no alcance, incluso a través del filtro de lazo, la señal de control del VCO, pues en caso contrario provocaría una modulación FM espúrea en la portadora. Al ser la señal de error proporcional al coseno de la diferencia de fases, aunque para valores pequeños de la misma no es problemático puesto que puede aproximarse el coseno por $\pi/2$ más el arco, no deja de ser un inconveniente, puesto que finalmente el margen de utilización útil del dispositivo va a estar limitado en 180 grados.

Otra desventaja es la dependencia que con las amplitudes de las señales experimenta la constante del detector, puesto que al utilizarse en un PLL, cualquier variación de K_d provocará un cambio en los parámetros del sistema. Para paliar este efecto suele incluirse un limitador o un control automático de ganancia a la entrada del mismo, para independizar la constante del detector de las variaciones de amplitud de la entrada; obviamente no va a ser necesaria su utilización, en el caso de señales de amplitud constante, como suele darse en los procesos de síntesis de frecuencias.

Otro de los efectos a considerar es el del aislamiento OL/RF a FI, puesto que a su salida además de la señal detectada puede aparecer un término correspondiente a la frecuencia de referencia, que para el caso de frecuencias de detección bajas, puede pasar a través del filtro de lazo y provocar modulaciones espúreas en el VCO.

Y ya por último mencionar la superposición en la señal de salida de una tensión continua de offset, debida a imperfecciones y desequilibrios en el reparto de potencias que sobre los elementos no lineales realiza el detector, provocando la no cancelación de los términos de continua rectificadas. El efecto es especialmente nocivo en PLL's de tipo II, puesto que provoca la saturación del amplificador del filtro de lazo con el consiguiente bloqueo del sistema.

En la siguiente figura se muestran distintas configuraciones de detectores de fase con diodos.

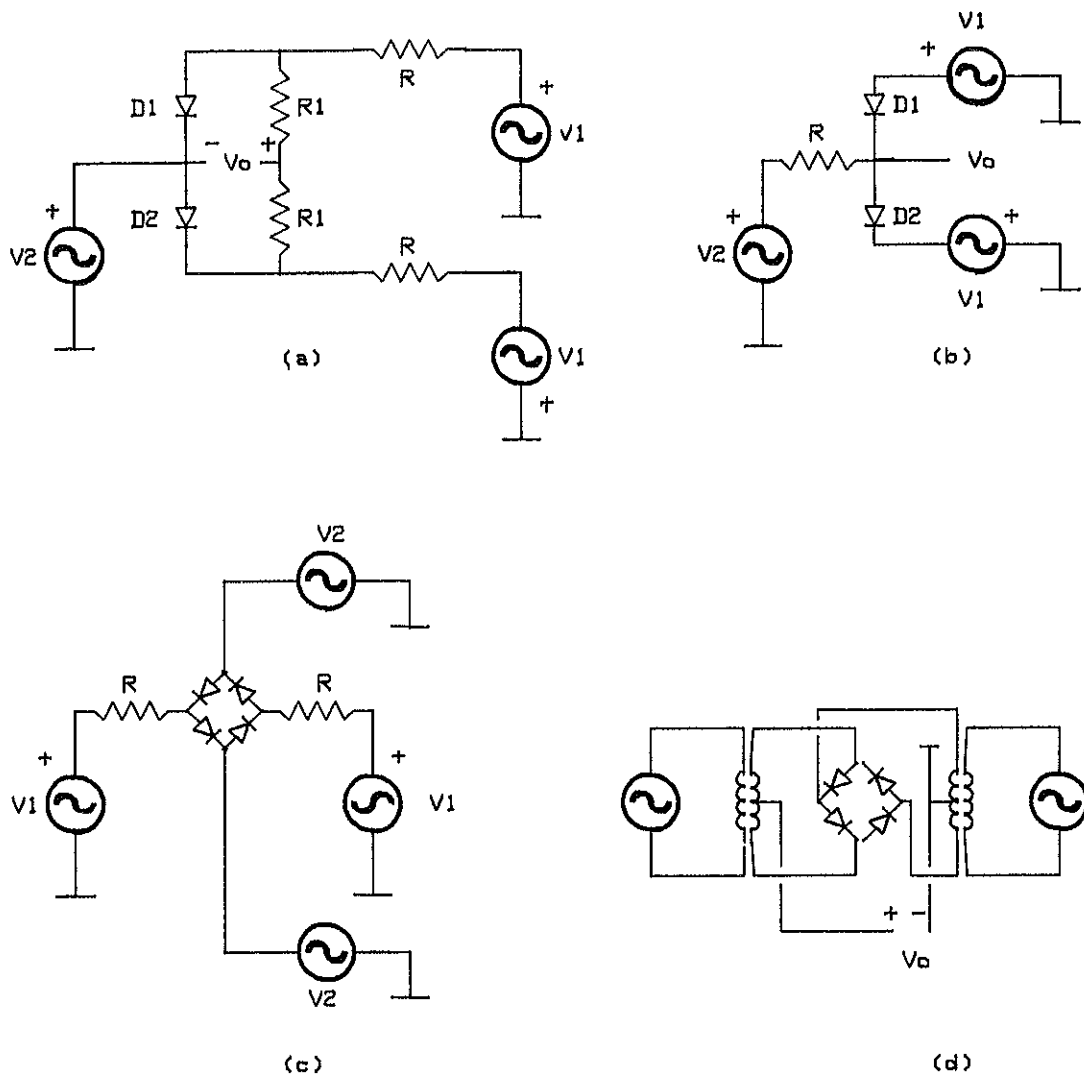


Figura 2.21.- Configuraciones de detectores de fase como mezcladores equilibrados.

El circuito de la figura a) asume que los diodos son ideales, así como una resistencia de generador nula para v_2 mientras que la de v_1 se incluye en R . Suponiendo idénticas las amplitudes de ambas señales, analizando el circuito se llega a que el valor medio de la señal de salida será:

$$\begin{aligned} \langle v_o(t) \rangle &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} A \cos\left(\frac{\phi}{2} + \frac{\pi}{4}\right), & 0 < \phi < \pi \\ \langle v_o(t) \rangle &= -\frac{\sqrt{2}}{\pi} A \cos\left(\frac{\phi}{2} - \frac{\pi}{4}\right), & \pi < \phi \leq 2\pi \end{aligned} \quad (2.3.73)$$

siendo A la amplitud de las señales y ϕ la diferencia de fases, de donde se obtiene el siguiente valor para la constante del detector:

$$K_d = \left(\frac{dv_o}{d\phi} \right) \Big|_{\phi=\pi/2} = \frac{A}{\pi\sqrt{2}} \quad (2.3.74)$$

Para el caso de que $v_2 \gg v_1$ entonces el valor medio de la señal de salida adopta por expresión:

$$\langle v_o(t) \rangle = \frac{A}{\pi} \cos \phi \quad (2.3.75)$$

siendo ahora A la amplitud de la señal más débil; en consecuencia la constante del detector es ahora:

$$K_d = \frac{A}{\pi} \quad (2.3.76)$$

proporcional a esta amplitud, con el ya comentado efecto nocivo que implica. Analizando el circuito de la figura b) con las mismas suposiciones anteriores, se obtiene para el valor medio de la tensión de salida el valor:

$$\begin{aligned} \langle v_o(t) \rangle &= -\frac{\sqrt{2}}{\pi} A \cos\left(\frac{\phi}{2} + \frac{\pi}{4}\right), & 0 < \phi < \pi \\ \langle v_o(t) \rangle &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} A \cos\left(\frac{\phi}{2} - \frac{\pi}{4}\right), & \pi < \phi \leq 2\pi \end{aligned} \quad (2.3.77)$$

y para el caso de $v_2 \gg v_1$ se llega a la misma expresión (2.3.75) salvo un cambio de signo. La ventaja de este circuito frente al precedente consiste en la existencia de una resistencia de generador

en la señal de bombeo v_2 que facilita la realización, sin embargo, aunque la resistencia de generador en v_1 es muy baja al ser su amplitud pequeña, la potencia suministrada va a ser mucho menor.

Si se duplica el circuito se obtiene el mezclador doblemente equilibrado de la figura c), que para el caso de amplitudes idénticas el valor medio de la señal de salida se convierte en:

$$\begin{aligned} \langle v_o(t) \rangle &= -2 \frac{\sqrt{2}}{\pi} A \cos\left(\frac{\phi}{2} + \frac{\pi}{4}\right), & 0 < \phi < \pi \\ \langle v_o(t) \rangle &= 2 \frac{\sqrt{2}}{\pi} A \cos\left(\frac{\phi}{2} - \frac{\pi}{4}\right), & \pi < \phi \leq 2\pi \end{aligned} \quad (2.3.78)$$

que para $v_2 \gg v_1$ se reduce a

$$\langle v_o(t) \rangle = \frac{2A}{\pi} \cos \phi \quad (2.3.79)$$

Además de la ventaja que supone doblar la sensibilidad del sistema, la tensión en los puntos 1 y 2 se hace independiente del estado de conducción de los diodos. Una presentación más usual del mismo circuito es la que se muestra en la figura d), donde se utiliza un transformador híbrido para aplicar las tensiones con las debidas polaridades a cada uno de los diodos; de este circuito existen varias versiones comerciales encapsuladas, capaces de cubrir un extenso margen de frecuencias. El valor típico de la tensión de offset generada es de 1 mV.

Otro circuito comunmente utilizado es el de la figura:

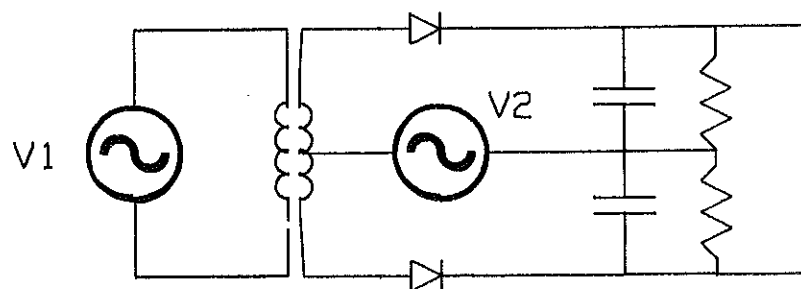


Figura 2.22.- Detector de fase con bobina híbrida.

que no es más que una versión práctica del circuito de la Figura b); el transformador híbrido genera las señales suma y diferencia que se aplican a los diodos con las debidas polaridades. Sin embargo en este circuito es difícil reducir la tensión de offset en la señal de salida, dado que la señal útil no es más que la diferencia entre dos señales de valor medio elevado, de modo que cualquier desequilibrio, bien sea por desigualdades de los diodos o en los niveles de potencia que les inciden, repercutirá en un aumento de la tensión de offset. A pesar de todo ello, la ventaja de este circuito es su fácil realización a frecuencias de microondas, manteniendo una elevada sensibilidad aún con señales fuertemente inmersas en ruido. Una parte importante del siguiente capítulo va a estar dedicado a su estudio.

Ya por último sólo mencionar que es posible linealizar la característica sinusoidal de este detector en el margen de 0 a π , aplicando señales cuya forma de onda sea cuadrada, generándose una característica triangular. Como más adelante veremos, es posible obtener también una característica de este tipo, utilizando circuitos digitales secuenciales.

b) Multiplicadores analógicos:

Se basan en la utilización de dispositivos con ley cuadrática en su función de transferencia entrada/salida en una configuración tal como la que se muestra en la siguiente figura:

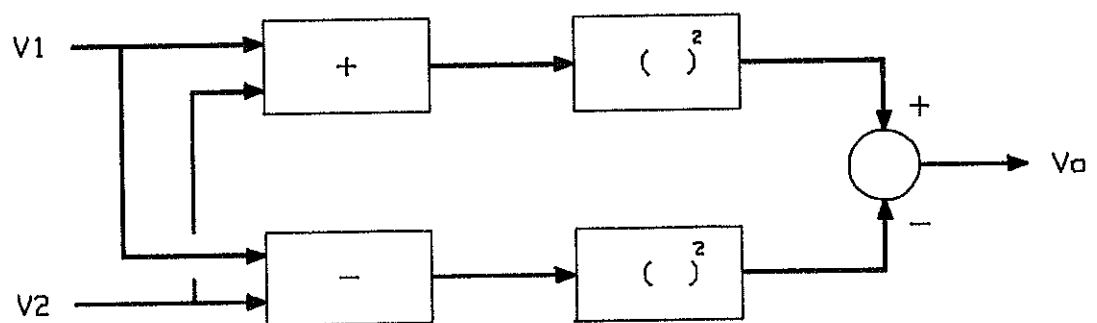


Figura 2.23.- Detector de fase como multiplicador analógico.

Sobre esta idea existen diversas variantes que consideran otros términos de error en los dispositivos no lineales utilizados.

c) Detector de fase conmutado:

Es un variante de un circuito multiplicador tal que la multiplicación se produce entre la señal de referencia y la función signo de la señal del VCO, es decir,

$$\begin{aligned}v_i(t) &= A \sin(\omega_i t + \phi_i) \\v_o(t) &= B \operatorname{sgn}[\cos(\omega_o t + \phi_o)]\end{aligned}\quad (2.3.80)$$

actuando esta última a modo de conmutador de polaridad de la señal de referencia, con lo que se obtiene una especie de rectificación de la señal de entrada, pero de tal forma que el valor medio de la salida es:

$$\langle v_o(t) \rangle = \frac{2}{\pi} A \sin(\phi_i - \phi_o) \quad (2.3.81)$$

siendo la constante del detector:

$$K_d = \frac{2A}{\pi} \quad (2.3.82)$$

de forma que el comportamiento es idéntico al caso de los mezcladores equilibrados. Ejemplos de algunos circuitos prácticos son los de la figura:

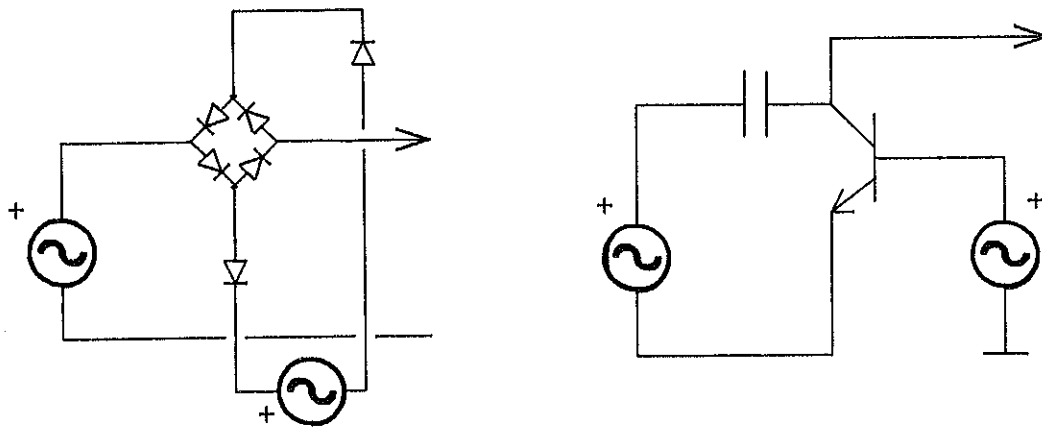


Figura 2.24.- Detectores de fase conmutados.

d) Detector de fase Tanlock [38][32]:

Es una variante del detector de fase sinusoidal, que linealiza apreciablemente la característica del detector en el margen de 0 a 2π , pero sin conseguir una característica totalmente triangular. El esquema de bloques se muestra en la siguiente figura:

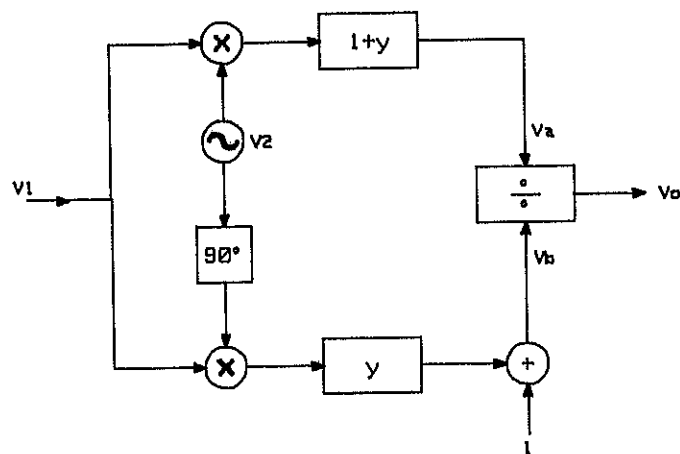


Figura 2.25.- Detector de fase Tanlock.

Las señales en cuadratura proporcionadas por los detectores de fase se procesan analógicamente según el anterior esquema, de tal forma que al divisor analógico le llegan las señales:

$$\begin{aligned} v_a &= (1 + \gamma) \sin \phi \\ v_b &= 1 + \gamma \cos \phi \end{aligned} \quad (2.3.83)$$

con lo que a su salida se obtiene:

$$v_o = K_d \frac{(1 + \gamma) \sin \phi}{1 + \gamma \cos \phi} \quad (2.3.84)$$

siendo γ un factor comprendido entre 0 y 1, que para $\gamma=0$ se transforma en un detector de fase sinusoidal. El circuito es poco empleado debido a la complejidad que supone la utilización de un divisor analógico de señales; aunque en según que casos puede ser de gran utilidad.

e) Sample & Hold de alta velocidad:

Realiza un muestreo de la señal de referencia, utilizando como sincronismo la señal del VCO. Un esquema típico es el de la figura:

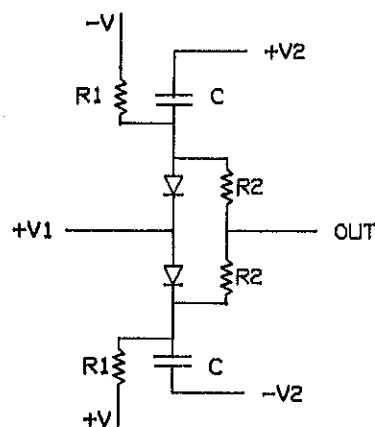


Figura 2.26.- Esquema de bloques de un detector de fase Sample & Hold de alta velocidad.

Se trata de aplicar a un mezclador equilibrado un pulso de pequeña duración v_2 ; cuando incide sobre los diodos, éstos entran en conducción propiciando la carga de los condensadores a la tensión dada por la diferencia entre v_1 y v_2 . En ausencia de pulso, el valor medio de la tensión de los condensadores corresponde a v_1 . Desde un punto de vista espectral su funcionamiento es como sigue: al muestrear a una frecuencia f_s (la propia del VCO) la señal de referencia de frecuencia f_r , el espectro de la señal muestreada (salida del detector) consistirá en un espectro de deltas equiespaciadas, situadas en los múltiplos impares de la frecuencia de muestreo, frecuencia cero incluida; de modo que cuando la frecuencia del VCO sea idéntica a la de referencia, aparecerá un término de continua, proporcional al coseno de la diferencia de fases, puesto que hemos supuesto una forma de onda sinusoidal para la señal de referencia; en consecuencia, la característica obtenida dependerá de la forma de onda de las señales aplicadas.

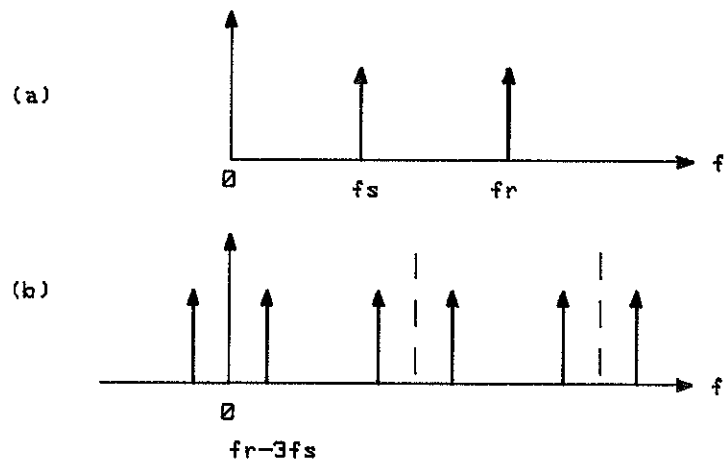


Figura 2.27.- Espectro de a) señales de referencia y de VCO; b) espectro de la señal del detector de fase.

Una gran ventaja que aporta este detector es la posibilidad de sincronización del VCO a un múltiplo de la frecuencia de referencia, dado que siempre se genera una componente continua producida por la interacción de cualquier múltiplo de la referencia con la frecuencia

del VCO, lo que sería de utilidad a frecuencias de microondas, aunque reviste cierto grado de dificultad la generación de pulsos de muy corta duración a partir de la señal del VCO.

La utilización de este tipo de detector dentro de un sistema PLL genera lo que se ha dado en llamar **SAMPLED PLL's** o **PLL's DIGITALES** [39][40][41], cuyo análisis se realiza mediante la transformada z. En la presente tesis no se tratarán los sistemas PLL digitales, dado que en el seno del Departamento de Electrofísica no se disponía de medios e instrumentación adecuada para su construcción y medida. No obstante es de prever que con el desarrollo de nuevas tecnologías que faciliten la realización de estos dispositivos a frecuencias de microondas, se propicie un fuerte incremento en su utilización, de tal forma que en un futuro próximo su utilización sea bastante extendida.

Dentro de los detectores de fase basados en **CIRCUITOS SECUENCIALES O DIGITALES**, podemos distinguir entre los siguientes:

f) Puerta OR exclusiva (XOR):

La puerta XOR puede utilizarse a modo de detector de fase de las señales cuadradas aplicadas a su entrada. La tabla de verdad de esta puerta es la siguiente

X1	X2	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

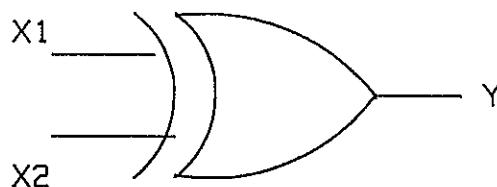


Figura 2.28.- Detector de fase con puerta XOR.

donde se observa una salida nula para señales de entrada en fase. A pesar de que opera con señales digitales, el valor medio de la señal digital de salida resultante, es un magnitud analógica, proporcional a la diferencia de fases de las entradas, presentando una característica triangular, es decir, lineal en el intervalo $(0, \pi)$, equivalente a la que se obtendría caso de utilizar como detector, un mezclador equilibrado operando con señales cuadradas. El inconveniente de este tipo de detector es el de precisar un ciclo de trabajo del 50% en las señales de entrada, (señal cuadrada), pues en caso contrario la característica del detector presentaría una respuesta plana en determinadas zonas, degradando su comportamiento. Además, al igual que en su equivalente analógico, cuando las frecuencias de las dos entradas coinciden, a la salida aparece un término de frecuencia doble que deberá ser convenientemente filtrado.

La constante del detector es ahora

$$K_d = \frac{2A}{\pi} \quad (2.3.85)$$

siendo A el valor mostrado en la figura.

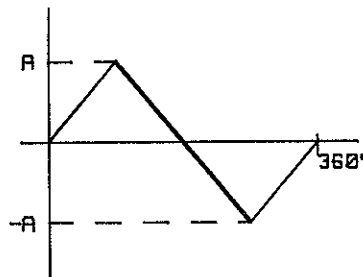


Figura 2.29.- Característica del detector de fase XOR.

Es posible encontrar realizaciones de esta puerta en diversas familias lógicas, incluida la E.C.L. (Lógica de Emisor Acoplado), lo que facilita su utilización hasta frecuencias del orden de 300 MHz.

g) Flip-Flop:

También puede utilizarse como detector de fase un circuito biestable (flip-flop), obteniendo en este caso una característica lineal en el margen de 0 a 2π . El circuito actúa en los flancos (ascendentes o decedentes) de las señales de entrada. Para ello debe hacerse previamente una conversión de señales sinusoidales a pulsos utilizando el circuito de la Figura 2.30, aplicándolos entonces a las puertas R y S (reset y set) de una báscula biestable, a la salida se obtendrá una señal proporcional a la diferencia de fases, con característica del tipo diente de sierra.

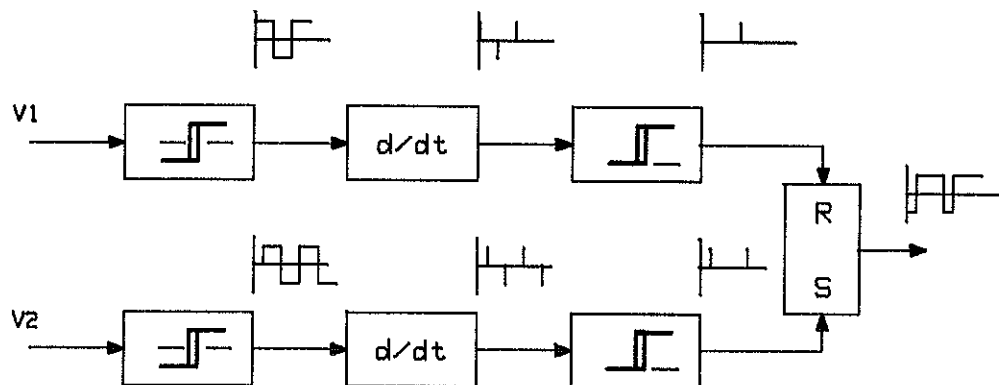


Figura 2.30.- Detector de fase con básculas biestables.

El valor medio de la señal de salida es:

$$\langle v_o(t) \rangle = \frac{A}{\pi} (\phi - \pi) \quad (2.3.86)$$

siendo la constante del detector:

$$K_d = \frac{A}{\pi} \quad (2.3.87)$$

El margen lineal del detector está ahora centrado en 180 grados, al contrario de los anteriores que se situaba en 90 grados. Un

inconveniente que presenta es la existencia en la salida, bajo condición de sincronismo, de una señal de la misma frecuencia que la de referencia, cuyo ciclo de trabajo depende de la diferencia de fases, y que deberá ser cuidadosamente filtrado.

Sin embargo, otra de sus ventajas es su sensibilidad con la diferencia de frecuencias; cuando ésta toma valores importantes [37], el signo de la señal de salida, supuesta simétrica con respecto a 0V, se corresponde con el signo de la diferencia de frecuencias, con lo cual mantiene al VCO en su límite de frecuencia menos distante de la frecuencia de referencia.

h) Sample & Hold:

Se basa en el mismo principio que el de alta velocidad, pero difiere en su forma de operación. Presenta asimismo un margen lineal de 360 grados, aunque de operación más lenta que el anterior. Su funcionamiento es el siguiente: a partir de la señal de referencia se genera otra en diente de sierra, del mismo período, que secuencialmente dispara un interruptor que descarga la tensión de un condensador cargado previamente con corriente constante; con la señal del VCO se dispara otro interruptor de muestreo, que transfiere la carga del primer condensador C_1 a otro C_2 , en bornas del cual se genera la señal de salida del detector. El circuito utilizado se muestra en la Figura 2.31.

Es de notar que en circuitos prácticos, el margen lineal que se obtiene suele ser menor de 360 grados, puesto que las anchuras de los pulsos involucrados son distintas de cero. Al igual que el de alta velocidad, el espectro de la señal de referencia se transfiere al origen, por lo que cualquier componente de ruido situada alrededor de la frecuencia de referencia se demodulará, trasladándose directamente a la señal de salida.

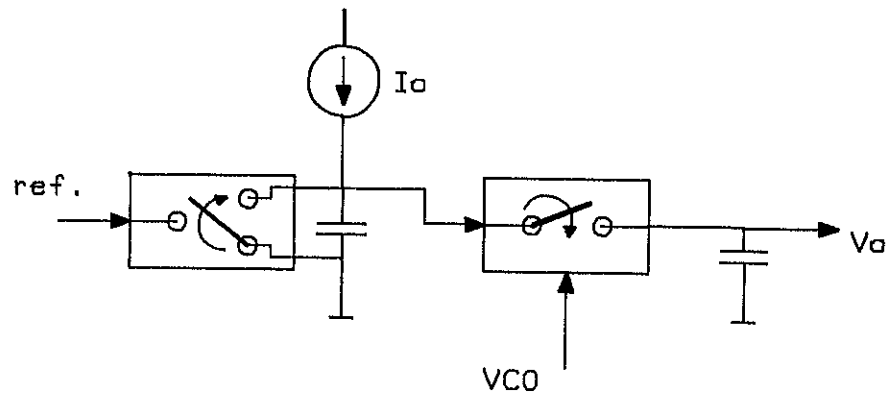


Figura 2.31.- Detector de fase Sample & Hold.

i) Phase-Frequency detector:

Este es un circuito que integra además de la detección de fase una señal sensible a la frecuencia, lo que lo convierte a su vez en un circuito de ayuda a la adquisición para sistemas PLL, extendiendo al infinito el margen de pull-in del conjunto. Esta propiedad es aplicable en todo el margen de frecuencias, al contrario de los basados en flip-flops. Está formado por un sofisticado circuito digital, proporcionando dos salidas, que en versiones integradas (Motorola MC4044 [42]) incluye además un circuito denominado "charge-pump" [43][44] que puede incluirse directamente en el filtro de lazo. Su característica es lineal en $\pm 2\pi$, lo que añadido a su sensibilidad con la frecuencia, lo configura como un circuito de gran utilidad, aunque está limitado por la máxima frecuencia de operación, en la actualidad alrededor de los 80 MHz. Información más detallada acerca de su utilización puede encontrarse en [42] y [45].

2.3.2.6 OSCILADORES CONTROLADOS POR TENSION

Otro de los elementos clave de cualquier sistema PLL es el VCO. Su frecuencia deberá situarse en un cierto margen alrededor del valor a sintetizar; en consecuencia será éste el factor determinante a la hora de seleccionar el tipo de VCO para la aplicación requerida. Los VCO's habitualmente utilizados a frecuencias de microondas serán descritos en el siguiente capítulo.

En este apartado trataremos de forma genérica los aspectos relativos al ruido de fase y su influencia en el bucle PLL.

Normalmente los requisitos que deberá satisfacer un VCO además del anterior, son una gran estabilidad en frecuencia con bajo ruido de fase y capacidad de sintonía en un amplio margen de frecuencias. Sin embargo ambas condiciones son simultáneamente imposibles de cumplir, ya que el ruido aumenta con el margen de sintonía; basta con recordar la expresión (2.3.17) que habíamos obtenido para el ruido de fase en un oscilador, donde se hacía patente la dependencia con el inverso del Q externo del circuito resonante, aunque siempre es posible hallar una fórmula de compromiso entre ambas condiciones.

Se puede establecer la siguiente clasificación para VCO's:

- osciladores a cristal VCXO.
- osciladores con resonador.
- multivibradores (astables) RC.
- osciladores con esferas YIG.

Los VCXO son osciladores con resonador a cristal, en los que se ha añadido un control de frecuencia mediante un diodo varactor que sintoniza el circuito dentro de un pequeño margen de frecuencias. Las frecuencias de trabajo de estos dispositivos se sitúan por debajo de los centenares de MHz, siendo los que aportan una mayor pureza espectral, aunque también el menor margen de sintonía.

Los osciladores con resonador LC permiten un mayor margen de sintonía; utilizan configuraciones standard tipo Colpitts, Hartley, etc, en las que se añade un diodo varactor para controlar su frecuencia.

Los de tipo estable (multivibradores) cubren un mayor margen de sintonía, aunque con un ruido de fase mayor. Su frecuencia máxima de operación se sitúa en las centenas de MHz.

Para obtener una gran excursión de frecuencia y además en el margen de microondas, se suele recurrir a la utilización de osciladores en cavidad en guía de onda, sintonizados mediante una esfera YIG. Al basarse la sintonización en la modificación del estado magnético de un material, la respuesta del dispositivo va a ser lenta, en comparación con los anteriores. Ejemplos de diseños de VCO's pueden encontrarse en [24][34] y [45].

Otro factor a tener en cuenta en el momento de la elección de un VCO, es la linealidad de la frecuencia con la tensión de control. Una variación considerable de la misma repercutirá en un cambio local de K_v y por tanto modificará los parámetros del PLL previamente establecidos. El efecto puede compensarse con la inclusión de un circuito linealizador.

Aunque a primera vista pudiera pensarse que un valor grande para la constante del VCO sería beneficioso a efectos de incrementar la ganancia de continua del bucle y expandir el margen de pull-in, este efecto puede llegar a ser nocivo. Considérese que si K_v adopta valores del orden de 20 MHz/V, el riesgo de aumentar el ruido de fase del oscilador por medio de señales espúreas en la tensión de control se ve incrementado; por ejemplo un acoplamiento de 50 Hz (frecuencia de red) de 10 mV, provocaría una modulación espúrea de 200 KHz de la portadora.

En el siguiente capítulo se describirán los tipos de VCO's utilizados en microondas, detallando la aplicación controlada del efecto de "pushing" del dispositivo semiconductor; es decir, la variación que con la tensión de polarización experimenta dentro de un pequeño margen, la frecuencia del oscilador, evitando así y según el tipo de aplicación el uso de varactores.

Nótese que al elegir un VCO para un determinado sistema PLL, podría pensarse que aunque el oscilador fuese muy ruidoso, éste podría compensarse eligiendo un ancho de banda suficientemente grande; sin

embargo, recordando la ecuación (2.3.26) para la densidad espectral de la fase de salida, la varianza en función de las densidades espectrales de la entrada y del VCO es de la forma,

$$\sigma_{\phi_o}^2 = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{+\infty} |H(\omega)|^2 S_{\phi_i}(\omega) d\omega + \int_0^{+\infty} |1-H(\omega)|^2 S_{\phi_{VCO}} d\omega \right] \quad (2.3.88)$$

donde se observa que un aumento del ancho de banda del PLL, ciertamente reduce la contribución del ruido de fase del VCO, pero también provoca un aumento de ruido debido al ruido de fase de la entrada, de tal forma que el efecto neto resultante puede ser negativo. Por tanto es conveniente, siempre que el objetivo que se persiga sea la síntesis de frecuencias, utilizar VCO's con el menor ruido de fase posible.

2.3.2.7 DETECTORES DE LOCK

Aunque no es éste un circuito esencial para el funcionamiento de un lazo PLL, si es recomendable su utilización para dar una indicación acerca del funcionamiento del PLL y para actuar como circuito de control para iniciar o detener el funcionamiento de circuitos adicionales de búsqueda y ayuda a la sincronización del P.L.L.

El método generalmente utilizado es el denominado del detector fase-cuadratura o del detector de fase auxiliar. Consiste en añadir otro detector de fase al PLL básico, pero aplicándole la señal del VCO con un desfase de 90 grados, según se muestra en la Figura 2.33.

El funcionamiento es el siguiente: la señal de error obtenida a la salida de primer detector es proporcional al seno de la diferencia de fases, tomando un valor próximo a cero para la condición de sincronismo. Al desfasar 90 grados la señal del VCO aplicada al segundo detector, su salida será entonces proporcional al coseno de la diferencia de fases, adoptando un valor cercano a la unidad para la condición de sincronismo, o bien una una señal de batido, de valor medio menor que el anterior para el caso contrario. Si emplazamos un filtro de "smoothing" a su salida, obtendremos una señal de continua

que presentará dos niveles claramente diferenciados según cuál sea la condición de enganche del P.L.L.; se habrá obtenido así una indicación de lock.

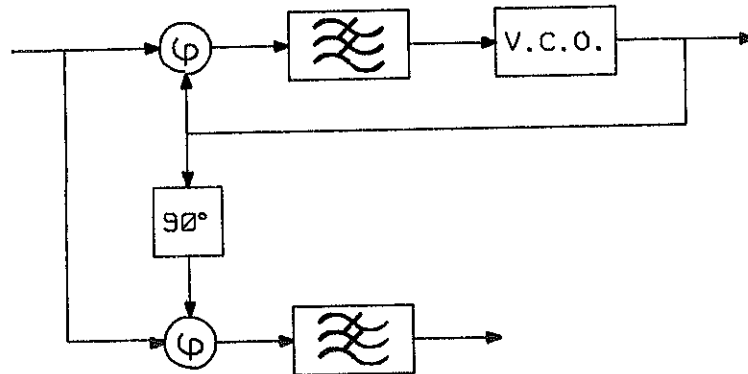


Figura 2.32.- Detector de lock utilizando detector fase-cuadratura.

La construcción de un indicador de lock no es única, existen en el mercado numerosos circuitos integrados que junto al detector de fase incorporan esta función. Sin embargo para frecuencias de detección elevadas no existe tal disponibilidad, siendo preciso entonces recurrir a este tipo de circuitos.

Cuando se diseñan PLL's en los que la detección de fase se realiza a frecuencias de microondas, esta realización puede suponer un serio inconveniente atendiendo a consideraciones de volumen y peso, especialmente importantes cuando el sistema debe instalarse en la propia antena. Este problema motivó el diseño de un sistema alternativo de indicación de lock en PLL's de microondas, que ha sido otra de las aportaciones originales de la presente tesis; ha sido utilizado con éxito en PLL's en los que la detección de fase se realizaba a 2.5, 27 y 29 GHz. Su principio de funcionamiento y análisis se describirá en el siguiente capítulo.

2.3.2.8 AYUDAS A LA ADQUISICION

Cuando hablábamos del modelo no lineal del PLL habíamos visto la autoadquisición del sincronismo mediante el mecanismo de pull-in, con

un margen infinito para sistemas de segundo orden y tipo II, aunque el tiempo de adquisición dependía directamente de la diferencia inicial de frecuencias e inversamente con el ancho de banda del PLL.

Sin embargo, en según que tipo de aplicaciones puede no ser conveniente utilizar éste mecanismo de adquisición, bien para evitar un excesivo tiempo de adquisición, o bien porque que el margen de pull-in existente no cubra la máxima diferencia de frecuencias permitida. Para subsanar este problema se han desarrollado una serie de técnicas encaminadas a establecer una ayuda adicional a la adquisición en sistemas PLL. Entre las más usuales podemos mencionar las siguientes [24][32][34]:

- barrido de la frecuencia del VCO.
- variación de los parámetros del PLL.
- adición de discriminadores de frecuencia.
- sincronización por inyección del VCO.

Las dos primeras suponen acciones que se toman durante un cierto intervalo de tiempo, finalizando su actuación una vez se ha producido el enganche, situación que se detecta con un indicador de lock; mientras que las dos restantes son acciones que se incluyen en el sistema, cuyo funcionamiento no depende en absoluto de la condición de enganche.

a) Barrido en frecuencia:

Consiste en realizar un barrido en la frecuencia del VCO, con una velocidad inferior al límite máximo impuesto por el error de aceleración (error dinámico de seguimiento o dynamic lag), es decir, la respuesta de un servomecanismo a una variación lineal con el tiempo de la frecuencia (ec. 3.3.24), que para un sistema de segundo orden tipo II era de la forma:

$$\theta_a = \frac{\Delta\dot{\omega} \tau_1}{K_a K_v} = \frac{\Delta\dot{\omega}}{\omega_n^2} \quad (2.3.89)$$

donde eliminando la aproximación del seno por el arco, tenemos ahora que:

$$\sin \theta_a = \frac{\Delta \dot{\omega}}{\omega_n^2} \quad (2.3.90)$$

y por tanto éste deberá estar acotado en ± 1 , de modo que la cota máxima para una rampa de frecuencia va ser:

$$\Delta \dot{\omega} = \omega_n^2 \quad (2.3.91)$$

Estudios realizados por Viterbi [33] indican que en casos prácticos es preferible no exceder el siguiente límite:

$$\Delta \dot{\omega} \leq \frac{1}{2} \omega_n^2 \quad (2.3.92)$$

para garantizar un sincronismo de forma satisfactoria. Circuitos prácticos que realizan esta técnica pueden encontrarse en [24] y [34].

b) Variación de los parámetros del PLL:

Consiste esta técnica en producir un aumento del ancho de banda del PLL mientras dura la adquisición, incrementando de este modo el margen de pull-in y acortando su duración, para una vez obtenido el sincronismo, restituir los valores iniciales. El inconveniente de esta técnica es la de precisar de una buena (S/N) sobre la señal de referencia, puesto que el incremento del ancho de banda del PLL repercute en un aumento de la varianza de la fase de error debida a la contribución del ruido térmico de la entrada, que puede llegar a impedir el enganche del sistema.

Una posible realización consistiría en cambiar de algún modo las constantes de tiempo del filtro de lazo, o bien cambiar la ganancia de continua. A efectos prácticos debe tenerse en cuenta que es preferible

modificar únicamente los valores de resistencias que no los de los condensadores, puesto que en éstos se produciría un cambio en su carga, generando transitorios de efecto nocivo.

Otra alternativa es mediante la utilización del circuito de la figura, propuesto por Egan [45]

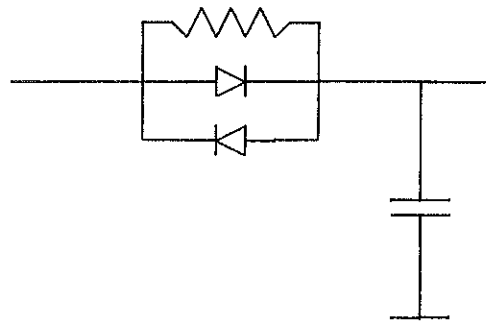


Figura 2.33.- Circuito de ayuda a la sincronización por variación de los parámetros del PLL.

El circuito puede utilizarse como filtro de lazo conectándolo a la salida del detector de fase, produciendo el siguiente efecto: con el PLL enganchado, la tensión de error es muy pequeña e incapaz de provocar la conducción de los diodos, con lo que su efecto es inapreciable; por el contrario, la señal de batido presente a la salida del detector bajo condición de unlock, sí que provoca su conducción, disminuyendo la resistencia equivalente del filtro y por tanto sus constantes de tiempo.

Un estudio más completo de este mismo circuito, aplicado a un filtro de lazo activo fue realizado por B. Glance [46] y se muestra en la siguiente figura:

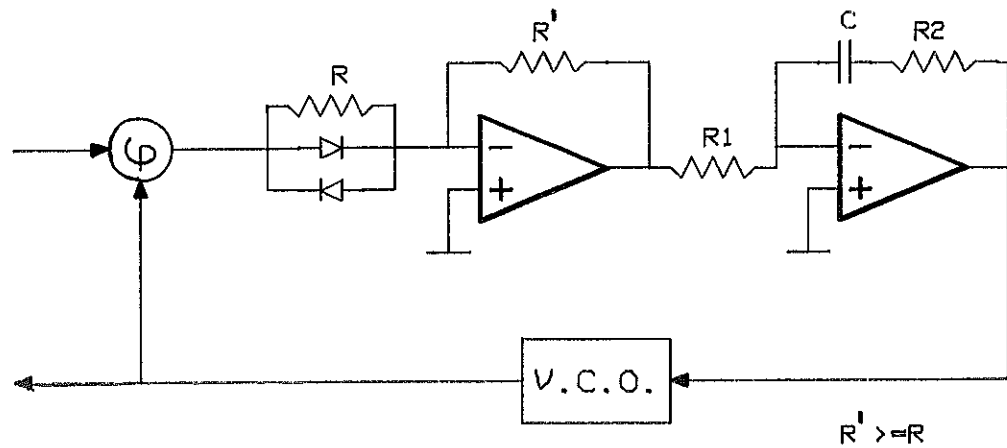


Figura 2.34.- Circuito de ayuda a la sincronización, basado en la modificación de las constantes de tiempo del filtro de lazo.

Su principal ventaja es la de no requerir ninguna señal de control que lo ponga en funcionamiento, en ausencia de sincronismo.

c) Adición de discriminadores de frecuencia:

Esta técnica se basa en la adición a la tensión de control del VCO, de una señal proporcional a la diferencia de frecuencias entre el VCO y la entrada. Se podría interpretar como un control automático de frecuencia. Un posible esquema de bloques es el siguiente:

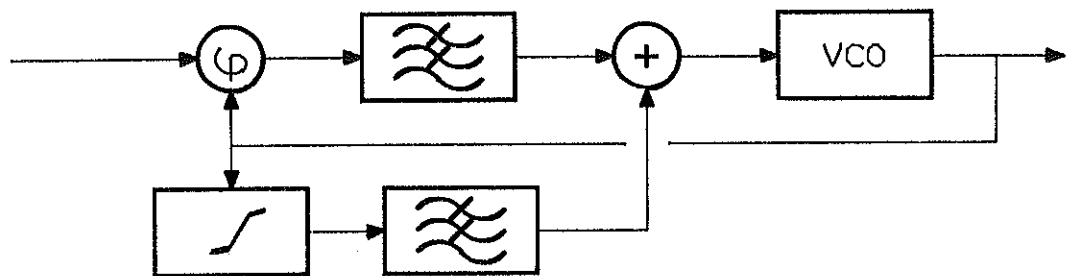


Figura 2.35.- Circuito de ayuda a la sincronización mediante un discriminador de frecuencia.

Bajo condición de enganche, la respuesta del discriminador es nula, sin apenas efecto sobre el PLL; mientras que en caso contrario, generará una tensión proporcional a la diferencia de frecuencias, actuando para conseguir su reducción.

Otra alternativa es la utilización de un phase-frequency detector, que como ya hemos visto, añadía a la función de detección de fase, una gran sensibilidad a la diferencia de frecuencia, lo que lo convierte de por sí, en un sistema de ayuda a la adquisición.

d) Sincronización por inyección del VCO:

Hemos visto que la sincronización por inyección de un oscilador mantiene el sincronismo de frecuencia pero no de fase, entre él y la referencia. Su realización a frecuencias de microondas es relativamente fácil, puesto que sólo requiere un circulador. Entre sus características más importantes recordemos que el ancho de banda de sincronización dependía de la relación de potencias y del Q externo del oscilador, pudiendo describir su comportamiento en términos análogos a los de un PLL de primer orden.

Se puede pensar que una forma posible de aumentar el margen de pull-in de un PLL y reducir el tiempo de adquisición, es sincronizando al VCO por inyección con la referencia. Este procedimiento, propuesto por Runge [47], fue estudiado para un VCO de baja frecuencia, en el que la inyección se realizaba introduciendo una corriente en el condensador del circuito resonante del oscilador. En su trabajo obtenía expresiones para la frecuencia de resonancia del PLL inyectado (PLLI) y para el coeficiente de amortiguamiento, demostrando que el comportamiento global del sistema era equivalente al de un PLL de segundo orden, con la salvedad de que el margen de pull-in se veía incrementado en más de dos ordenes de magnitud y se reducía el tiempo de adquisición. Otro aspecto que destacaba era el hecho de poder aumentar la ganancia de continua del filtro de lazo, ya que ésta no intervenía entonces en el margen de pull-in del conjunto. El sistema fue experimentado para un repetidor de señales digitales a 44.6 Mbits/s.

Esta técnica ha sido aplicada con éxito por el autor en sistemas PLL de microondas, con detección de fase en Banda X, de cuyos resultados se derivaron dos publicaciones en congresos internacionales [48][49] y que serán tratados en un posterior capítulo.

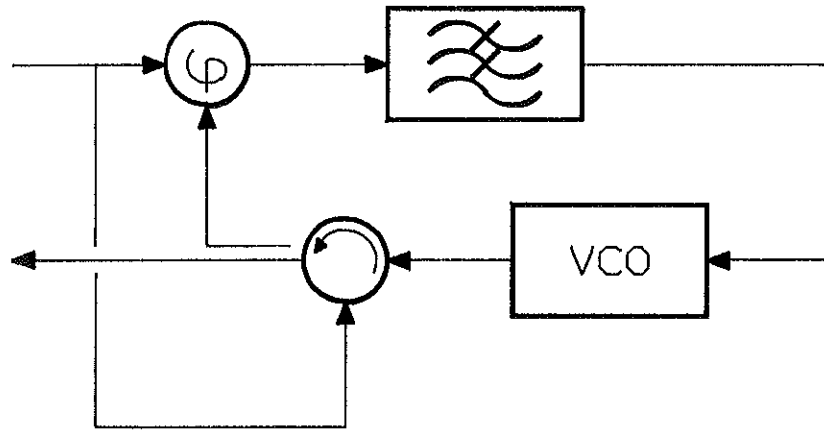


Figura 2.36.- Sincronización por inyección del VCO en un PLL de microondas.

No es ésta la única aplicación del sistema; una vez sincronizado en frecuencia el VCO por el mecanismo de inyección, el control de fase que ejercita el PLL, convertido ahora en uno de primer orden, permite utilizarlo en aplicaciones de combinadores de potencia (suma coherente en amplitud y fase, de las señales de dos o más osciladores), o bien en aplicaciones de phased-array. Estas aplicaciones comprobadas experimentalmente, así como su estudio a frecuencias de microondas, serán desarrolladas en el capítulo séptimo.

2.3.3 SINTETIZADORES DE FRECUENCIA CON PLL's

La capacidad que, como hemos visto, presenta un PLL para obtener el sincronismo de fase entre dos osciladores, así como la modificación que sobre el ruido de fase del VCO realiza, lo hacen especialmente útil para su utilización en aplicaciones de síntesis de frecuencias.

Recordemos que bajo sincronismo, el ruido de fase del VCO es idéntico, dentro del ancho de banda del PLL, al ruido de fase de la señal de entrada, mientras que fuera de él corresponde al del propio VCO. Es por tanto, un sistema que transfiere las características espectrales del ruido de fase de una señal a otra, dentro del ancho de banda del sistema.

Si bien el lazo PLL básico es ya de por sí un sintetizador de frecuencias a fundamental, con la inclusión de multiplicadores y/o divisores de frecuencia en el lazo de realimentación va a ser posible sintetizar señales manteniendo una proporcionalidad de frecuencias entre el VCO y la señal de referencia.

Una configuración básica es la que se muestra en la siguiente figura:

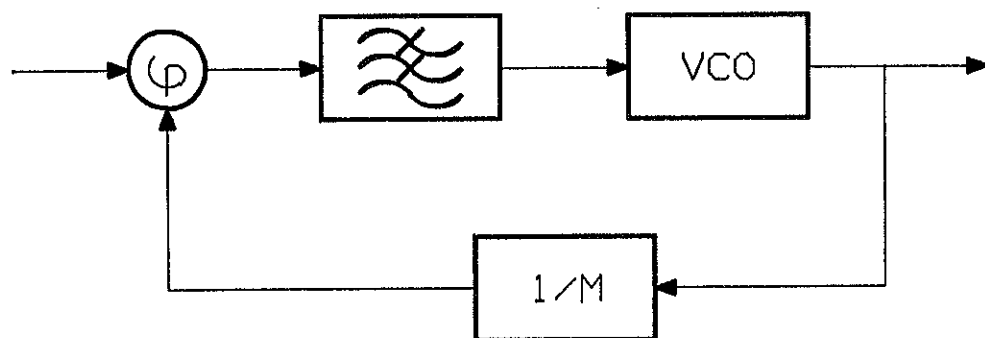


Figura 2.37.- Diagrama de bloques de un PLL armónico.

donde vemos que tras haber introducido un divisor de frecuencia en el lazo de realimentación, sucede que ahora la detección de fase se produce entre la frecuencia de la señal de referencia f_r y la frecuencia del VCO f_o dividida por M, siendo M un entero; por tanto la condición de enganche implicará que

$$f_r = \frac{f_o}{M}, \Rightarrow f_o = M f_r \quad (2.3.93)$$

y por tanto la función de transferencia del PLL será ahora

$$H(s) = \frac{K_d K_v F(s)}{s + \frac{K_d K_v F(s)}{M}} \quad (2.3.94)$$

que para el filtro de lazo con integrador perfecto (2.3.19) se convierte en:

$$H(s) = \left(\frac{K_d K_v}{\tau_1} \right) \frac{1 + \tau_2 s}{s^2 + \frac{K_d K_v \tau_2}{M \tau_1} s + \frac{K_d K_v}{M \tau_1}}$$

$$\text{con } \omega_n = \sqrt{\frac{K_d K_v}{M \tau_1}}, \quad \zeta = \frac{1}{2} \omega_n \tau_2 \quad (2.3.95)$$

y por tanto, la densidad espectral de potencia de la fase de salida será ahora:

$$S_{\phi_o}(f) = M^2 |H(f)|^2 S_{\phi_r}(f) + |1 - H(f)|^2 S_{\phi_{vco}} \quad (2.3.96)$$

función de las densidades espectrales de potencia de la fase de la señal de entrada, del propio VCO y del cuadrado de M, dado que se está multiplicando por M la fase de la señal de referencia.

Si se desea obtener una cierta agilidad en la frecuencia de salida, se puede recurrir a la utilización de divisores de frecuencia programables, adoptando el esquema de la Figura 2.38, en el que ahora la de detección de fase se realiza entre f_r/N y f_o/M , por lo que bajo condición de enganche tendremos

$$f_o = \frac{M}{N} f_r \quad (2.3.97)$$

lo que nos permite una mayor flexibilidad en la síntesis, al poder seleccionar los valores de M y N.

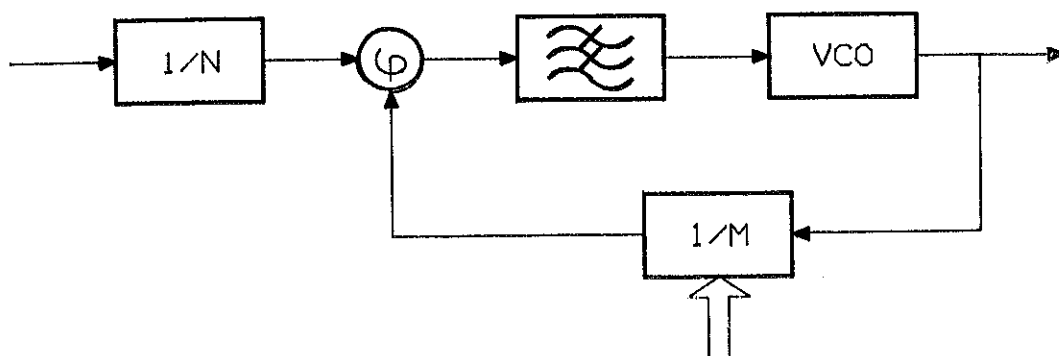


Figura 2.38.- Esquema de bloques de un PLL con divisores de frecuencia en el lazo de realimentación.

Es de notar que la frecuencia a la que se realiza la detección de fase es la que impone el mínimo incremento que se obtendrá en la frecuencia del VCO, al incrementar o decrementar en una unidad el valor de M . Lo podemos ver con un ejemplo: supongamos que deseamos sintetizar una frecuencia de 100 MHz utilizando una referencia de 5 MHz; si elegimos $N=5$, la frecuencia de detección va a ser 1 MHz y por tanto de la ecuación (2.3.97) obtenemos $M=100$; si incrementamos ahora el valor de M en una unidad, entonces el incremento en la frecuencia de salida será precisamente de 1 MHz, valor que se corresponde con la frecuencia de detección.

Esquemas detallados acerca del diseño de sintetizadores de frecuencia pueden encontrarse en [24] y [45].

Existe una variante a este tipo de sintetizador que se conoce como **PLL HETERODINO**, puesto que contempla el uso de mezcladores armónicos en el lazo de realimentación. Un esquema básico se muestra en la Figura 2.39. Este montaje tiene su razón de ser, cuando debido a la elevada frecuencia a sintetizar no existe disponibilidad tecnológica de divisores de frecuencia, siendo entonces preciso convertir en frecuencia la señal del VCO hasta alcanzar un valor adecuado para la utilización de divisores. A este fin sirven los mezcladores armónicos,

dispositivos en los que la mezcla se produce entre la señal de frecuencia más alta y cierto armónico de la frecuencia más baja, generado en el mismo dispositivo.

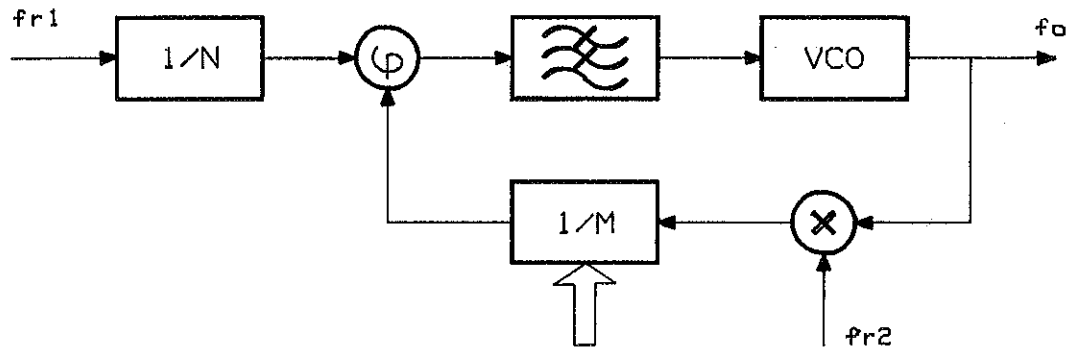


Figura 2.39.- Esquema de bloques de un PLL heterodino.

Sobre este tipo de montaje existen numerosas variantes en las que las frecuencias de bombeo f_I se obtienen a su vez por síntesis de la de referencia, con el objeto de minimizar el ruido de fase de la salida.

La elección de la configuración del sintetizador dependerá en cada caso de su finalidad; no es lo mismo diseñar un sintetizador ágil en frecuencia (multitud de frecuencias con incrementos prefijados) que un sintetizador de frecuencia fija (Phase-Locked Oscillator) PLO.

En el proceso de síntesis se ha introducido un nuevo elemento totalmente imprescindible: el divisor de frecuencia. Por su importancia y debido a la rápida evolución que está experimentando en los últimos años vamos a dedicarle el siguiente apartado; los clasificaremos entre divisores de frecuencia digitales y analógicos.

2.3.3.1 Divisores de frecuencia digitales:

Como divisores de frecuencia digitales podemos englobar todos los circuitos contadores (síncronos y asíncronos) pertenecientes a todas

las familias lógicas TTL, CMOS y ECL [50], así como aquellos circuitos especializados, usualmente denominados "Prescalers" que realizan una división de módulo fijo, con capacidad de operación a frecuencias mucho más elevadas que los anteriores.

Se basan en el empleo de puertas lógicas y básculas biestables de los tipos R-S, J-K y D.

Los circuitos de la familia CMOS son los de menor velocidad y menor consumo, estando situada su frecuencia máxima de operación alrededor de los 50 MHz.

La máxima frecuencia que se puede alcanzar con circuitos de la familia TTL de alta velocidad (LS) es del orden de 200 MHz.

Sin embargo, con la utilización de los circuitos pertenecientes a la familia ECL (Lógica de Emisor Acoplado), al tratarse de una lógica no saturada formada por etapas diferenciales en las que los transistores operan siempre en su zona activa, es posible alcanzar frecuencias de operación del orden de los 500 MHz, aunque con un gran consumo de potencia.

Los circuitos contadores de cada familia lógica están formados por un conjunto de biestables interconectados entre sí, de forma que sus señales de reloj se accionan simultáneamente desde el exterior (síncronos), o bien la señal de reloj de cada báscula es activada por la que le precede (asíncronos). Es obvio que la mayor velocidad de conmutación se consigue con los contadores síncronos.

Las bases que utilizan pueden ser decimales o hexadecimales. En el caso de tener que dividir por un entero no múltiplo de ninguna de ellas, pueden utilizarse contadores programables ("presetables"), en los que inicialmente se "carga" el valor de la división en el contador para iniciar la cuenta o descuenta a partir de ése número. Desgraciadamente en este modo de operación, la velocidad de conmutación disminuye considerablemente, puesto que entran en juego los tiempos de propagación y conmutación de las señales en el interior del contador; factores que deberán tenerse en cuenta a la hora de su diseño.

Cuando la señal a dividir excede la frecuencia máxima de operación de los contadores, puede recurrirse a la utilización de los denominados "prescalers" o divisores rápidos, circuitos divisores de módulo fijo, especialmente diseñados para alcanzar frecuencias de operación muy elevadas.

Circuitos integrados de Philips [51] y Plessey [52] alcanzan frecuencias de hasta 2.2 GHz. Telefunken [53] y Fujitsu [54] presentan una gama de divisores hasta 5 GHz. Recientemente se han publicado artículos sobre prototipos de divisores capaces de alcanzar frecuencias de hasta 10 GHz [55][56][57]. En un anuncio publicado en Octubre de 1987 en Microwaves & RF se presentaba un prescaler comercializado por NEC, operando hasta 10 GHz. De todo ello se deduce que el estado actual de la tecnología de semiconductores se extenderá progresivamente hacia el campo de los divisores de frecuencia y detectores de fase de estado sólido operando a frecuencias de microondas, dado el creciente interés que existe por el problema de la síntesis de frecuencias en microondas, que repercutirá directamente en una reducción de la complejidad y coste de estos sistemas.

Información adicional acerca del empleo de divisores de frecuencia en PLL's puede encontrarse en [24] y [45].

2.3.3.2 Divisores de frecuencia analógicos:

Existen básicamente dos tipos de divisores de frecuencia analógicos, los de tipo regenerativo y los paramétricos.

Los divisores de frecuencia regenerativos se basan en la realización de un sistema analógico realimentado, que en conjunto realiza una división de frecuencia de la señal aplicada a su entrada. Un esquema de bloques del mismo se muestra en la siguiente figura [58]
:

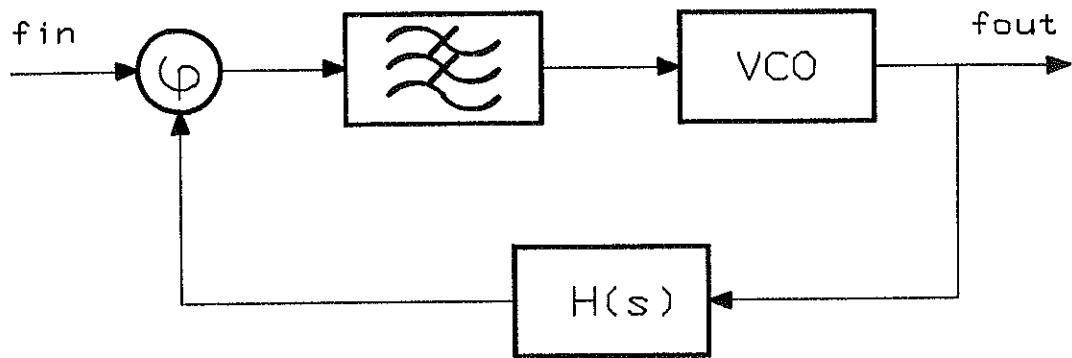


Figura 2.40.- Divisor de frecuencia regenerativo.

Consiste básicamente en un circuito oscilador a frecuencia $f_0=f_i/2$. En el camino directo se incluye un filtro paso-banda centrado a la frecuencia mitad de la entrada f_i , cuya salida se conecta a un amplificador. Cualquier componente de ruido de frecuencia $f_i/2$ será filtrada y amplificada; parte de la cuál se realimentará mezclándose entonces con la señal de entrada f_i , de frecuencia doble, de modo que a la salida del mezclador se regenera una señal $f_i/2$ que vuelve a ser filtrada y amplificada, repitiéndose el proceso.

Mediante este sistema, realizado adecuadamente, han sido presentados diversos divisores de frecuencia operando a 16 GHz [59] [59]. Asimismo, en otros trabajos [60], se presentaban divisores de frecuencia operando hasta 22 GHz. Sobre este esquema básico han sido realizadas algunas variantes [61] a fin de realizar una división por 4, en vez de la habitual por 2.

La realización de divisores de frecuencia analógicos puede también realizarse mediante diodos varactores, pasando entonces a denominarse divisores de frecuencia de tipo paramétrico.

El funcionamiento es análogo al de los multiplicadores, demostrándose [62] que las ecuaciones para gran señal, impedancias dinámicas y operación en régimen permanente son idénticas tanto para multiplicadores como para divisores. Se basa en el efecto no lineal de la capacidad en inversa de un dispositivo varactor, que es de la forma:

$$C = C_o \left(\frac{v + \phi}{V_B + \phi} \right)^{-\gamma} \quad (2.3.98)$$

siendo v la tensión aplicada a la unión, V_B la tensión de ruptura, ϕ el potencial de contacto y γ una constante propia del varactor. Mediante este sistema se han realizado divisores de banda ancha de aproximadamente 4 a 8 GHz [63]. También, utilizando transistores bipolares en emisor común, donde el varactor se conecta a la salida del transistor, es posible construir divisores de frecuencia; esta nueva arquitectura, operando hasta 5.8 GHz, ha sido recientemente publicada [64], siendo por tanto otra alternativa de diseño.

2.3.3.3 Características generales de un sintetizador:

Las especificaciones y características que debe reunir un sintetizador de frecuencias, se suelen agrupar entorno a los siguientes parámetros:

- margen de frecuencias de salida.
- incremento mínimo en la frecuencia de salida (resolución).
- tiempo de conmutación.
- nivel mínimo de potencia de señales espúreas.
- frecuencia del oscilador de referencia.
- ruido de fase de la referencia.
- ruido de fase de la señal sintetizada.
- inmunidad de la pureza espectral frente a vibraciones mecánicas.
- tamaño físico del sintetizador.
- aislamiento electromagnético frente a interferencias, internas y externas.
- modularidad del sintetizador.
- ancho de banda del PLL.

En la actualidad pueden encontrarse en el mercado sintetizadores que en diversas bandas, cubren el margen desde 50KHz hasta un límite superior de 26.5 GHz. Los incrementos en la frecuencia de salida (resolución) varían desde 25 KHz a 45 KHz en UHF, y de 1 a 5 MHz a

frecuencias de microondas. Normalmente el nivel de las señales parásitas que acompañan a la señal de salida debe de ser inferior a 60 dBc. La frecuencia de los osciladores de referencia utilizados se sitúa alrededor de 1 a 100 MHz. El ruido de fase típico de un oscilador de 10 MHz se muestra en la siguiente tabla [65]:

DISTANCIA A LA PORTADORA (Hz)	RUIDO DE FASE (dBc)
1	< -90
10	< -120
100	< -140
1000	< -155
10000	< -160

El ruido de fase en la salida debería corresponderse, dentro del ancho de banda del PLL al de la referencia más $20 \log N$, siendo N el factor de multiplicación; aunque normalmente el valor real que se obtiene puede llegar a ser algo mayor que el teórico, debido a que ciertos dispositivos incluidos en el sistema adicionan ruido, lo cuál solamente puede evitarse con un cuidadoso diseño del sintetizador. El diseño deberá contemplar la inmunidad del conjunto frente a vibraciones mecánicas, especialmente cuando los equipos deban instalarse en vehículos. El tamaño del equipo es otro factor a considerar, especialmente cuando éste deba alojarse en el foco de una antena o en cualquier otro espacio reducido. Asimismo, la compatibilidad electromagnética con otros equipos puede ser muy crucial, puesto que pueden degradarse las prestaciones del conjunto. Un cierto grado de modularidad es también recomendable para facilitar una detección rápida de averías y su reparación. Y finalmente la elección del ancho de banda del PLL es un factor muy importante, porque de él depende no tan sólo el ruido de fase de la salida, si no también la velocidad de conmutación (enganche) de frecuencias.

Un criterio para determinar el ancho de banda del PLL suele ser proceder a la superposición del espectro de oscilación libre del VCO con el de la referencia, escalando esta última con el factor $20 \log N$; se elige el ancho de banda del PLL como la frecuencia en la que se intersectan ambos espectros. No obstante pueden primar otros criterios de selección; el tiempo de conmutación o de enganche se encuentra asociado con el margen de pull-in y depende del ancho de banda. Además de las técnicas de ayuda a la sincronización ya estudiadas, se van publicando nuevos sistemas destinados a mejorar aún más el tiempo de adquisición [66].

En la tabla que sigue, se muestran los efectos de los parámetros de diseño de un PLL, sobre las prestaciones de un sintetizador [67].

Para finalizar, solamente mencionar que en cualquier caso, la elección de los parámetros del PLL dependerá del tipo de aplicación a que se destine y por consiguiente de la especificación primordial que sea necesario cubrir.

PARAMETRO	VELOCIDAD CONMUTACION	MARGEN DE FRECUENCIA	RUIDO	RESOLUCION	ESPUREAS
Frecuencia de referencia: <i>Alta</i> <i>Baja</i>	Rápida Lenta	Grande Pequeño	- -	Baja Alta	Buena Pobre
Ancho de banda del PLL: <i>Ancho</i> <i>Optimo</i> <i>Estrecho</i>	Rápida - Lenta	- - -	Bueno Optimo Bueno	- - -	Pobre - Buena
Margen de sintonía del VCO: <i>Ancho</i> <i>Estrecho</i>	Rápida Lenta	Ancho Estrecho	Pobre Bueno	- -	- -
Factor de división: <i>Alto</i> <i>Bajo</i>	- -	Ancho Estrecho	Pobre Bueno	- -	- -

PARTE II

SINTESIS DE FRECUENCIAS Y RECEPCION DE SEÑALES EN BANDAS MILIMETRICAS

Capítulo 3. COMPONENTES DE UN SISTEMA P.L.L. A FRECUENCIAS DE MICROONDAS

3.1 INTRODUCCION

El principio de funcionamiento de un sistema PLL permite su aplicación en cualquier margen de frecuencia, con la única salvedad de que obviamente algunos de sus componentes deben adecuarse a la frecuencia de operación, especialmente detectores de fase y osciladores controlados por tensión.

En este capítulo describiremos los componentes de un sistema PLL habitualmente utilizados a frecuencias de microondas, tratando especialmente los que han sido aportaciones originales de la presente tesis, es decir los detectores de fase armónicos y los indicadores de lock.

3.2 DETECTORES DE FASE

A frecuencias de microondas, debido unicamente a limitaciones de tipo tecnológico, no se dispone de circuitos digitales de los tipos vistos en el capítulo precedente, que puedan utilizarse en aplicaciones de detección de fase. Si bien es de prever que con los recientes avances experimentados en la tecnología del Arseniuro de Galio se obtendrán en un futuro próximo este tipo de dispositivos, en la actualidad esta función sólo puede realizarse o bien con detectores de tipo multiplicativo (mezcladores) o bien con circuitos de muestreo (sample & hold de alta velocidad).

Esta tesis se limitará al estudio de los detectores de fase multiplicativos, dado que su facilidad de realización, prestaciones y bajo coste, los hace extremadamente útiles y competitivos dentro de cualquier sistema PLL de microondas. No obstante presentan ciertas limitaciones (característica senoidal y margen lineal reducido) que deberán compensarse con algún tipo de circuitería adicional, especialmente en todos los aspectos relacionados con el proceso de adquisición o pull-in.

Es de notar que gracias a la flexibilidad que nos permite el sistema PLL, podemos elegir la frecuencia de detección de fase independientemente de la del VCO, pues mediante conversores y/o divisores de frecuencia, ésta podrá disminuirse hasta alcanzar valores apropiados para los detectores de fase digitales. Sin embargo, en según que situaciones este procedimiento no podrá aplicarse, obligando entonces a utilizar como frecuencia de detección la propia del VCO. Esquemas ilustrativos de ambos procedimientos se muestran en la siguiente figura:

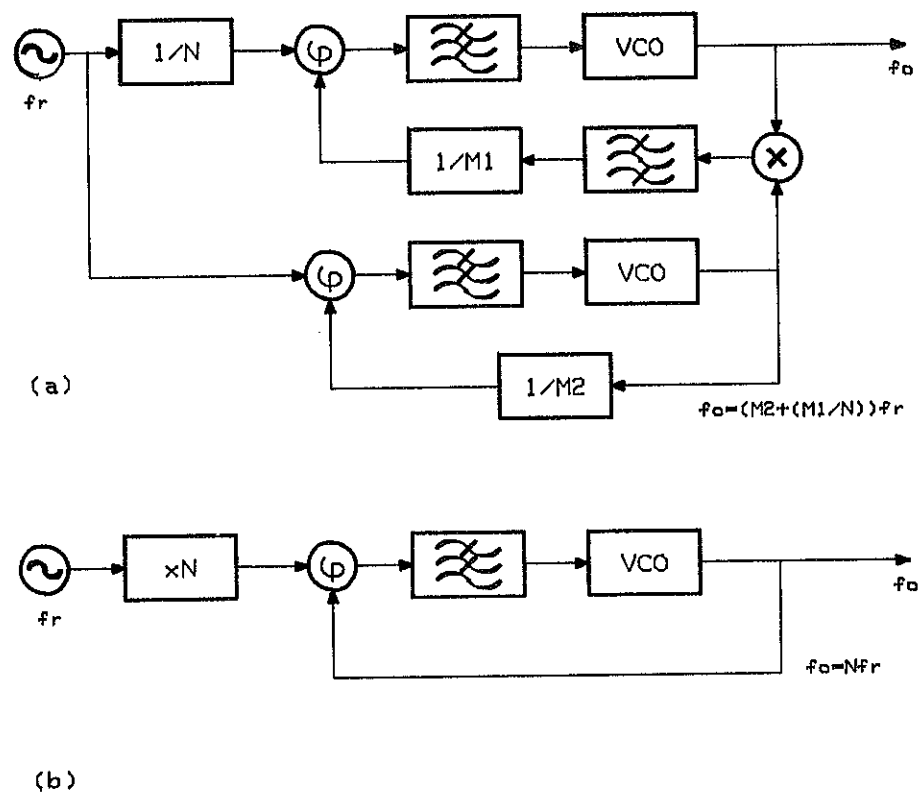


Figura 3.1.- Síntesis de frecuencias en microondas mediante PLL, con detección de fase en a) baja frecuencia, b) radio frecuencia.

La realización en microondas de un detector de fase multiplicativo como el de la Figura 2.22 puede realizarse de diversas formas, destacando entre las más usuales:

- * T-mágica en guía de ondas.
- * Híbridos de 180 y 90 grados en microstrip o stripline.

las cuales detallaremos a continuación.

3.2.1 T-MAGICA EN GUIA DE ONDAS:

El comportamiento de una T-mágica en guía de ondas [68] es análogo al de una bobina híbrida, propiedad que le confiere utilidad como detector de fase mediante el montaje de la siguiente figura:

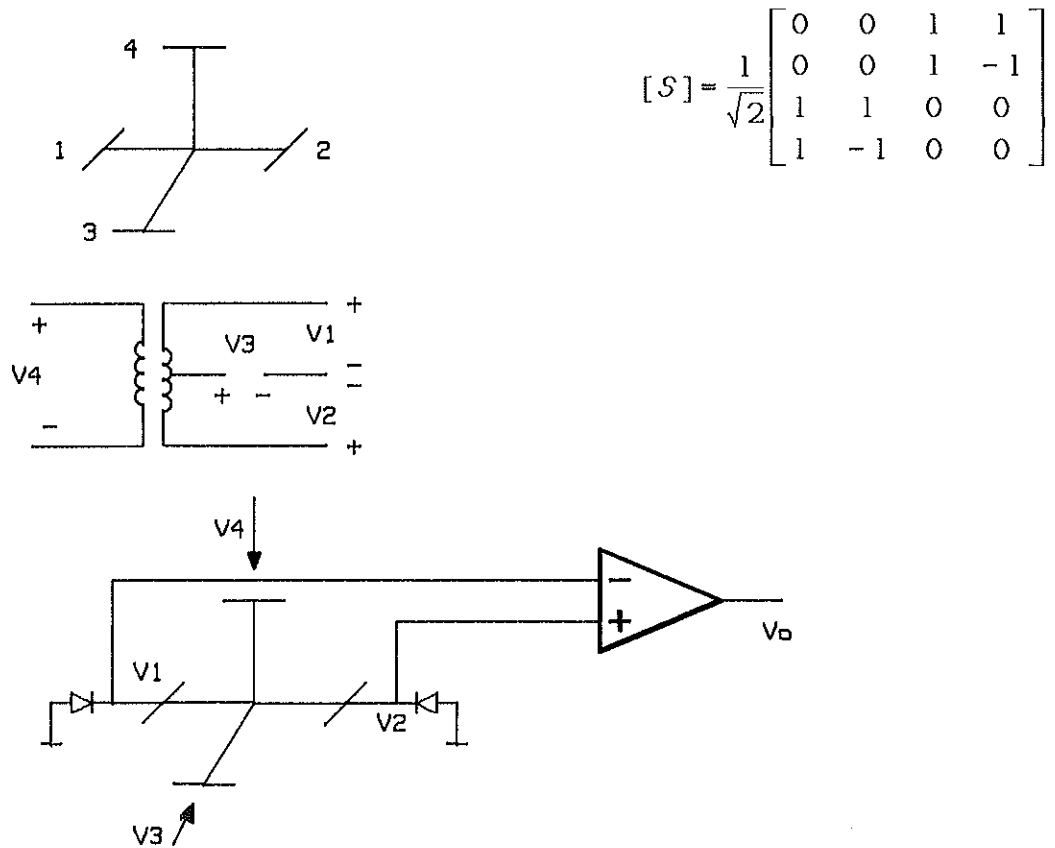


Figura 3.2.- Detector de fase con T-mágica.

De su matriz de scattering se desprende que los accesos 3 y 4 están desacoplados, obteniendo en 2 la diferencia de las señales de los accesos 3 y 4, y en 1 su adición, es decir:

$$\begin{aligned} v_3 &= a_3 e^{j\phi_3} & v_1 &= \left(a_3 e^{j\phi_3} + a_4 e^{j\phi_4} \right) \frac{1}{\sqrt{2}} \\ v_4 &= a_4 e^{j\phi_4} & v_2 &= \left(a_3 e^{j\phi_3} - a_4 e^{j\phi_4} \right) \frac{1}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (3.2.1)$$

por tanto si efectuamos una detección de amplitud en los accesos 1 y 2, obtendremos el módulo al cuadrado de cada señal, de valor:

$$|v_1|^2 = \frac{1}{2} [a_3^2 + a_4^2 + 2a_3a_4 \cos(\phi_3 - \phi_4)]$$

$$|v_2|^2 = \frac{1}{2} [a_3^2 + a_4^2 - 2a_3a_4 \cos(\phi_3 - \phi_4)] \quad (3.2.2)$$

y al restar ambas señales en el amplificador diferencial, a su salida obtendremos:

$$|v_1|^2 - |v_2|^2 = 2a_3a_4 \cos(\phi_3 - \phi_4) \quad (3.2.3)$$

proporcional a las amplitudes y al coseno de la diferencia de fases de las señales de entrada. La principal ventaja de este tipo de detector es que el aislamiento se mantiene en todo el ancho de banda de la guía (en banda-X de 8 a 12.5 GHz). El inconveniente que presenta es el de precisar para su funcionamiento la adaptación de sus accesos, lo cual sólo se consigue en pequeños anchos de banda, necesitando además de un buen apareamiento de los detectores cuadráticos a fin de evitar la aparición de una tensión de offset, aunque este último efecto no es demasiado grave puesto que puede compensarse añadiendo una tensión de referencia en el amplificador diferencial; no obstante en aplicaciones de banda ancha, es importante garantizar una respuesta constante de los detectores con la frecuencia, para evitar variaciones en la constante K_d del detector y fluctuaciones de la tensión de offset con la misma.

3.2.2 CIRCUITOS INTEGRADOS DE MICROONDAS:

Una alternativa al diseño de detectores de fase con T-mágica, consiste en aplicar la tecnología planar de guías impresas en estructuras tipo microstrip o stripline. La principal diferencia entre estas dos últimas reside en la dependencia que con la anchura de las líneas presenta la ϵ_{eff} en el microstrip.

Puede realizarse un detector de fase mediante un anillo híbrido microstrip de 180 grados (ratrace), tal y como se muestra en la siguiente figura:

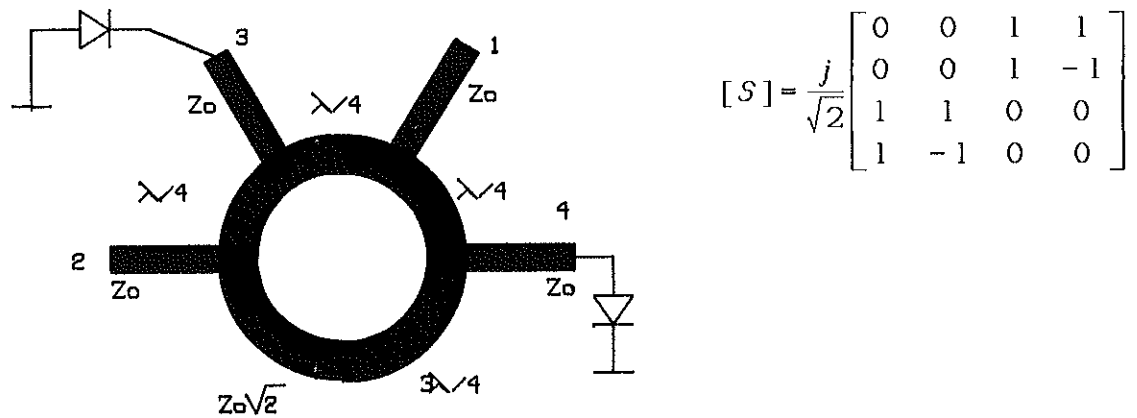


Figura 3.3.- Detector de fase mediante anillo híbrido de 180 grados.

cuyo comportamiento es equivalente al de una T-mágica, pero ahora con un ancho de banda mucho menor, del orden del 10 al 15%; esto se debe a que las longitudes físicas de las líneas serán múltiplos de $\lambda/4$ a una sola frecuencia. El inconveniente que presenta esta estructura es la dificultad de realizar el acceso de salida evitando los cruces de pistas, lo cuál ha incentivado el desarrollo de estructuras alternativas.

Es posible obtener el comportamiento de un híbrido de 180 grados, a partir de uno de 90 grados, alargando uno de sus brazos una longitud de $\lambda/4$. La matriz de parámetros S de un híbrido de 90 grados se muestra en la siguiente figura:

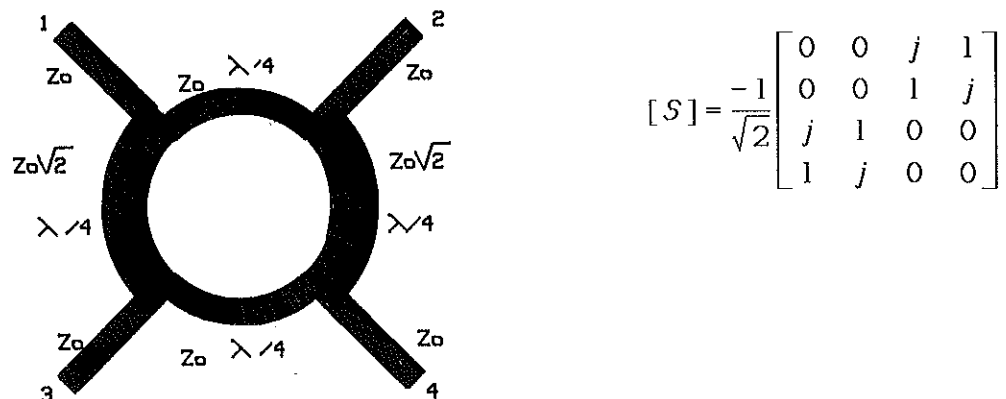
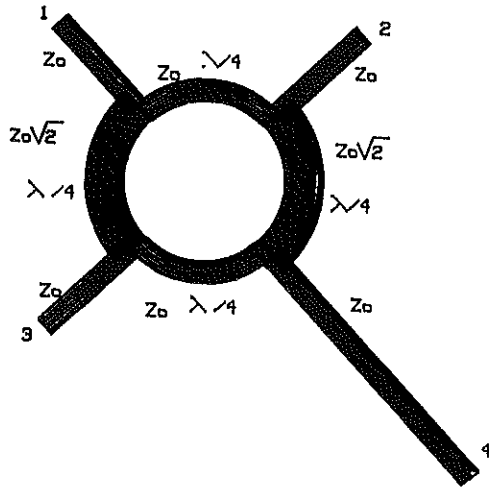


Figura 3.4.- Anillo híbrido de 90 grados.

presenta un desfase de +90 grados entre los accesos 1-3 y 2-4, y un desfase nulo entre 1-4 y 2-3, estando aislados los accesos 1-2 y 3-4; alargando $\lambda/4$ la línea del acceso 4, la nueva matriz [S] del circuito será:



$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & -j \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ j & 1 & 0 & 0 \\ -j & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Figura 3.5.- Anillo híbrido de 90 grados con uno de sus brazos alargado $\lambda/4$.

de modo que la señal introducida en 2 llega dividida en potencia y en fase a los accesos 3-4, y la del acceso 1 lo hace en oposición. Conectando dos diodos en los nuevos accesos 3 y 4, tal y como se muestra en en la Figura 3.6, se obtendrá un comportamiento de detector de fase.

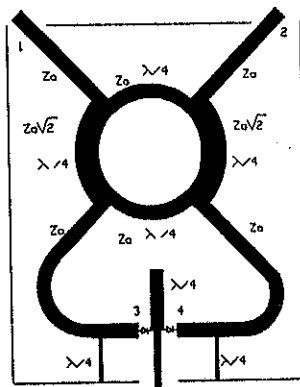


Figura 3.6.- Detector de fase con anillo híbrido de 90 grados.

Nótese que a efectos de la señal del acceso 1, el punto medio de los diodos es de hecho una masa virtual, mientras que para la señal aplicada en el acceso 2, los diodos se encuentran bombeados por señales en fase, haciéndose en este caso imprescindible la colocación de un stub en circuito abierto y de longitud $\lambda/4$ a la frecuencia de detección, para que en el punto medio de los diodos se produzca un cortocircuito en radiofrecuencia, que posibilite la conducción de los diodos para ambas señales. De esta forma se podrá extraer directamente en el punto medio de ambos la señal de baja frecuencia correspondiente a la diferencia de fases de las señales de entrada. Esta situación se muestra en la siguiente figura:

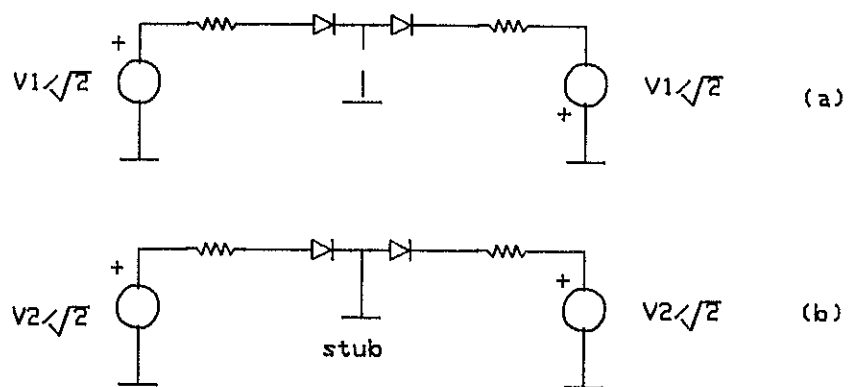


Figura 3.7.- Circuito equivalente del detector de fase con anillo híbrido de 90 grados: a) circuito para la señal del acceso 1 b) circuito para la señal del acceso 2.

Ahora bien, para poder cerrar el circuito en continua y extraer entonces la información de la diferencia de fases, se deberán conectar stubs en cortocircuito y de longitud $\lambda/4$ a la frecuencia de detección, que pongan a masa el ánodo y cátodo de D1 y D2 respectivamente, pero provocando un circuito abierto en RF. Entonces el nuevo circuito equivalente total será el de la figura:

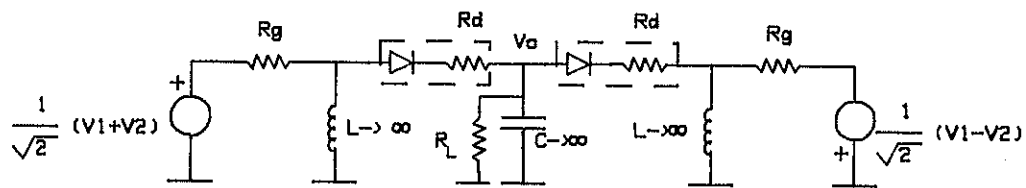


Figura 3.8.- Circuito equivalente de un detector de fase con anillo híbrido de 90 grados.

donde se ha modelado al diodo mediante una unión ideal seguida de una resistencia R_d y con R_g la resistencia de generador. El circuito lo podemos desdoblar en los siguientes circuitos de RF y de continua:

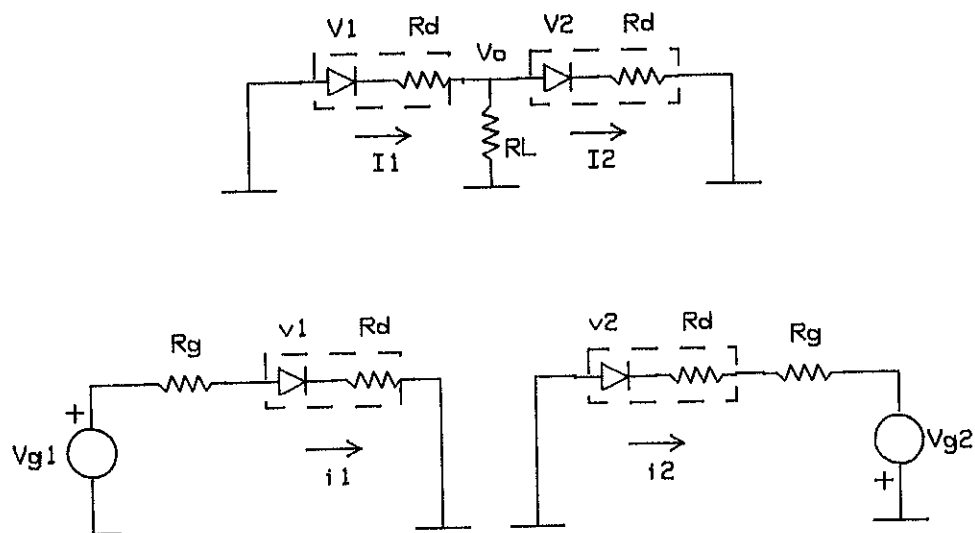


Figura 3.9.- Detector de fase con anillo híbrido de 90 grados: circuitos equivalentes de a) continua b) radiofrecuencia

de donde se obtiene la corriente total en cada diodo:

$$\begin{aligned}
 i_{D1} &= I_1 + i_1 & i_{D1} &= I_2 + i_2 \\
 I_1 &= \langle i_{D1} \rangle & I_2 &= \langle i_{D2} \rangle
 \end{aligned}
 \tag{3.2.4}$$

como superposición de las corrientes de continua I_1 , I_2 y de alterna i_1 , i_2 . El circuito se analizará, por simplicidad, para el caso de una impedancia de salida infinita ($R_L = \infty$), siendo entonces $I_1 = I_2 = I$. Si aplicamos a los accesos 1 y 2 del híbrido señales de la forma:

$$\begin{aligned} v_a(t) &= A \sin(\omega t + \phi_a) \\ v_b(t) &= B \cos(\omega t + \phi_b) \end{aligned} \quad (3.2.5)$$

la acción del híbrido las distribuirá de tal modo que sobre los diodos se aplicarán:

$$\begin{aligned} v_{c1} &= \frac{1}{\sqrt{2}} [A \cos(\omega t + \phi_a) + B \cos(\omega t + \phi_b)] \\ v_{c2} &= \frac{1}{\sqrt{2}} [-\gamma_a A \cos(\omega t + \delta_a + \phi_a) + \gamma_b B \cos(\omega t + \delta_b + \phi_b)] \end{aligned} \quad (3.2.6)$$

donde γ_a, γ_b son coeficientes de error acotados entre 0 y 1, y δ_a, δ_b acotados entre $\pm\pi$, modelando posibles desequilibrios introducidos por imperfecciones en el híbrido, que para un caso ideal adoptarían el valor 1 y 0 respectivamente. Del modelo de RF del circuito, tenemos que las tensiones de RF en cada diodo van a ser:

$$\begin{aligned} v_1 &= v_{c1} - (R_C + R_{D1})i_1 \\ v_2 &= -v_{c2} - (R_C + R_{D2})i_2 \end{aligned} \quad (3.2.7a)$$

y en continua:

$$\begin{aligned} V_1 &= -R_{D1}I - V_o \\ V_2 &= -R_{D2}I + V_o \end{aligned} \quad (3.2.7b)$$

con V_o la tensión de salida del detector; la tensión en cada diodo se obtendrá como superposición de las tensiones de continua y alterna, es decir:

$$\begin{aligned} v_{D1} &= v_{c1} - (R_C + R_{D1})i_1 - R_{D1}I - V_o \\ v_{D2} &= -v_{c2} - (R_C + R_{D2})i_2 - R_{D2}I + V_o \end{aligned} \quad (3.2.8)$$

La ecuación que relaciona tensión-corriente en un diodo es:

$$i_D = I_S \left(e^{\frac{q}{\eta k T} v_D} - 1 \right) \cong I_S e^{\frac{q}{\eta k T} v_D} \quad (3.2.9)$$

en la que es lícito desprestigiar el término constante frente a la exponencial, puesto que en un diodo Schottky de microondas I_S es del orden de 10^{-14} a 10^{-16} A; al sustituir (3.2.8) en (3.2.9) y llamando $\alpha = q/(\eta k T)$ se llega a:

$$\begin{aligned} i_{D1} &= i_1 + I = I_{S1} \exp[\alpha(v_{C1} - (R_C + R_{D1})i_1 - IR_{D1} - V_o)] \\ i_{D2} &= i_2 + I = I_{S2} \exp[\alpha(-v_{C2} - (R_C + R_{D2})i_2 - IR_{D2} + V_o)] \end{aligned} \quad (3.2.10)$$

En el caso habitual de utilizar un encapsulado en T para ambos diodos, se podrá admitir que van a presentar idénticas características y por tanto que $R_{D1}=R_{D2}=R_D$ e $I_{S1}=I_{S2}=I_S$, llamando $r=R_C+R_D$ se tiene:

$$\begin{aligned} i_{D1} &= i_1 + I = I_S e^{\alpha(v_{C1} - r i_1 - IR_D - V_o)} \\ i_{D2} &= i_2 + I = I_S e^{\alpha(-v_{C2} - r i_2 - IR_D + V_o)} \end{aligned} \quad (3.2.11)$$

En el caso de que las potencias de las señales aplicadas sobre cada diodo sean pequeñas, se puede suponer una operación en pequeña señal para cada diodo y por tanto magnitudes pequeñas para las corrientes de RF i_1, i_2 ; en consecuencia la caída de tensión en r va a ser despreciable y por tanto la tensión del generador va a ser aplicada directamente sobre la unión; todo ello equivale a aproximar:

$$e^{-\alpha r i_1} \cong 1 \quad e^{-\alpha r i_2} \cong 1 \quad (3.2.12)$$

lo que es equivalente a decir $\alpha r i \ll 1$; para un diodo Schottky $R_D \cong 20 \Omega, R_C = 50 \Omega$, por lo que $r=70$ ohmios y $\alpha = 40V$, por lo que se deberá cumplir que $i \ll 357 \mu A$, e introduciendo (3.2.12) en (3.2.11) y tomando valores medios en cada miembro de las ecuaciones y dado que $\langle i(t) \rangle = 0$, se llega a:

$$I = I_S \langle e^{\alpha(v_{c1} - IR_D - V_o)} \rangle$$

$$I = I_S \langle e^{\alpha(-v_{c2} - IR_D + V_o)} \rangle \quad (3.2.13)$$

y al dividir ambas ecuaciones, finalmente se llega a:

$$1 = \frac{\langle \exp(\alpha v_{c1}) \rangle \exp(-2\alpha V_o)}{\langle \exp(-\alpha v_{c2}) \rangle}$$

Si ahora descomponemos en términos de las funciones modificadas de Bessel las exponenciales de las tensiones sinusoidales, es decir:

$$\begin{aligned} \exp[\alpha v_{c1}] &= \exp\left[\alpha \frac{A}{\sqrt{2}} \cos(\omega t + \phi_a)\right] \exp\left[\alpha \frac{B}{\sqrt{2}} \cos(\omega t + \phi_b)\right] = \\ &= \left[I_0(\alpha A/\sqrt{2}) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(\alpha A/\sqrt{2}) \cos(n(\omega t + \phi_a)) \right] \cdot \\ &\quad \left[I_0(\alpha B/\sqrt{2}) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(\alpha B/\sqrt{2}) \cos(n(\omega t + \phi_b)) \right] \\ \exp[-\alpha v_{c2}] &= \exp\left[\alpha \gamma_a \frac{A}{\sqrt{2}} \cos(\omega t + \delta_a + \phi_a)\right] \exp\left[-\alpha \gamma_b \frac{B}{\sqrt{2}} \cos(\omega t + \delta_b + \phi_b)\right] = \\ &= \left[I_0(\alpha \gamma_a A/\sqrt{2}) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(\alpha \gamma_a A/\sqrt{2}) \cos(n(\omega t + \delta_a + \phi_a)) \right] \cdot \\ &\quad \left[I_0(\alpha \gamma_b B/\sqrt{2}) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(\alpha \gamma_b B/\sqrt{2}) \cos(n(\omega t + \delta_b + \phi_b)) \right] \end{aligned} \quad (3.2.14)$$

sustituyendo estas expresiones en la anterior se obtiene que:

$$2\alpha V_o = \ln\left(\frac{I_0\left(\alpha \frac{A}{\sqrt{2}}\right) I_0\left(\alpha \frac{B}{\sqrt{2}}\right)}{I_0\left(\alpha \gamma_a \frac{A}{\sqrt{2}}\right) I_0\left(\alpha \gamma_b \frac{B}{\sqrt{2}}\right)}\right) + \ln\left[\frac{1 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cos(n(\phi_a - \phi_b))}{1 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n' \cos(n(\delta_a + \phi_a - \delta_b - \phi_b - \pi))}\right] \quad (3.2.15)$$

siendo

$$c_n = 2 \frac{I_n\left(\alpha \frac{A}{\sqrt{2}}\right) I_n\left(\alpha \frac{B}{\sqrt{2}}\right)}{I_0\left(\alpha \frac{A}{\sqrt{2}}\right) I_0\left(\alpha \frac{B}{\sqrt{2}}\right)} \quad c_n' = 2 \frac{I_n\left(\alpha \gamma_a \frac{A}{\sqrt{2}}\right) I_n\left(\alpha \gamma_b \frac{B}{\sqrt{2}}\right)}{I_0\left(\alpha \gamma_a \frac{A}{\sqrt{2}}\right) I_0\left(\alpha \gamma_b \frac{B}{\sqrt{2}}\right)} \quad (3.2.16)$$

Se ha llegado a una expresión que consta de dos términos: el primero es un término de continua que introduce una cierta tensión de offset sobre la señal de salida; se cancelaría en el caso de tener un híbrido ideal tal que $\gamma_a = \gamma_b = 1$; el segundo término, de interés, no permite una representación analítica sencilla, pero sí que puede calcularse numericamente resultando en una función proporcional al coseno de la diferencia de fases. En la siguiente figura se ha representado esta función para valores de A y B de 317 mV y 604 mV, equivalentes a potencias de entrada al híbrido de -6 dBm y -0.4 dBm respectivamente, obteniéndose una tensión de pico de 217 mV para un desarrollo con 19 términos. A esta función se le ha superpuesto en trazo discontinuo la función coseno para la misma amplitud, observándose un error mínimo entre ambas funciones, con lo que se demuestra la utilidad del circuito como detector de fase de tipo sinusoidal.

Comprobaremos ahora para estos valores, la validez de la aproximación (3.2.12), para ello podemos calcular la corriente instantánea máxima en un diodo utilizando la ecuación (3.2.9), obteniendo:

$$i = 10^{-16} e^{\frac{40}{\sqrt{2}}(0.317 + 0.604)} = 20.57 \mu A$$

por lo que el error en la aproximación (3.2.12) será del 5 %.

En consecuencia deberemos utilizar el detector de modo que las potencias incidentes sobre los diodos sean suficientemente pequeñas para garantizar la operación en pequeña señal y por tanto asegurar la validez de la aproximación.

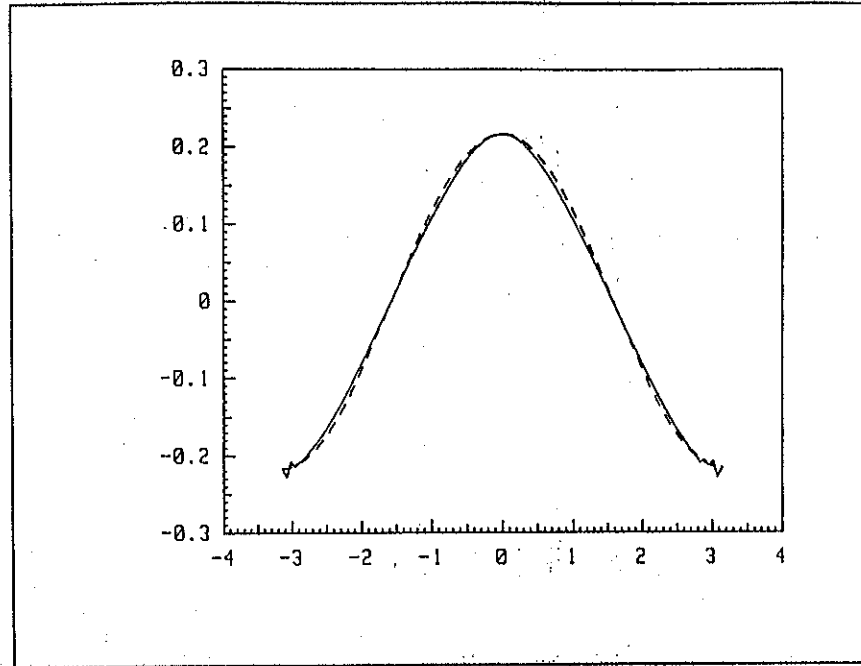


Figura 3.10.- Desarrollo numérico con 19 términos de la tensión de salida de un detector, en función de la diferencia de fases, para $A=0.317\text{ V}$ y $B=0.604\text{ V}$, equivalentes a potencias de entrada de -6 y -0.4 dBm . En trazo discontinuo se superpone la función coseno.

No obstante un análisis más exacto para el cálculo de la tensión que aparecería a la salida del detector para cualquier potencia de entrada, requeriría considerar los efectos no lineales en la capacidad de la unión, así como la utilización de más términos en el desarrollo de la exponencial; ello obligaría al empleo de técnicas de análisis no lineal, tales como harmonic balance o desarrollos en series de Volterra, que escapan al objetivo de la presente tesis.

Por lo que se refiere a las pérdidas de retorno del dispositivo, éstas pueden hallarse a partir de la matriz de parámetros $[S]$ y en función de los coeficientes de reflexión Γ_3, Γ_4 hacia la carga en los puertos 3 y 4, que para el caso de diodos apareados serán idénticos y de valor Γ_D , por lo que se obtendrá:

$$\Gamma_1 = -\Gamma_D \quad \Gamma_2 = \Gamma_D \quad (3.2.21)$$

de donde se observa que la adaptación a la entrada dependerá de la de cada uno de los diodos; este hecho puede ser problemático puesto que

si incidimos sobre los diodos con potencias pequeñas para garantizar una característica sinusoidal, la impedancia que presentarán va a ser alta, produciéndose una cierta desadaptación, que en según que casos va a ser conveniente eliminar mediante circuladores.

Se han diseñado diversos detectores de fase de este tipo, operando a frecuencias distintas, sobre los que se han realizado medidas de caracterización de su respuesta tensión/fase, utilizando el sistema de medida de la figura:

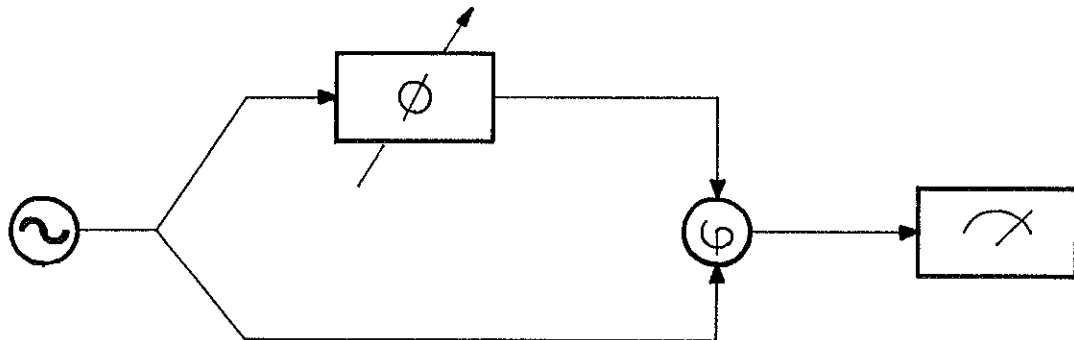


Figura 3.11.- Esquema de medida de la característica tensión-fase de un detector.

La señal proporcionada por un generador a la frecuencia de detección se divide en potencia con un divisor resistivo; uno de los caminos ataca directamente una entrada del detector, mientras que en el otro se inserta un desfasador variable; la salida del detector se registra en un voltímetro obteniendo una curva de la tensión de salida en función del desfasaje introducido.

En las siguientes figuras se muestran los resultados obtenidos para un detector de fase diseñado a 1.8 GHz (Figura 3.12), utilizando como sustrato Epsilam 10, para potencias de entrada de -6 dBm y - 0.4 dBm. Los niveles de tensión de offset que aparecen, del orden de 50 mV se deben a imperfecciones que en el reparto de potencia de las señales de entrada introduce el híbrido, y que ya habíamos considerado en el estudio teórico anterior, así como a desigualdades entre los diodos; este efecto, nocivo desde el punto de vista del PLL, ya se ponía de manifiesto en la ecuación (3.2.15) mediante el término de continua

superpuesto a la señal útil, el cuál deberá compensarse bien sea añadiendo una tensión de referencia en el filtro de lazo que cancele este efecto, o bien mediante el sistema que describiremos en un apartado posterior. El valor de pico medido de la tensión de salida fue de 172 mV, que vemos se aproxima al predicho por la ecuación (3.2.15) y representado en la Figura 3.10.

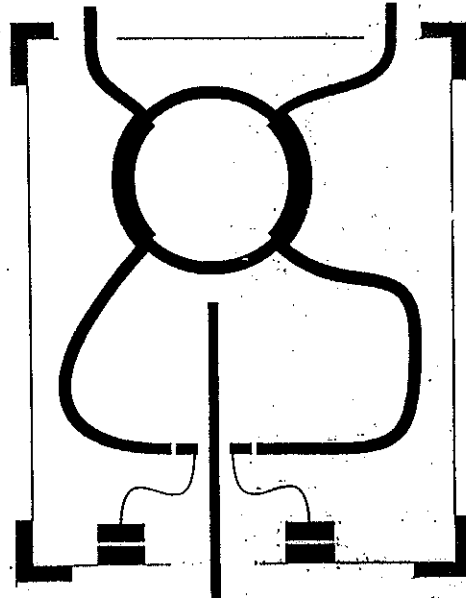


Figura 3.12.- Máscara de un detector de fase operando a 1.8 GHz.

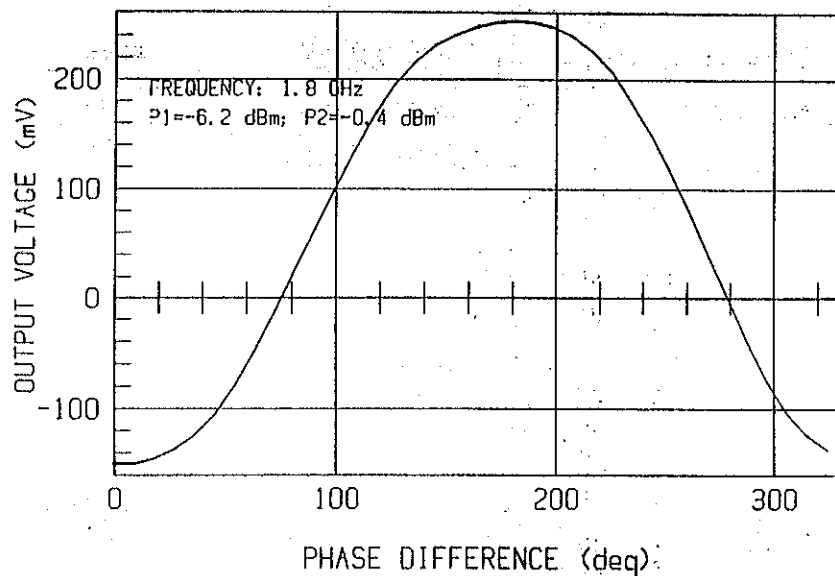


Figura 3.13.- Característica del detector de fase de la Fig. 3.12, medida para potencias de entrada de -0.4 dBm y -6 dBm.

3.3 DETECTOR DE FASE ARMONICO

La síntesis de frecuencias en microondas precisa suplir la carencia de divisores de frecuencia digitales con el empleo de a menudo sofisticados y complejos sistemas, en los que la presencia de mezcladores u otros cualesquiera dispositivos conversores de frecuencia se hace imprescindible. Sin embargo vamos a demostrar que es posible construir multiplicadores de frecuencia PLL de forma muy simple y compacta, sin necesidad de recurrir a los sistemas mencionados.

El detector de fase con anillo híbrido de 90 grados visto en el apartado precedente, presenta la interesante propiedad de conservar su funcionamiento de híbrido no tan sólo a su frecuencia de diseño, si no también a sus múltiplos impares, es decir, a todas aquellas frecuencias para las que las longitudes de interconexión entre accesos sean múltiplos de $\lambda/4$.

En consecuencia, para señales de frecuencias distintas pero de relación armónica impar, introducidas en los accesos 1 y 2 del detector, serán divididas en potencia y aplicadas en fase y en oposición a los accesos 4 y 3, donde se ubican los diodos. De esta forma y debido a la característica no lineal de los mismos, se generarán armónicos de la señal de frecuencia más baja, apareciendo diversos productos de intermodulación, pero de los cuales sólo será de frecuencia cero aquél que corresponda a la diferencia de fases entre el múltiplo impar de la de frecuencia más baja y la señal de la de más alta.

Por consiguiente podremos diseñar un multiplicador de frecuencias de índice impar mediante PLL, utilizando un esquema análogo al de la figura:

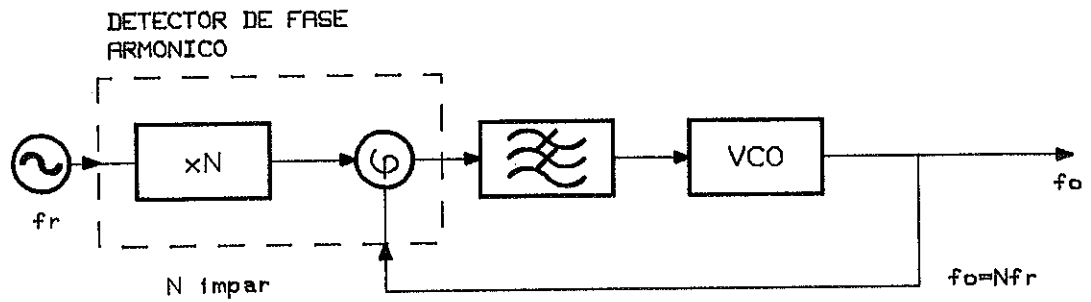


Figura 3.14.- Multiplicador de frecuencias PLL con detección de fase armónica.

donde el detector de fase armónico se modela como un multiplicador de frecuencia pasivo seguido de un detector de fase, pero todo ello integrado en el mismo dispositivo, lo que le dá una interesante utilidad a frecuencias de microondas y muy especialmente en banda Ka.

3.3.1 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

A partir de la matriz de parámetros $[S]$ del detector de fase de la figura 3.5, obtenida a frecuencia fundamental f_0 , podemos calcular su valor a $3f_0$, obteniendo:

$$[S]_{3f_0} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -j & j \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ -j & 1 & 0 & 0 \\ j & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.3.1)$$

que sigue manteniendo su comportamiento de híbrido.

Si repetimos el cálculo teórico del apartado anterior, pero ahora para señales de entrada de la forma:

$$\begin{aligned} v_1(t) &= A \sin(\omega t + \phi_a) \\ v_2(t) &= B \cos(N\omega t + \phi_b), \text{ con } N \text{ impar} \end{aligned} \quad (3.3.2)$$

se tendrá para cada diodo:

$$v_{c1} = \frac{1}{\sqrt{2}} [A \cos(\omega t + \phi_a) + B \cos(N\omega t + \phi_b)]$$

$$v_{c2} = \frac{1}{\sqrt{2}} [-\gamma_a A \cos(\omega t + \delta_a + \phi_a) + \gamma_b B \cos(N\omega t + \delta_b + \phi_b)] \quad (3.3.3)$$

que tras sufrir idéntico proceso que el anteriormente descrito se llega a:

$$2\alpha V_o = \ln \left(\frac{I_0\left(\alpha \frac{A}{\sqrt{2}}\right) I_0\left(\alpha \frac{B}{\sqrt{2}}\right)}{I_0\left(\alpha \gamma_a \frac{A}{\sqrt{2}}\right) I_0\left(\alpha \gamma_b \frac{B}{\sqrt{2}}\right)} \right) + \ln \left[\frac{1 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cos(n(\phi_a - \phi_b))}{1 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n' \cos(n(\delta_a + \phi_a - \delta_b - \phi_b - \pi))} \right] \quad (3.3.4)$$

pero siendo ahora los coeficientes:

$$c_n = 2 \frac{I_{N \cdot n}\left(\alpha \frac{A}{\sqrt{2}}\right) I_n\left(\alpha \frac{B}{\sqrt{2}}\right)}{I_0\left(\alpha \frac{A}{\sqrt{2}}\right) I_0\left(\alpha \frac{B}{\sqrt{2}}\right)} \quad c_n' = 2 \frac{I_{N \cdot n}\left(\alpha \gamma_a \frac{A}{\sqrt{2}}\right) I_n\left(\alpha \gamma_b \frac{B}{\sqrt{2}}\right)}{I_0\left(\alpha \gamma_a \frac{A}{\sqrt{2}}\right) I_0\left(\alpha \gamma_b \frac{B}{\sqrt{2}}\right)}$$

con lo que se demuestra su utilidad como detector de fase armónico, siendo igualmente válidos todos los comentarios anteriores realizados sobre la expresión (3.2.19), pero con la salvedad de que ahora el índice N interviene como subíndice de las funciones de Bessel modificadas, razón que permite disponer de una mayor potencia en la señal de frecuencia menor, para una misma cota de error.

La figura 3.15 muestra una representación numérica con un desarrollo de 9 términos, de la tensión de salida de un detector armónico x3, para potencias de entrada de -0.1 dBm a fundamental y 1.5 dBm al tercer armónico, obteniéndose una tensión de pico de 93.6 mV.

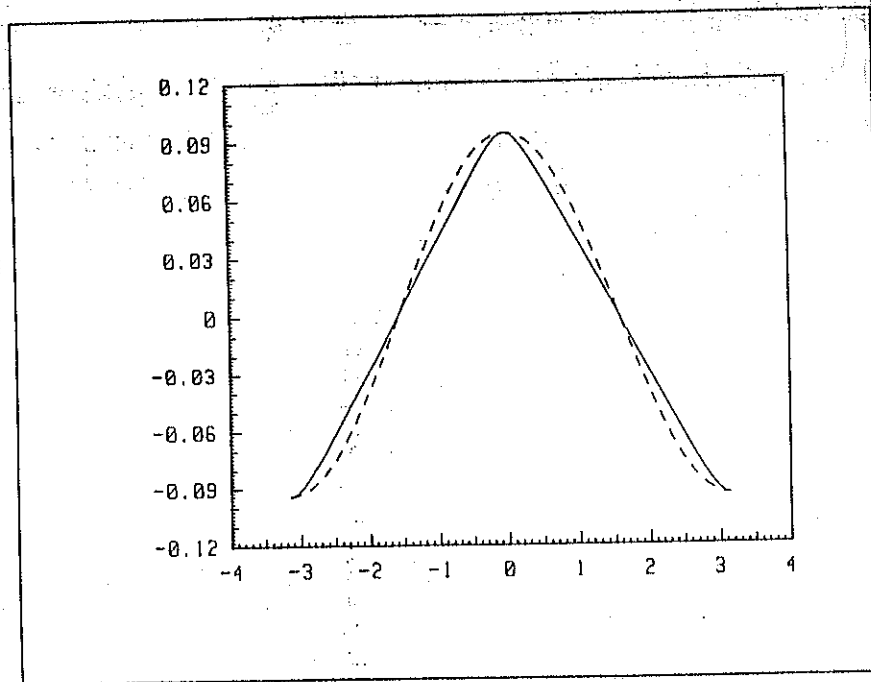


Figura 3.15.- Desarrollo numérico de la ecuación (3.3.4) para un detector de fase de índice 3, con potencias de -0.1 dBm y 1.5 dBm a fundamental y armónico, respectivamente.

3.3.2 RESULTADOS EXPERIMENTALES

Esta técnica se ha aplicado al diseño de multiplicadores de frecuencia de índice 3, que sintetizan señales de 27.03 GHz y 29.65 GHz a partir de referencias de 9.01 y 9.985 GHz y de índice 5 para generar una señal de 9 GHz a partir de otra referencia de 1.8 GHz. En la siguiente fotografía se muestra al segundo de ellos. Nótese que la señal de 29.65 GHz se aplica a través de una doble transición tipo Ridge (guia-microstrip-guia), y un acoplador direccional en microstrip de 15 dB en sustrato Cuclad 2.17; la señal de 9.9 GHz se introduce directamente al híbrido a través de un conector SMA.

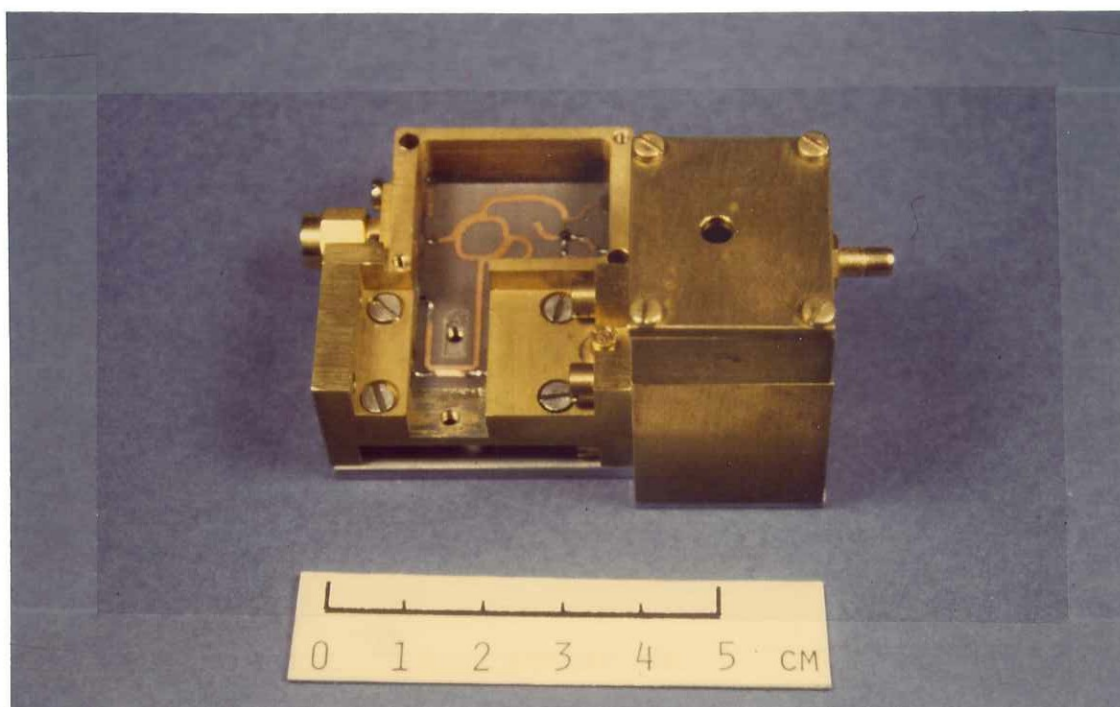


Figura 3.16.- Fotografía de un detector de fase armónico de índice 3, operando entre 9.9 y 29.65 GHz.

El principal inconveniente de diseño reside en el problema de la dispersión asociado con la línea de transmisión microstrip, es decir, la variación que experimenta la velocidad de propagación con la frecuencia. En consecuencia, aunque la longitud eléctrica de una línea sea de $\lambda/4$ a frecuencia fundamental, ésta puede no ser $N\lambda/4$ a N veces el fundamental, lo que provocaría un ligero descentrado del híbrido. En sustratos tales como Cuclad de $\epsilon_r = 2.17$ el efecto de dispersión es despreciable, mientras que en Epsilam 10, el efecto es muy importante.

El fenómeno de dispersión puede en cierto modo compensarse, si se diseña el híbrido de modo que las longitudes de interconexión entre accesos sean de longitud $N\lambda/4$ a la frecuencia más alta. Nótese que al conservarse los anchos de banda absolutos en un híbrido, a la frecuencia múltiplo superior el ancho de banda relativo es menor que a fundamental, por lo que es preferible centrar el híbrido a la frecuencia más alta.

En los prototipos construídos y a efectos de conseguir un buen apareamiento de los diodos, se optó por elegir para los mismos un encapsulado en T con diodos Schotkky de AsGa, referencia NEC 587-3B.

La caracterización de un detector de fase armónico supone un cierto grado de complejidad, pues es preciso disponer de dos fuentes de señal de frecuencias distintas pero de multiplicidad impar entre sí. El problema sólo puede resolverse mediante la utilización de otro detector de fase armónico dentro de un lazo PLL para sintetizar la frecuencia múltiplo, en un montaje como el de la siguiente figura:

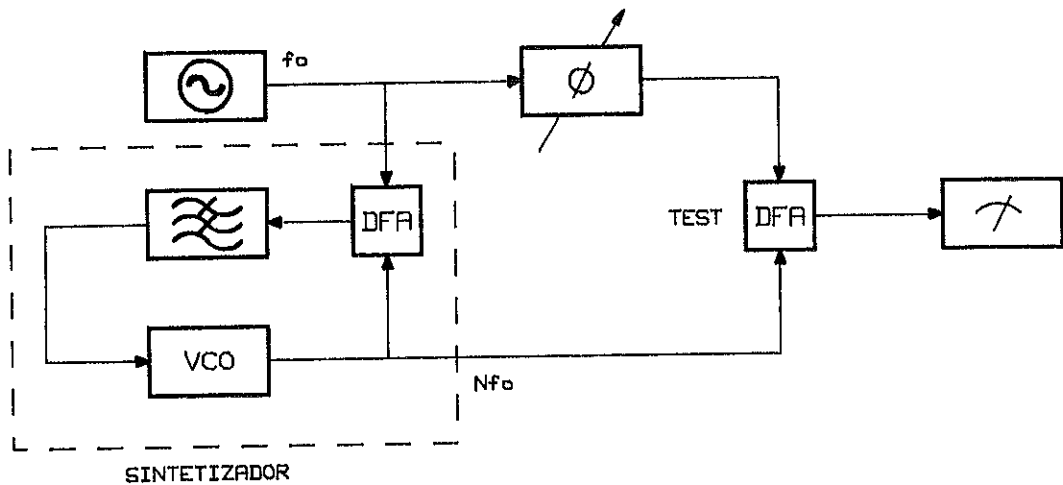


Figura 3.17.- Esquema de bloques del sistema de caracterización de un detector de fase armónico.

La señal del oscilador de frecuencia menor se introduce en un desfaseador variable, cuya salida se conecta a una de las entradas del detector de fase a medir. Por su otro acceso se conecta directamente la señal del oscilador de frecuencia mayor. Si se registra en un voltímetro la tensión de salida del detector se obtendrá la característica de tensión en función del desfase ϕ introducido. En la siguiente figura se muestran los resultados obtenidos con los diversos detectores.

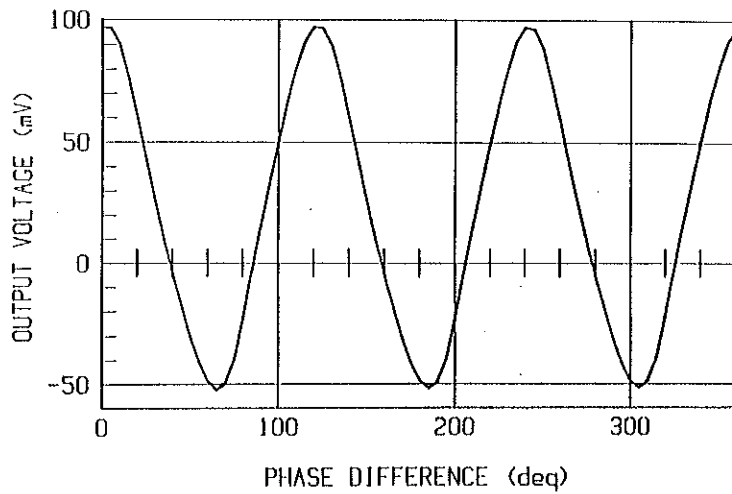


Figura 3.18.- Característica de un detector de fase armónico x3 de 9.9 a 29.65 GHz, con potencias de -0.1 dBm y 1.5 dBm respectivamente.

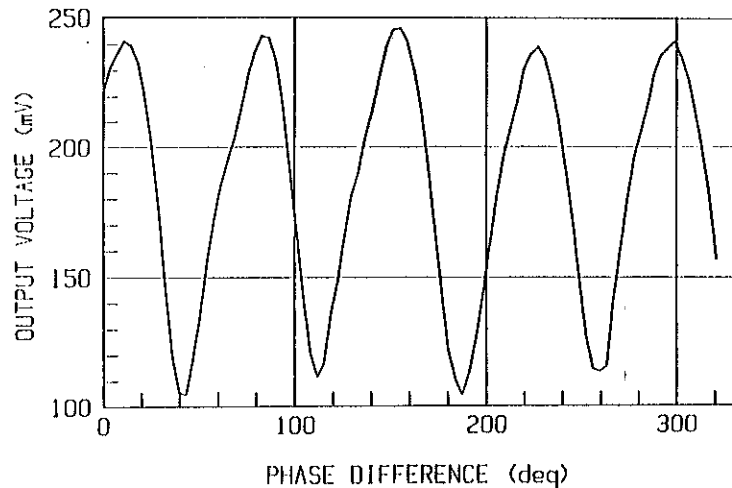


Figura 3.19.- Característica de un detector de fase armónico x5 de 1.8 a 9 GHz, con potencias de 11 dBm y 5 dBm respectivamente.

Dado que el desfase se introduce a través de la señal de frecuencia más baja, para una excursión de 360 grados se obtendrá una tensión proporcional al coseno de $N \times 360$, siendo N el índice del detector. El valor de pico obtenido en la Figura 3.19 fue de 75 mV, próximo al valor calculado teóricamente en la Figura 3.15. El nivel de tensión de offset que aparece en este caso es de 25 mV.

De estos trabajos, dado su interés dentro del proceso de síntesis de frecuencias en microondas, se han derivado dos publicaciones [69][70], una de ella en un congreso internacional, que ponen de manifiesto la relevancia de este sistema, que ha sido una de las más importantes aportaciones de la presente tesis.

3.4 SISTEMA DE CANCELACION DE LA TENSION DE OFFSET EN UN DETECTOR DE FASE DE MICROONDAS.

3.4.1 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

En las ecuaciones que habíamos obtenido en el análisis de los detectores de fase aparecían unos términos de continua que se superponían a la señal útil, relacionados con las amplitudes de señal incidentes sobre los diodos, cancelándose únicamente en el caso de que éstas fuesen idénticas. No obstante se observa que si de alguna manera se pudiese modificar de forma independiente la corriente que circula por cada diodo, sería factible obtener su cancelación. Veamos que sucede si polarizamos con corrientes externas a cada uno de los diodos, de la forma como se muestra en la figura:

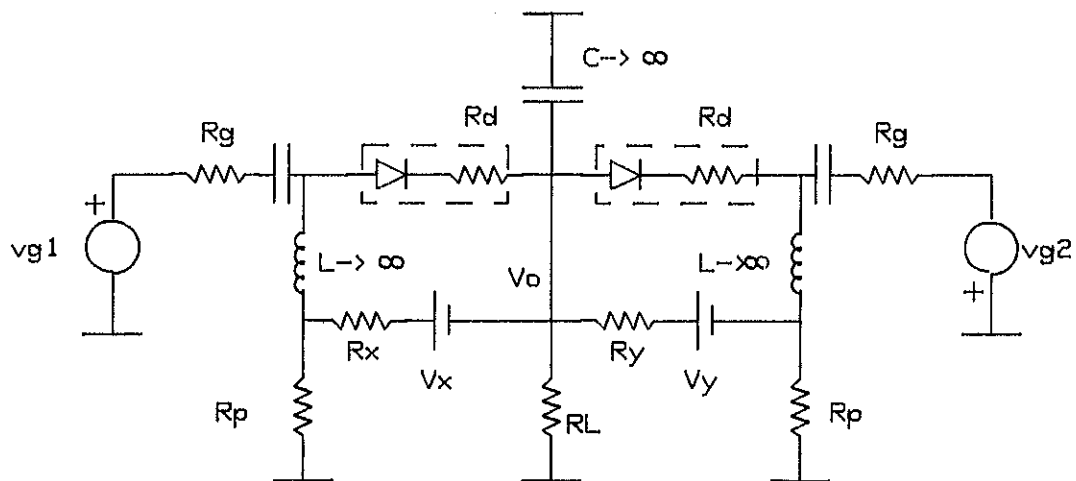


Figura 3.20.- Circuito equivalente de un detector de fase con polarización externa e independiente para cada diodo.

En este caso el circuito equivalente de radiofrecuencia sigue siendo el mismo que el de la figura 3.9, pero el de continua queda de la siguiente forma:

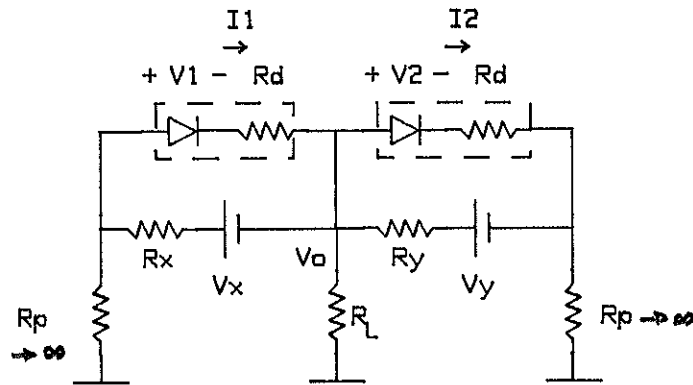


Figura 3.21.- Circuito equivalente de continua de un detector de fase con polarización externa en cada diodo.

Es de notar que es preciso añadir la resistencia Rp, usualmente de valor elevado, a efectos de poder cerrar la corriente que circula por el amperímetro y medir la tensión de salida Vo con respecto a masa. La tensión de continua que aparecerá sobre cada diodo será:

$$\begin{aligned}
 V_1 &= V_x \frac{R_p}{R_x + R_p} - I_1 \left[\frac{R_D R_p + R_x (R_D + R_p)}{R_x + R_p} \right] - V_o \frac{R_x}{R_x + R_p} \\
 V_2 &= V_y \frac{R_p}{R_y + R_p} - I_2 \left[\frac{R_D R_p + R_y (R_D + R_p)}{R_y + R_p} \right] + V_o \frac{R_y}{R_y + R_p}
 \end{aligned}
 \tag{3.4.1}$$

que para Rp grande, se reduce a:

$$\begin{aligned}
 V_1 &= V_x - I_1 (R_D + R_x) \\
 V_2 &= V_y - I_2 (R_D + R_y)
 \end{aligned}$$

y la tensión global será pues:

$$\begin{aligned}
 v_{D1} &= v_{G1} - (R_C + R_D) i_1 + V_1 \\
 v_{D2} &= -v_{G2} - (R_C + R_D) i_2 + V_2
 \end{aligned}
 \tag{3.4.2}$$

Si repetimos el proceso anterior, con idénticas aproximaciones llegaremos al siguiente resultado:

$$V_o = \frac{R_D(V_y(R_x + R_D) - V_x(R_y + R_D)) + V_2 R_x(R_x + R_D) - V_1 R_y(R_y + R_D)}{2(R_x + R_D)(R_y + R_D)} \quad (3.4.3)$$

y siendo

$$V_1 = \frac{1}{\alpha} \ln \left(\frac{I_1}{I_s < \exp(\alpha v_{c1}) >} \right)$$

$$V_2 = \frac{1}{\alpha} \ln \left(\frac{I_2}{I_s < \exp(-\alpha v_{c2}) >} \right) \quad (3.4.4)$$

Para el caso de que $R_x=R_y=R$, entonces la ecuación (3.4.3) se reduce a lo siguiente:

$$V_o = \frac{R_D}{2(R + R_D)} (V_y - V_x) + \frac{R}{2(R + R_D)} (V_2 - V_1) \quad (3.4.5)$$

y sustituyendo (3.4.4) en la anterior, se llega a:

$$V_o = \frac{1}{2(R + R_D)} \left[R_D (V_y - V_x) + \frac{R}{\alpha} \ln \left(\frac{I_2}{I_1} \right) \right]$$

$$+ \frac{R}{2\alpha(R + R_D)} \left[\ln \left[\frac{I_0 \left(\alpha \frac{A}{\sqrt{2}} \right) I_0 \left(\alpha \frac{B}{\sqrt{2}} \right)}{I_0 \left(\alpha \gamma_a \frac{A}{\sqrt{2}} \right) I_0 \left(\alpha \gamma_b \frac{B}{\sqrt{2}} \right)} \right] + \ln \left[\frac{1 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cos[n(\phi_a - \phi_b)]}{1 + \sum_{n=1}^{\infty} c'_n \cos[n(\delta_a + \phi_a - \delta_b - \phi_b - \pi)]} \right] \right] \quad (3.4.6)$$

con las constantes c'_n y c_n las definidas por (3.2.16). Esta expresión no permite llegar a una fórmula cerrada, puesto que se desconoce el valor del logaritmo del cociente de las corrientes de continua en cada diodo; sin embargo vemos que hemos sido capaces de introducir un elemento de ajuste independiente para cada diodo, de tal forma que va permitir la cancelación de la tensión de continua presente a la salida del detector de fase.

El mismo resultado puede obtenerse si en vez de utilizar unas tensiones de polarización externas, hacemos variables a R_x y R_y ; en este caso tendremos pues que la tensión de salida va a ser:

$$V_o = \frac{V_2 R_x (R_x + R_D) - V_1 R_y (R_y + R_D)}{2(R_x + R_D)(R_y + R_D)} \quad (3.4.7)$$

aunque análogamente al caso anterior, no va a ser posible obtener un fórmula cerrada.

3.4.2 RESULTADOS EXPERIMENTALES

La comprobación experimental de este sistema de ajuste se ha realizado sobre los dos detectores de fase armónicos x3 y x5, descritos en el apartado anterior para las mismas potencias de entrada, obteniéndose los resultados que se muestran en la siguiente figura:

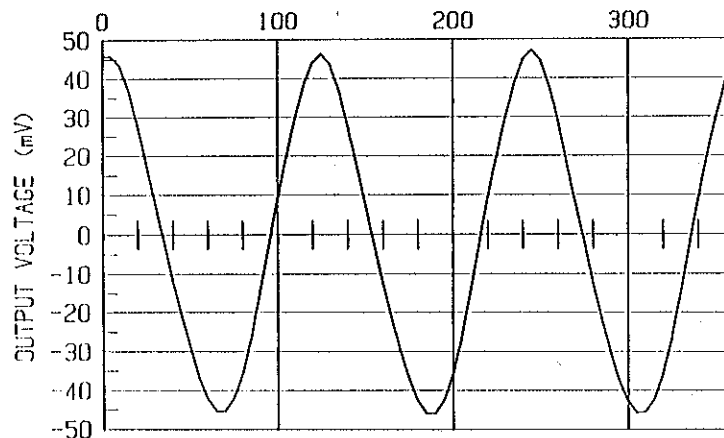


Figura 3.22.- Característica de un detector de fase armónico x3 (de 9.9 a 29.65 GHz) con ajuste por tensión de la tensión de offset.

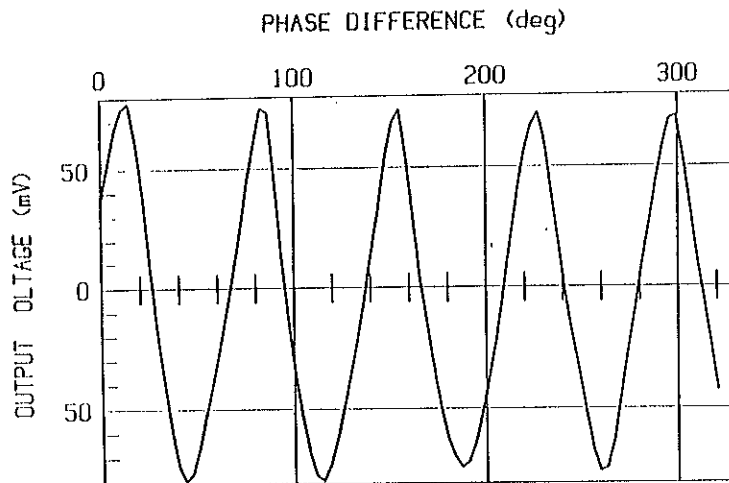


Figura 3.23.- Característica de un detector de fase armónico x5 (de 1.8 a 9 GHz) con ajuste por tensión de la tensión de offset.

Este mismo efecto de cancelación de la tensión de offset puede conseguirse de forma pasiva mediante el ajuste de las resistencias R_x , R_y según el montaje de la siguiente figura:

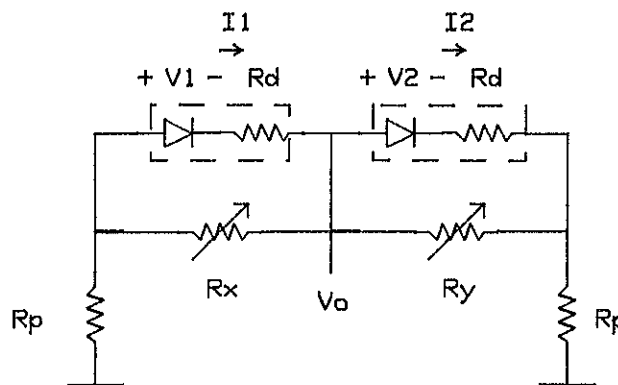


Figura 3.24.- Circuito de ajuste de la tensión de offset en un detector de fase, mediante potenciómetros.

Este sistema también ha sido comprobado experimentalmente sobre los anteriores detectores, obteniendo los resultados que se muestran en la siguiente figura:

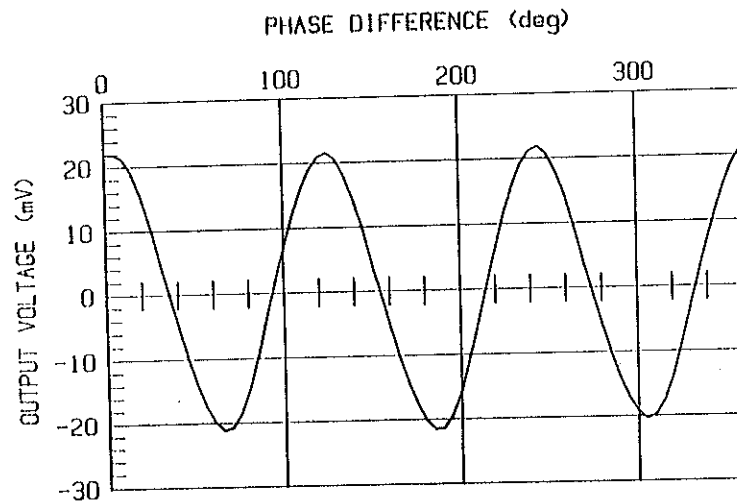


Figura 3.25.- Característica de un detector de fase armónico x3 (de 9.9 a 29.65 GHz) con ajuste resistivo de la tensión de offset.

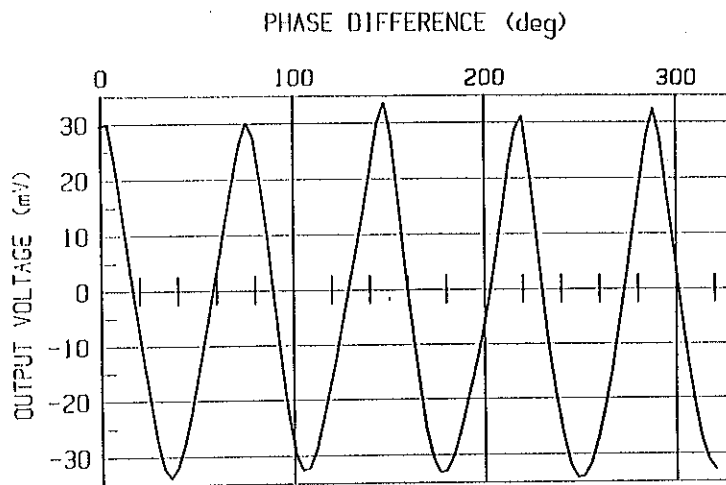


Figura 3.26.- Característica de un detector de fase armónico x5 (de 1.8 a 9 GHz) con ajuste resistivo de la tensión de offset.

En la siguiente tabla se resumen los resultados obtenidos para cada detector:

P _{9.9GHz} = -0.1 dBm P _{29.6GHz} = 1.5 dBm	V _x = V _y = 0V, R _x = R _y = ∞	R _x = R _y = 1K1 V _x = 0.5V, V _y = 0.39V	R _x = 153 R _y = 914
Offset	25 mV	0 V	0 V
K _d	75 mV/rad	45 mV/rad	22 mV/rad

P _{9 GHz} = 5 dBm P _{1.8 GHz} = 11 dBm	V _x = V _y = 0V, R _x = R _y = ∞	R _x = R _y = 1K3 V _x = 8.8V, V _y = 10.5V	R _x = 97 R _y = 125
Offset	167 mV	0 V	0 V
K _d	67.5 mV/rad	75 mV/rad	30 mV/rad

3.5 OSCILADORES CONTROLADOS POR TENSION

Los dispositivos activos comunmente utilizados en el diseño de osciladores a frecuencias de microondas son los transistores unipolares de AsGa (MESFET), así como los diodos Gunn e Impatt, predominando el empleo de estos dos últimos dispositivos en bandas K y Ka.

Durante los últimos años, el espectacular avance realizado en el campo de los semiconductores ha permitido producir dispositivos con dimensiones submicrométricas en sus terminales, obteniéndose unos tiempos de tránsito del orden de los picosegundos; asimismo se ha podido introducir, en el propio sustrato, elementos de adaptación para compensar los efectos parásitos del encapsulado.

Para transistores bipolares, la frecuencia de trabajo máxima se sitúa alrededor de los 8.7 GHz. La tecnología empleada es de unión planar de silicio (n-p-n), siendo las configuraciones de emisor común y base común, las utilizadas en función del objetivo a cubrir, gran ganancia o potencia. Su frecuencia de corte es inversamente proporcional al tiempo de tránsito τ , que corresponde al total de los tiempos de carga en la unión base-emisor, de tránsito en la base, de tránsito en la región de deplexión de la unión base-colector y del tiempo de carga en la unión base-colector.

La tecnología utilizada en la fabricación de transistores unipolares es planar de Arseniuro de Galio con uniones de tipo metal-semiconductor (Schottky) en la puerta, con lo que el transistor obtenido pasa a denominarse MESFET (Metal Semiconductor Field Effect Transistor). La frecuencia de corte puede estimarse a partir de la siguiente fórmula [71]:

$$f_T = \frac{\mu_p (V_p + V_b)}{2\pi L_g^2} \quad (3.5.1)$$

siendo μ_p la movilidad de los portadores $\sim 0.5 \text{ m}^2/\text{Vs}$, V_p la tensión de "pinchoff", V_b la tensión de la unión Schottky y L_g la longitud efectiva de la puerta, siendo este último parámetro el de mayor repercusión en el aumento de la frecuencia de operación. En la actualidad, las dimensiones de puerta que se obtienen, se sitúan entre 0.5 y 0.25 micras.

La ventaja de los transistores unipolares frente a los bipolares no es tan solo la de alcanzar una frecuencia de operación mucho mayor, si no también bajo el punto de vista del ruido. Si recordamos que el ruido "shot" es proporcional a la corriente que atraviesa una unión semiconductor, este será mayor en bipolares, ya que en ellos toda la corriente generada atraviesa las dos uniones, mientras que en unipolares, aparte de que sólo existe una unión, en ésta la corriente es muy pequeña y por consiguiente el factor de ruido será menor.

Los diodos Gunn e Impatt (Impact Avalanche and Transit Time), pueden utilizarse en el diseño de osciladores, aprovechando las propiedades de resistencia negativa que presentan.

El dispositivo Gunn a pesar de su denominación de diodo, no presenta ninguna unión; se basa en mecanismos de generación y evanescencia de dominios en el interior de una barra de semiconductor, usualmente AsGa, que se reproducen con un período proporcional a su tamaño, presentando por tanto, un fenómeno de resistencia negativa de banda estrecha. Las tensiones de polarización requeridas se centran alrededor de 5V, con corrientes del orden de 1A; la potencia de RF generada suele ser del orden de 20 dBm, por lo que son dispositivos de muy baja eficiencia (alrededor del 2%).

El dispositivo Impatt originariamente consistía de una unión abrupta n^+p , seguida de una zona de semiconductor intrínseco, finalizando en una zona p^+ para conexión, aunque sobre este esquema de partida se han ido realizando diversas modificaciones a fin de incrementar sus prestaciones. Desde el punto de vista de sistema, este dispositivo es muy similar al Gunn, con la salvedad de que presenta una impedancia mucho mayor, precisando tensiones de polarización elevadas, del orden de 70 a 100 V, aunque generando potencias de RF del orden de vatios, por lo que su eficiencia es mucho mayor que el anterior. No obstante son mucho más ruidosos.

3.5.1 PRINCIPIO DE DISEÑO DE OSCILADORES

La condición para la generación de oscilaciones estables en amplitud y frecuencia de un dispositivo de un acceso, es aquella que hace que las partes real e imaginaria de la red de carga del dispositivo sean iguales en módulo y en oposición de fase a las del elemento activo [72].

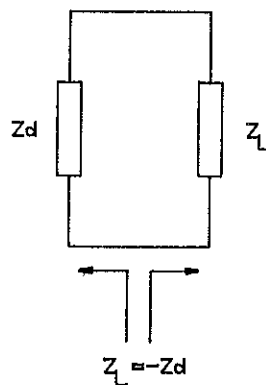


Figura 3.27.- Condición de oscilación de un dispositivo activo.

Esta condición es directamente aplicable tanto a diodos como a transistores realimentados, pues en estos últimos el efecto de la realimentación los convierte en dispositivos de un acceso y de resistencia negativa [73].

El problema involucrado en el diseño reside en la caracterización del dispositivo no lineal, cuya alinealidad se manifiesta en la variación de sus parámetros S con la potencia. Normalmente los fabricantes especifican los parámetros S del dispositivo en pequeña señal, por lo que se deberá proceder a la medida de los mismos con los niveles de potencia que requiera la aplicación a que se destinen.

Una vez montado el dispositivo en un circuito no oscilante que optimice la resistencia negativa del conjunto en pequeña señal, se mide con el analizador de redes la impedancia de entrada del conjunto para un cierto margen de potencias de entrada. A la potencia reflejada, mayor que la incidente, se le sustrae esta última con lo que se obtiene la potencia añadida por el dispositivo, que presentará un máximo para una determinada impedancia del dispositivo. Se tratará pues, de sintetizar un red de carga que cumpla la condición de oscilación para este último valor de impedancia.

Existe una abundante bibliografía acerca del diseño de osciladores a partir de la medida de la línea de dispositivo [74][75], que no será aquí descrita, puesto que escapa al objetivo de la presente tesis.

3.5.2 CONTROL DE FRECUENCIA EN OSCILADORES

La anterior condición de oscilación, a fin de garantizar una oscilación estable, sólo debe de satisfacerse a una única frecuencia. No obstante, los dispositivos activos normalmente utilizados presentan un comportamiento de resistencia negativa en un amplio margen de frecuencias, lo que les da capacidad de actuación como osciladores en dicho margen. Dado que la selección de frecuencia la realiza la red de adaptación externa, puede pensarse en introducir un elemento de ajuste en dicha red, de modo que pueda seleccionarse de forma fácil la frecuencia de oscilación.

A modo de ejemplo podemos pensar en un oscilador a diodo Gunn, montado en una cavidad en guía de onda; si mediante un tornillo o cualquier otro elemento de ajuste mecánico, somos capaces de modificar

Las dimensiones de la cavidad resonante, la frecuencia de oscilación se verá entonces modificada, pudiendo por tanto llevarla al valor deseado.

Bajo el punto de vista de un sistema PLL, éste requerirá el poder controlar de forma eléctrica la frecuencia del oscilador. Existen diversos sistemas que permiten cumplir este objetivo; el más utilizado consiste en incluir diodos varactores en el circuito de sintonía [76], siendo posible cubrir anchos de banda de hasta una octava entre 6 y 18 GHz. Existen numerosas referencias acerca de circuitos osciladores de frecuencia variable, a las que acudir para su diseño [77][78][79].

Para el caso de que sea necesario cubrir un margen de frecuencias mayor de una octava, debe recurrirse a la utilización de esferas YIG (Yttrium Iron Garnet) en el circuito de sintonía, lo que permite cubrir un amplio margen con una excelente linealidad del orden del 0.08 % [80].

Si el margen de frecuencia a cubrir no es excesivo, puede evitarse la utilización de dispositivos externos aprovechando las alinealidades propias del elemento activo del oscilador, a efectos de variar su frecuencia.

En dispositivos semiconductores, los elementos que integran el circuito equivalente de RF presentan variaciones de sus valores nominales con la tensión de polarización. Desde el punto de vista de impedancia, una frecuencia de operación elevada magnifica los pequeños cambios experimentados en las capacidades, provocando en suma un efecto varactor apreciable, interno al dispositivo. De este modo y dependiendo de cual sea el Q externo del oscilador, va a ser posible mediante pequeñas variaciones de la tensión de polarización, crear un efecto VCO que en según que casos puede ser suficiente para la aplicación deseada, a pesar de que ello produzca pequeñas variaciones de amplitud en la señal generada.

La siguiente figura muestra el modelo equivalente de un transistor bipolar [81]:

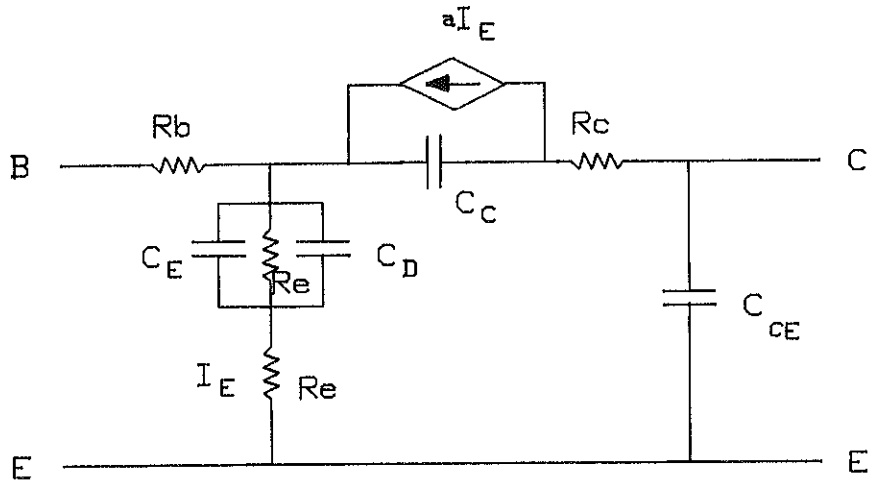


Figura 3.28 .- Circuito equivalente de un transistor bipolar.

en que el valor de la capacidad base-emisor C_E se obtiene a partir de la expresión:

$$C_E \cong A_E \sqrt{\frac{\epsilon_o \epsilon_r q N_{BE}}{2(V + \phi)}} \quad (3.5.2)$$

siendo A_E el área del emisor, N_{BE} la concentración de impurezas, ϕ el potencial de contacto (alrededor de 0.7 V) y V la tensión de polarización; esta capacidad toma un valor próximo a 1 pF, denotándose su dependencia no lineal con la tensión de polarización.

Analogamente para un MESFET se obtiene el siguiente circuito equivalente:

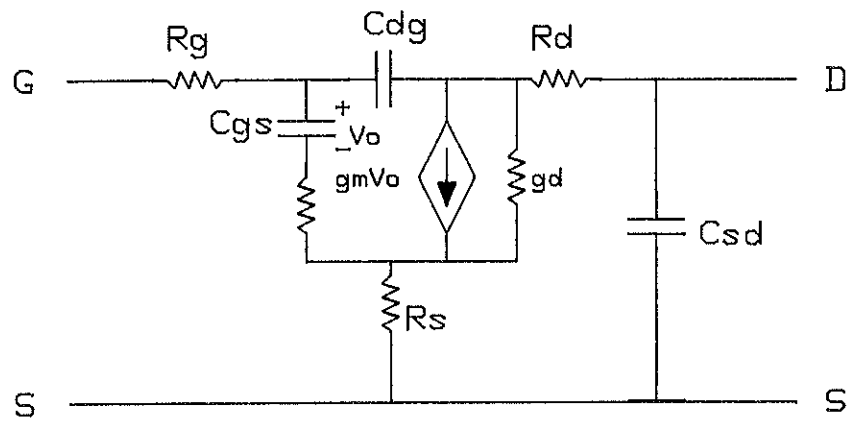


Figura 3.29.- Circuito equivalente de un MESFET.

donde el valor de la capacidad puerta-fuente C_{GS} es función, entre otros parámetros, de la tensión V_{GS} [81].

$$C_{GS} \cong 2\epsilon_o\epsilon_r W f(V_{GS}) \quad (3.5.3)$$

siendo W la anchura de la puerta.

La misma situación se dá en diodos Gunn, habiendo sido estudiada por M. J. Lazarus [82] y aplicada con éxito a la síntesis de frecuencias en milimétricas. Resultados análogos pueden encontrarse en [83].

Las gráficas que siguen, muestran las medidas efectuadas sobre osciladores MESFET y a diodo Gunn (montado en cavidad), de sus variaciones de frecuencia y potencia con las tensiones de puerta y de polarización, respectivamente. [84][85].

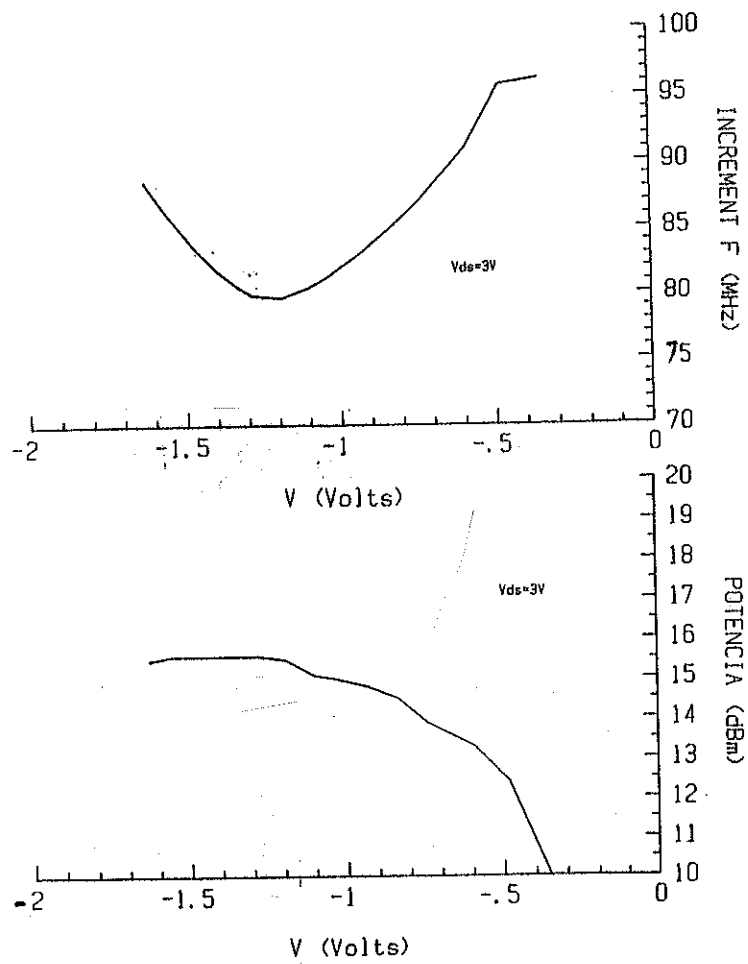


Figura 3.30.- Variación de la a) frecuencia y b) potencia, en función de la tensión de puerta para un oscilador con MESFET.

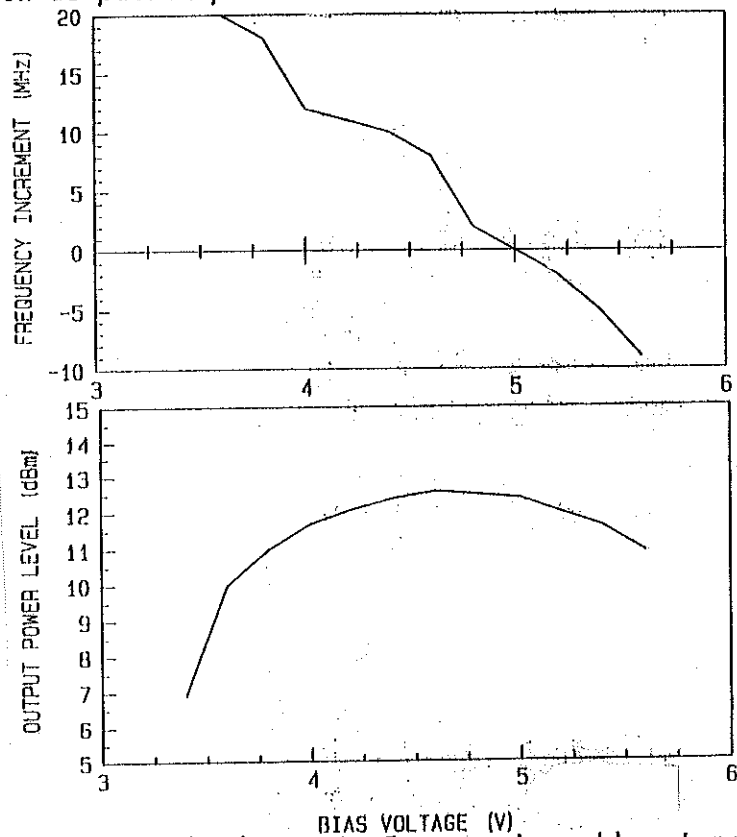


Figura 3.31.- Variación de la a) frecuencia y b) potencia, en función de la tensión de polarización para un oscilador con diodo Gunn.

3.6 MEZCLADORES ARMONICOS

Otro de los elementos de gran utilidad en la síntesis de frecuencias en microondas es el mezclador armónico. Se trata de un dispositivo conversor de frecuencias, en el cual la mezcla se realiza entre una señal de frecuencia elevada y un armónico de la señal de frecuencia menor generado en el propio dispositivo. El esquema de bloques se muestra en la siguiente figura:

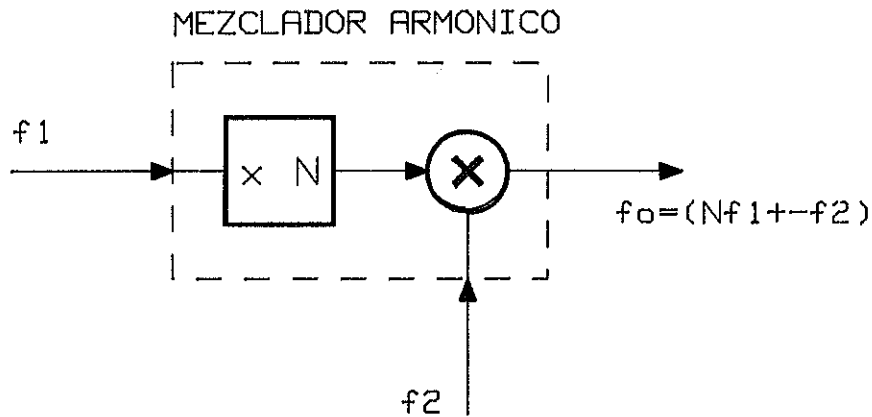


Figura 3.32.- Esquema de bloques de un mezclador armónico.

Este dispositivo puede realizarse mediante un sólo diodo Schottky y adecuadas redes de adaptación selectivas en frecuencia [86]. Las elevadas pérdidas de conversión que se obtienen no permiten su utilización como mezcladores en receptores, pero sí en aplicaciones de síntesis de frecuencias. Si se pretende mejorar las pérdidas de conversión, debe recurrirse a una configuración que utilice diodos step-recovery así como a un diseño más cuidadoso [87].

La utilización de este tipo de mezcladores dentro de un proceso de síntesis permite evitar el empleo de divisores de frecuencia, pero manteniendo la detección de fase en baja frecuencia. Un esquema típico de aplicación es el siguiente:

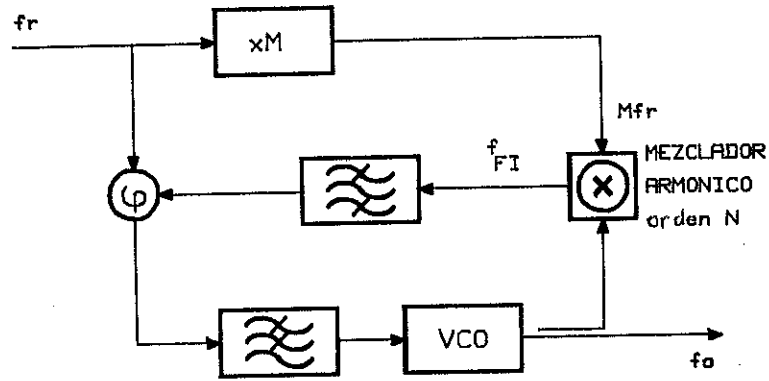


Figura 3.33.- Esquema de bloques de un multiplicador de frecuencia PLL, con mezclador armónico.

La señal de referencia, dividida en potencia, puede ser multiplicada en frecuencia mediante un dispositivo pasivo, o bien mediante un proceso de síntesis indirecta, para generar una señal de frecuencia Mf_r que se introduce en un acceso del mezclador armónico; en el otro acceso se aplica la señal de frecuencia más elevada, procedente del VCO, la cual deseamos sintetizar. Suponiendo que el índice de multiplicación del mezclador armónico es N , a la salida del mismo se va a obtener una señal de frecuencia $f_{FI} = N(Mf_r) \pm f_o$. Mediante un filtro paso banda se selecciona la frecuencia suma o diferencia, conectándose la salida a un detector de fase donde se realiza la detección con la señal de referencia. La señal de error, filtrada por el filtro de lazo, actúa sobre el VCO, hasta conseguir el enganche. Bajo esta condición se deberá cumplir que:

$$f_{FI} = f_r = MNf_r \pm f_o$$

$$f_o = f_r(MN \pm 1) \quad (3.6.1)$$

donde el índice de multiplicación es precisamente $MN \pm 1$.

Este sistema ha sido utilizado para sintetizar señales de 9.01, 11.325 y 9.9 GHz por multiplicación por 34 y 43 de referencias de 265 y 290.7 MHz, respectivamente. Los detalles de estos multiplicadores se describirán en capítulos posteriores.

3.7 INDICADOR DE LOCK

En el capítulo anterior habíamos comentado la importancia de disponer de un indicador de lock para un sistema PLL, tanto en su aspecto de indicación como en el de control de los posibles sistemas de ayuda a la adquisición. En el desarrollo de PLL's de microondas, en los que la detección de fase se realiza a frecuencias muy elevadas con detectores de fase del tipo mezclador equilibrado, la obtención de una indicación de lock precisa de un detector de fase adicional, en el que la señal del VCO se introduce desfasada 90 grados con respecto al detector principal (Figura 3.34), con el incremento que en complejidad, tamaño y coste que ello supone, puesto que no es posible utilizar los circuitos integrados de baja frecuencia que incorporan esta función.

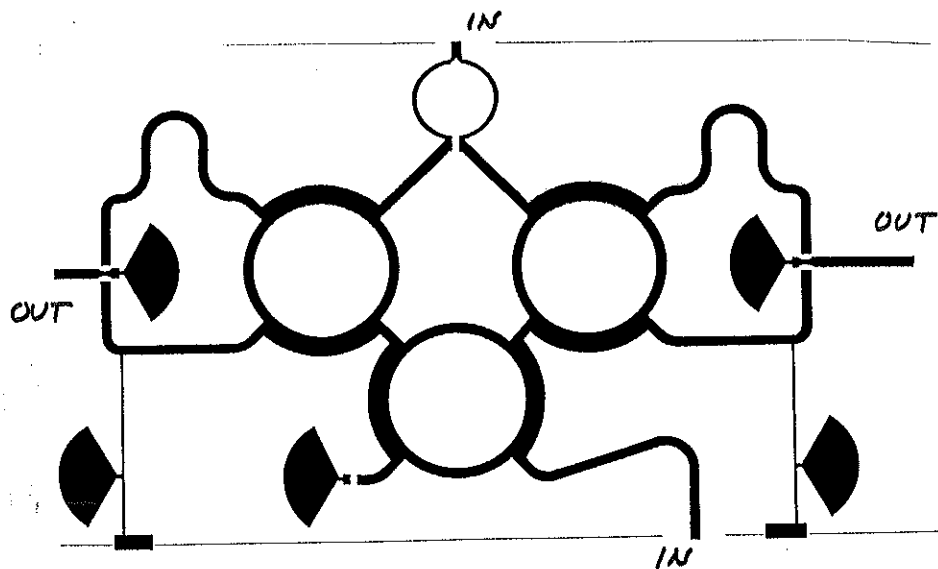


Figura 3.34.- Detector fase-cuadratura, como detector de fase más indicador de lock.

Una alternativa válida a este sistema ha sido desarrollada en la presente tesis, con una filosofía de diseño totalmente innovadora.

Cuando se observa en un osciloscopio la señal de salida de un detector de fase, únicamente por inspección visual es posible detectar la existencia o no de sincronismo en el PLL; esto quiere decir que la información acerca de la condición de lock está contenida en la propia señal de error, por tanto el problema consiste en la extracción de esta información mediante algún circuito electrónico.

El circuito que se presenta realiza una conversión frecuencia-tensión de la señal de salida del detector de fase de microondas del PLL principal, en un sistema PLL secundario de baja frecuencia, que utiliza como señal de referencia ésta señal de error, proporcionando una señal digital acerca de la situación de sincronismo en el PLL de microondas.

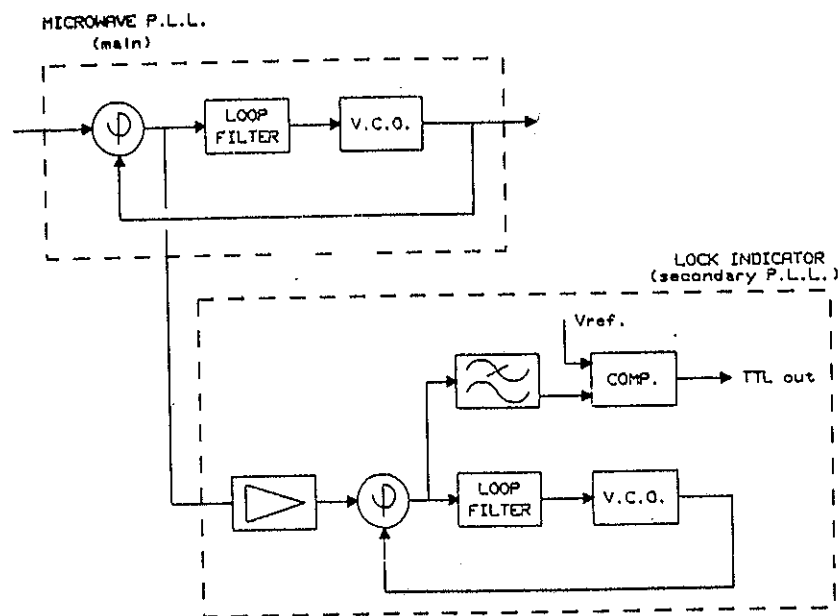
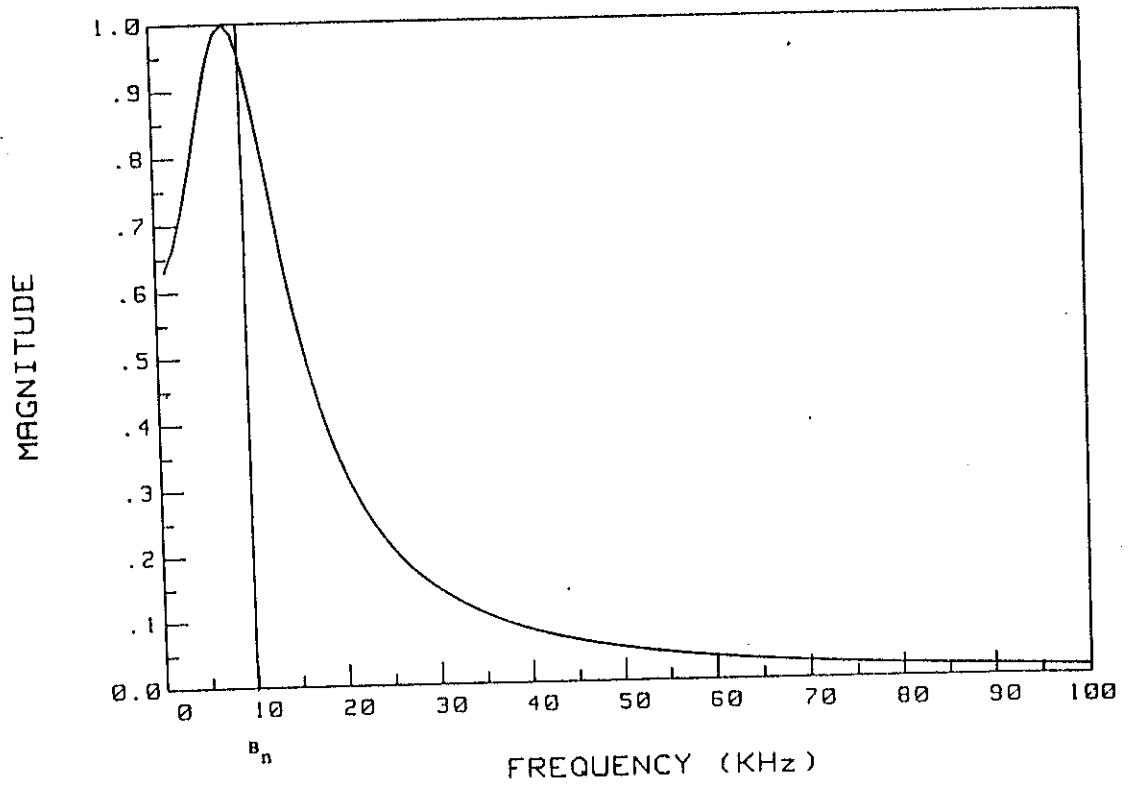


Figura 3.35.- Esquema de bloques del indicador de lock.

Bajo condición de sincronismo, al aplicar el modelo lineal del PLL, se obtenía la fase de error como una versión filtrada paso-alto de la fase de la señal de entrada, por la función de transferencia $H_e(s)$ (3.3.26). En la siguiente figura se muestra el módulo al cuadrado de las funciones de transferencia $H(s)$ y $H_e(s)$, para un PLL de segundo orden y tipo II, con frecuencia natural 10 KHz y coeficiente de amortiguamiento 0.707.



(a)

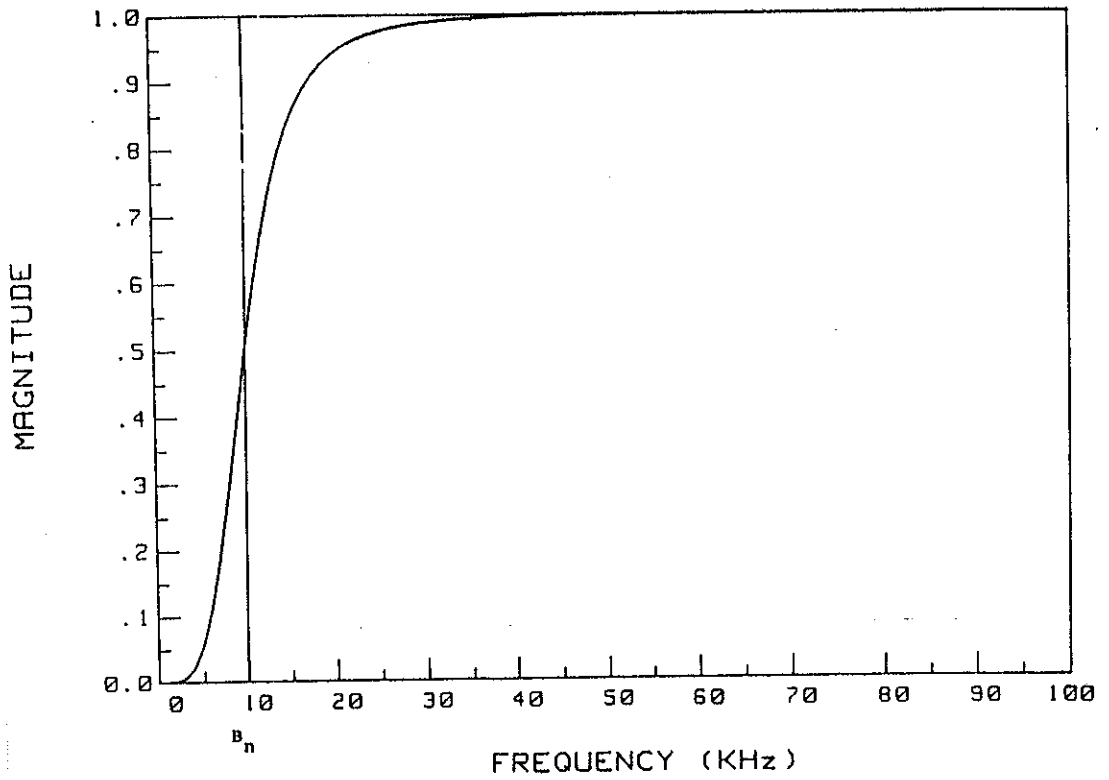


Figura 3.36.- Módulo al cuadrado de las funciones de transferencia a) $H(s)$ b) $H_e(s)$.

Habíamos visto que el espectro de potencia de la señal de referencia presentaba una característica tipo paso-bajo; ésto puede comprobarse en la Figura 3.37 donde se muestra el ruido de fase típico de un oscilador en banda-X. En consecuencia, el espectro de la señal de error será en este caso de tipo paso-banda, de frecuencia central próxima a la frecuencia natural del PLL.

Al ser ésta una señal paso-banda, admite una representación de la forma:

$$\theta_o(t) = A(t) \cos \psi(t) = \alpha(t) \cos(\omega_o t + \phi(t)) \quad (3.7.1)$$

donde la envolvente $\alpha(t)$ y la fase instantánea $\psi(t)$ se obtienen como:

$$A(t) = \sqrt{\theta_o^2(t) + \hat{\theta}_o^2(t)} \quad \psi(t) = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\theta}_o(t)}{\theta_o(t)} \right) \quad (3.7.2)$$

siendo $\hat{\theta}_o(t)$ la transformada de Hilbert de $\theta_o(t)$, definida como [88]:

$$\hat{\theta}_o(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\theta_o(\lambda)}{t - \lambda} d\lambda \quad (3.7.3)$$

o a través de su espectro:

$$\hat{\theta}_o(f) = -j \operatorname{sgn}(f) \theta_o(f) \quad (3.7.4)$$

entonces podemos obtener la frecuencia instantánea de $\psi(t)$ como :

$$\begin{aligned} \omega_i(t) &= \frac{d\psi(t)}{dt} = \frac{\theta_o(t)\hat{\theta}_o'(t) - \hat{\theta}_o(t)\theta_o'(t)}{A^2(t)} \\ &= \omega_o + \frac{d\phi}{dt} \end{aligned} \quad (3.7.5)$$

donde se ha elegido ω_o como el valor medio de la frecuencia instantánea $\omega_i(t)$.

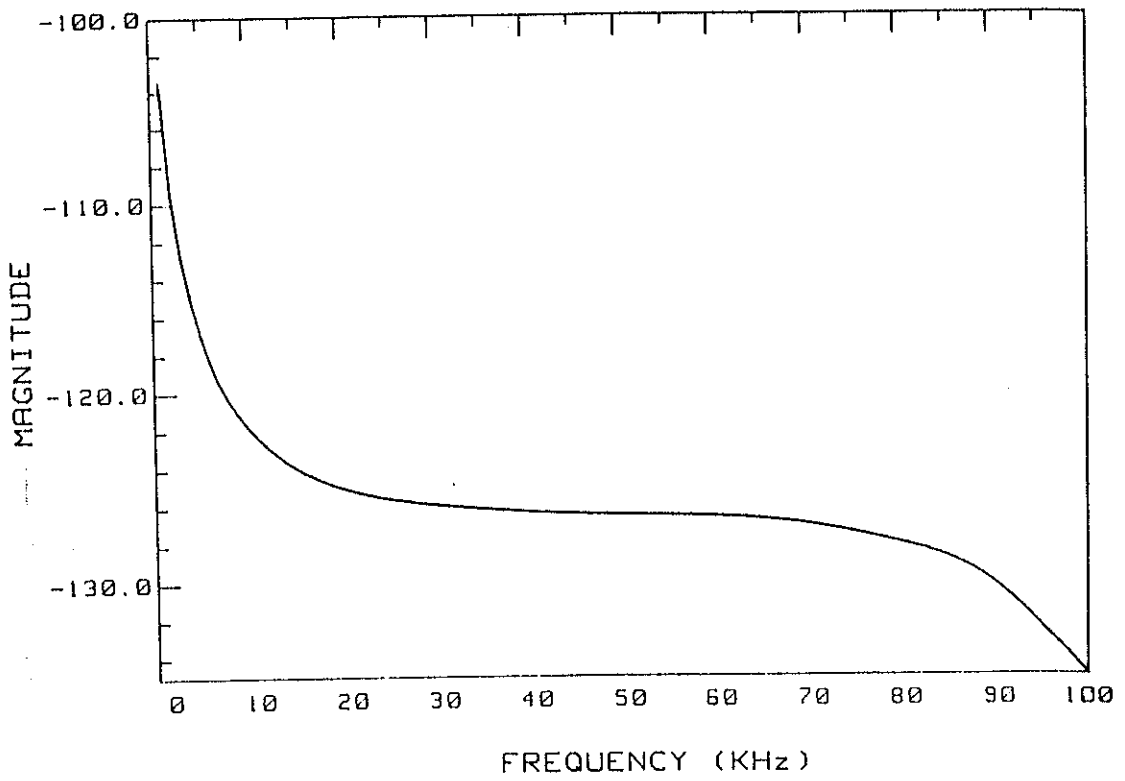


Figura 3.37.- Ruido de fase típico de un oscilador en Banda-X.

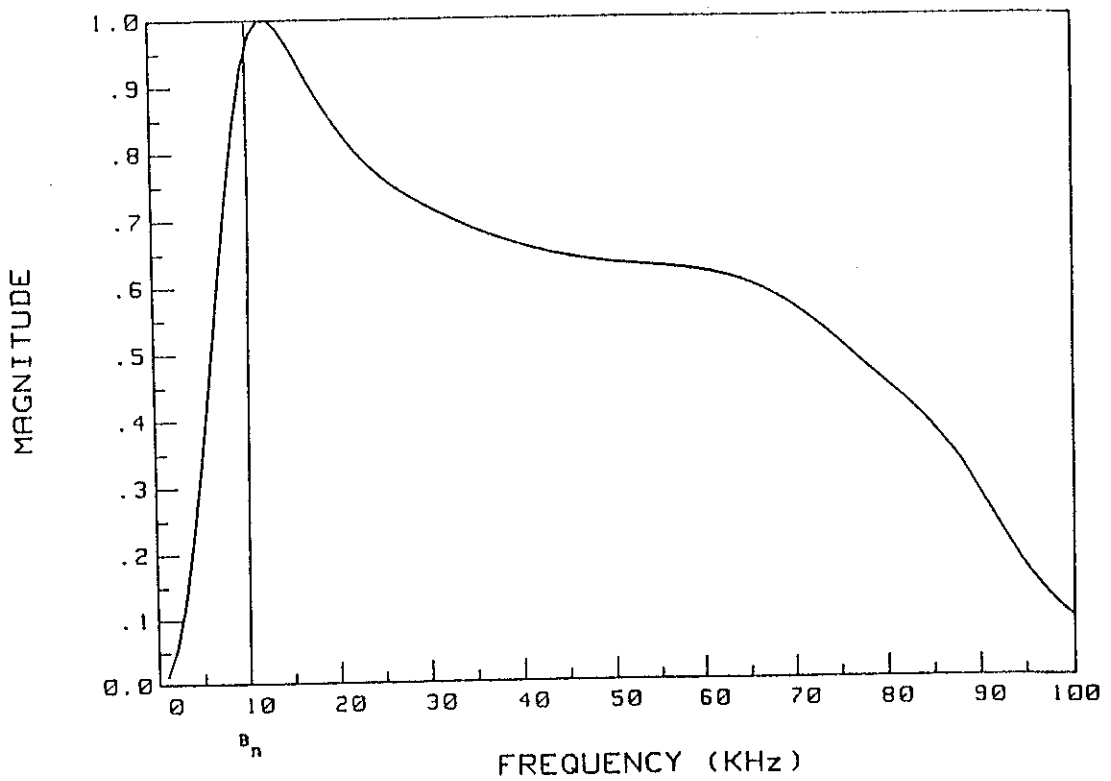


Figura 3.38.- Espectro de potencia de la fase de error del PLL principal.

Una alternativa al cálculo de ω_o puede encontrarse como la media ponderada del espectro de potencia de θ_o . [89], es decir:

$$\omega_o = \frac{\int_0^{+\infty} f |\theta_o(f)|^2 df}{\int_0^{+\infty} |\theta_o(f)|^2 df} \quad (3.7.6)$$

En ausencia de sincronismo, la señal que aparece a la salida del detector de fase es un batido entre las frecuencias del VCO y de la referencia, relacionándose su margen de variación con los de lock-in y hold-in del PLL; es decir, la frecuencia mínima de batido corresponderá al margen de lock-in, mientras que el valor máximo dependerá de la máxima distancia frecuencial entre la frecuencia del VCO y la referencia. Esta situación se esquematiza en la siguiente tabla:

PLL (principal)	Salida del detector de fase
Sincronizado	Ruido paso-banda
No sincronizado	Batido (diferencia de frecuencias) * frecuencia mínima: margen de Lock-in. * frecuencia máxima: max [VCO - Ref.]

En consecuencia, la condición de enganche estará determinada por la presencia o ausencia de una señal de batido en la salida del detector de fase en el PLL principal.

Atendiendo a éste criterio, se ha desarrollado un circuito capaz de distinguir entre ambas situaciones; opera a modo de demodulador de fase con la señal de error, proporcionando como resultado, una señal TTL así como una indicación visual mediante LED.

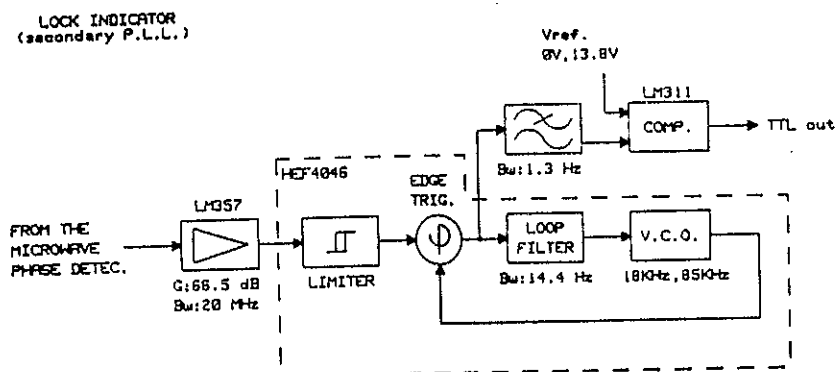


Figura 3.39.- Esquema de bloques del indicador de lock.

El circuito utiliza como detector de fase un circuito secuencial activado por flancos, tipo biestable, precedido por un limitador, de forma que el circuito es sensible a la diferencia de frecuencias. Esto garantiza que la señal de control del VCO permanezca en un nivel alto, aún cuando este PLL secundario no esté enganchado a la señal de batido, en el caso de que ésta exceda la frecuencia máxima del VCO. Su margen de variación de frecuencia se extenderá desde un valor mayor que el margen de lock-in, hacia un valor menor que la frecuencia de resonancia del PLL principal.

El funcionamiento es como sigue: cuando el PLL principal está desenganchado, el secundario trata de sincronizarse con la señal de batido, con lo que la señal de control del VCO se mantiene en un nivel alto; por el contrario, cuando el PLL principal está enganchado, el secundario mantendrá a su VCO a la frecuencia media del espectro de $\theta_s(t)$, es decir, se mantendrá en ω_s . Si se elige un ancho de banda pequeño para el PLL secundario, éste no podrá seguir las fluctuaciones rápidas de la señal, de modo que la señal de control del VCO se mantendrá en un nivel bajo. Si introducimos esta señal de control en un filtro amortiguador (smoothing) seguido de un comparador, se obtendrá una señal digital sobre la condición de enganche del PLL principal.

Este circuito ha sido utilizado con éxito en los multiplicadores de frecuencia PLL que se describirán en el capítulo VI, en los que la detección de fase se realizaba a 290 MHz, 2.55 GHz, 27 GHz y 29.7 GHz; sus principales características se muestran en la siguiente tabla:

Amplificador:

- Ganancia: 66.5 dB
- Ancho de banda: 20 MHz

PLL:

- Margen de frecuencia del VCO: de 18 KHz a 85 KHz
- Tensión de salida del detector de fase: de 0 V a 13 V
- Ancho de banda del filtro de lazo: 14.4 H

Comparador:

- Ancho de banda del filtro de smoothing: 1.3 Hz
- Margen de ajuste de la tensión de referencia: 13.8 a 0 V
- Salida TTL: Sincronizado --> "0"
No sincronizado --> "1"

La siguiente figura muestra el espectro medido de la señal de entrada al PLL secundario, procedente de la salida de un detector de fase armónico que sintetizaba 27 GHz a partir de una referencia de 9 GHz, con una frecuencia de corte del PLL de 20 KHz, coeficiente de amortiguamiento de 1.14 y un margen de Lock-in de ± 277.7 KHz. El valor medio que se obtuvo para su frecuencia utilizando la ecuación (3.7.5) fue de 73 KHz.

Una vez conectada esta señal al PLL secundario, la señal de control del VCO adoptó el valor de 3.8 V, que correspondía a una frecuencia de 70 KHz, verificándose el comportamiento teórico del sistema. Ajustando el nivel de comparación a 4.4 V, cualquier señal de entrada de frecuencia superior a 100 KHz sería considerada señal de batido, denotando una situación de desenganche. En la siguiente figura se muestra la señal de control del VCO en función de la frecuencia de entrada.

Este sistema ha sido motivo de un artículo en una revista de difusión internacional [90].

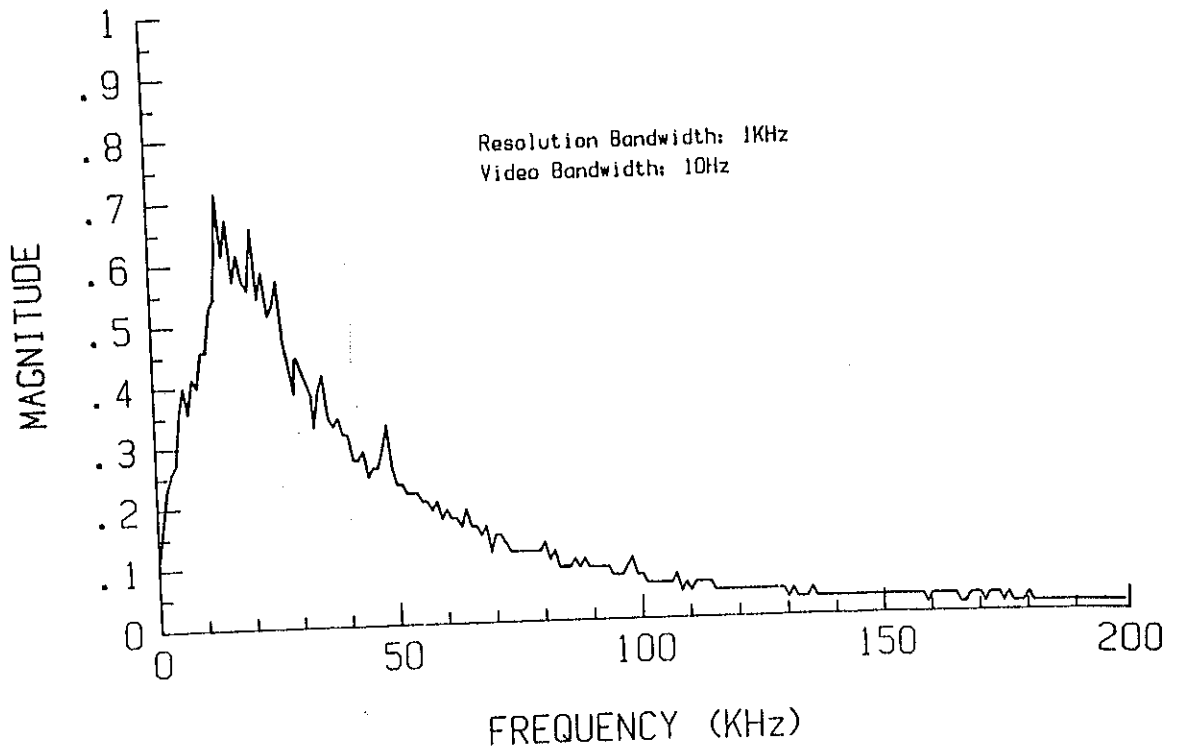


Figura 3.40.- Espectro medido de la señal de salida de un detector de fase armónico, de un PLO de 27 GHz.

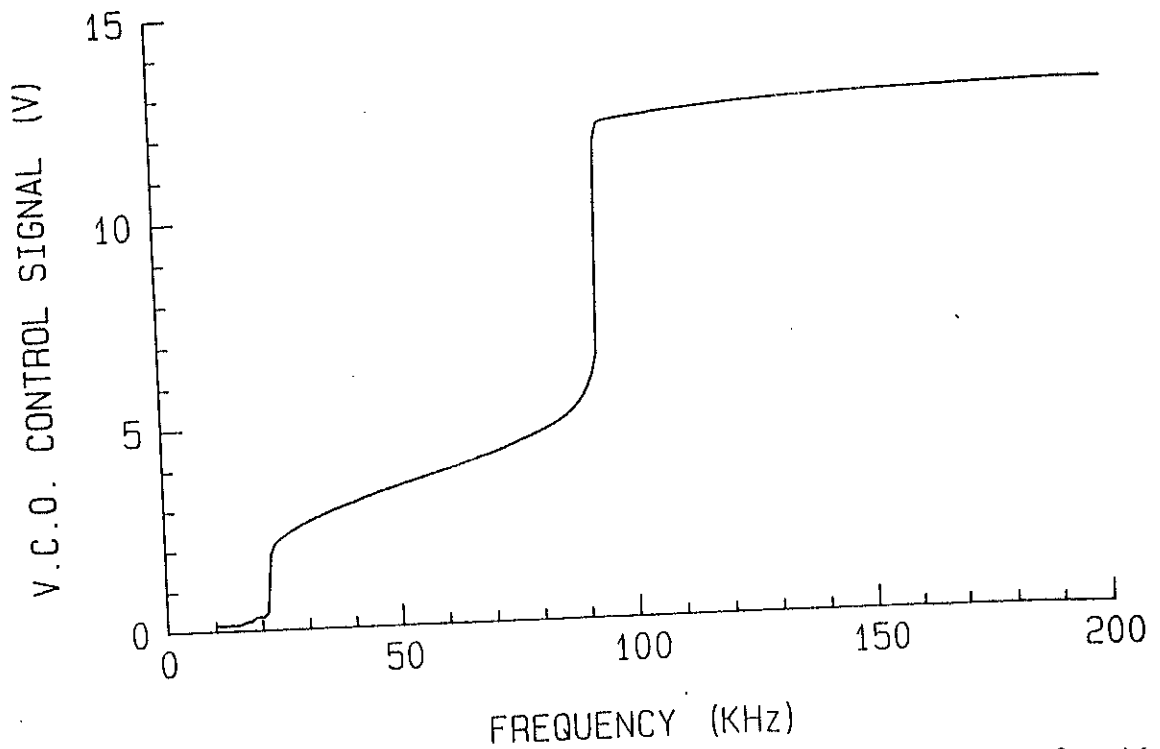


Figura 3.41.- Señal de control del VCO del PLL secundario, en función de la frecuencia de entrada.

Capítulo 4. RECEPTOR COHERENTE PARA EL EXPERIMENTO DE PROPAGACION OPEX

4.1 INTRODUCCION

Dentro del programa espacial de la Agencia Europea del Espacio (ESA), está previsto el lanzamiento de un satélite experimental de telecomunicaciones denominado OLYMPUS (anteriormente L-SAT), para fomentar el desarrollo de la tecnología que precisarán los futuros satélites y equipos de comunicaciones asociados.

Está compuesto por los siguientes paquetes:

- paquete para experimentos de propagación a 12/20/30 GHz, cuya finalidad es la de ofrecer una oportunidad para realizar investigaciones a largo plazo sobre las características de propagación radioeléctrica de la atmósfera a 20 y 30 GHz, relacionándolas con las características de la misma medidas a 12.5 GHz.
- paquete de servicios especializados a 12/14 GHz para experimentos de comunicaciones avanzadas entre pequeñas estaciones terrestres.
- paquete de radiodifusión de TV con dos canales, uno de cobertura únicamente italiana y el segundo de cobertura europea en general.
- paquete de comunicaciones a 20/30 GHz para teleconferencias punto a punto, o multipunto, u otras aplicaciones experimentales.

En el seno del anterior Departamento de Electrofísica se decidió llevar a cabo un proyecto de investigación consistente en el desarrollo y construcción de un equipo receptor para el paquete de propagación a 12/20/30 GHz, dado el interés que suscitaba el experimento por diversas razones: de una parte la atractiva idea de desarrollar una nueva tecnología en banda de milimétricas, y de otra

parte el poder llegar a disponer de un equipo operativo, válido para su utilización como instrumento de medida de los fenómenos de propagación atmosférica, especialmente los de atenuación y transpolarización en la banda de 20/30 GHz, de los cuales apenas se disponen datos, pero que sin embargo, dado la tendencia a la utilización de esta banda en comunicaciones via satélite, va a ser del todo imprescindible su conocimiento en un futuro inmediato.

El emplazamiento del satélite será en órbita geoestacionaria de longitud 19 grados Oeste, con una precisión de ± 0.07 grados a lo largo de todo su tiempo de vida, programado para 5 años, aunque el satélite ha sido diseñado para operar durante un período de 10 años.

El satélite se abastecerá de la energía obtenida en sus generadores solares, aunque durante los eclipses de sol se dispondrá, en baterías, de energía suficiente para garantizar el funcionamiento de los paquetes de propagación, comunicaciones a 20/30 GHz y parte de los servicios especializados a 12/14 GHz.

El control del satélite se realizará desde una central de telemando, telemetría y seguimiento, con enlaces satélite-tierra a 2 GHz.

4.2 PAQUETE DE PROPAGACION

4.2.1 DESCRIPCION Y ESPECIFICACIONES

El paquete para los experimentos de propagación lo forman tres balizas emitiendo señales de onda continua, de frecuencias distintas pero coherentes entre sí, obtenidas por multiplicación de frecuencia a partir de una referencia común, tal como se detalla en la siguiente figura:

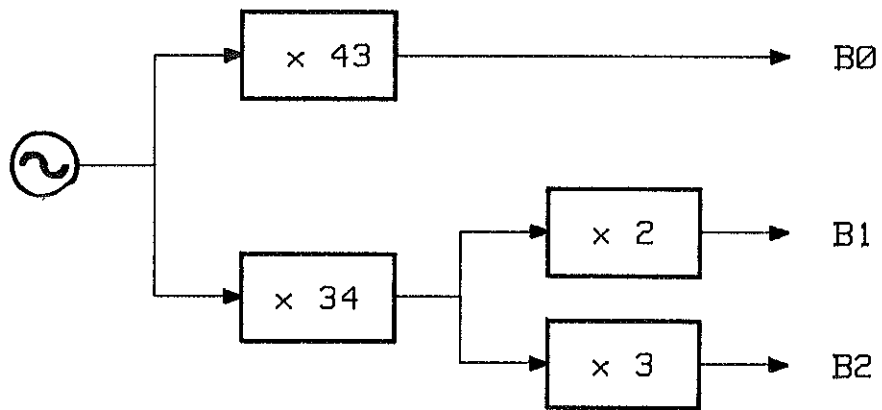


Figura 4.1.- Esquema de bloques del proceso de síntesis de las balizas del paquete de propagación del satélite Olympus.

Las frecuencias de emisión, potencias y polarización para cada una de las balizas, se detallan en la siguiente tabla [91]:

CANAL	FRECUENCIA (GHz)	POTENCIA E.I.R.P.	POLARIZACION
B0	12.501866	> 10 dBw	Lineal vertical, $\pm 0.5^\circ$
B1	19.770393	> 24 dBw	Lineal, conmutada en X,Y
B2	29.655589	> 24 dBw	Lineal vertical, $\pm 0.5^\circ$

Las balizas sobre las que deberá realizarse el experimento de propagación son B1 y B2, pudiéndose relacionar las medidas realizadas en esas balizas, con las que se obtengan a frecuencia menor con B0, lo que permitirá estudiar el escalado en frecuencia de las características de propagación. También puede pensarse en utilizar B0 como fuente de seguimiento del satélite por las estaciones terrenas.

Los aspectos en los que se ha extremado el cuidado durante el proceso de diseño del paquete de propagación, han sido todos los referentes a las características de estabilidad en amplitud, pureza de polarización y estabilidad en frecuencia y ruido de fase de las balizas.

La estabilidad en amplitud se especifica en la siguiente tabla:

PERIODO	VARIACION DE LA E.I.R.P.
1 s.	± 0.05 dB
24 h.	± 0.5 dB
1 año	± 1.0 dB
7 años	± 2.0 dB

La polarización de las tres balizas será lineal, con la peculiaridad de que la baliza B1 estará conmutada entre dos polarizaciones lineales ortogonales X, Y, a una velocidad de 1866 Hz, de modo que el ciclo de conmutación total será de 933 Hz, con una estabilidad mejor de ± 3.5 partes por 10^{15} sobre el tiempo de vida del satélite. La orientación de B0 y B2 se hará con relación a la polarización en Y de B1. Las precisiones y orientaciones de las mismas se muestran en la siguiente tabla:

CANAL	POLARIZACION	ORIENTACION
B1	Y	$(90 \pm 2)^\circ$ respecto al plano ecuatorial terrestre.
	X	$(90 \pm 0.5)^\circ$ respecto a B1-Y
B2 B0	Y	$(0 \pm 0.5)^\circ$ respecto a B1-Y

Se especifica la discriminación en polarización de la antena emisora en 30 dB. La estabilidad en frecuencia a largo plazo de las balizas se presenta en la siguiente tabla:

PERIODO	B0	B1	B2
24 h.	± 1.2 KHz	± 2 KHz	± 3 KHz
1 año	± 36 KHz	± 60 KHz	± 90 KHz
7 años	± 120 KHz	± 200 KHz	± 300 KHz

La estabilidad a corto plazo, o ruido de fase de las balizas, se especifica de la siguiente forma: La desviación típica de las fluctuaciones de fase de las señales serán menores de 0.1 rad cuando se midan con un PLL ideal, sin ruido de fase en el VCO, de ancho de banda de ruido $2B_L = 50$ Hz.

Esta especificación se puede interpretar en términos de densidades espectrales de potencia de ruido de fase, del siguiente modo: Sea el

sistema PLL de la figura, en el que suponemos un VCO ideal, a cuya entrada conectamos la señal de la baliza ϕ_i , que presenta una densidad espectral de potencia $S_{\phi_i}(\omega)$.

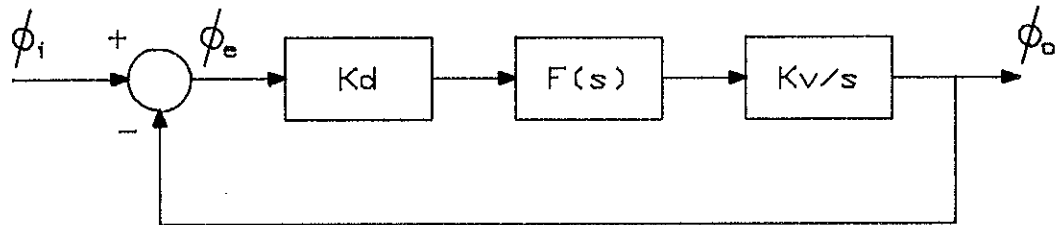


Figura 4.2.- Sistema de medida mediante PLL, del ruido de fase de una baliza.

La densidad espectral de potencia de la señal de error ϕ_e será por tanto:

$$S_{\phi_e}(\omega) = S_{\phi_i}(\omega) |1 - H(\omega)|^2 \quad (4.2.1)$$

siendo $H(\omega)$ la función de transferencia del PLL; si calculamos ahora su varianza obtenemos:

$$\sigma_{\phi_e}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{\phi_i}(\omega) |1 - H(\omega)|^2 d\omega \quad (4.2.2)$$

y para un PLL de segundo orden y tipo II, con función de transferencia (3.3.26) se tiene que:

$$|1 - H(\omega)|^2 = \frac{\omega^4}{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + 4\xi^2 \omega_n^2 \omega^2} \quad (4.2.3)$$

Admitiendo que la señal de la baliza presenta ruido flicker de frecuencia, lo cual es lícito suponer en las inmediaciones de la portadora, podemos entonces escribir para la densidad espectral de potencia bilateral:

$$S_{\phi_t}(\omega) = \frac{K}{\omega^3} \quad (4.2.4)$$

y sustituyendo esta expresión junto con (4.2.3) en (4.2.2) se obtiene:

$$\sigma_{\phi_o}^2 = \frac{K}{2\pi \omega_n^2 \sqrt{1 - (2\xi^2 - 1)^2}} \left[\frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left(\frac{2\xi^2 - 1}{\sqrt{1 - (2\xi^2 - 1)^2}} \right) \right], \text{ para } \xi < 1$$

$$\sigma_{\phi_o}^2 = \frac{K}{4\pi \omega_n^2 \sqrt{(2\xi^2 - 1)^2 - 1}} \ln \left(\frac{2\xi^2 - 1 + \sqrt{(2\xi^2 - 1)^2 - 1}}{2\xi^2 - 1 - \sqrt{(2\xi^2 - 1)^2 - 1}} \right), \text{ para } \xi > 1$$

(4.2.5)

utilizando la expresión (3.3.53) para el ancho de banda equivalente de ruido B_L y sustituyendo para $2B_L = 50\text{Hz}$, $\xi = 0.707$ y $\sigma_f^2 = (0.1)^2$, se obtiene:

$$S_{\phi_o}(\omega) = \frac{88.9}{\omega^3} \quad (4.2.6)$$

de modo que el ruido de fase expresado en dBc, que se mediría en las proximidades de la portadora sería:

$$L(f) = 10 \log \left(\frac{88.9}{(2\pi)^3 f^3} \right) \quad (4.2.7)$$

y concretamente a 10 Hz de la portadora sería de -44.46 dBc, resultado que debe interpretarse como una cota mínima del ruido de fase de la baliza del satélite.

Posteriormente la Agencia distribuyó un documento en el que se especificaba el ruido de fase medido sobre cada una de las balizas, cuyos resultados se muestran en la siguiente tabla, donde puede verse que estas especificaciones superan holgadamente las previstas inicialmente.

L (f) (dBc)			
OFFSET (Hz)	B0	B1	B2
1	-22	-18	-15
10	-53	-50	-45
100	-81	-78	-75
1000	-94	-92	-90

A partir de estas medidas es posible proceder a la inversa y calcular la varianza de las fluctuaciones de fase para cada baliza, cuando ésta se mide en un PLL ideal, sin ruido.

Admitamos ahora un comportamiento de ruido flicker de frecuencia para las fluctuaciones de fase de la entrada, de la forma:

$$S_{\phi_i}(\omega) = \frac{K}{\omega^2 \omega^n} \quad (4.2.8)$$

siendo n un número próximo a la unidad. A partir de las medidas realizadas podemos obtener el valor de n y el de la constante K, de forma similar a la descrita por las ecuaciones (1.4.20) y (1.4.21), de modo que nos queda:

$$K = 2L(\omega_o) \omega_o^{(2+n)}$$

$$2+n = \frac{10 \log L(\omega_1) - 10 \log L(\omega_2)}{10 \log(\omega_2/\omega_1)}$$

$$S_{\phi_i}(\omega) = \frac{2L(\omega_o) \omega_o^{2+n}}{\omega^{2+n}} \quad (4.2.9)$$

obteniendo entonces para la varianza:

$$\sigma_{\phi_s}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty L(\omega_o) \omega_o^{2+n} \frac{\omega^{2-n}}{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + 4\xi^2 \omega_n^2 \omega^2} d\omega \quad (4.2.10)$$

calculando esta integral por tramos, para $\xi = 0.707$ y $B_L = 25$ Hz se llega a los siguientes resultados:

	B0	B1	B2
σ_s (rad)	0.0125	0.018	0.030

que son mucho menores que la anterior cota de 0.1 radianes.

4.2.2 EXPERIMENTOS PROPUESTOS

La Agencia ha propuesto una serie de experimentos a realizar con las balizas emitidas por el paquete de propagación, citándose a continuación:

a) *Medida de la atenuación absoluta:*

Para lo cual es preciso disponer de un gran margen dinámico, siendo por tanto la condición limitadora la pérdida de sincronismo de la estación receptora con el satélite.

b) *Medida de la atenuación y desfasajes relativos:*

En la cual es preciso disponer de una relación señal a ruido mejor que la que se precisa en la anterior medida, la condición limitadora es, por tanto, el ruido en detección.

c) *Medida de la polarización cruzada:*

A realizar únicamente sobre B0 y B2, con un receptor sincronizado a la componente copolar; en este caso la condición limitadora es la pérdida de sincronismo de esta última.

d) *Medida de la polarización cruzada (dual):*

A realizar sobre B1, para lo cual es preciso disponer de cuatro canales de recepción que midan las dos componentes co-polares y cross-polares, sincronizándose con la señal de conmutación de polarización del satélite; la condición restrictiva es la relación señal a ruido requerida para mediciones muy precisas.

e) *Medida del centelleo o velocidad de desvanecimiento:*

Lo cual sólo podrá realizarse si se dispone de un receptor capaz de seguir correctamente estas fluctuaciones rápidas; la condición restrictiva será pues el ruido en detección.

4.2.3 REQUISITOS MINIMOS DEL RECEPTOR

La realización de este tipo de medidas únicamente va a ser posible en un receptor que realice una detección coherente de la señal recibida, implicando por tanto el establecimiento de un lazo PLL que sincronice en fase el oscilador local del receptor con la señal de antena. Por tanto, uno de los principales parámetros del receptor será el ancho de banda de ruido de este PLL.

La Agencia define tres tipos de estaciones terrenas atendiendo al tamaño de las antenas, de las cuales sólo consideraremos la de tipo 1 (Small Station) por ser la que mejor se adapta a nuestras necesidades. La especifica como una estación compuesta por una antena de 1 metro de diámetro, en la que el cabezal se conecta, sin amplificador, directamente a la entrada de un mezclador, acotando la cifra de ruido del cabezal en 10 dB para B1 y B2, y en 7 dB para B0, pudiendo recibir tanto polarización simple como dual.

Asumiendo una temperatura de antena de 290K, con una eficiencia del 50%, se puede establecer un balance de potencias previo como el que se muestra en la siguiente tabla, donde no se ha considerado ni el ruido de fase de las balizas ni el de los osciladores locales; asimismo se ha supuesto un ancho de banda de ruido del PLL del receptor de 50 Hz, valor que por supuesto deberá optimizarse cuando se consideren los anteriores efectos. Como margen de seguridad se ha supuesto una mínima relación señal a ruido de 10 dB en el PLL, de forma que los márgenes dinámicos de que se dispondrá van a ser pequeños.

Nótese que estos cálculos se han realizado suponiendo tres receptores independientes, es decir un PLL para cada canal, lo cual da un balance de potencias algo pesimista.

	B0	B1	B2
Frecuencia	12.5 GHz	20 GHz	30 GHz
E.I.R.P.	10 dBw	24.0 dBw	24 dBw
Atenuación del espacio libre	207.5 dB	211.5 dB	215 dB
Diámetro antena	1 m	1 m	1 m
Ganancia $\eta = 50\%$	39.5 dB	43.5 dB	47 dB
Cifra de ruido (front-end)	7 dB	10 dB	10 dB
Temperatura antena	290 K	290 K	290K
Temperatura receptor	31.6 dBK	36.6 dBK	37.6 dBK
G/T	7.9 dB/K	6.9 dB/K	9.4 dBK
$k = 1.38 \cdot 10^{-23}$	-228.6 dBK/HzK	-228.6 dBK/HzK	-228.6 dBK/HzK
C/No	39 dBHz	48 dBHz	47 dBHz
$B_L = 50$ Hz	17 dBHz	17 dBHz	17 dBHz
S/N (dB)	22 dB	35 dB	30 dB
$(S/N)_L$ mínima	10 dB	10 dB	10 dB
Margen dinámico	12 dB	21 dB	20 dB

A la vista de estos resultados, la Agencia sugiere que las especificaciones a cumplir por las estaciones receptoras deberán estar muy próximas a las del satélite, a fin de garantizar un máximo aprovechamiento de las mismas; en especial se deberá prestar atención a los siguientes puntos:

- a) precisión en el apuntamiento de la antena, estabilidad en el anclaje y en la ganancia del receptor.
- b) ruido de fase de los osciladores locales del receptor comparable al de las balizas, a fin de obtener un buen margen dinámico.
- c) adecuación del ancho de banda de ruido del PLL al ancho de banda de post-detección.

Teniendo en cuenta estas consideraciones es posible entonces plantear el diseño de un receptor coherente para estas señales.

estuviesen sincronizados a una misma referencia la cual se habría obtenido a partir de una única baliza y por tanto poder garantizar, siempre que se mantenga el sincronismo con la referencia, la recepción en los restantes canales, aún en el caso de desvanecimientos profundos.

Para este fin se hace idóneo elegir la baliza B0 como canal de referencia por dos razones: En primer lugar, al no estar conmutada en polarización simplifica en gran manera el diseño del PLL; en segundo lugar, a pesar de que la potencia emitida es menor que en los restantes canales, la atenuación atmosférica por lluvia sobre esta baliza es del orden del 4 % de la que existe a 20 GHz, por lo que la probabilidad de pérdida de sincronismo es menor utilizando B0 que con B1 o B2.

La principal condición limitadora va a ser, por tanto, la pérdida de sincronismo de esta señal; el diseño del receptor deberá encaminarse hacia la consecución de un sistema que garantice el sincronismo con B0 aún en el peor de los casos.

4.3.2 ESQUEMA DE BLOQUES DEL RECEPTOR

La configuración elegida para nuestro receptor fue la de un sistema coherente con tres frecuencias intermedias para cada canal, que guardan la misma proporción que las frecuencias de las balizas, en las que el sincronismo se obtiene a partir de B0 mediante un sistema PLL que actúa directamente sobre el último oscilador local. El resto de osciladores locales no estarían controlados, pero serían obtenidos por síntesis indirecta a partir de un patrón de frecuencia de 5 MHz. El esquema de bloques se muestra en la Figura 4.4.

El diseño del receptor se realizó conjuntamente por los departamentos de Electrofísica y Radiocomunicaciones de las E.T.S. de Ingenieros de Telecomunicación de Barcelona y Madrid respectivamente, con la siguiente repartición de tareas: La ETSIT de Barcelona se encargaría del diseño y construcción de las dos primeras FI de los

tres canales, mientras que la ETSIT de Madrid finalizaría la tercera FI así como el diseño del PLL principal o maestro, incluyendo todos los sintetizadores de baja frecuencia.

Pasaremos a continuación a describir el esquema de bloques del receptor.

La señal de antena se conecta directamente al mezclador tanto en B1 como en B2, mientras que en B0 esta conexión se realiza a través de un amplificador de bajo ruido, con filtros de entrada y salida.

Los primeros osciladores locales para cada canal se sintetizan por multiplicación indirecta por 43, 68 y 102 a partir de una misma referencia de 265 MHz, sintetizada a su vez a partir de un patrón de 5 MHz, no estando prevista la incorporación de ninguna corrección de frecuencia sobre estos osciladores.

Por consiguiente, las primeras frecuencias intermedias deberán absorber todas las derivas de frecuencia de las tres balizas del satélite. Cada una de ellas consta del correspondiente amplificador y filtro, conectándose su salida al segundo mezclador. Los segundos osciladores locales se generan también por multiplicación por 43, 68 y 102 a partir de una misma referencia, en este caso de 25 MHz, pero que ahora sí va a estar corregida en frecuencia a través de un control automático de frecuencia que seguirá las derivas a largo plazo de todos los osciladores del satélite, a fin de mantener en todo momento las segundas FI's en sus valores nominales. Esto se hace debido a que en estas segundas FI's, los filtros paso-banda utilizados son de cristal para conseguir anchos de banda estrechos y reducir el ruido. Después de este filtraje y tras una amplificación previa, se introduce la señal en el tercer mezclador. De forma análoga, los terceros osciladores locales se generan también por multiplicación por 43, 68 y 102 a partir de una referencia de 685 KHz, que actúa a modo de VCO dentro del bucle PLL maestro, donde la detección de fase se realiza entre la referencia patrón de 5 MHz dividida por 204 y la tercera FI de B0, con lo que se obtiene el sincronismo entre todas las terceras FI's de cada canal y la referencia de 5 MHz dividida por 204.

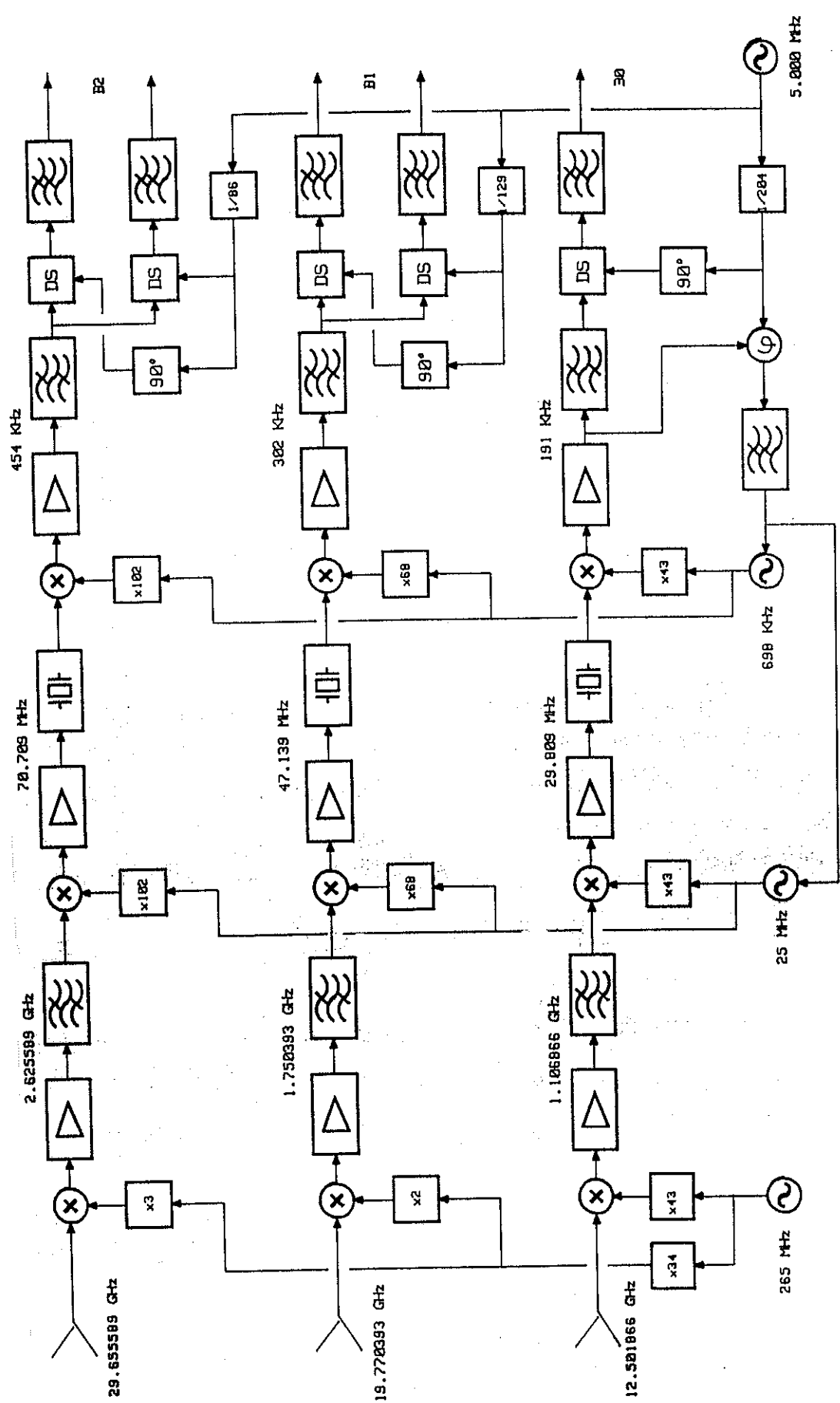


Figura 4.4.- Esquema de bloques del receptor coherente para el experimento de propagación.

La señal patrón de 5 MHz, dividida por 204, 129 y 86 se lleva a unos detectores síncronos para cada canal (fase-cuadratura en B1 y B2), donde finalmente se detectan coherentemente las terceras FI's, consiguiendo para los canales B1 y B2 dos salidas proporcionales a las partes Real e Imaginaria de cada baliza, mientras que para B0 sólo se obtendrá una señal proporcional a su amplitud.

La ventaja que presenta esta configuración de receptor, en el que la última FI se mantiene fija adecuando constantemente la frecuencia del último oscilador local, es la de permitir un filtrado mucho más estrecho de la señal, de modo que la relación señal a ruido a la entrada del detector de fase es mayor que en el caso de que la detección de fase se realizase entre esta señal de FI y un armónico del VCO, puesto que todas las derivas de frecuencia de las balizas deberían ser absorbidas por ésta última FI, con el consiguiente aumento de su ancho de banda y el empeoramiento de la relación señal/ruido.

El plan de frecuencias elegido se muestra en la siguiente tabla:

	B0	B1	B2
Frecuencia baliza (GHz)	12.501866	19.770393	29.655589
1er. OL (GHz)	11.395	18.020	27.030
1a. FI (GHz)	1.106866	1.750393	2.625589
2o. OL (GHz)	1.077057	1.703254	2.554880
2a. FI (MHz)	29.809	47.139	70.709
3er. OL (MHz)	30.0	47.442	71.163
3a. FI (MHz)	0.191	0.302	0.454

Como cabezal en B0, dada la proximidad de la frecuencia de esta baliza con las habitualmente empleadas por los sistemas de radiodifusión directa de TV por satélite (ECS), se pensó en utilizar la misma unidad externa de estos receptores, con los pertinentes retoques de frecuencias, puesto que ésta había sido desarrollada conjuntamente por el Departamento de Electrofísica y dos empresas del sector, dentro de un plan de investigación subvencionado por la

CAICYT. La principal diferencia respecto de la unidad de TV, reside en que en este caso el oscilador local debe ser sintetizado a partir de la referencia de 265 MHz.

El resto de los cabezales de radiofrecuencia, así como el diseño del alimentador primario serían diseñados y construídos por completo.

Esta tesis es fruto de los trabajos de investigación llevados a cabo para el desarrollo de los sintetizadores de frecuencia de microondas que generan los primeros y segundos osciladores locales del receptor, sobre cuyos aspectos de diseño, construcción y caracterización versará el siguiente capítulo.

4.3.3 EVALUACION DE PRESTACIONES: SINCRONIZACION CON B0

Una vez visto el esquema de bloques del receptor pasaremos a estudiar los efectos que el ruido térmico de los amplificadores y mezcladores, así como del ruido de fase de los osciladores locales, ejercerán sobre la sensibilidad y margen dinámico del conjunto.

En primer lugar trataremos únicamente del canal B0, considerando los aspectos concernientes al PLL principal y de cara a la optimización de su ancho de banda. Para ello consideraremos el esquema de bloques de la Figura 4.5.

El conjunto amplificador-mezclador-amplificador de la primera FI, se encuentra integrado en una misma unidad (unidad externa de recepción de TV por satélite), con lo cual podemos considerar al conjunto una caja negra, de ganancia G_1 y factor de ruido F_1 .

La señal recibida en antena $v_1(t)$ consta de dos términos, la señal útil más un término de ruido térmico aditivo, paso-banda que supondremos con función de densidad gaussiana y media cero, con una densidad espectral unilateral de potencia uniforme N_0 dada por:

$$N_0 = K T_a \quad (4.3.1)$$

siendo T_a la temperatura de antena, que supondremos de 290 K.

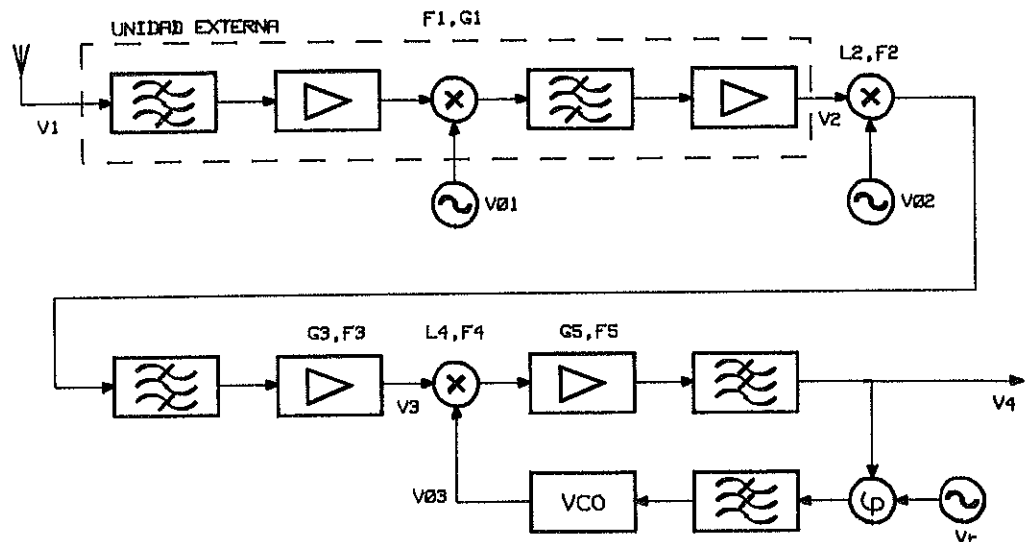


Figura 4.5.- Esquema de bloques simplificado de un canal del receptor.

Podemos escribir entonces:

$$\begin{aligned}
 v_1(t) &= A(t) \cos(\omega_o t + \phi_o(t)) + n_o(t) \\
 &= A(t) \cos(\omega_o t + \phi_o(t)) + n_{oq}(t) \cos \omega_o t + n_{os}(t) \sin \omega_o t \quad (4.3.2)
 \end{aligned}$$

donde se ha utilizado una descomposición fase-cuadratura para ruido que suponemos de ancho de banda estrecho. La señal del primer oscilador local $v_{01}(t)$ la podemos expresar como:

$$v_{01}(t) = B_1 \cos(\omega_1 t + \phi_1(t)) \quad (4.3.3)$$

donde $\phi_1(t)$ corresponde al ruido de fase del oscilador, cuya varianza supondremos va a ser idéntica a la de la baliza; por tanto a la entrada del segundo mezclador tendremos:

$$\begin{aligned}
 v_2(t) &= G_1 v_1(t) v_{01}(t) + n_{01}(t) \\
 &= G_1 B_1 \cos((\omega_o - \omega_1)t + \phi_o(t) - \phi_1(t)) + n_1(t) \quad (4.3.4)
 \end{aligned}$$

donde ahora el nuevo término de ruido n_1 engloba al ruido de la entrada amplificado, más el ruido n_{01} generado en el receptor, con G_1

la ganancia del bloque definido en la Figura 4.5. Siguiendo el proceso podemos calcular la señal $v_3(t)$ de entrada al tercer mezclador, de la forma:

$$v_3(t) = L_2 G_3 v_3(t) v_{02}(t) + n_{02}(t) \quad ; \text{con} \quad v_{02}(t) = B_2 \cos(\omega_2 t - \phi_2(t))$$

$$v_3(t) = G_1 L_2 G_3 B_1 B_2 A(t) \cos((\omega_0 - \omega_1 - \omega_2)t + \phi_0(t) - \phi_1(t) - \phi_2(t)) + n_2(t)$$

(4.3.5)

y por último denominando $v_{02}(t)$ a la señal del VCO, entonces al detector de fase le va a llegar $v_4(t)$,

$$v_{03}(t) = B_3 \cos(\omega_3 t + \phi_3(t))$$

$$v_4(t) = G_1 L_2 G_3 L_4 G_5 B_1 B_2 B_3 A(t) \cdot$$

$$\cos((\omega_0 - \omega_1 - \omega_2 - \omega_3)t + \phi_0 - \phi_1 - \phi_2 - \phi_3) + n_{03}(t)$$

(4.3.6)

El sistema PLL bajo condición de enganche garantizará el establecimiento de la condición:

$$\omega_0 - \omega_1 - \omega_2 - \omega_3 = \omega_r$$

(4.3.7)

siendo ω_r la frecuencia de la señal de referencia $v_r(t) = B_r \sin(\omega_r t)$, donde suponemos que el ruido de fase de la referencia será despreciable frente al ruido de fase de la señal $v_4(t)$, ya que ésta se encuentra afectada por un factor multiplicativo.

En consecuencia, esta situación es análoga a la de un PLL al que le llegase una señal con ruido de fase propio estando acompañada además de un cierto ruido térmico, por lo que el sistema de la Figura 4.5 sería entonces equivalente a:

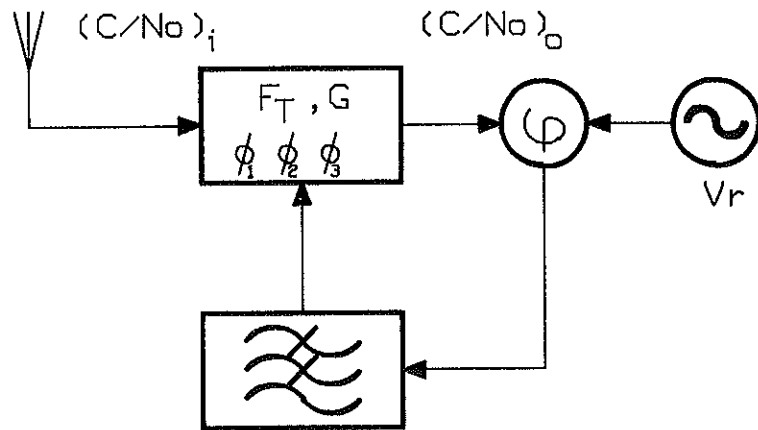


Figura 4.6.- Esquema de bloques del sistema equivalente al de la Figura 4.5.

donde vamos a calcular la relación señal/ruido a la salida del cuadripolo en función de la relación señal/ruido de la entrada. Para B0, de la tabla de la sección 4.2.3 se obtiene:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_i = (10\text{dBw} - 207.5\text{dB} + 39.5\text{dB}) - (-228.6 + 24.62) = 45.98\text{dBHz}$$

donde se ha supuesto una ganancia de antena de valor 39.5 dB, a una temperatura de 290 K.

A continuación podemos calcular la cifra de ruido y la ganancia total de la cadena receptora, adoptando los siguientes valores:

$$F_1 = 3\text{dB} \quad F_2 = 7\text{dB} \quad F_3 = 10\text{dB} \quad F_4 = 7\text{dB} \quad F_5 = 10\text{dB}$$

$$G_1 = 45\text{dB} \quad L_2 = -7\text{dB} \quad G_3 = 35\text{dB} \quad L_4 = -7\text{dB} \quad G_5 = 35\text{dB}$$

y por tanto obtendremos:

$$F_T = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 L_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 L_2 G_3} + \frac{F_5 - 1}{G_1 L_2 G_3 L_4} = 1.997 = 3\text{dB}$$

$$G_T = 45 - 7 + 35 - 7 + 35 = 101\text{dB}.$$

$$\left(\frac{C}{N}\right)_o = \frac{\left(\frac{C}{N}\right)_i}{1 + (F - 1)(T_o/T_i)} = 45.98\text{dBHz} - 3\text{dB} = 42.98\text{dBHz}.$$

Recordando los valores que se habían medido para el ruido de fase de las balizas, podemos aproximar la densidad espectral de potencia del ruido de fase de B0 de la forma:

$$S_{\phi_{B0}}(f) = \frac{\log^{-1}(0.1L(f))f_o}{f^3} = \frac{6.3110^{-3}}{f^3}$$

Admitiendo para el ruido de fase de nuestro primer oscilador local un valor comparable al de la baliza, es decir densidades espectrales similares, podremos aproximar la densidad espectral de potencia del conjunto $\phi_0 - \phi_1 - \phi_2 - \phi_3$ por:

$$S_{\phi}(f) = S_{\phi_{B0}} + S_{\phi_1}(f) + S_{\phi_2}(f) + S_{\phi_3}(f) \approx 2S_{\phi_{B0}}(f)$$

donde se han supuesto despreciables los efectos de los segundos y terceros osciladores locales en comparación con el primero, por tanto,

$$S_{\phi}(f) = \frac{0.01266}{f^3}$$

La varianza de la fase de v_4 en función del ruido térmico y de fase de la baliza y de los osciladores locales y del ancho de banda del PLL se obtendrá como suma de las varianzas debidas al ruido térmico y de fase, es decir:

$$\sigma_{\phi}^2 = \left(\frac{N_o}{C} \right) \frac{2B_L}{2} + \frac{4\pi^2}{\omega_n^2} f(\xi) 0.01266 \quad (4.3.8)$$

donde para esta última se ha utilizado una versión más compacta [34] de la anterior ecuación (4.2.5), siendo entonces

$$\begin{aligned}
f(\xi) &= \frac{\ln(\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})}{\xi \sqrt{\xi^2 - 1}}, \text{ para } \xi > 1 \\
&= 1, \text{ para } \xi = 1 \\
&= \frac{\tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi}\right)}{\xi \sqrt{1-\xi^2}}, \text{ para } \xi < 1
\end{aligned} \tag{4.3.9}$$

derivando esta expresión con respecto a ω_n se obtiene un mínimo de σ_ϕ^2 para

$$\omega_n = \left(\frac{16\pi^2 f(\xi) \xi 0.01266 (C/N_o)}{1 + 4\xi^2} \right)^{1/3} \tag{4.3.10}$$

entonces fijando ω_n y derivando con respecto a ξ , se encuentra un mínimo para $\xi=1$; no obstante, la variación de σ_ϕ^2 en función de ξ alrededor de 1 es muy pequeña, no siendo crítica la elección de ξ siempre y cuando se cumpla la condición:

$$0.25 \leq \xi \leq 4 \tag{4.3.11}$$

lo que deja libre en cierto modo la elección de ξ según otros criterios. Sustituyendo los valores anteriores y tomando $\xi=0.707$ se llega a:

$$\begin{aligned}
\omega_n &= 24.49 \text{ rad/s} & B_L &= 13 \text{ Hz} \\
\sigma_\phi^2 &= 1.96210^{-3} \text{ rad}^2 & \sigma_\phi &= 0.0443 \text{ rad}
\end{aligned}$$

De este resultado se deduce que el efecto limitador más importante va a ser el ruido térmico que acompaña a la señal, más que el ruido de fase de los osciladores locales. Por tanto, la relación señal a ruido en el PLL va a ser:

$$(SNR)_L = \frac{1}{2\sigma_\phi^2} = 24.06 \text{ dB}$$

tomando como margen de seguridad el valor de 10 dB en esta relación (S/N) para la pérdida de sincronismo, entonces el margen dinámico de que dispondremos para B0 será $24.06-10=14.06$ dB, que equivale a $(C/N)_0=28.51$ dBHz, es decir, seremos capaces de mantener el sincronismo aún para el caso de desvanecimientos de 14.47 dB sobre la potencia nominal de B0.

4.3.4 EVALUACION DE PRESTACIONES: CANALES DE MEDIDA

En esta sección trataremos de evaluar para cada canal, los márgenes dinámicos y sensibilidades disponibles, bajo la hipótesis de que se ha obtenido el sincronismo en B0.

4.3.4.1 CANAL B0

En el apartado anterior hemos visto que la (C/N) de que disponíamos a la entrada al detector síncrono era de 42.98 dBHz, siendo la potencia de la señal y la densidad espectral de potencia de ruido las siguientes:

$$S = 40 \text{ dBm} - 207.5 + 39.5 + 101 = -27 \text{ dBm}$$

$$N_0 = -69.98 \text{ dBm/dBHz}$$

tomando 1 Hz como ancho de banda de detección, entonces tendremos $(S/N)=42.98$ dB y la mínima señal detectable va a ser $-27\text{dBm}-14.47\text{dB}=-41.47$ dBm siendo entonces el margen dinámico de 14.47 dB.

De otra parte, en el detector síncrono tendremos, de acuerdo con el esquema de bloques de la Figura 4.7, las señales:

$$v_o(t) = v_4(t)B_r \cos(\omega_r t) = A'(t) \cos(\phi_0 - \phi_1 - \phi_2 - \phi_3) + n_o(t) \quad (4.3.12)$$

donde vemos que la señal útil $A'(t)$ viene multiplicada por un término de error debido al ruido de fase de los osciladores involucrados, más una componente de ruido térmico.

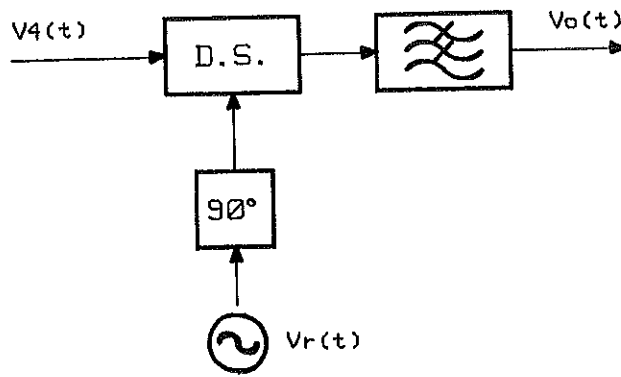


Figura 4.7.- Esquema de bloques simplificado del detector síncrono.

Como hemos visto que el ruido de fase es pequeño, podemos desarrollar en serie de Taylor el coseno, de modo que nos quedará:

$$v_o(t) = A'(t) \left[1 - \frac{1}{2} \phi^2(t) + \frac{n_o(t)}{A'(t)} \right] = A'(t)(1 + e(t)) \quad (4.3.13)$$

si calculamos ahora el valor medio y la desviación típica del término de error $e(t)$,

$$e(t) = \frac{n_o(t)}{A'(t)} - \frac{1}{2} \phi^2(t)$$

$$\overline{e(t)} = -\frac{1}{2} \sigma_\phi^2 = -981 \cdot 10^{-6}$$

$$\overline{e^2(t)} = \frac{N_o}{2C} + \frac{1}{4} \phi^4 \leq \frac{N_o}{2C} + \frac{1}{4} (\sigma_\phi^2)^2$$

$$\sigma_e^2 = \overline{e^2(t)} - \overline{e(t)}^2 \leq \frac{N_o}{2C}$$

$$\sigma_e \leq 5.017 \cdot 10^{-3}$$

Desde el punto de vista del error relativo en la medida de $A'(t)$, éste será pues, expresado en dB:

$$20 \log(1 + \overline{e(t)} \pm \sigma_e) \quad (4.3.14)$$

por lo que una cota superior para su valor eficaz será $20 \log(1 - 98110^{-6} - 5.01710^{-3}) = 0.052 \text{ dB}$. Es decir, la incertidumbre en la medida de $A'(t)$ será menor de $\pm 0.052 \text{ dB}$.

4.3.4.2 CANAL B1

Las señales que llegarán a cada uno de los detectores síncronos del canal B1 serán las siguientes:

$$\begin{aligned} v(t) &= A'(t) \cos(\omega_r t + \phi_0 - \phi_1 - \phi_2 - \phi_3) + n_{oq}(t) \cos(\omega_r t) + n_{os}(t) \sin(\omega_r t) \\ v_{r1}(t) &= \sin \omega_r t \\ v_{r2}(t) &= \cos \omega_r t \end{aligned} \quad (4.3.15)$$

por tanto una vez multiplicadas se obtendrá:

$$\begin{aligned} v_1(t) &= \frac{1}{2} [A'(t) \sin(\phi_0 - \phi_1 - \phi_2 - \phi_3) + n_{os}(t)] \\ v_2(t) &= \frac{1}{2} [A'(t) \cos(\phi_0 - \phi_1 - \phi_2 - \phi_3) + n_{oq}(t)] \end{aligned} \quad (4.3.16)$$

Suponiendo una ganancia de 30 dB en el front-end, así como un factor de ruido de 10 dB, obtendremos una relación señal/ruido para 1 Hz de ancho de banda de detección de $(S/N) = 49.98 \text{ dB}$. Para las fases de v_1 y v_2 podemos suponer que tendrán una varianza debida a los efectos del ruido de fase propio de la baliza, y del primer oscilador local, que supondremos similares, con lo que la podremos aproximar como:

$$\sigma_\phi^2 = 2 \int_{-1}^{+1} 10^{-1.8} df = 63.410^{-3} \text{ rad}^2$$

Estamos ahora en disposición de calcular los errores en la medida de la amplitud y fase de B1.

a) Medida de amplitud:

La medida de la amplitud de B1 se obtendrá a partir del módulo de v_1 y v_2 , es decir:

$$M^2(t) = v_1^2 + v_2^2 = \frac{1}{4} A'^2(t) \left[1 + \frac{n_{os}^2(t) + n_{oq}^2(t)}{A'^2(t)} + \frac{2}{A'(t)} (n_{os}(t) \sin(\phi(t)) + n_{oq}(t) \cos(\phi(t))) \right]$$

$$= \frac{1}{4} A'^2(t) [1 + e(t)]$$

con $\phi(t) = \phi_o(t) - \phi_1(t) - \phi_2(t) - \phi_3(t)$ (4.3.17)

Si calculamos ahora el valor medio y la desviación típica de $e(t)$ tendremos:

$$\overline{e(t)} = \frac{N_o}{C} = 10.05 \cdot 10^{-6}$$

$$\overline{e^2(t)} = \frac{\overline{n_{os}^4} + \overline{n_{oq}^4} + 2\overline{n_{os}^2 n_{oq}^2}}{A^4} + 4 \frac{\overline{n_{os}^2}}{A^2} \leq \left(\frac{N_o}{C} \right)^2 + 2 \left(\frac{N_o}{C} \right)$$

$$\sigma_e^2 \leq 2 \left(\frac{N_o}{C} \right) \quad \sigma_e \leq 4.482 \cdot 10^{-3}$$

y por tanto el error en la medida de amplitud va a ser:

$$10 \log(1 + \overline{e(t)} \pm \sigma_e) \quad (4.3.18)$$

que adopta una cota superior para su valor eficaz de 0.019 dB.

b) Medida de la fase:

Esta medida estará fuertemente condicionada por el ruido de fase del primer oscilador local; en concreto tenemos que:

$$v_1(t) = A(t) \sin(\phi_o - \phi_1) + n_o(t) \quad (4.3.19)$$

donde $\phi_o(t)$ corresponde a la fase de la señal recibida, englobando los efectos de ruido de fase de la baliza y los de desfasaje atmosférico, mientras que ϕ_i se corresponde con el ruido de fase del oscilador local. Recordando lo que habíamos visto en el capítulo 1 de que una señal acompañada de ruido térmico podía expresarse como una señal modulada en amplitud y fase, podemos entonces reescribir la anterior ecuación como:

$$v_i(t) = A(t) \sin(\phi_o(t) - \phi_i(t) + \phi_n(t)) \quad (4.3.20)$$

tal que

$$\sigma_{\phi_n}^2 = (N_o / C) \quad (4.3.21)$$

dado que el valor medio de las señales ϕ_i y $\phi_n(t)$ es cero, el error en la medida de fase será:

$$\sigma_{\phi} + \sigma_n = 10.2^\circ$$

4.3.4.3 CANAL B2

Las mismas conclusiones obtenidas con respecto a B1, se deducen para B2, con la salvedad de que aparte de que la relación señal/ruido en detección sigue siendo la misma, 49.98 dB, la varianza del ruido de fase del oscilador local será:

$$\sigma_{\phi}^2 = \int_{-1}^{+1} 31.6210^{-3} df = 63.2510^{-3}$$

por lo que el error de fase será:

$$\frac{180}{\pi} (\sigma_{\phi} + \sigma_n) = 14.41^\circ$$

Ya para finalizar, en la siguiente tabla se resumen los errores en la medida que se preveen para el sistema:

ERROR	B0	B1	B2
Amplitud	± 0.052 dB	± 0.019 dB	± 0.019 dB
Fase	--	10.2°	14.41°

En el siguiente capítulo pasaremos a describir el proceso de síntesis de los primeros y segundos osciladores locales, con el objetivo de lograr obtener un ruido de fase menor o igual al medido en las balizas.

PARTE III

REALIZACIONES RELACIONADAS CON EL RECEPTOR COHERENTE

Capítulo 5. DISEÑO DE MULTIPLICADORES DE FRECUENCIA MEDIANTE P.L.L.

5.1 INTRODUCCION

En el capítulo precedente hemos tratado del receptor destinado a la recepción de las balizas a 12/20/30 GHz del satélite Olympus, dentro del marco de un experimento de propagación. En la descripción del esquema de bloques del receptor aparecían una serie de multiplicadores de frecuencia que sintetizan los primeros y segundos osciladores locales del receptor, a partir de dos referencias de 265 MHz y 25 MHz respectivamente, cuya principal característica debía ser la de presentar un ruido de fase comparable al de las balizas a bordo del satélite y a ser posible menor.

En este capítulo trataremos del diseño de dichos multiplicadores de frecuencia mediante sistemas PLL, basándonos en los conocimientos que acerca de la síntesis indirecta de frecuencias en microondas se han ido desarrollando en los capítulos precedentes.

En la siguiente tabla se resumen las frecuencias e índices de multiplicación de las señales a sintetizar:

PRIMERA FRECUENCIA INTERMEDIA			
REFERENCIA	INDICE DE MULTIPLICACION	FRECUENCIA SINTETIZADA	CANAL
265 MHz	x 43	11.395 GHz	B0
	x 68	18.02 GHz	B1
	x 102	27.03 GHz	B2

SEGUNDA FRECUENCIA INTERMEDIA			
REFERENCIA	INDICE DE MULTIPLICACION	FRECUENCIA SINTETIZADA	CANAL
25 MHz	x 43	1.075 GHz	B0
	x 68	1.7 GHz	B1
	x 102	2.55 GHz	B2

También fue necesario sintetizar una señal que simulase la baliza B2 para su utilización como señal de prueba y calibración del receptor, realizando para ello una multiplicación por 102 de una referencia de 290.7 MHz.

Todos los multiplicadores utilizan filtros de lazo activos de primer orden, pero con ganancia de continua finita, del tipo de la Figura 2.14 (ec. 2.3.28), lo que los convierte en PLL's de segundo orden y tipo I.

Desgraciadamente no ha sido posible presentar medidas de ruido de fase de cada uno de los multiplicadores frecuencia construídos, puesto que en el Departamento no se disponía de instrumentación adecuada. Por esta razón los resultados experimentales que se presentarán únicamente consistirán en la medida del espectro obtenida en un analizador. Sin embargo queda abierta la posibilidad de poner en marcha un sistema de medida de ruido de fase en microondas, basado en el método del detector de fase descrito en el capítulo 1, que precisaría de una fuente de señal sintetizada de muy bajo ruido de fase.

5.2 MULTIPLICADOR x43

La función de este multiplicador es la de sintetizar una señal de 11.395 GHz correspondiente al primer oscilador local de B0, a partir de una referencia de 265 MHz. Al estar integrado el oscilador en el front-end de B0, puesto que se utilizaba una unidad externa comercial de TV directa por satélite, fue necesario practicar en ella diversas modificaciones. Las modificaciones consistieron en añadir un divisor de Wilkinson que proporcionase una salida auxiliar de la señal del oscilador para poder ser comparada en fase en el bucle PLL y en permitir el acceso directo a las tensiones de drenador y puerta del transistor MESFET del oscilador, para su utilización como señales de control de frecuencia.

Dada la imposibilidad de disponer de divisores de frecuencia a 11 GHz, se optó por recurrir a una configuración de multiplicador que incluyera conversiones de frecuencia en mezcladores armónicos. El esquema de bloques adoptado fue el de la figura:

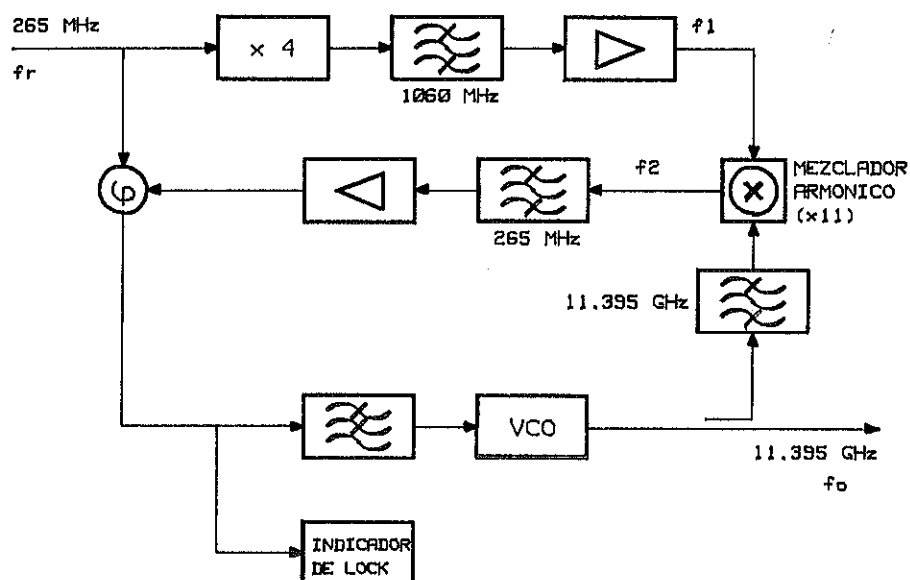


Figura 5.1.- Esquema de bloques del multiplicador x43 que sintetiza 11.395 GHz.

La señal de referencia f_r se divide en dos caminos, en uno de ellos se cuadruplica en frecuencia en un dispositivo pasivo comercial (doblador RK-2 de Mini-Circuits), cuya salida se sintoniza al cuarto armónico mediante un filtro interdigital stripline, obteniéndose una señal de frecuencia f_1 que posteriormente amplificada se introduce en un mezclador armónico de índice 11. A este mezclador le llega una muestra de la señal de salida del VCO, de frecuencia f_0 seleccionando a la salida del mezclador el producto de la mezcla entre el armónico 11 de f_1 y f_0 obteniendo:

$$f_2 = 11f_1 - f_0 = 11 \cdot 4f_r - f_0 \quad (5.2.1)$$

esta señal f_1 cuya frecuencia estará situada alrededor de los 265 MHz, filtrada y amplificada se detecta en fase con la señal de referencia f_r en un detector comercial (SRA-1 de Mini-Circuits) de tipo mezclador balanceado. La señal de error resultante actúa sobre el filtro de lazo, cuya salida controla la tensión de puerta del MESFET del oscilador para obtener el sincronismo del conjunto. Esta situación impone la condición:

$$f_r = f_2 = 44f_r - f_0 \quad (5.2.2)$$

de donde se obtiene que:

$$f_o = (44 - 1)f_r = 43f_r \quad (5.2.3)$$

La indicación del sincronismo se realiza a partir de la señal de error introducida en el indicador de lock del tipo descrito en el anterior capítulo.

La adición de un filtro paso-banda entre la señal del VCO y el mezclador armónico se hace para mejorar el aislamiento entre f_1 y f_o del mezclador, puesto que la frecuencia intermedia obtenida en el cabezal es de valor 1.106 MHz. muy próxima a f_1 , con lo cual podría producirse un enmascaramiento de la FI por f_1 además de una posible saturación de los amplificadores de la cadena receptora.

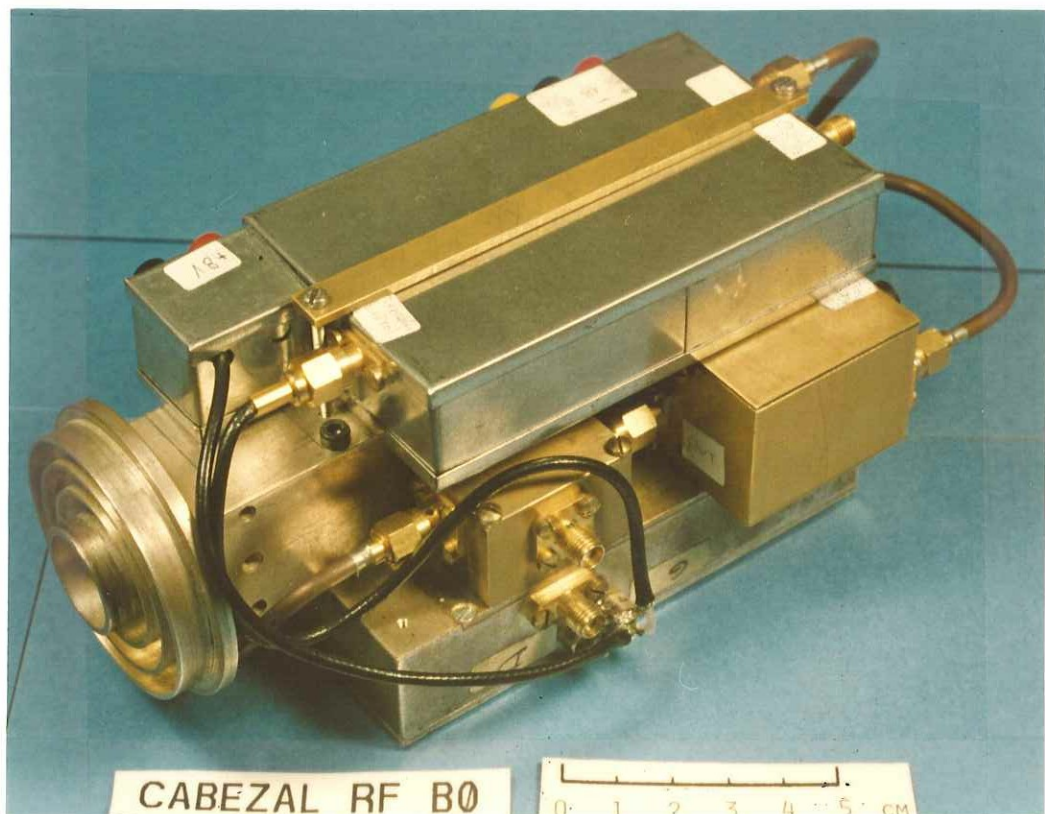


Figura 5.2.- Fotografía del cabezal de B0 que engloba además de las primera y segunda mezclas, la totalidad del multiplicador x43.

5.3 MULTIPLICADORES x68 Y x102

Ambos multiplicadores se engloban en el mismo apartado, dado que se generan por multiplicación por 2 y por 3 de 34, lo que permite una utilización conjunta de recursos, tal y como se muestra en la Figura 5.3.

Como paso previo se sintetiza una señal de 9.01 GHz obtenida por multiplicación por 34 de la referencia de 265 MHz. La señal de 18.02 GHz se obtiene por síntesis directa utilizando el segundo armónico de 9.01 GHz generado en el propio oscilador; para aumentar su potencia se incluye un lazo PLL usando como referencia esta última señal. La señal de 27.03 GHz se genera por multiplicación indirecta por 3 mediante PLL, a partir de la misma señal de 9.01 GHz.

Pasemos pues en primer lugar a describir el multiplicador x34. La filosofía de diseño es similar a la del apartado 5.2, con la salvedad de que ahora debe de realizarse una multiplicación previa por 5, lo cual se efectúa mediante otro lazo PLL. En definitiva, el esquema de bloques queda como se muestra en la Figura 5.4.

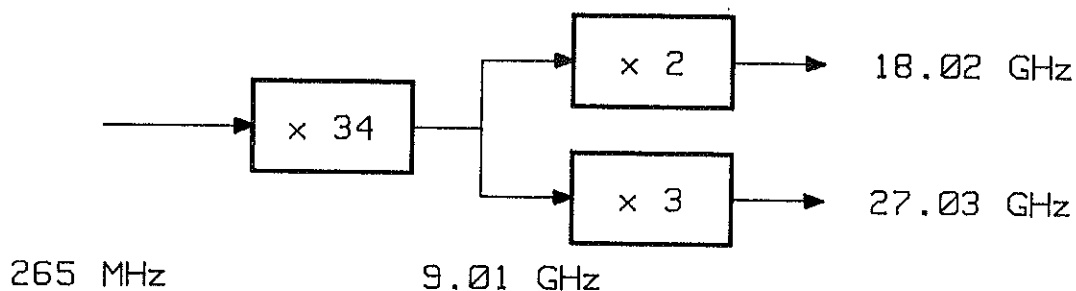


Figura 5.3.- Esquema de bloques del proceso de síntesis de las señales de 18.02 GHz y 27.03 GHz.

Al igual que en el caso anterior, la señal de referencia de 265 MHz se divide en potencia y se aplica en primer lugar a un multiplicador de frecuencia x5, realizado con divisores de frecuencia y lazo PLL, donde se sintetiza una señal de 1.325 GHz. Esta señal se

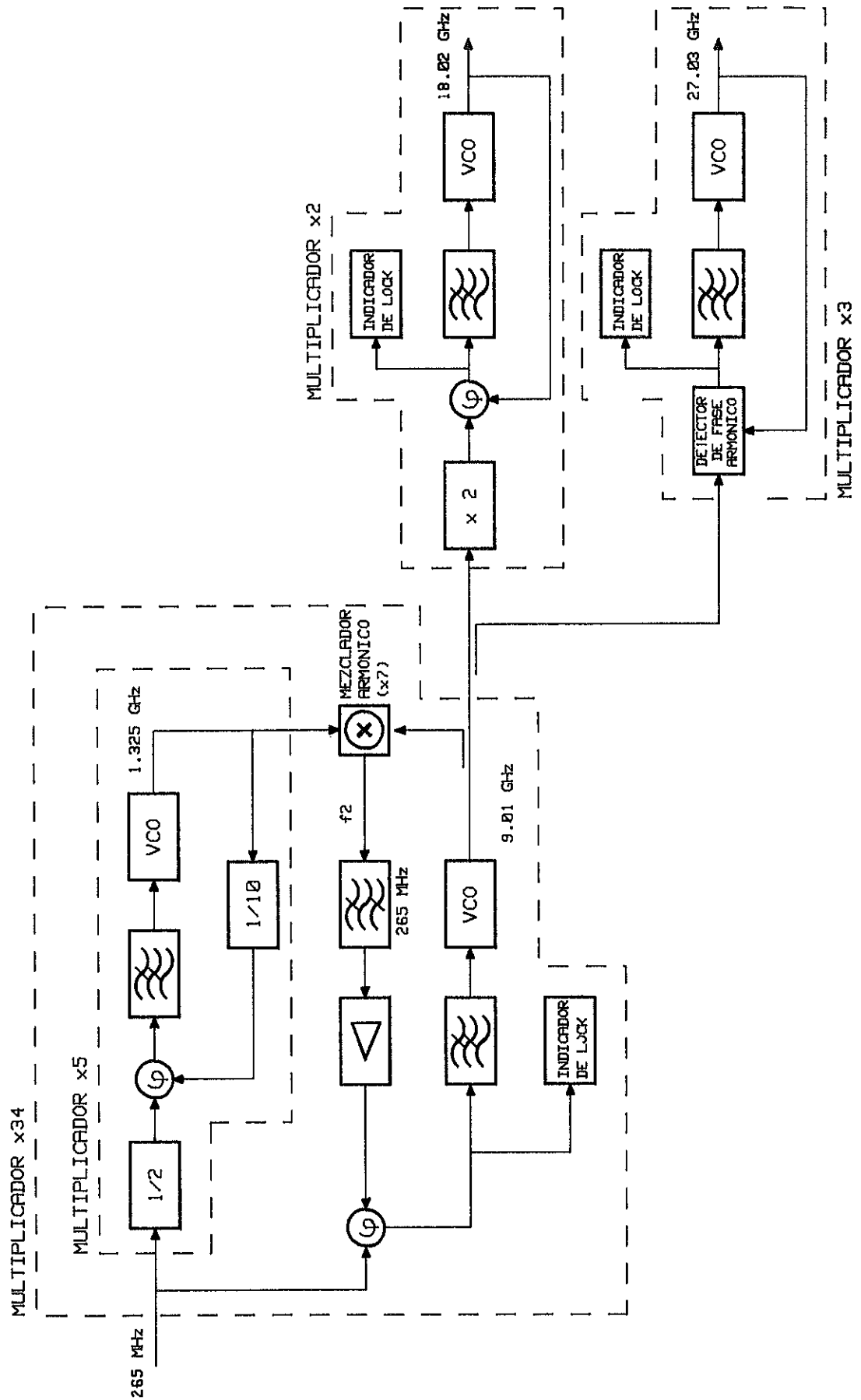


Figura 5.4.- Esquema de bloques de los multiplicadores x68 y x102 que sintetizan las señales de 18.02 GHz y 27.03 GHz.

aplica a un detector de fase armónico que realiza la mezcla entre el séptimo armónico de ésta y la señal de 9.01 GHz del VCO, siendo por tanto la frecuencia intermedia:

$$f_r \cdot 5 \cdot 7 - f_o = 35 f_r - f_o = 35 f_r - 34 f_r = f_r \quad (5.2.4)$$

la de referencia, la cual una vez filtrada y amplificada se conecta a un detector de fase donde se compara con la otra muestra de la señal de referencia. La señal de error resultante se aplica a través del filtro de lazo al VCO, cerrándose por tanto el bucle.

Para la síntesis del multiplicador x5 se ha optado por dividir por 2 la referencia y por 10 la salida del VCO, lo que permite utilizar una puerta XOR de la familia E.C.L. como detector de fase al ser la frecuencia de detección 132.5 MHz. Asimismo esta configuración posibilita la construcción de un indicador de lock de una forma muy simple y fiable, distinta a las anteriores. Recordemos que la salida del detector de fase bajo condición de enganche, está compuesta de una señal de frecuencia cero más una de frecuencia el doble de la de detección, que en nuestro caso es de valor 265 MHz coincidente con la de referencia; por tanto si efectuamos una detección de fase entre esta señal y la de referencia se obtendrá una señal de valor cero para la condición de enganche y un cierto batido de frecuencias en caso contrario, presentando valores medios distintos en ambos casos, que si se introducen en un comparador se obtendrá una indicación digital sobre la condición de enganche.

La señal de 18.02 GHz se sintetiza a partir del segundo armónico de la señal de 9.01 GHz generada en el propio oscilador, la cuál se aumenta de potencia a través de otro lazo PLL, en el que la detección de fase se realiza a 18.02 GHz con un detector de fase con anillo híbrido microstrip de 90 grados utilizando un VCO con diodo Gunn montado en microstrip, en el cuál se utiliza para variar su frecuencia su propia tensión de polarización. La indicación de lock se obtiene utilizando el indicador descrito en el anterior capítulo. Sin embargo, en el momento de la redacción de la tesis no había sido aún construido este sintetizador, motivo por el cual no se dispone de resultados experimentales.

Por el contrario, la señal de 27.03 GHz ha sido obtenida a su vez por síntesis indirecta utilizando un detector de fase armónico, del tipo visto en el capítulo precedente. La señal del oscilador de 27.03 GHz, consistente en un diodo Gunn montado en cavidad en guía de onda, se introduce mediante una doble transición guía-microstrip-guía a un circuito microstrip que a través de un acoplador direccional de 15 dB se aplica a una de las entradas del detector de fase armónico, constituido por un híbrido de 90 grados diseñado a 9.01 GHz. La señal de error obtenida, procesada por el filtro de lazo, controla la frecuencia del VCO a través de la polarización del diodo Gunn, cerrándose por tanto el bucle.

De este sistema se realizó otra versión con idéntica filosofía y esquema de bloques, pero utilizando una frecuencia de referencia de 290.7 MHz, de modo que sintetizaban señales de 1.45 GHz, 9.88 GHz y 29.65 GHz, correspondiendo esta última a la señal de la baliza B2. Su finalidad era para su utilización como señal de prueba o calibración de la cadena receptora de B2. Los resultados que se muestran corresponden a éste multiplicador. Las principales características del sistema se resumen en la siguiente tabla:

<i>Multiplicador x5:</i>		
$K_v = 190.4 \cdot 10^6 \text{ rad/s/V}$	$K_d = 407.4 \text{ mV/rad}$	$F(0) = 54 \text{ dB}$
$f_n = 300 \text{ KHz}$	$\zeta = 1.14$	$B_L = 1.2 \text{ MHz}$

<i>Multiplicador x34:</i>		
$K_v = 359 \cdot 10^6 \text{ rad/s/V}$	$K_d = 92.5 \text{ mV/rad}$	$F(0) = 54 \text{ dB}$
$f_n = 250 \text{ KHz}$	$\zeta = 1.14$	$B_L = 1 \text{ MHz}$

<i>Multiplicador x3:</i>		
$K_v = 75.4 \cdot 10^6 \text{ rad/s/V}$	$K_d = 20 \text{ mV/rad}$	$F(0) = 54 \text{ dB}$
$f_n = 6.4 \text{ KHz}$	$\zeta = 1.14$	$B_L = 27.3 \text{ KHz}$

En las siguientes figuras se muestran los espectros de las señales sintetizadas de 1.45 GHz, 9.88 GHz y 29.65 GHz.

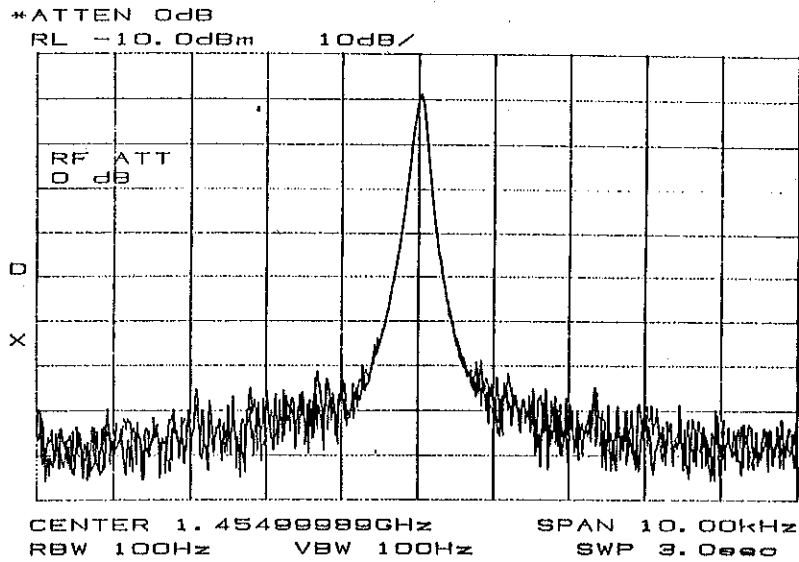


Figura 5.5.- Espectro de la señal sintetizada de 1.45 GHz.

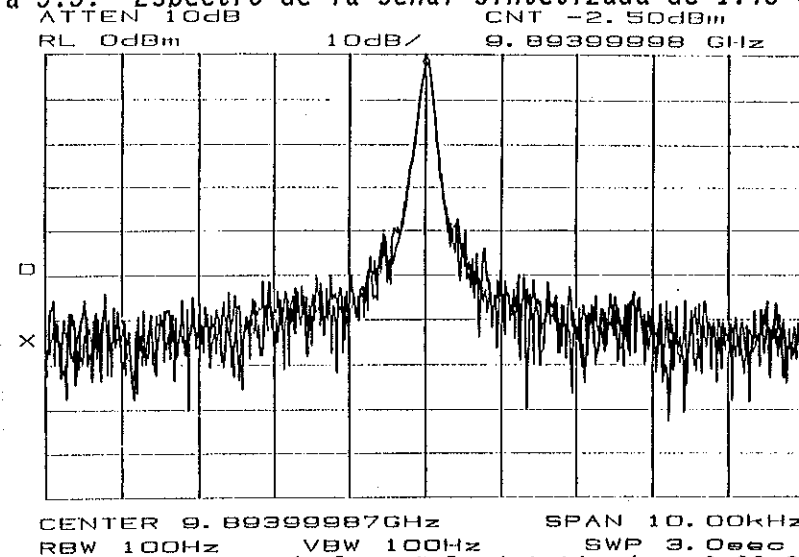


Figura 5.6.- Espectro de la señal sintetizada a 9.88 GHz.

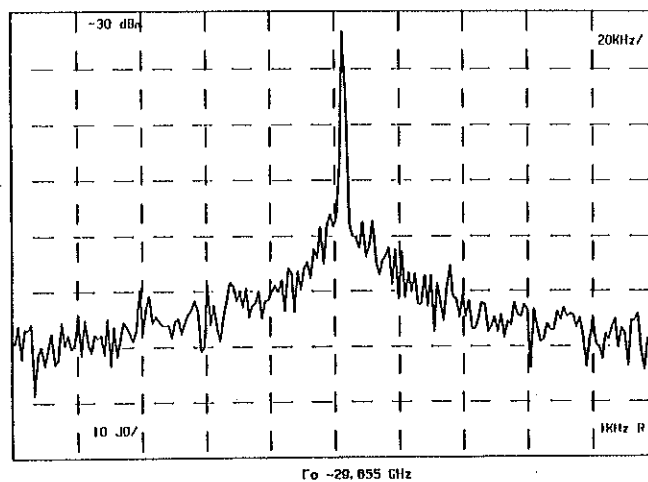


Figura 5.7.- Espectro de la señal sintetizada a 29.65 GHz.

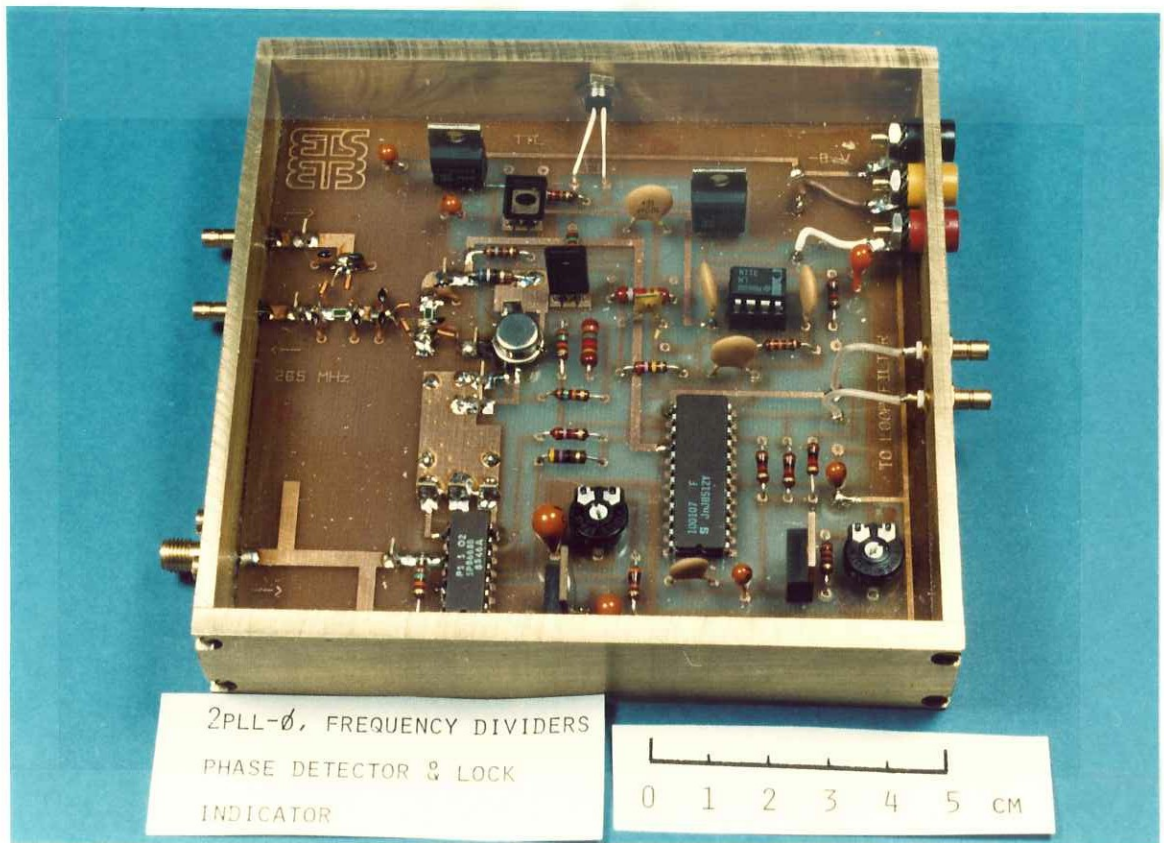


Figura 5.8.- Fotografía del circuito conteniendo los divisores de frecuencia y detector de fase del multiplicador por 5.

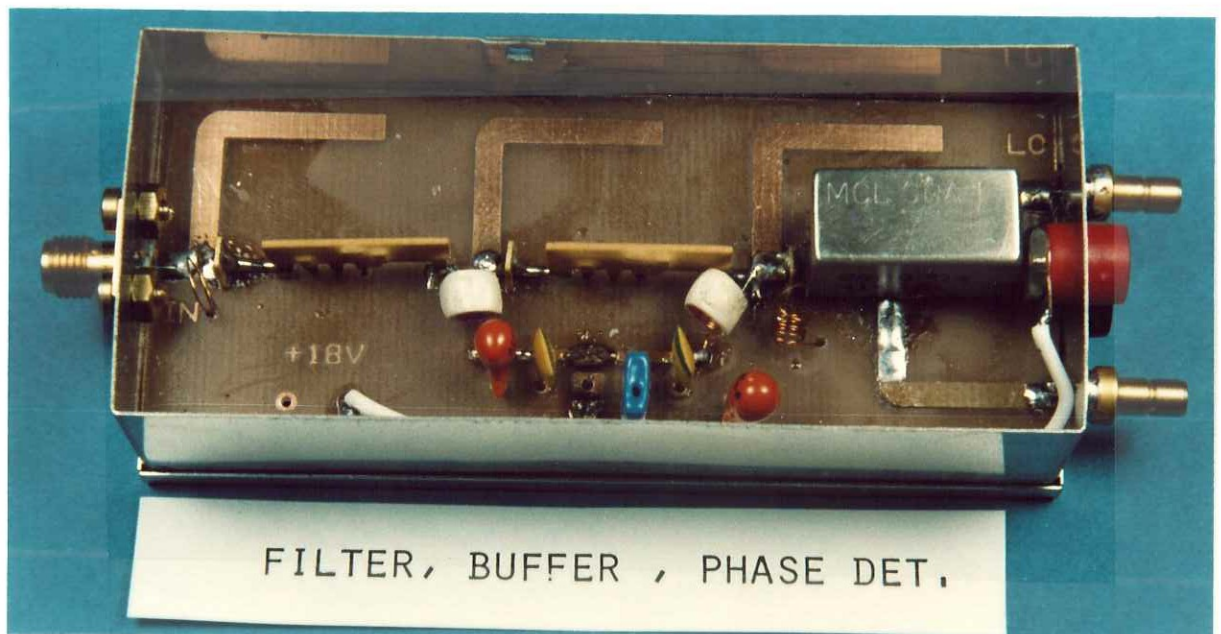


Figura 5.9.- Fotografía del circuito conteniendo los amplificadores y detector de fase a 265 MHz.

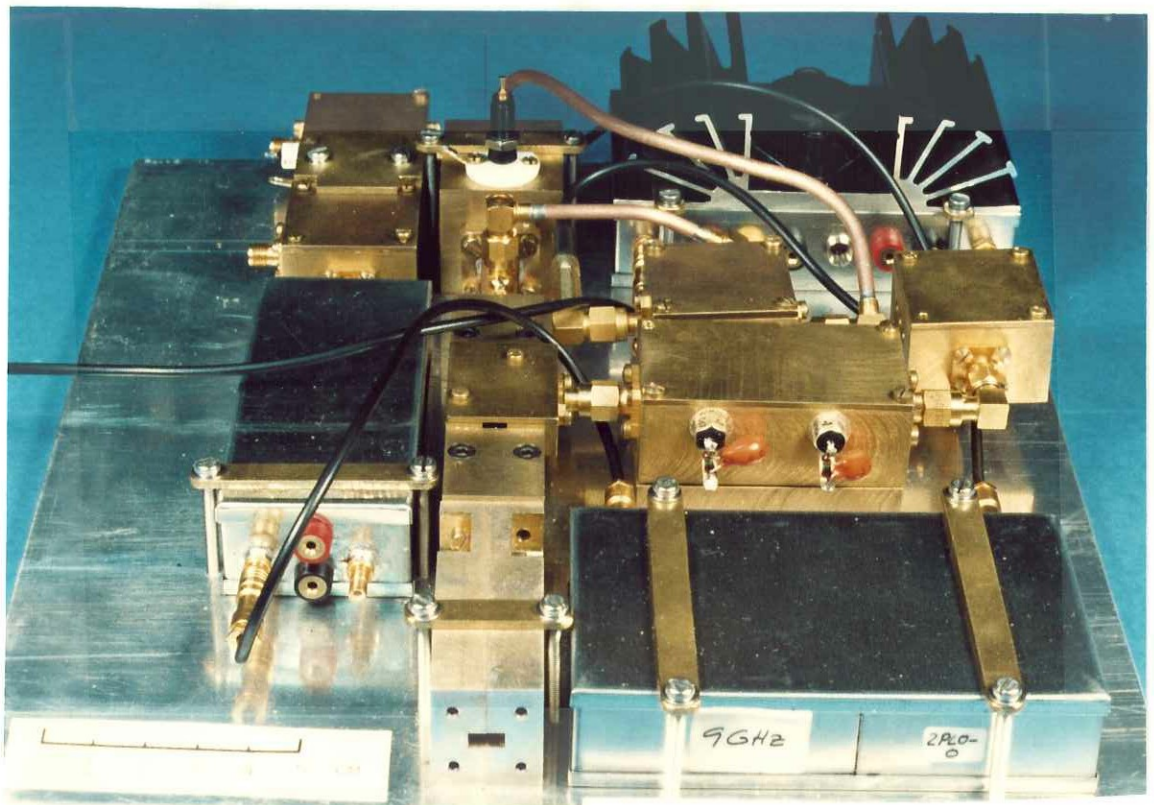


Figura 5.10.- Fotografía del conjunto del cabezal de B2, conteniendo las primera y segunda frecuencia intermedia así como los multiplicadores x34 y x3.

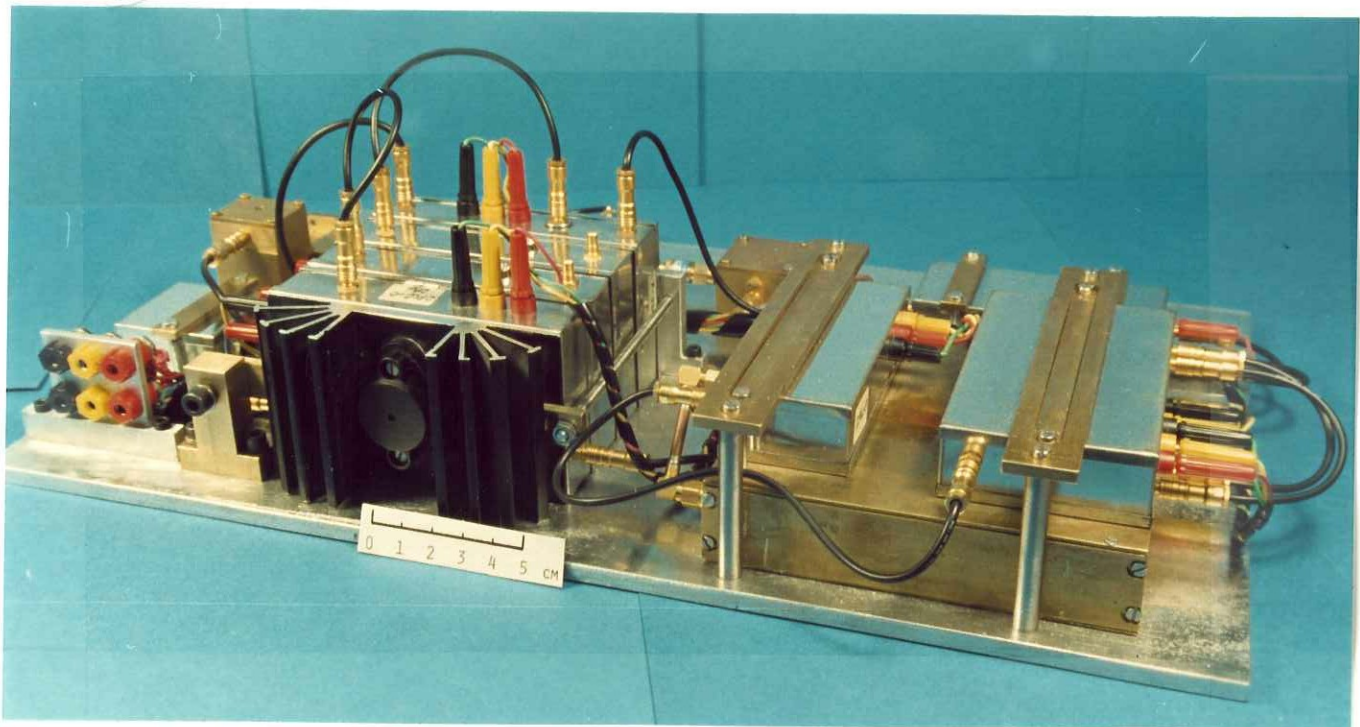


Figura 5.11.- Fotografía del conjunto multiplicador que sintetiza la señal de 29.65 GHz, para su utilización como señal de prueba y calibración.

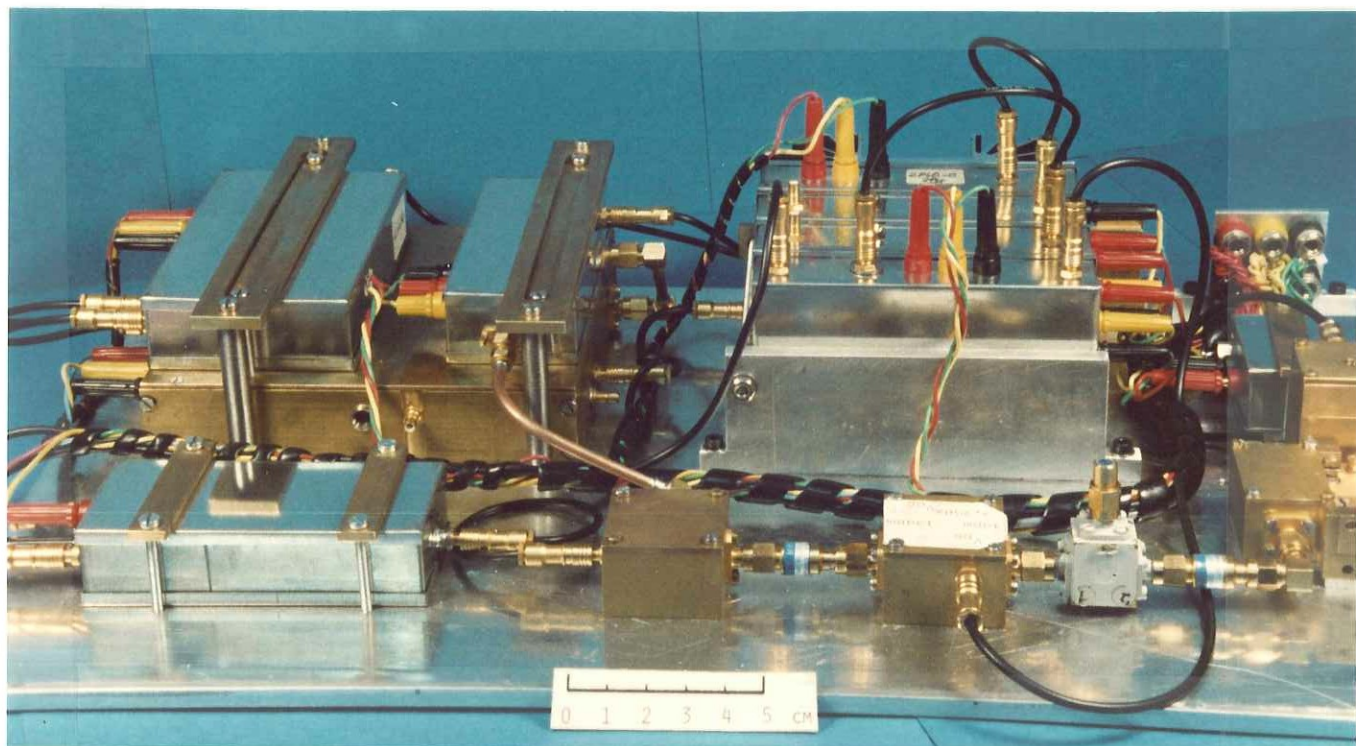
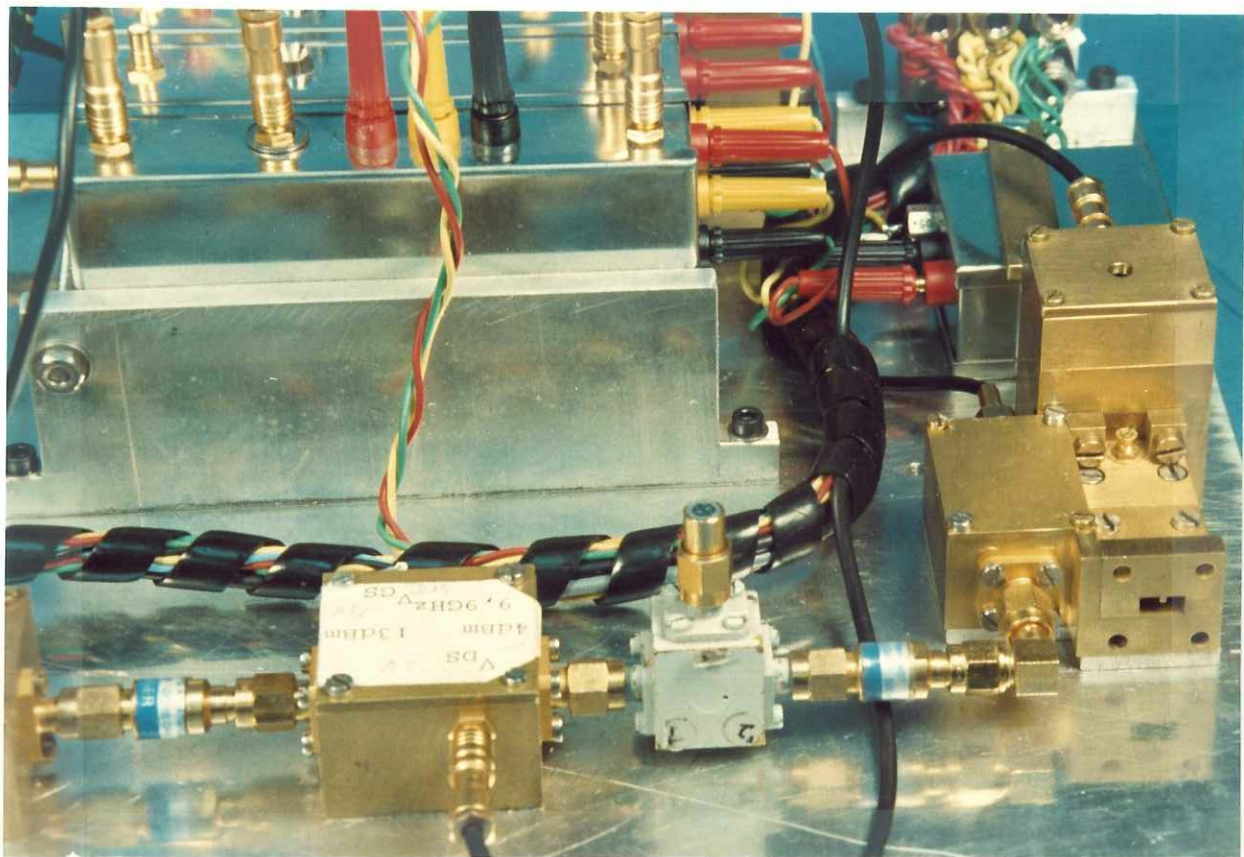


Figura 5.12.- Diversos aspectos del conjunto multiplicador que sintetiza la señal de 29.65 GHz, para su utilización como señal de prueba y calibración.

5.4 MULTIPLICADOR x43

El diseño de este multiplicador se ha realizado exclusivamente mediante circuitería ECL. La señal de 1075 MHz del VCO se divide en frecuencia por 43 y por 160, y la de referencia de 25 MHz solamente por 160. La razón de la elección de un número de división tan elevado se fundamenta en los siguientes argumentos:

Si bien la velocidad de conmutación de un contador ECL se sitúa alrededor de los 500 MHz, como ya habíamos comentado ésta se reduce drásticamente en el momento en que se realimenta el contador, lo cual es en este caso imprescindible al tener que dividir por 43; en consecuencia, previo a esta división es necesario dividir suficientemente hasta alcanzar un valor adecuado.

En segundo lugar, el ciclo de trabajo de la señal dividida depende principalmente del valor de la división, siendo del 50 % cuando ésta es un múltiplo de 2; al realizar la detección de fase con una puerta XOR, es conveniente desglosar ambas divisiones por bloques, de modo que el último sea siempre múltiplo de dos. El esquema de bloques del sintetizador queda por tanto distribuido en la siguiente forma:

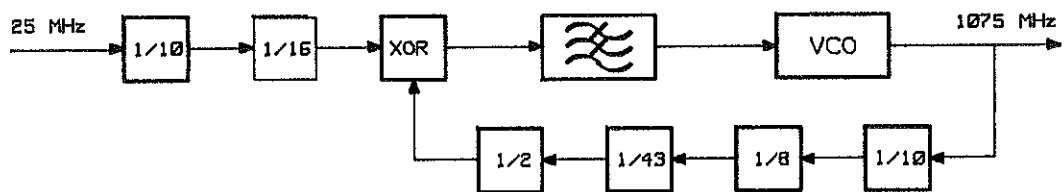


Figura 5.13.- Esquema de bloques del multiplicador de frecuencias x43 que sintetiza 1075 MHz

Dado que la frecuencia de detección es de 156.25 KHz, se deberá filtrar paso-bajo la salida del detector previamente a su conexión al filtro de lazo, a fin de eliminar la frecuencia doble de 312.5 KHz generada en el detector bajo condición de enganche, lo cual se realiza por medio de un filtro activo con frecuencia de corte alrededor de 100 KHz, pues de no hacerlo, se produciría una modulación espúrea de la señal de salida.

Para construir un indicador de lock, se puede recurrir a un sistema similar al que se realizaba en el anterior multiplicador x5, haciendo una función XOR entre el bit de peso 2 del divisor por 16 del canal de referencia y y la señal de salida del detector de fase, puesto que bajo condición de enganche el valor medio de este producto va ser practicamente nulo, mientras que en caso contrario aparecerá una señal batido de frecuencias de valor medio mayor, de modo que filtrando paso-bajo e introduciendo esta señal en un comparador se obtendrá una indicación en niveles lógicos de la condición de sincronismo.

5.5 MULTIPLICADORES x68 Y x102

Al igual que en el apartado 5.3, englobamos aquí ambos multiplicadores, dado que se generan a partir de la multiplicación por 2 y por 3 de la salida de un multiplicador x34. Su esquema de bloques se muestra en la Figura 5.14.

La señal de 1.7 GHz de un VCO se divide en frecuencia por 68 en dos etapas, una por 2 y otra por 34, comparándose en fase en un phase-frequency detector con la señal de referencia de 25 MHz. La señal de salida del primer divisor por 2, es decir la correspondiente a 850 MHz, dividida en potencia y amplificada se utiliza como referencia en un multiplicador x3 que utiliza un detector de fase armónico, en este caso un circuito comercial de Mini Circuits, en el que se detecta la fase del tercer armónico de 850 MHz con la señal de un VCO a 2.55 GHz, cerrándose de esta forma el bucle. Asimismo se incluye un indicador de lock en este último lazo, mientras que en el anterior esta función está incluida en el propio phase-frequency detector.

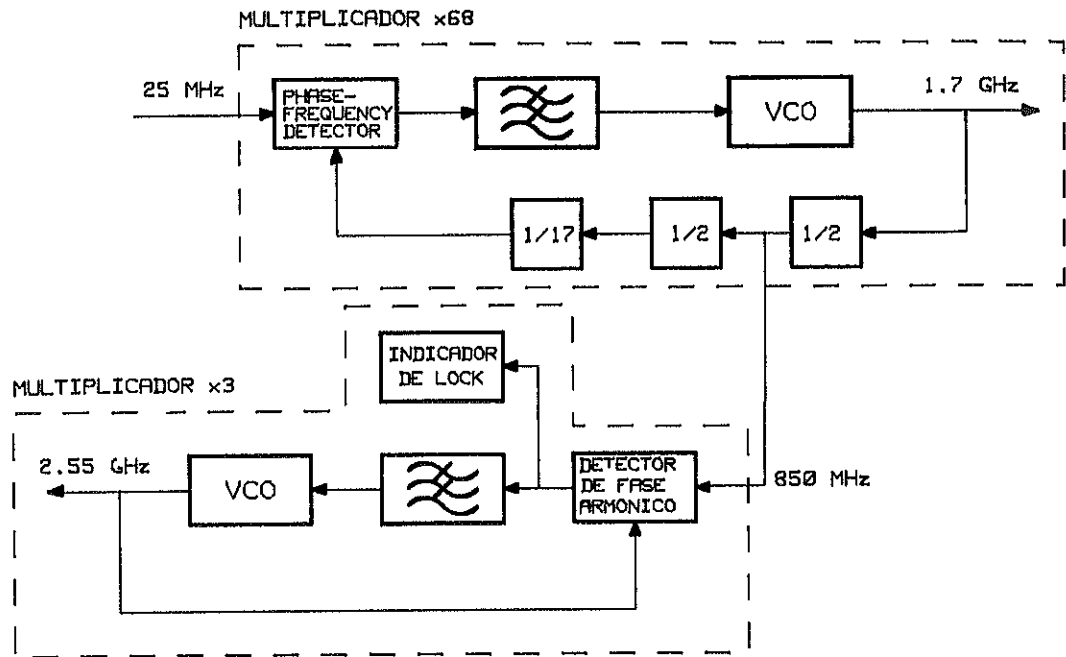


Figura 5.14.- Esquema de bloques de los multiplicadores x68 y x102 que sintetizan las señales de 1.7 GHz y 2.55 GHz.

Las principales características de estos multiplicadores se muestran en la siguiente tabla:

<i>Multiplicador x68:</i>		
$K_v = 188.5 \cdot 10^6 \text{ rad/s/V}$	$K_d = 120 \text{ mV/rad}$	$F(0) = 54 \text{ dB}$
$f_n = 19.57 \text{ KHz}$	$\zeta = 1.23$	$B_L = 88.12 \text{ KHz}$

<i>Multiplicador x102:</i>		
$K_v = 251.3 \cdot 10^6 \text{ rad/s/V}$	$K_d = 30 \text{ mV/rad}$	$F(0) = 54 \text{ dB}$
$f_n = 20 \text{ KHz}$	$\zeta = 1.25$	$B_L = 91.1 \text{ KHz}$

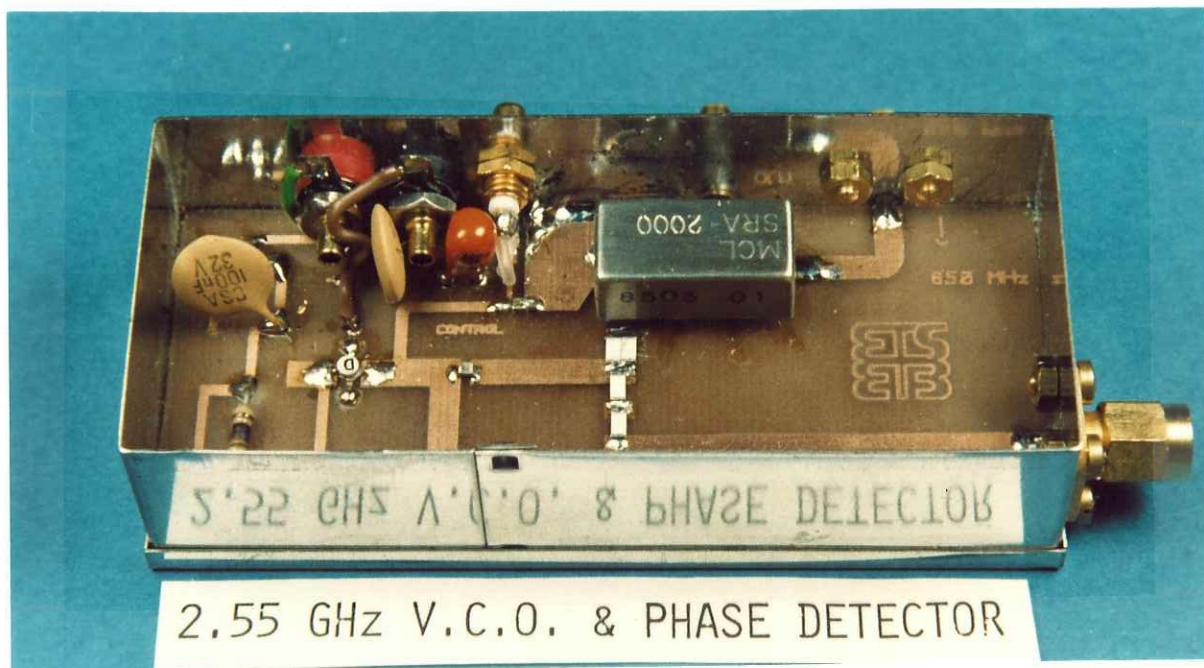


Figura 5.15.- Fotografía del conjunto VCO a 2.55 GHz, con el detector de fase armónico SRA-2000 de Mini-Circuits.

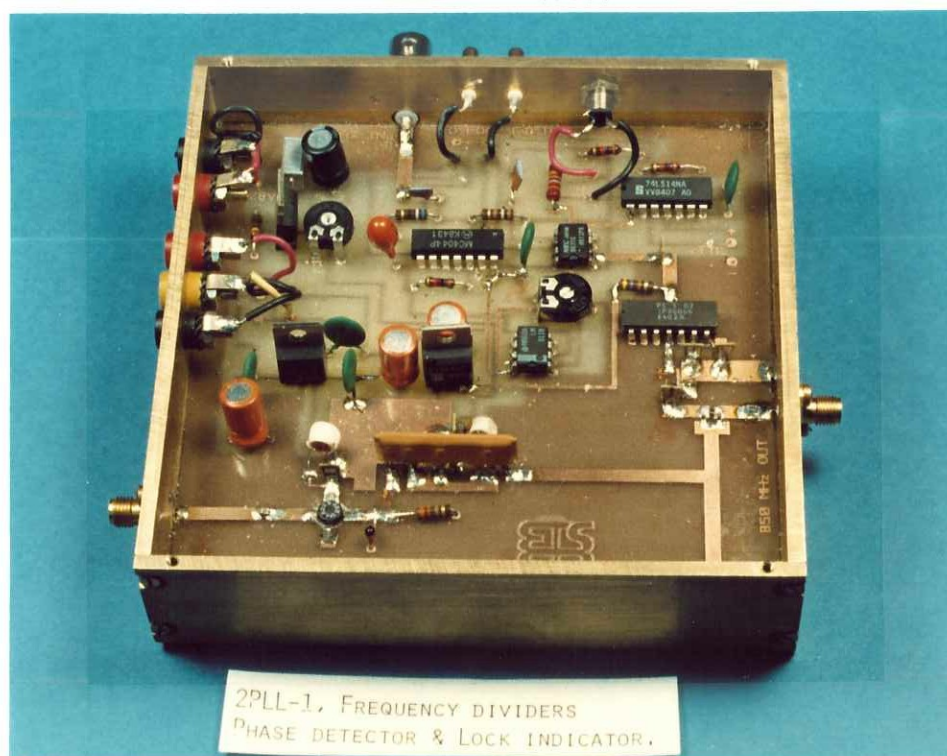


Figura 5.16.- Fotografía del circuito conteniendo los divisores de frecuencia y detector de fase del multiplicador por 68.

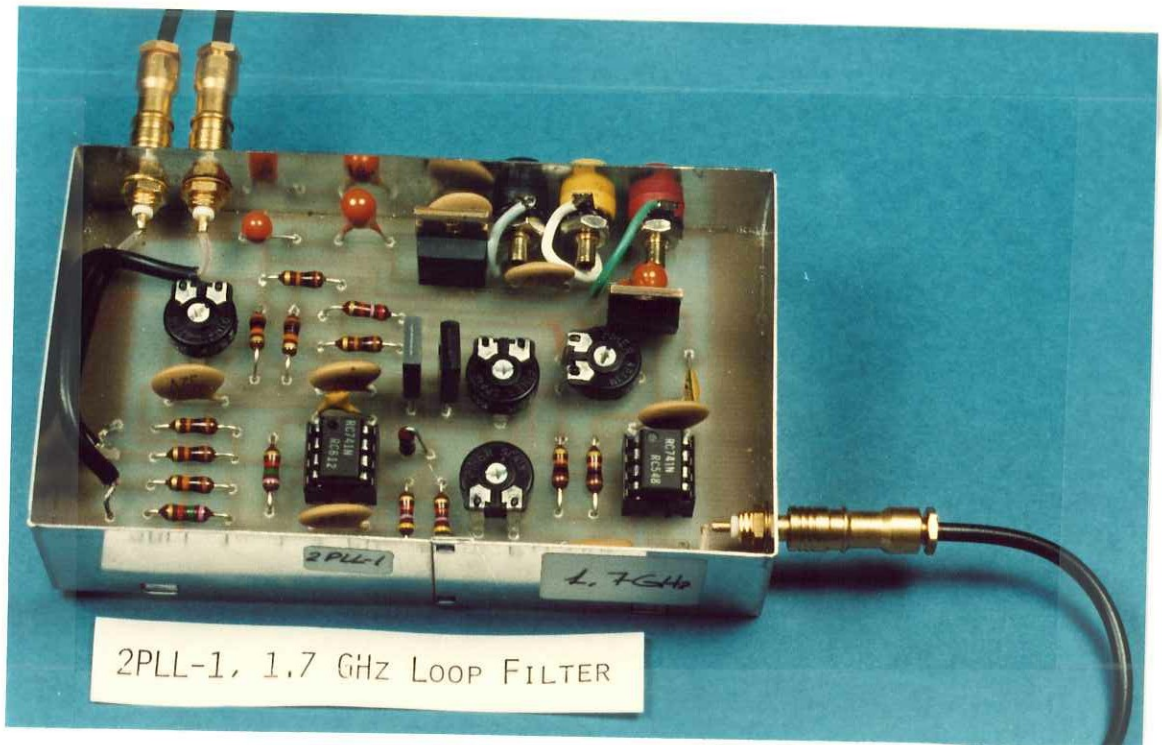


Figura 5.17.- Fotografía del filtro de lazo utilizado.

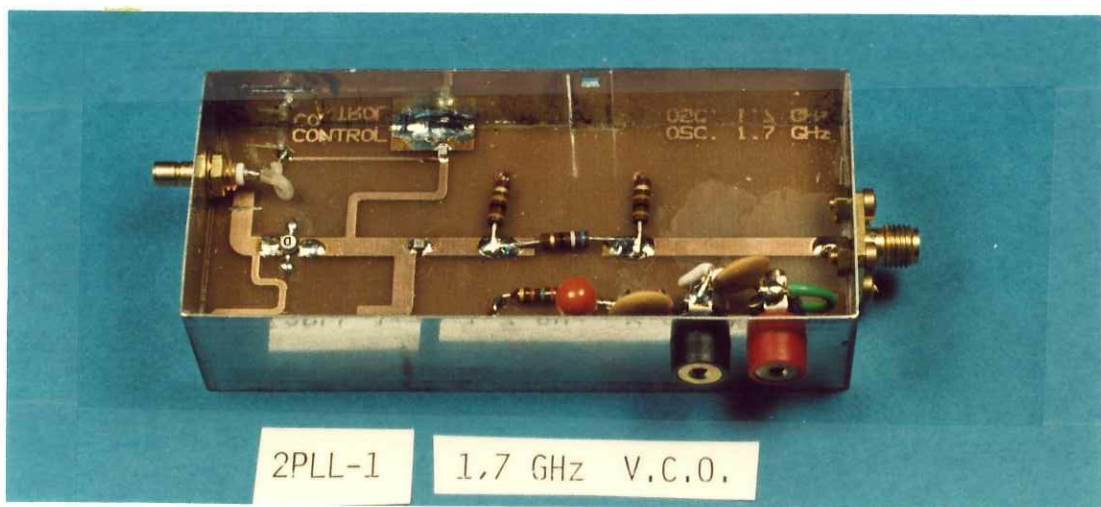


Figura 5.18.- Fotografía del VCO a 1.7 GHz.

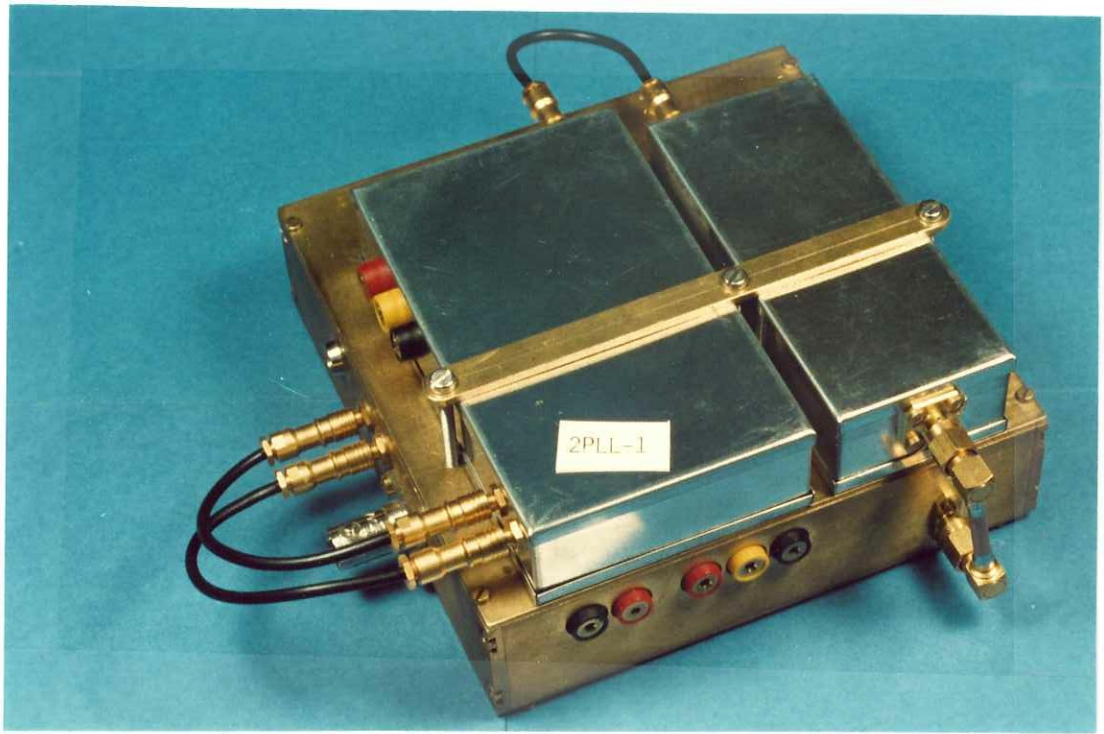


Figura 5.19.- Fotografía del conjunto multiplicador x68 con todos sus elementos interconectados.

5.6 CONCLUSIONES

Para finalizar y a modo de resumen, se incluye una lista de los componentes que ha sido necesario desarrollar para la construcción de los mencionados sintetizadores.

- 2 filtros de lazo para control de osciladores con diodo Gunn.
- 3 filtros de lazo para control de osciladores con transistor MESFET.
- 5 filtros de lazo para control de osciladores con transistor bipolar.
- 3 circuitos protegidos para la alimentación de drenador en MESFET's.
- 1 oscilador con transistor bipolar y diodo varactor.
- 2 buffers para osciladores a 1.3 y 1.45 GHz.
- 4 circuitos conteniendo divisores de frecuencia y detectores de fase digitales.

- 2 filtros paso-banda tipo stripline SCTL.
- 3 circuitos con amplificadores y detectores de fase de RF.
- 5 circuitos indicadores de lock.

Asimismo han sido utilizados los siguientes circuitos que habían sido ya desarrollados por otras personas del grupo, para su empleo en esta aplicación:

- 2 osciladores a diodo Gunn.
 - 2 osciladores con transistor MESFET.
 - 4 osciladores con transistor bipolar.
 - 3 mezcladores armónicos.
 - 2 detectores de fase.
-

PARTE IV

OTROS RESULTADOS RELACIONADOS CON PLL's

Capítulo 6. CONTROL DE FASE EN OSCILADORES SINCRONIZADOS POR INYECCION: APLICACIONES.

6.1 INTRODUCCION

Cuando tratábamos de los sistemas que permitían el aumento del margen de pull-in y la reducción del tiempo de adquisición en PLL, habíamos visto que una posible forma de realización era mediante la sincronización por inyección del VCO con la propia referencia.

No es ésta la única aplicación que presenta la utilización conjunta de las técnicas de sincronización por inyección con las de control y seguimiento de fase de un sistema PLL; es también posible aplicarlas para la combinación de potencia de osciladores de microondas. El desplazamiento hacia la banda de 20/30 GHz de los sistemas de comunicaciones por satélite, así como el desarrollo de pequeñas estaciones transceptoras VSAT's (Very Small Antenna Transceivers) impone la necesidad de desarrollar sistemas de generación de potencia para emisión, de bajo coste y a ser posible basados en dispositivos de estado sólido, para su utilización en las mismas. Dada la carencia existente en la actualidad de amplificadores de potencia de estado sólido en este margen de frecuencias, la combinación de osciladores se manifiesta como alternativa válida para la generación de potencia en las mencionadas estaciones terrenas.

Los combinadores de potencia suelen hacer uso de la sincronización por inyección de varios osciladores de características similares a una única referencia, procediendo posteriormente a la adición en fase de sus señales en un circuito pasivo. Sin embargo, como es conocido, la sincronización por inyección garantiza un sincronismo estable de frecuencia, pero la relación de fases puede alterarse con el tiempo debido a cambios de temperatura o a pequeñas variaciones en la impedancia de carga del oscilador, con lo que el ajuste inicial de fase puede cambiar con el tiempo, provocando una consecuente pérdida de eficiencia en el combinador.

En este capítulo trataremos pues de las aplicaciones derivadas del control de fase mediante PLL de osciladores sincronizados por inyección, con énfasis en las aplicaciones de combinadores de potencia y en phased-arrays.

6.2 SISTEMA PLL DE MICROONDAS CON EL VCO SINCRONIZADO POR INYECCION

En el capítulo 2 habíamos presentado la técnica de sincronización por inyección de osciladores de microondas como método de síntesis indirecta de frecuencias y a su vez como método de ayuda a la adquisición en lazos PLL, en los que se sincronizaba por inyección al VCO con la señal de referencia. En este apartado trataremos de la modelización de este último caso, como paso previo a la descripción de sus aplicaciones.

Partiendo de la situación dada en la Figura 3.37, podemos obtener el modelo lineal de un sistema PLL con el VCO sincronizado por inyección, tal y como se muestra en la siguiente figura:

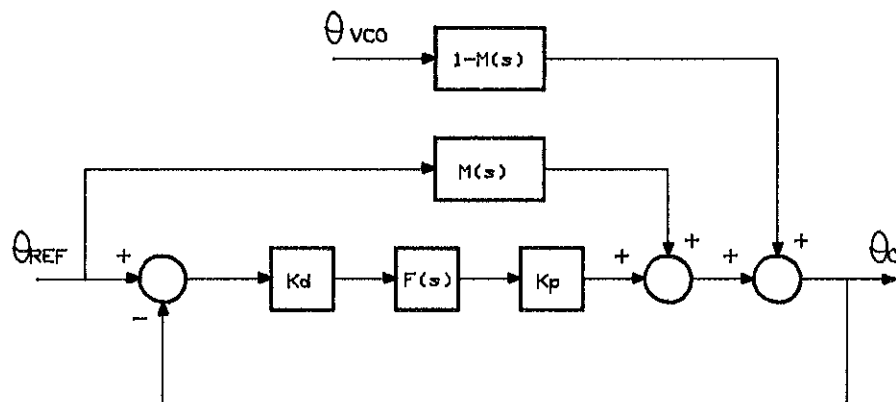


Figura 6.1.- Modelo lineal de un sistema PLL con el VCO sincronizado por inyección a la referencia.

siendo K_d la constante del detector de fase en V/rad , $F(s)$ la función de transferencia del filtro de lazo y K_p , de dimensiones rad/V , la constante del oscilador inyectado, que ahora ha perdido el carácter de integrador que le era habitual en los sistemas PLL clásicos. Este cambio obedece a lo siguiente al estar el VCO sincronizado por

inyección, su frecuencia de oscilación está ahora fijada por la señal de referencia, por tanto al actuar sobre la tensión de control sólo se podrá producir una variación en su fase pero no en su frecuencia, de modo que el oscilador ha dejado de ser un VCO para convertirse en un oscilador de frecuencia fija y fase controlable por tensión. No obstante el margen de variación de fase va a estar limitado en 180 grados, puesto que el establecimiento de una sincronización por inyección estable impone que el ángulo de intersección de la línea de dispositivo con la línea de carga sea menor de ± 90 grados. La función de transferencia $M(s)$ que aparece en el esquema es una función paso-bajo correspondiente a la modelización de la sincronización por inyección, transfiriendo a la salida, dentro de su ancho de banda, las características de fase de la señal de entrada. Y por último el ruido de fase propio del VCO se representa por la señal $\theta_{vco}(s)$, pero aparece en la salida filtrado paso alto por la función $[1-M(s)]$. En definitiva, en ausencia del lazo PLL, la fase de salida del oscilador se obtendría como:

$$\theta_o(s) = \theta_i(s)M(s) + \theta_{vco}(s)[1 - M(s)] \quad (6.2.1)$$

siendo

$$M(s) = \frac{1}{1 + s/\omega_L} \quad 1 - M(s) = \frac{s/\omega_L}{1 + s/\omega_L}$$

$$\text{con } \omega_L = \frac{\omega_o}{Q} \sqrt{\frac{P_i}{P_o}} \quad (6.2.2)$$

Si englobamos ahora ambos efectos, obtendremos que la fase de salida del conjunto será:

$$\theta_o(s) = \theta_i(s)[M(s)[1 - H(s)] + H(s)] + \theta_{vco}[1 - M(s)][1 - H(s)] \quad (6.2.3)$$

siendo $H(s)$ la nueva función de transferencia del PLL, dada por:

$$H(s) = \frac{K_d K_p F(s)}{1 + K_d K_p F(s)} \quad (6.2.4)$$

de orden el impuesto por el filtro de lazo, que si es de primer orden y de la forma de la ecuación (2.3.25), entonces se convierte en:

$$H(s) = \frac{1 + \tau_2 s}{1 + \tau_3 s}, \text{ siendo } \tau_3 = \tau_2 + \frac{\tau_1}{K_d K_p} \quad (6.2.5)$$

que sustituido en (6.2.3) se transforma en:

$$\Theta_o(s) = \Theta_i(s) \frac{\tau_2}{\tau_3} \cdot \frac{s^2 + s \frac{\tau_3 \omega_L + \omega_L}{\tau_2} + \frac{\omega_L}{\tau_2}}{s^2 + s \left(\omega_L + \frac{1}{\tau_3} \right) + \frac{\omega_L}{\tau_3}} + \Theta_{VCO}(s) \left(1 - \frac{\tau_2}{\tau_3} \right) \cdot \frac{s^2}{s^2 + s \left(\omega_L + \frac{1}{\tau_3} \right) + \frac{\omega_L}{\tau_3}} \quad (6.2.6)$$

que expresado en forma canónica queda como:

$$\Theta_o(s) = \Theta_i(s) \frac{\tau_2}{\tau_3} \cdot \frac{s^2 + 2\xi' \omega'_n s + \omega_n'^2}{s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2} + \Theta_{VCO}(s) \left(1 - \frac{\tau_2}{\tau_3} \right) \cdot \frac{s^2}{s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2} \quad (6.2.7)$$

siendo:

$$\begin{aligned} \omega_n &= \sqrt{\frac{\omega_L}{\tau_3}} & \xi &= \frac{1}{2} \left(\omega_n \tau_3 + \frac{\omega_n}{\omega_L} \right) \\ \omega'_n &= \sqrt{\frac{\omega_L}{\tau_2}} & \xi' &= \frac{1}{2} \tau_3 \omega'_n \end{aligned} \quad (6.2.8)$$

Al analizar estas expresiones se observa que el conjunto sigue realizando un filtrado paso bajo de la señal de entrada, predominando el efecto de la sincronización por inyección, puesto que vemos que la frecuencia del par de polos complejos conjugados toma un valor mayor que el del ancho de banda de sincronización ω_L puesto que habitualmente τ_3 va a ser menor que la unidad; mientras que se mantiene un filtrado paso alto del ruido de fase del propio VCO.

La varianza de la fase de salida, se obtendrá en función de las densidades espectrales de potencia de las fases de entrada y del VCO como:

$$\sigma_{\theta_o}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{\theta_i}(\omega) \left(\frac{\tau_2}{\tau_3}\right)^2 \frac{\left(\frac{\omega_L}{\tau_2} - \omega^2\right)^2 + \left(\frac{\omega \omega_L \tau_3}{\tau_2}\right)^2}{\left(\frac{\omega_L}{\tau_3} - \omega^2\right)^2 + \left(\omega_L + \frac{1}{\tau_3}\right)^2 \omega^2} d\omega$$

$$+ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{\theta_{vco}}(\omega) \frac{\omega^4}{\left(\frac{\omega_L}{\tau_3} - \omega^2\right)^2 + \left(\omega_L + \frac{1}{\tau_3}\right)^2 \omega^2} d\omega \quad (6.2.9)$$

Para comprobar la utilidad del conjunto como sistema de reducción del tiempo de adquisición y aumento del margen de pull-in de un sistema PLL, se procedió a medir la tensión de control del VCO en función del tiempo para el caso de un mismo PLL sin y con sincronización por inyección [25][26]. El experimento se realizó a 11.43 GHz, utilizando como oscilador un MESFET de AsGa en el cual se le controlaba la frecuencia a través de la tensión puerta-fuente; como detector de fase se utilizó un mezclador equilibrado con anillo híbrido de 90 grados en microstrip. El experimento se realizó para dos anchos de banda de PLL distintos. Sus características principales se resumen en las tablas siguientes. Las medidas obtenidas se muestran en las Figuras 6.2 y 6.3, de donde se observa que para el PLL con ancho de banda de 10 KHz, se pasa de un tiempo de adquisición para una diferencia inicial de frecuencias de 20 MHz, de 60 s a 10 s obteniéndose un factor de reducción de 6; mientras que para el PLL con ancho de banda 52 KHz, se pasa para una diferencia inicial de frecuencias de 300 KHz, de 2 s a 0.5 s. Obviamente estos valores se podrían reducir aún más si se seleccionase adecuadamente el ancho de banda del filtro de lazo en el PLL con inyección.

	PLL sin inyección	PLL con inyección
		$P_i = 3.5 \text{ dBm}$, $P_o = 14 \text{ dBm}$ $Q_e = 30$
Kd	0.381 V/rad	0.381 V/rad
Kv	$4.08 \cdot 10^6 \text{ rad/s/V}$	---
Kp	---	$20.7 \cdot 10^3 \text{ rad/V}$
B_L	10 KHz	---
ξ	1	---
τ_1	8.6 ms	8.6 ms
τ_2	0.15 ms	0.15 ms
τ_3	---	$151.1 \cdot 10^{-6} \text{ s}$
Diferencia inicial de frecuencias	20 MHz	20 MHz
Tiempo de adquisición	60 s	10 s
Margen de pull-in	21.8 MHz	227 MHz

	PLL sin inyección	PLL con inyección
		$P_i = -12 \text{ dBm}$, $P_o = 14 \text{ dBm}$ $Q_e = 14.5$
Kd	0.381 V/rad	0.381 V/rad
Kv	$71.5 \cdot 10^6 \text{ rad/s/V}$	---
Kp	---	0.055 rad/V
B_L	52 KHz	---
ξ	1.15	---
τ_1	1.2 ms	1.2 ms
τ_2	$30 \cdot 10^{-6} \text{ s}$	$30 \cdot 10^{-6} \text{ s}$
τ_3	---	57.3 ms
Diferencia inicial de frecuencias	300 KHz	300 KHz
Tiempo de adquisición	2 s	0.5 s
Margen de pull-in	2 MHz	78 MHz

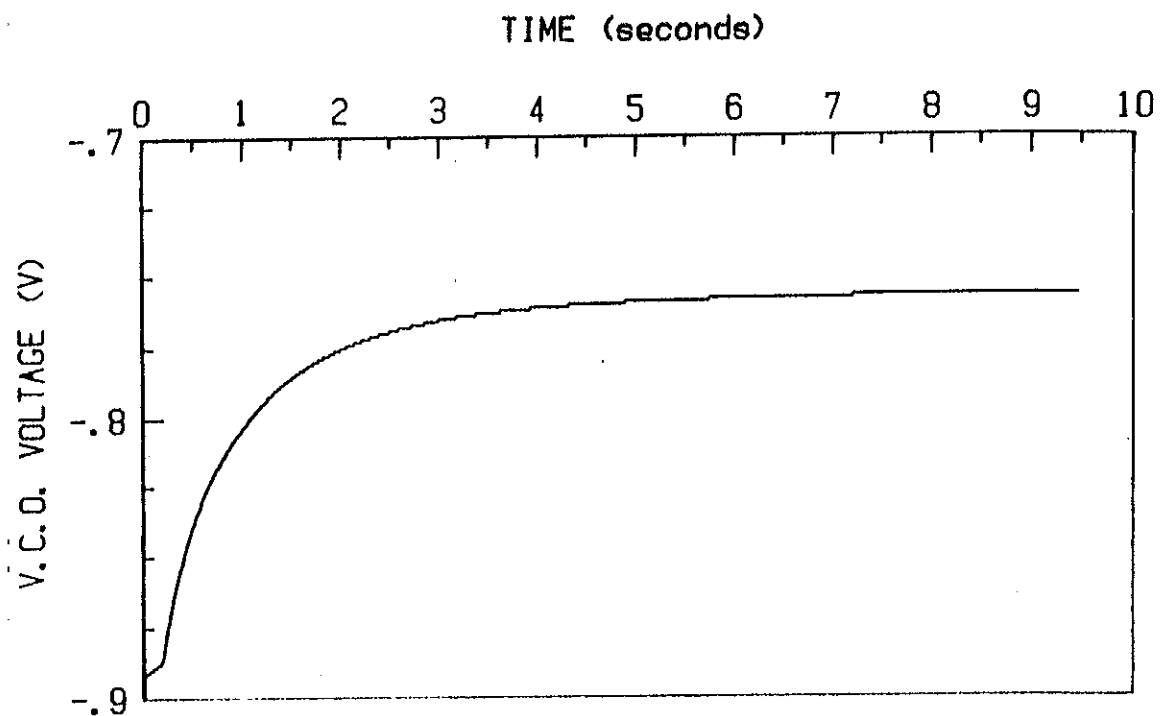
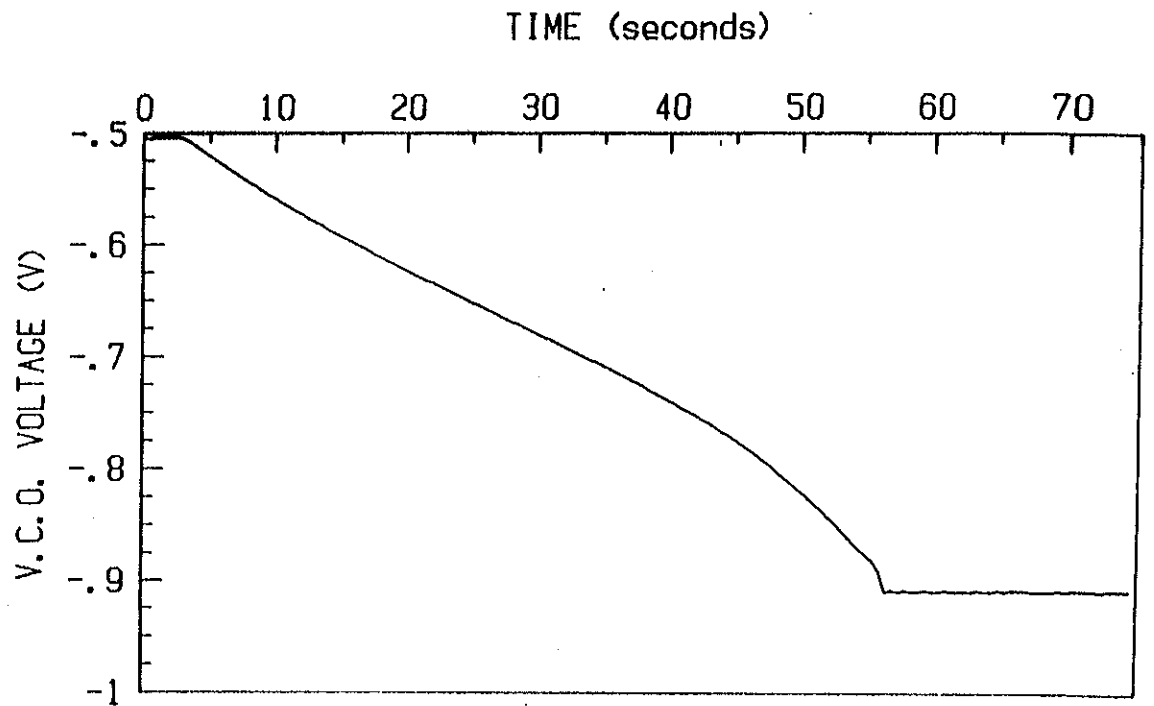


Figura 6.2.- Tiempo de adquisición de fase a) PLL de segundo orden b) con el oscilador sincronizado por inyección.

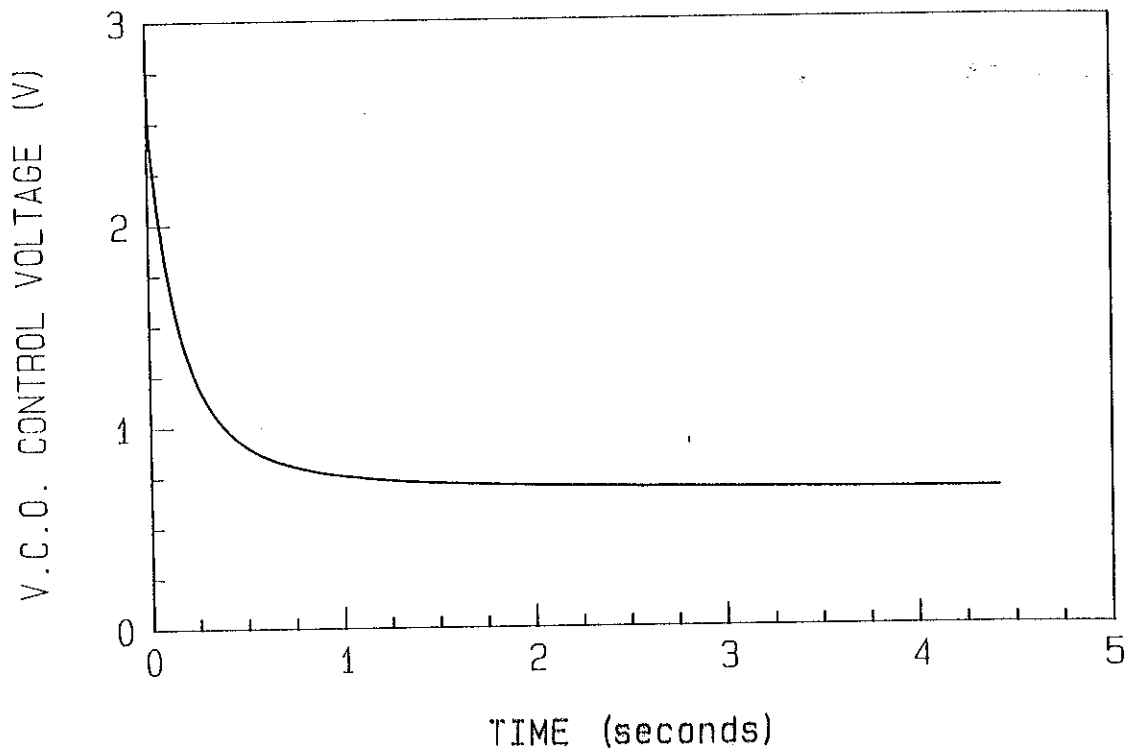
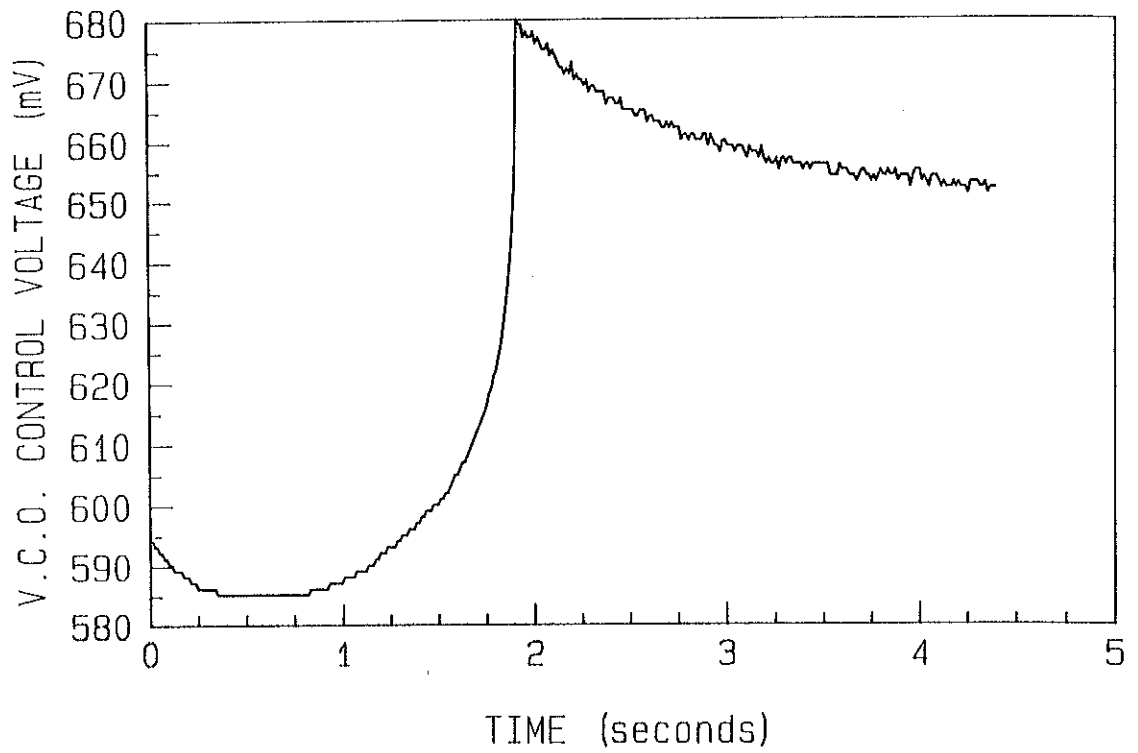


Figura 6.3.- Tiempo de adquisición de fase a) PLL de segundo orden b) con el oscilador sincronizado por inyección.

Al margen de esta interpretación, el sistema también puede contemplarse como un modulador de fase y/o desfasador de ajuste electrónico. Esto se consigue introduciendo una tensión (fija o variable) a la salida del detector de fase, según se muestra en la siguiente figura:

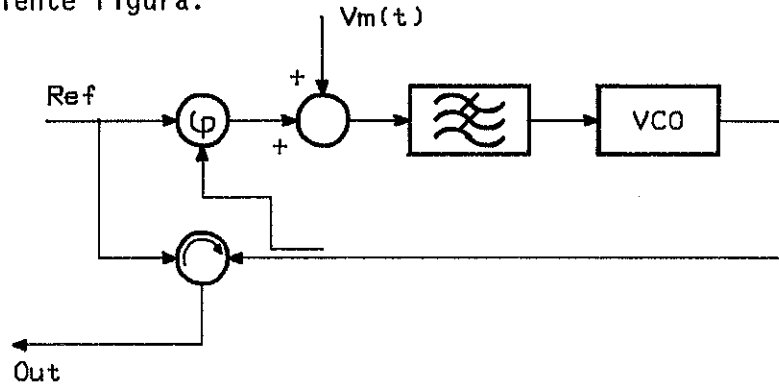


Figura 6.4.- Modulación y/o ajuste de fase en un PLL con el oscilador sincronizado por inyección.

que admite el siguiente modelo lineal:

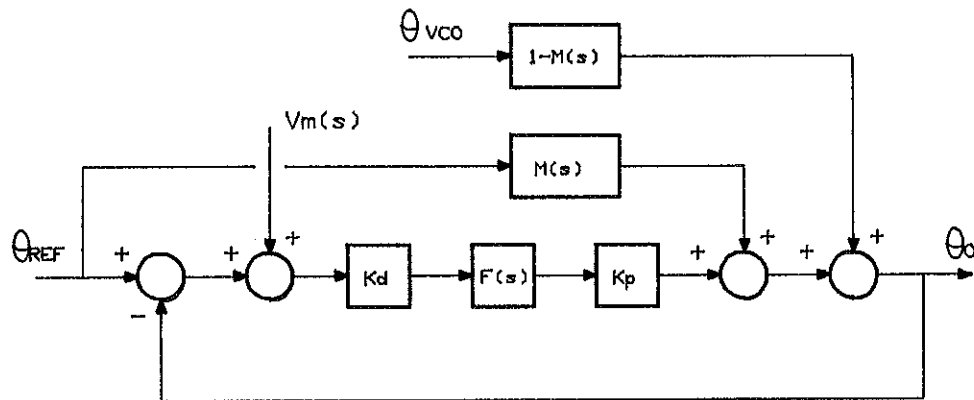


Figura 6.5.- Modelo lineal del sistema de la Figura 6.4.

adicionando el término $V_m(s) H(s)$ a la ecuación (6.2.3), nos queda que:

$$\begin{aligned} \theta_o(s) = & \theta_i(s)[M(s)[1 - H(s)] + H(s)] + \theta_{VCO}[1 - M(s)][1 - H(s)] \\ & + V_m(s)H(s) \end{aligned} \quad (6.2.10)$$

en este caso podemos definir la función de transferencia $H(s)$ como:

$$H(s) = \frac{\Theta_o(s)}{V_m(s)} \quad (6.2.11)$$

particularizado para $\Theta_i(s) = \Theta_{vco}(s) = 0$, que para el caso de un filtro de lazo de primer orden, el valor de $H(s)$ se corresponde al dado por (6.2.5), que presenta un ancho de banda a 3 dB de:

$$\omega_{3dB} = \frac{1}{\sqrt{\frac{\tau_1^2}{K_d^2 K_p^2} + 2 \frac{\tau_1 \tau_2}{K_d K_p} - \tau_2^2}} \quad (6.2.12)$$

Por tanto, el sistema va a ser capaz de seguir cualquier modulación de fase introducida electrónicamente por la señal $V_m(t)$, cuyo espectro esté contenido en este ancho de banda, con el bien entendido de que la máxima desviación de fase permitida será de 180 grados. Asimismo, para el caso de que V_m sea una tensión continua, se podrá ajustar la diferencia de fases entre osciladores a un cierto valor, que se mantendrá siempre fijo gracias a la acción del PLL, actuando a modo de desfaseador electrónico ajustable por tensión. Esta importante característica es lo que dará pie a su utilización en combinadores de potencia.

6.3 COMBINACION DE POTENCIA EN OSCILADORES DE MICROONDAS

La idea de utilizar un sistema combinador de potencia para la generación de potencias moderadas, especialmente en banda de ondas milimétricas, surge como alternativa ante la carencia actual de amplificadores de estado sólido. Esta aplicación se ha visto reforzada debido al incremento que en un futuro inmediato experimentarán las estaciones de comunicaciones por satélite de tipo VSAT, en las que se va a requerir potencias de emisión del orden de vatios. Recuérdese que el satélite Olympus dispone de un paquete para comunicaciones en la banda de 20/30 GHz, que fomentará la utilización de este tipo de estaciones.

El principio de funcionamiento es el siguiente: se trata de generar potencia en base a la suma de las potencias de diversos osciladores, lo cual precisa de una coherencia de fase entre todos ellos. Los sistemas descritos en la literatura se basan únicamente en la sincronización por inyección de los osciladores a combinar a una misma referencia, para posteriormente sumar sus señales en circuitos pasivos, tales como divisores de potencia, acopladores direccionales o híbridos, ajustando previamente sus fases de forma cuidadosa. En la mayoría de dichos dispositivos las eficiencias se sitúan alrededor del 80% [92] utilizando circuitos pulsados con potencias de pico de 20 W en banda W (96.2 GHz) y diodos Impatt. En estos sistemas el ajuste de fases es inherente al circuito combinador, realizándose las correcciones menores de fase a través del ajuste de los tiempos de retardo de fase en el modulador de pulsos.

Recientemente han sido publicados dos trabajos de Karl D. Stephan [93][94] acerca del comportamiento de osciladores inter-sincronizados por inyección, para aplicaciones en phased-arrays y en combinadores de potencia. En estos sistemas, probados experimentalmente en VHF con tres osciladores acoplados, el ajuste de fases en el combinador se realizaba mediante un único desfasador, que si bien desde un punto de vista teórico debía presentar una eficiencia del 100%, en la práctica se producían ciertas desavenencias con respecto a la teoría; el problema se achacaba a ligeras variaciones que se experimentaban en la impedancia de carga de cada oscilador, repercutiendo en un pequeño desajuste de fases suficiente para reducir drásticamente la eficiencia del combinador. De otra parte, se contemplaba la utilidad del sistema en aplicaciones de control de fase en cada uno de los elementos integrantes de grandes estructuras radiantes.

Esta problemática se originaba en el propio mecanismo de sincronización por inyección, que recordemos una vez más, se trata únicamente de un sincronismo de frecuencia, pudiendo variar con el tiempo la relación de fases en un cierto margen.

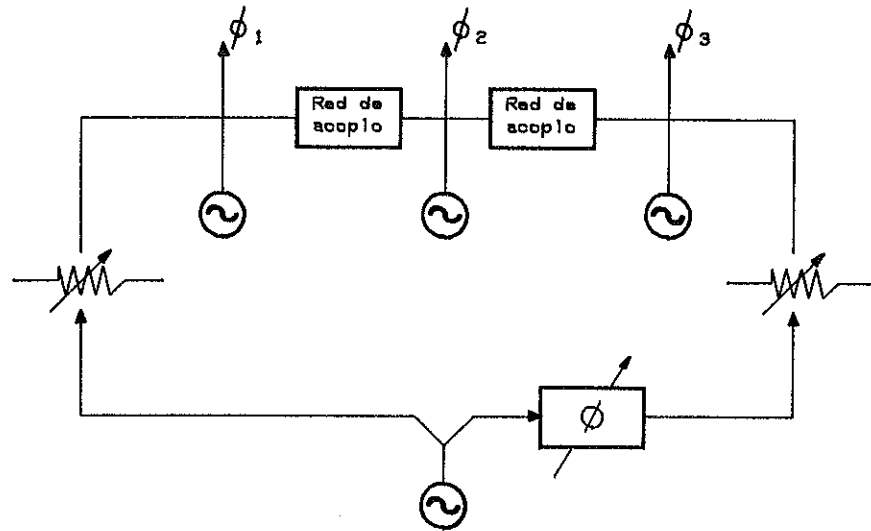


Figura 6.6.- Circuito de control de fase de tres osciladores propuesto por K. D. Stephan.

Para resolver este problema se planteó la posibilidad de añadir un control automático de fase a un combinador, utilizando para ello un lazo PLL con el VCO sincronizado por inyección. El esquema de bloques del sistema propuesto, que ha sido otra de las aportaciones relevantes de la presente tesis, se muestra en la siguiente figura [95]:

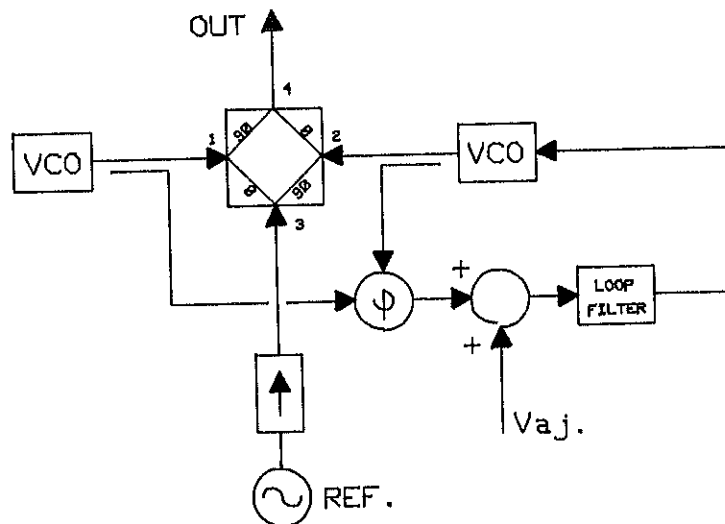


Figura 6.7.- Combinador de potencia utilizando sincronización por inyección y lazo PLL.

La combinación de potencia se realiza en un híbrido de 90 grados, a cuyos puertos aislados (1,2) se conectan los osciladores a combinar. La señal de referencia se introduce en el puerto 3 a través de un

aislador, de modo que una vez dividida en potencia por el híbrido alcanza a ambos osciladores sincronizándolos por inyección, aunque con una relación nominal de fases de 90 grados. Al realizarse una detección de fase entre las señales de ambos osciladores, el bucle PLL establecerá una relación permanente de cuadratura entre las fases de ambos osciladores, con lo que en el puerto 4 se adicionarán en fase las señales introducidas en los puertos 1 y 2, sumándose coherentemente las potencias de ambos osciladores. Introduciendo una tensión de ajuste que se adicione a la señal de salida del detector de fase, va a ser posible ajustar de forma muy precisa esta relación de fases, a fin de obtener la máxima eficiencia de combinación. Nótese que en el caso de que esta tensión fuese variable, se produciría una modulación de amplitud en la señal de salida en el puerto 4.

En este caso, las características de pureza espectral de la señal de referencia se transfieren a la salida únicamente a través de la sincronización por inyección. Asimismo puede pensarse en sincronizar subarmónicamente los osciladores, basta recordar la periodicidad del híbrido con los múltiplos impares de frecuencia; en consecuencia, si diseñamos el híbrido combinador a frecuencia $1/3$ la misma estructura seguirá permitiendo las mismas funciones de sincronización por inyección y de combinación.

Es de notar que un desequilibrio en las potencias de entrada al híbrido en las señales de los osciladores a combinar, repercutirá en una pérdida de potencia en 4 con respecto a la máxima disponible, debido a que la potencia en 3 no va a ser nula, sino que presentará un mínimo. Sin embargo, este efecto no es muy importante, puesto que para un desequilibrio de 3.1 dB en las potencias de los osciladores, la pérdida de potencia con respecto a la suma teórica en 4 sólo será de 0.13 dB, mientras que la potencia en 3 con respecto a la máxima, estará 12 dB por debajo.

La verificación experimental de este sistema se llevó a cabo mediante dos prototipos distintos. En primer lugar la experiencia se realizó a 2.5 GHz utilizando osciladores con transistores bipolares, sincronizados por inyección a fundamental. Y en segundo lugar este

sistema se verificó a 30 GHz utilizando osciladores con diodos Gunn en cavidad, en un montaje experimental en guía de ondas, como paso previo al diseño tentativo de un sistema más compacto.

A continuación describiremos los resultados experimentales obtenidos:

6.3.1 PROTOTIPO A 2.55 GHz

La verificación del sistema se ha efectuado sobre dos V.C.O.'s diseñados con transistores bipolares en colector común y realimentación paralelo en stubs en circuito abierto. El control de frecuencia se efectúa a través de la tensión de polarización base-colector. La frecuencia de trabajo elegida fue de 2.5 GHz. El híbrido de 90 grados utilizado fue un anillo microstrip en Epsilam 10, diseñado a esa frecuencia, con lo que al no ser posible una sincronización subarmónica, ésta se efectuó a fundamental según el montaje de la Figura 6.8.

Previo a ello se efectuó una medida del Q exterior de los V.C.O.'s. El procedimiento consistió en sincronizar por inyección y medir el ancho de banda de sincronización conocidas las potencias de referencia y salida. Los resultados son los siguientes:

VCO 1	VCO 2
Po = 9.7 dBm	Po = 8.2 dBm
Pi = -13.3 dBm	Pi = -10 dBm
Bw = 46 MHz	Bw = 72 MHz
Qe = 7.79	Qe = 8.6

En la realización, en el VCO 1 el acceso al transistor se hacía por medio de un acoplador resistivo de 3.3 dB, para proporcionar una muestra de la señal del oscilador al detector de fase también integrado en el conjunto, mientras que en VCO 2 el acceso al transistor era directo.

A fin de equilibrar las potencias de ambos osciladores a la entrada del híbrido, se incluyó un atenuador de 6 dB en VCO 1, tal como aparece en la Figura 6.8, de modo que las potencias en los accesos 1 y 2 fueron de +3 dBm y +1 dBm respectivamente. La potencia de inyección en el acceso 3 era de -10 dBm, con lo que los anchos de banda de sincronización obtenidos en VCO 1 y VCO 2 fueron de 16 MHz y 25 MHz respectivamente. Una vez ajustado el sistema a fin de compensar las diferencias de fase y maximizar la potencia en la puerta 4 y minimizarla en la puerta 3, las potencias obtenidas fueron +5 dBm y -17 dBm respectivamente. El valor del máximo se corresponde con el valor teórico esperado de +5.12 dBm.

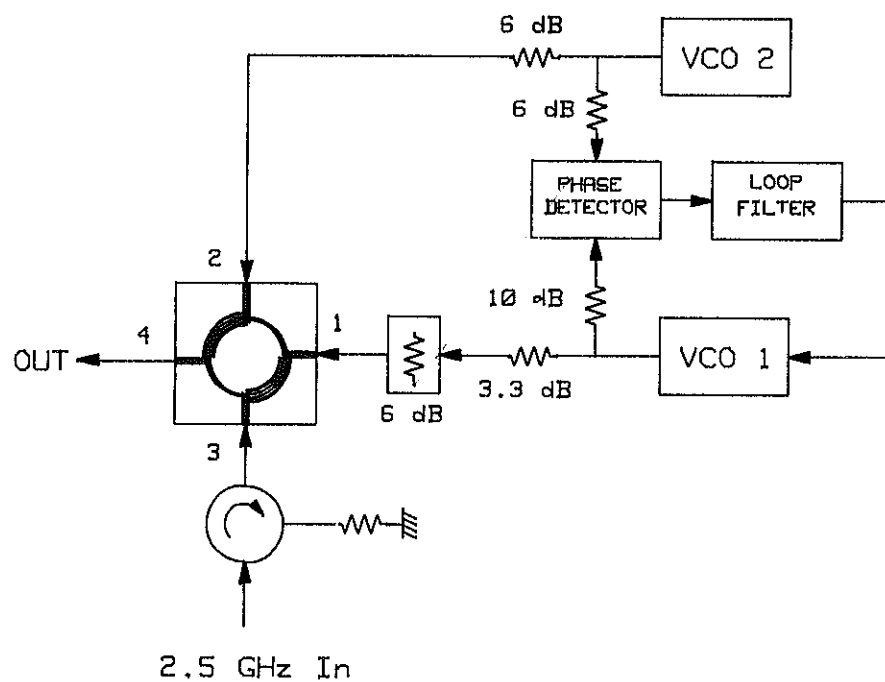


Figura 6.8.- Esquema de bloques del prototipo combinador de potencia a 2.55 GHz.

6.3.2 PROTOTIPO A 30 GHz

Una segunda verificación experimental de este sistema fue realizada a la frecuencia de 29.5 GHz, utilizando como osciladores, diodos Gunn con montaje en cavidad en guía de onda. El control de frecuencia se realizaba a través de su tensión de polarización. El

montaje experimental se construyó totalmente en guía, para lo cual se utilizó como detector de fase una T-mágica (híbrido de 180 grados). La suma de potencias se realizó en un acoplador direccional, mediante el montaje de la figura:

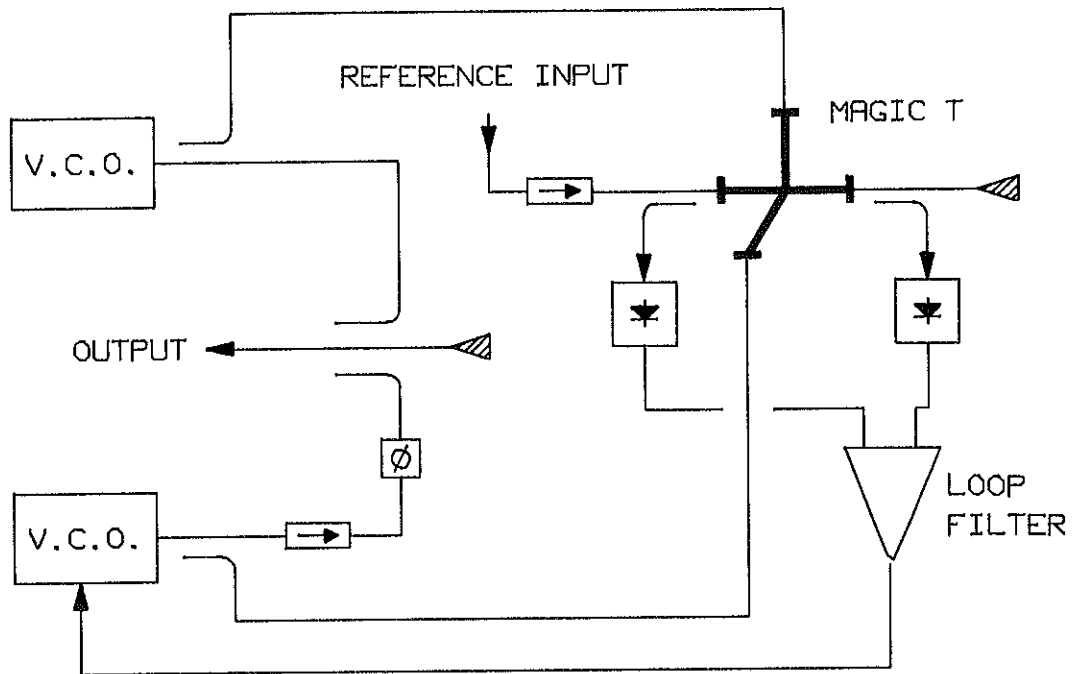


Figura 6.9.- Esquema de bloques del prototipo combinador a 30 GHz.

La eficiencia obtenida fue del orden del 100% frente al 73.2 % que se obtenía para el caso de combinar únicamente mediante sincronización por inyección. Estos resultados demuestran la validez del sistema, lo que incita a pensar en desarrollar un sistema compacto en microstrip de combinación de potencias a 30 GHz.

Se propone como principio de partida de un diseño compacto de combinador el circuito de la Figura 6.10, en el que se utilizarán como osciladores diodos Gunn montados en microstrip y sincronizados por inyección subarmónica a frecuencia 1/3. La combinación de potencia se realizará en un híbrido de 90 grados diseñado a 10 GHz, en el cual mediante acopladores direccionales de 15 dB se tomarán muestras de las señales a combinar, llevándose a un segundo híbrido diseñado a 30 GHz, que realizará la detección de fase.

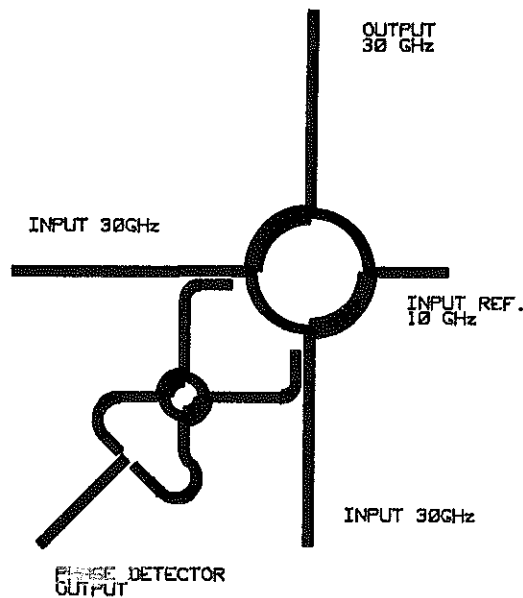


Figura 6.10.- Prototipo de partida para el diseño de un sistema combinador de potencia compacto en microstrip a 30 GHz.

6.4 APLICACIONES EN PHASED-ARRAYS

La creciente tendencia hacia el desarrollo de sistemas RADAR en la banda de milimétricas para aumentar la resolución del conjunto, pasa por el desarrollo de sistemas radiantes con barrido electrónico del haz, lo cual se consigue mediante la utilización de phased-arrays. Consisten en seleccionar adecuadamente las fases de las señales con que se alimentan los elementos de una agrupación de antenas, realizado habitualmente mediante desfasadores digitales. Además del barrido electrónico del haz, estos sistemas reúnen en un mismo conjunto todos los anteriores conceptos de pureza espectral, potencias de emisión elevadas y por supuesto incorporación de sistemas de modulación de amplitud, fase y frecuencia.

En este apartado se presentan con carácter tentativo y abierto, una serie de aplicaciones innovadoras del sistema anterior al diseño de phased-arrays con elementos activos. Cada elemento de la agrupación se compone de un VCO sincronizado por inyección a una misma referencia, que le transfiere las características de pureza espectral así como una posible modulación de frecuencia. La detección de fase se realiza ahora entre la señal de cada oscilador y la referencia,

añadiendo a la señal de salida del detector una tensión de control que permitirá el ajuste analógico de la fase de cada oscilador con respecto a la referencia en un margen cercano a 180 grados. Este inconveniente puede solucionarse añadiendo a la salida del oscilador un desfasador digital de 1 bit, a modo de ajuste grueso, que introduzca o no un desfase de 180 grados, realizándose el ajuste fino mediante la tensión de control, lo que permitiría cubrir el ajuste en un margen de 360 grados.

Un esquema de bloques tentativo es el de la siguiente figura:

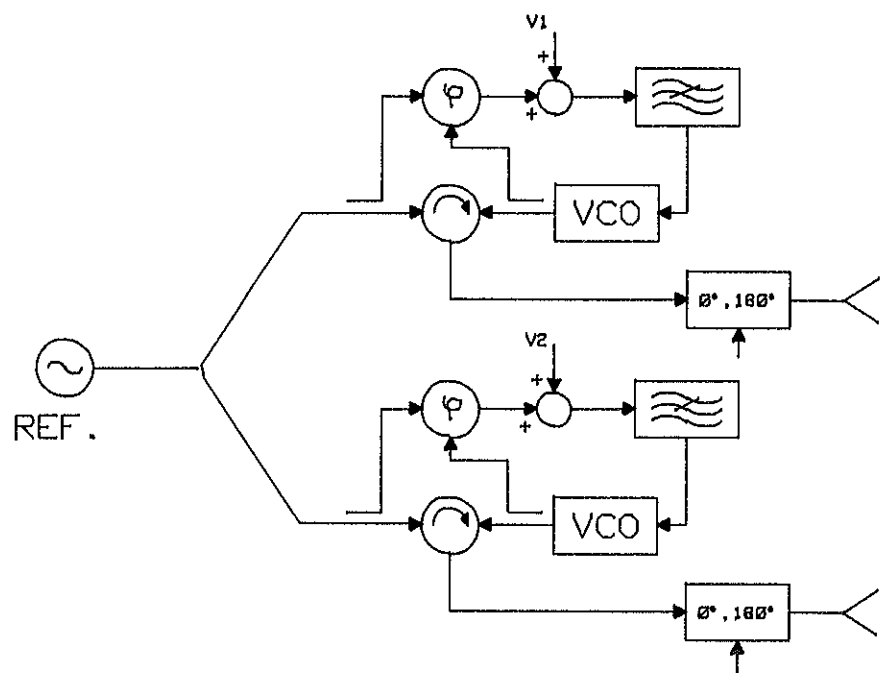


Figura 6.11.- Esquema de bloques de un sistema phased-array utilizando sincronización por inyección y lazo PLL.

Es de notar que puede introducirse una modulación de fase en cada elemento de forma independiente, añadiendo a la señal de control la correspondiente señal de modulación.

Ya por último, comentar que en el caso de precisar potencias de emisión moderadas y especialmente en banda Ka, puede pensarse en utilizar en cada elemento radiante, el anterior sistema combinador de potencia, en el cuál se podría introducir además una modulación de

amplitud. La configuración propuesta se muestra en el siguiente esquema de bloques, donde se presenta un sistema que engloba las propiedades de pureza espectral, modulaciones de frecuencia, fase y amplitud, ajuste electrónico de fases y aumento de potencia en emisión.

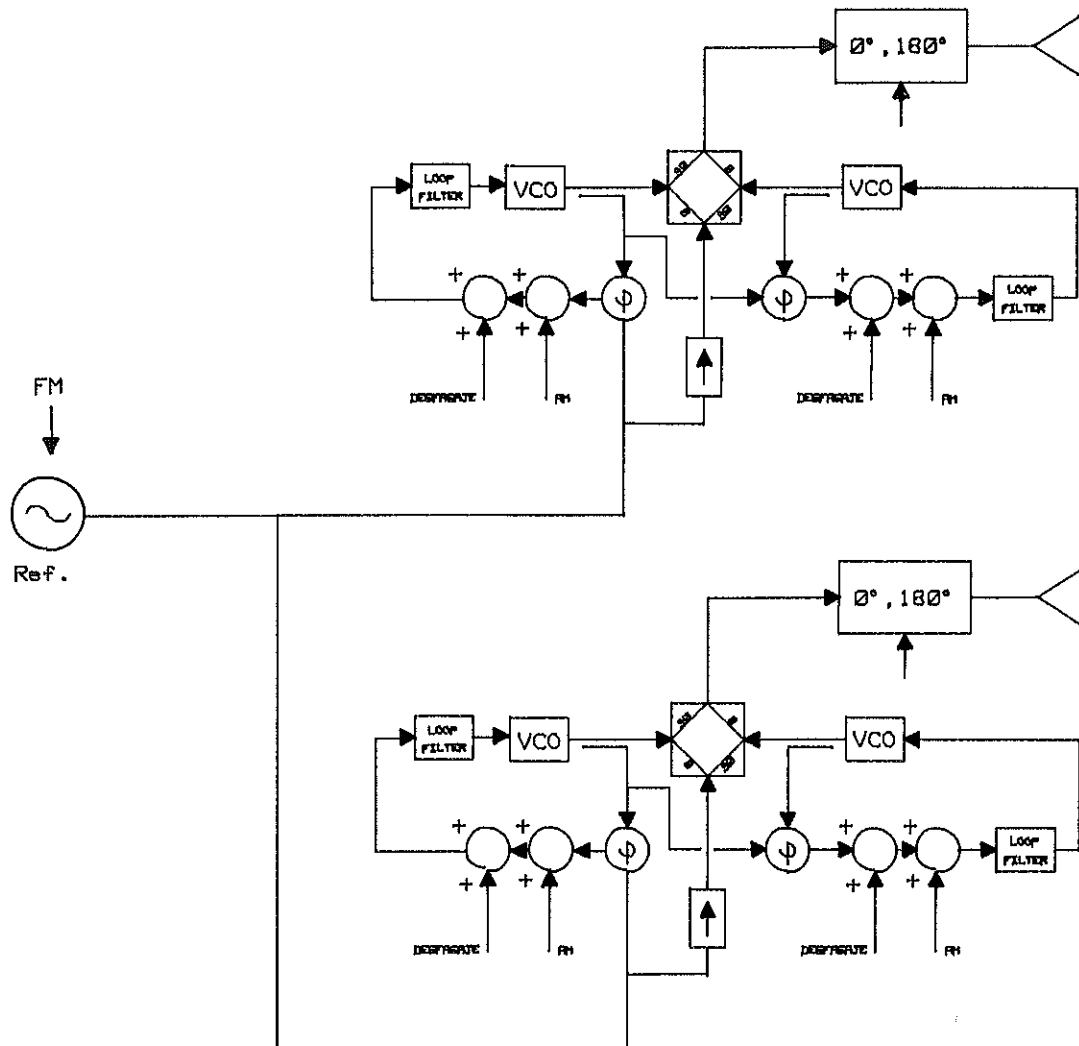


Figura 6.12.- Esquema de bloques de un sistema phased-array con sincronización por inyección y lazo PLL, incorporando combinadores de potencia en los elementos activos.

CONCLUSIONES

CONCLUSIONES

El objeto de esta tesis ha sido tratar el problema de la síntesis de frecuencias en microondas, enlazándolo con los conceptos de pureza espectral, estabilidad en frecuencia y ruido de fase.

En primer lugar se ha presentado a modo de revisión, una descripción del ruido de fase en osciladores y su medida, tanto de dominio temporal como frecuencial, recopilando y exponiendo de forma ordenada una serie de conceptos muy dispersos en la literatura. En este mismo apartado se ha incluido un resumen de las diferentes causas que lo generan, profundizando en el cálculo del ruido de fase de un oscilador debido al ruido térmico del dispositivo. Finalmente se han presentado las técnicas habituales de medida, tanto de dominio temporal como frecuencial.

A continuación se ha expuesto una revisión de las técnicas más frecuentes de síntesis de frecuencia, pero centrando la atención en las de síntesis indirecta mediante PLL. En este sentido se han descrito las propiedades básicas de estos sistemas, funcionamiento en régimen lineal y no lineal, clasificaciones y descripción exhaustiva de los componentes que lo integran.

Una vez establecidos los principios básicos de la síntesis de frecuencias, se realizó una extrapolación de sus propiedades en vistas a su utilización a frecuencias de microondas, describiendo los componentes habitualmente empleados en ese margen. Se ha tratado tanto de los osciladores controlados por tensión, como de los divisores de frecuencia digitales ("prescalers") y analógicos (regenerativos); pero el énfasis se ha puesto en la descripción del funcionamiento de los detectores de fase de microondas, llegando a la obtención de una fórmula para el cálculo de la tensión de salida, en función de las potencias de las señales incidentes. En este punto es donde se ha introducido la que ha sido una de las más importantes aportaciones de la tesis, la detección de fase armónica. Mediante este sistema ha sido posible construir multiplicadores de frecuencia de índice impar, de forma muy compacta, evitando la utilización de divisores de frecuencia en el lazo de realimentación. De este modo ha sido posible sintetizar

señales de hasta 30 GHz a partir de señales de referencia de 10 GHz. Asimismo y en este contexto se ha propuesto una técnica para la cancelación de la tensión de offset existente a la salida del detector de fase; el método consiste en modificar de forma pasiva o activa, el punto de trabajo de cada uno de los diodos del detector, de forma independiente.

Siguiendo con el tema, se ha desarrollado un circuito de baja frecuencia, para la indicación de la condición de enganche en sistemas PLL, en los cuales la detección de fase se realiza a frecuencias de microondas y en bandas de milimétricas. El sistema se ofrece como alternativa a los habituales detectores fase-cuadratura utilizados para esta función, reduciendo considerablemente el volumen de la circuitería de microondas, puesto que este conjunto permite su instalación a una cierta distancia de la misma. Se basa en realizar una conversión frecuencia-tensión, a partir de la información contenida en la señal de salida del detector de fase.

Asentadas las bases de la síntesis de frecuencias en microondas, se ha tratado de los aspectos de diseño de un receptor coherente para las balizas que a 12/20/30 GHz serán emitidas por el satélite OLYMPUS de la Agencia Europea del Espacio, en el marco de un experimento de propagación, encaminado a la caracterización de la atenuación y transpolarización de la atmósfera en los enlaces tierra-satélite a 20/30 GHz. Dada su aplicación, se realizó una evaluación de los errores en la medida, debidos a los efectos de ruido térmico aditivo, y de ruido de fase en todos los osciladores involucrados, hecho que obliga a la utilización de sintetizadores en todos sus osciladores locales.

En concordancia con estos aspectos, se han presentado los resultados experimentales obtenidos al construir un conjunto de multiplicadores de frecuencia mediante PLL, de índices $x43$, $x68$ (34×2) y $x102$ (34×3), que generan señales de 1075 MHz, 1325 MHz, 1.45 GHz, 1.7 GHz, 2.55 GHz, 9.01 GHz, 9.88 GHz, 27.03 GHz y 29.65 GHz, a partir de referencias de 25 MHz, 265 MHz y 290.7 MHz. Esta serie de multiplicadores, construidos en su totalidad y operativos, en algunos

de ellos se incorpora tanto la detección de fase armónica de índice 3 en los pasos de 850 MHz a 2.55 GHz, de 9.01 GHz a 27.03 GHz y de 9.88 GHz a 29.65 GHz, como el anterior indicador de lock.

Y por último, relacionado con los sistemas PLL estudiados, se ha presentado una técnica consistente en la utilización de la sincronización por inyección del VCO dentro del lazo PLL. Este sistema que había sido propuesto con anterioridad en PLL's de UHF [47], para la mejora del margen de pull-in y del tiempo de adquisición, se ha utilizado a frecuencias de microondas, presentando resultados experimentales a 11 GHz acerca de esta aplicación. Además se han presentado otras interesantes aplicaciones orientadas hacia la combinación de potencia de osciladores en bandas de milimétricas, con resultados experimentales a 2.55 GHz y 30 GHz, así como a su utilización con carácter tentativo, para el control electrónico de la fase de los elementos activos en phased-arrays, proponiendo un sistema integral que reúne la combinación de potencia con sistemas de modulación de amplitud y fase, basados en esta técnica.

Las líneas de investigación que quedan abiertas se pueden englobar en varios aspectos. De una parte, a lo largo del desarrollo de la tesis, se ha verificado un notable cambio en la disponibilidad de componentes para su utilización en PLL's de microondas. Como ya fue mencionado, la máxima frecuencia de operación que alcanzaban los divisores de frecuencia digitales era de 2.2 GHz en 1984, mientras que en la actualidad estos alcanzan ya frecuencias de 10 GHz. Esta tendencia que se espera siga en aumento a lo largo de los próximos años, simplificará notablemente la realización de los mencionados sintetizadores, previéndose a corto plazo la obtención de detectores de fase digitales en banda X. Estos avances tecnológicos facilitarán la implantación de los PLL's digitales (Sampled PLL's), que quizá podrán desplazar en algunos aspectos a los sistemas analógicos utilizados mayoritariamente hasta ahora.

Otro tema que queda abierto es el del desarrollo de detectores de fase a frecuencias de microondas con margen lineal de 360 grados, doblando así el margen de los ya existentes. Este objetivo podrá

alcanzarse de dos formas, o bien con el desarrollo de los anteriores detectores digitales, o bien a partir de nuevas estructuras pasivas de microondas.

Otra de las líneas a seguir sería el desarrollo de detectores de fase armónicos, pero de índice par, utilizando algún tipo de estructura adecuada, lo que simplificaría en gran medida el problema de la síntesis.

Pero quizás el tema más importante que convendría continuar sería el del desarrollo de las ya mencionadas y otras de nuevas aplicaciones de la sincronización por inyección del VCO en PLL's. Se trataría de diseñar un sistema combinador de potencia compacto, para su utilización como etapa de potencia en pequeñas estaciones emisoras de comunicaciones por satélite (VSAT's) a 30 GHz, así como continuar con el desarrollo de sus posibles aplicaciones en phased-arrays.

Y para finalizar sólo mencionar la conveniencia de desarrollar un sistema de medida de ruido de fase a frecuencias de microondas, que permita la cuantificación de la pureza espectral de las fuentes de señal.

BIBLIOGRAFIA

BIBLIOGRAFIA

- [1].- E.J. BAGHDADY, R. N. LINCOLN, B. D. NELIN, "*Short-Term Frequency Stability: Characterization, Theory and Measurement*", Proceedings of the I.E.E.E., vol 53, pp. 704-722, July 1965.
- [2].- W.P. ROBINS, "*Phase Noise in Signal Sources*", I.E.E. Telecommunications Series 9, Peter Peregrinus, London 1984.
- [3].- Dieter SCHERER, "*Recent Advances in the Art of Phase Noise Measurement*", RF & Microwave Measurement Symposium and Exhibition, Hewlett Packard, February 1986.
- [4].- Athanasios PAPOULIS, "*Probabilidad, variables aleatorias y procesos estocásticos*", Editorial Universitaria de Barcelona, 1980.
- [5].- Jacques RUTMAN, "*Characterization of Phase and Frequency Instabilities in Precision Frequency Sources: Fifteen Years of Progress*", Proceedings of the IEEE, vol 66, pp. 1048-1075, September 1978.
- [6].- David W. ALLAN, "*Statistics of Atomic Frequency Standards*", Proceedings of the IEEE, vol 54, pp. 221-230, February 1966.
- [7].- J. A. BARNES, A.R. CHI, L.S. CUTLER, D.J. HEALEY, D.B. LEESON, T.E. MCGUNIGAL, J.A. MULLEN, W.L. SMITH, R.L. SYDNOR, R.F.C. VESSOT, G.M.R. WINKLER, "*Characterization of Frequency Stability*", IEEE Trans on Instrumentation and Measurements, vol IM-20, pp. 105-120, May 1971.
- [8].- E.J. BAGHDADY, R.N LINCOLN, B.D. NELIN, "*Short-Term Frequency Stability: Characterization, Theory and Measurement*", Proceedings of the IEEE, vol-53, pp. 704-722, July 1965.
- [9].- Dieter SCHERER, "*Today's Lesson-Learn About Low-Noise Design*", Microwaves, Part I, April 1979, pp. 116-122; Part II, May 1979, pp. 72-77.
- [10].- Hewlett Packard, "*Low Phase Noise Applications of the HP8662A and HP8663A Synthesized Signal Generators*", Application Note 283-3.
- [11].- Robert SOARES et alt., "*Applications of GaAs Mesfets*", Artech House Inc., 1983.

- [12].- D. B. LEESON, "A simple model of feedback oscillator noise spectrum", Proceedings of the IEEE, Vol 54, February 1966, pp. 329-330.
- [13].- L. S. CUTLER, C. L. SEARLE, "Some Aspects of the Theory and Measurement of Frequency Fluctuations in Frequency Standards", Proceedings of the IEEE, vol-54, February 1966, pp. 136-154.
- [14].- Javier BARA, Ignasi CORBELLÀ, "Estabilidad de frecuencia y ruido en osciladores de microondas", Mundo Electrónico, no. 99, 1980, pp. 79-86.
- [15].- J. Robert ASHLEY, Thomas A. BARLEY and Gustaf J. RAST, "The Measurement of Noise in Microwave Transmitters.", IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, MTT-25, April 1977, pp. 294-318.
- [16].- John G. ONDRIA, "A Microwave System for Measurement of AM and FM Noise Spectra", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-16, September 1968, pp. 767-781.
- [17].- HEWLETT PACKARD, "Phase Noise Characterization of Microwave Oscillators", Product Note no. 11729B-1.
- [18].- Algie L. LANCE, Wendell D. SEAL, Frank G. MENDOZA, Neal W. HUDSON, "Automatic Phase Noise Measurements in the Frequency Domain", 31st Annual Frequency Control Symposium, Atlanta City, June 1977, pp. 347-358.
- [19].- Donald G. MEYER, "A Test Set for the Accurate Measurement of Phase Noise on High-Quality Signal Sources", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, IM-19, November 1970, pp. 215-227.
- [20].- Vladimir A. SHVARTSMAN, "Measure phase/frequency quickly and cheaply", Microwaves & R.F., March 1987, pp. 91-98.
- [21].- Guy V. LOVE, Kevin LINDELL, "Phase Noise Calibrator", RF Design, August 1987, pp. 38-45.
- [22].- William J. RILEY jr, "Integrate Phase Noise, and Obtain Residual FM", Microwaves, August 1979, pp. 78-80.
- [23].- M. OLIVIER, J. GROSLAMBERT, M. VALENTIN, "Measure du bruit de phase, par des méthodes actives et passives de sources microondes de haute pureté spectrale.", Actas de las 5è Journées Nationales Microondes, Université de Nice, Juin 1987.

- [24].- Vadim MANASSEWITSCH, *"Frequency Synthesizers Theory and Design"*, John Wiley & sons, 1980, 2nd. edition.
- [25].- H. A. WATSON, *"Microwave Semiconductor Devices and Their Circuit Applications"*, Mc Graw Hill, 1969.
- [26].- Ronald C. STIRLING, *"Microwave Frequency Synthesizers"*, Prentice Hall, Inc. 1987.
- [27].- Martin HASLER, Jacques NEIRYNCK, *"Nonlinear Circuits"*, Artech House, 1986.
- [28].- Bernard M. OLIVER, John M. CAGE, *"Electronic Measurements and Instrumentation."*, Mc Graw Hill, 1971.
- [29].- N. IZYUMOV, D. LINDE, *"Fundamentals of Radio"*, Mir Publishers, 1980.
- [30].- Kaneyuki KUROKAWA, *"Injection Locking of Microwave Solid-State Oscillators"*, Proceedings of the IEEE, vol-61, no. 10, October 1973, pp. 1386-1410.
- [31].- Walter R. DAY, Gary E. LINDGREN, Charles C. PETERSON, *"Microwave-Solid-State Injection Locked Amplifiers"*, Microwave Journal, May 1976, pp. 59-61.
- [32].- Floyd M. GARDNER, *"Phase Lock Techniques"*, John Wiley & Sons, 1979.
- [33].- Andrew J. VITERBI, *"Principles of Coherent Communication"*, Mc Graw Hill, 1966.
- [34].- Alain BLANCHARD, *"Phase-Locked Loops"*, John Wiley & Sons, 1976.
- [35].- Larry J. GREENSTEIN, *"Phase Locked Pull-In Frequency"*, IEEE Transactions on Communications, COM-22, August 1974, pp. 1005-1013.
- [36].- Umberto MENGALI, *"Acquisition Behaviour of Generalized Tracking Systems in the Absence of Noise"*, IEEE Transactions on Communications, COM-21, July 1973, pp. 820-826.
- [37].- Roland E. BEST, *"Phase-Locked Loops"*, Mc Graw Hill, 1984.
- [38].- L.M. ROBINSON, *"TANLOCK: A Phase-Lock-Loop Of Extended Tracking Capability"*, Proceedings of the IRE, Conv. Mil. Electron, Los Angeles, February 1962, pp. 396-421.

- [39].- James A. CRAWFORD, "*Understanding the Specifics of Sampling in Synthesis*", *Microwaves & RF*, August 1984, pp. 120-144.
- [40].- James A. CRAWFORD, "*Extending Sampling to Type II Phase-Locked Loops*", *Microwaves & RF*, September 1984, pp. 171-174.
- [41].- Ulrich L. RHODE, "*Digital PLL Frequency Synthesizers, Theory & Design*", Prentice-Hall 1983.
- [42].- MOTOROLA, "*MECL Data Book*", 1982.
- [43].- Floyd M. GARDNER, "*Charge-Pump Phase-Lock Loops*", *IEEE Transactions on Communications*, COM-28, November 1980, pp. 1849-1858.
- [44].- Floyd M. GARDNER, "*Phase Accuracy of Charge Pump PLL's*", *IEEE Transactions on Communications*, COM-30, October 1982, pp. 2362-2363.
- [45].- William F. EGAN, "*Frequency Synthesis by Phase Lock*", John Wiley & Sons, 1981.
- [46].- Bernard S. Glance, "*New Phase-Lock Loop Circuit Providing Very Fast Acquisition Time*", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-33, no. 9, September 1985, pp. 747-754.
- [47].- Peter K. RUNGE, "*Phase-Locked Loops with Signal Injection for Increased Pull-in Range and Reduced Output Phase Jitter*", *IEEE Transactions on Communications*, COM-24, June 1976, pp. 636-644.
- [48].- Jordi BERENQUER, Eduardo ARTAL, Ignasi CORBELLA, Javier BARA y Adolf COMERON, "*PLL de Microondas con Tiempo de Adquisición Reducido*", *Segundo Simpósio de Electrónica das Telecomunicações*, pp. 76-78, Lisboa, Mayo 1986.
- [49].- Jordi BERENQUER, Javier BARA, Eduardo ARTAL, Ignasi CORBELLA y Adolf COMERON, "*Improvement Of The Pull-In Range And Acquisition Time Of A Microwave PLL By Injection Locking The VCO.*", *41st Frequency Control Symposium*, Philadelphia, May 1987, pp. 524-526.
- [50].- Herbert TAUB, Donald SCHILLING, "*Electrónica Digital Integrada*", Marcombo 1980.
- [51].- "*Sintetizador de frecuencia L.S.I.*", *Revista Miniwatt*, vol-21, no. 12, pp. 413-427.
- [52].- PLESSEY, "*SP800 Series High Speed Dividers Integrated Circuit Handbook*", 1982.

- [53].- TELEFUNKEN, "U6502B Data Sheet".
- [54].- FUJITSU, "FMM104FG", GaAs Microwave Frequency Divider, Data Sheet.
- [55].- Kazuo OSAFUNE, Kuniki OHWADA, "Ultra-High-Speed GaAs Monolithic Prescaler and Phase Frequency Comparator IC", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-34, no. 7, July 1986, pp. 786-790.
- [56].- Kazuo OSAFUNE, Takatomo ENOKI, Kimiyoshi YAMASAKI, Kuniki OHWADA, "GaAs Ultra-High-Frequency Dividers with Advanced SAINT FET's", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-34, no. 12, December 1986, pp. 1258-1531.
- [57].- Kazuo OSAFUNE, Kuniki OHWADA, "An Ultra-High-Speed GaAs Prescaler Using a Dynamic Frequency Divider", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-35, no. 1, January 1987, pp. 9-13.
- [58].- Christen RAUSCHER, "Regenerative Frequency Division with GaAs FET", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-32, no. 11, November 1984, pp. 1461-1468.
- [59].- Christen RAUSCHER, "A 16 GHz GaAs FET Frequency Divider", IEEE MTT Symposium Digest, 1983, pp. 349-351.
- [60].- Jorge PEREZ, P. DORTA, A. TRUEBA, "Estabilización de osciladores en bandas milimétricas por inyección armónica", Actas del segundo Simpósio de Electrónica das Telecomunicações, Lisboa Mayo 1986, pp. 393-396.
- [61].- Kazuhiko HONJO, Mohammad MADIHIAN, "Novel Design Approach for X-Band GaAs Monolithic Analog 1/4 Frequency Divider", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-34, no. 4, April 1986, pp. 436-441.
- [62].- Zvi NATIV, "The Application of a Frequency Multiplier Design Method to the Design of Microwave Parametric Dividers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-35, no. 2, February 1987, pp. 189-194.
- [63].- Robert G. HARRISON, "A Broad-Band Frequency Divider Using Microwave Varactors", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-25, no. 12, December 1977, pp. 1055-1058.

- [64].- R. JACQUES, R. WROBLEWSKI, C. BLAYO, A. TAKOUI, M. MARCHAND, "*Nouvelle Architecture de Diviseurs de Frequence Analogique*", 5e Journées Nationales Microondes, Université de Nice, Juin 1987, pp. 156-158.
- [65].- SCITEQ ELECTRONICS, "*Microwave Frequency Synthesis: Evolution*", Microwave Journal, October 1986, pp. 170-173.
- [66].- Eitan SHARONI, "*Digital Control Speeds Synthesizer Switching*", Microwaves & RF, April 1987, pp. 107-112.
- [67].- Gideon BEN-EFRAIM, "*Low-Noise Signal Aids Commercial Radios*", Microwave Systems News & CT, June 1987, pp. 67-77.
- [68].- N. MARCUVITZ, "*Waveguide Handbook*", Boston Technical Publishers, Inc. 1964.
- [69].- Jordi BERENQUER, Adolf COMERON y Javier BARA, "*Multiplicador de frecuencias PLL con detector de fase armónico*", Actas del III Symposium Nacional del Comité Español de la URSI, Girona, Septiembre 1986, pp. 214-216.
- [70].- Jordi BERENQUER, Javier BARA y Adolf COMERON, "*Compact and Simple x3 (9 to 27 GHz) PLL Frequency Multiplier Using Harmonic Phase Detection*", 41st Frequency Control Symposium, Philadelphia, May 1987, pp. 492-494.
- [71].- Fred E. GARDIOL, "*Introduction to Microwaves*", Artech House, 1984.
- [72].- Kaneyuki KUROKAWA, "*Microwave Solid State Oscillator Circuits*", capítulo 5 del libro "*Microwave Devices*", editado por M. J. Howes and D. V. Morgan, John Wiley & Sons, 1976.
- [73].- HEWLETT PACKARD, "*The Design of GaAs FET Oscillators*", Application Note 978.
- [74].- Walter WAGNER, "*Oscillator Design by Device Line Measurement*", Microwave Journal, February 1979, pp. 43-48.
- [75].- Minoru MAEDA, Katsuhiro KIMURA, Hiroshi KODERA, "*Design and Performance of X-Band Oscillators with GaAs Schottky-Gate Field Effect Transistors*", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-23, no. 8, August 1975, pp. 661-667.

- [76].- John KITCHEN, "*Octave Bandwidth Varactor-Tuned Oscillators*", Microwave Journal, May 1987, pp. 347-353.
- [77].- S. SVENSSON, "*Hyper Abrupt Varactor Tuned Microwave Oscillators*", 2nd Military Microwave Conference Proceedings, London October 1980, pp. 597-602.
- [78].- Christen RAUSCHER, "*Large-Signal Technique for Designing Single-Frequency and Voltage-Controlled GaAs FET Oscillators*", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-29, no. 4, April 1981.
- [79].- Walid El-KAMALI, Jean Paul GRIMM, Roman MEIERER, Christos TSIRONIS, "*New Design Approach for Wide-Band FET Voltage-Controlled Oscillators*", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-34, no. 10, October 1986, pp. 1059-1063.
- [80].- Northe K. OSBRINK, "*YIG-Tuned Oscillator Fundamentals*", Microwave System News, vol-13, no. 12, pp. 207-225.
- [81].- K. C. GUPTA, Ramesh GARG, Rakesh CHADHA, "*Computer-Aided Design of Microwave Circuits*", Artech House, 1981.
- [82].- M J. LAZARUS, K. Y. CHEUNG, S. NOVAK, A. M. SOKULLU, "*Bias Frequency Modulation of GaAs Millimeter-Wave Diode Oscillators*", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, August 1975, pp. 700-703.
- [83].- R. G. DAVIS, M. J. LAZARUS, "*Phase Locking of mm-Wave Two Port Gunn Oscillator by Bias Tuning*", Microwave Journal, June 1986, pp. 103-107.
- [84].- Ignasi CORBELLA, Jordi BERENQUER, Eduardo ARTAL, "*Oscilador de microondas estabilizado por lazo de enganche de fase*", V Reunión Anual de la Comisión B del Comité Español de la U.R.S.I., Granada 1985, pp. 67-72.
- [85].- I. CORBELLA, J. BERENQUER, Ll. PRADELL, A. COMERON, J. BARA y E. ARTAL, "*Multiplicadores de frecuencia para receptores coherentes de microondas*", 2o. Simpósio de Electrónica das Telecomunicações, Lisboa, Mayo 1986, pp. 390-392.
- [86].- Ignasi CORBELLA, "*Mezclador armónico de alto factor de multiplicación*", Actas de la VI Reunión de la Comisión B del Comité Español de la URSI, Valencia 1987, pp. 207-212.

- [87].- Stephen MAAS, *"Microwave Mixers"*, Artech House, 1986.
- [88].- A. Bruce CARLSON, *"Communication Systems"*, McGraw-Hill, 1975.
- [89].- L. E. FRANKS, *"Signal Theory"*, Prentice Hall International, 1975.
- [90].- Jordi BERENQUER, *"A New Lock Indicator Circuit for Microwave and Millimeter Wave Phase-Locked Loops"*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, A publicar en Septiembre de 1988.
- [91].- European Space Agency, *"Olympus Users' Guide"*, UG-6-1, Part 1, propagation package, issue 2, Estec, November 1983.
- [92].- Y. E. YEN, G. HAYASHIBARA, P. YEN, Y.C. NGAN, H.C. YEN, Y. SAITO, *"W-Band, 20 W Microstrip Integrated Circuit Combiner"*, Microwave Journal, April 1987, pp. 113-120.
- [93].- Karl D. STEPHAN, *"Inter-Injection-Locked Oscillators for Power Combining and Phased Arrays"*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-34, no. 10, October 1986, pp. 1017-1025.
- [94].- Karl D. STEPHAN and W. A. MORGAN, *"Analysis of Interinjection-Locked Oscillators for Integrated Phased Arrays"*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, AP-35, no. 7, July 1987, pp. 771-781.
- [95].- Jordi BERENQUER y Javier BARA, *"Combinación de potencia de dos osciladores mediante sincronización por inyección y lazo PLL"*, Actas de la VI Reunión Anual de la Comisión B del Comité Español de la URSI, Valencia 1987, pp. 273-278.