

Universidad de Málaga
Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación



TESIS DOCTORAL

Lazos de enganche en frecuencia para la reducción de
ruido de fase en generadores de instrumentación de
radiofrecuencia

Autor:

JUAN MANUEL ÁVILA RUIZ

Director:

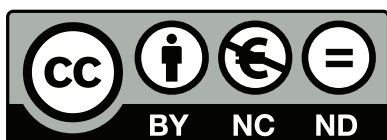
ÍÑIGO MOLINA FERNÁNDEZ



**Publicaciones y
Divulgación Científica**

AUTOR: Juan Manuel Ávila Ruiz

EDITA: Publicaciones y Divulgación Científica. Universidad de Málaga



Esta obra está sujeta a una licencia Creative Commons:

Reconocimiento - No comercial - SinObraDerivada (cc-by-nc-nd):

[Http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/es](http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/es)

Cualquier parte de esta obra se puede reproducir sin autorización pero con el reconocimiento y atribución de los autores.

No se puede hacer uso comercial de la obra y no se puede alterar, transformar o hacer obras derivadas.

Esta Tesis Doctoral está depositada en el Repositorio Institucional de la Universidad de Málaga (RIUMA): riuma.uma.es



Dr. D. Íñigo Molina Fernández, profesor doctor del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Málaga

CERTIFICA:

Que D. Juan Manuel Ávila Ruiz, Ingeniero de Telecomunicación, ha realizado en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Málaga bajo su dirección, el trabajo de investigación correspondiente a su TESIS DOCTORAL titulada:

Lazos de enganche en frecuencia para la reducción de ruido de fase en generadores de instrumentación de radiofrecuencia

En dicho trabajo se han expuesto diversas aportaciones originales, como la obtención de un modelo simplificado de un bucle enganchado en frecuencia (FLL), a partir del cual se han fijado la reducción de ruido de fase y el límite de estabilidad de dicho tipo de bucles. Además, se ha diseñado y fabricado un discriminador de frecuencia de banda ancha que, conmutando entre cuatro desfases, permite la detección de frecuencia entre 5 y 8 GHz. Utilizando dicho discriminador de frecuencia, se ha implementado un FLL capaz de reducir el ruido de fase de un VCO de banda ancha comercial. También se ha probado una nueva arquitectura de medida de ruido de fase de osciladores de microondas que no necesita oscilador local ni sincronización con la portadora del VCO a medir. Por último, utilizando esta nueva arquitectura, se ha implementado un FLL que, sin necesidad de ajustes de cuadratura, es capaz de reducir el ruido de fase de un VCO comercial de banda ancha, obteniendo un circuito equivalente al VCO original pero con ruido de fase reducido. Los resultados obtenidos han dado lugar a publicaciones en revistas y aportaciones en congresos internacionales.

Por todo ello, considera que esta Tesis es apta para su presentación al tribunal que ha de juzgarla. Y para que conste a efectos de lo establecido en el Real Decreto 1393/2007, regulador de los Estudios de Tercer Ciclo-Doctorado, AUTORIZA la presentación de esta Tesis en la Universidad de Málaga.

Málaga, a _____ de _____ de 2014

Fdo.: Íñigo Molina Fernández

E.T.S.I.Telecomunicación, Campus de Teatinos, 29071-MÁLAGA, Tlf.: 952131440, Fax: 952132927

**UNIVERSIDAD DE MÁLAGA
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN**

Reunido el tribunal examinador en el día de la fecha, constituido por:

Presidente: Dr. D. _____

Secretario: Dr. D. _____

Vocales: Dr. D. _____

Dr. D. _____

Dr. D. _____

para juzgar la Tesis Doctoral titulada **Lazos de enganche en frecuencia para la reducción de ruido de fase en generadores de instrumentación de radiofrecuencia** realizada por D. Juan Manuel Ávila Ruiz y dirigida por el Dr. D. Íñigo Molina Fernández, acordó por

_____ otorgar la calificación de

_____ y para que conste, se extiende firmada por los componentes del tribunal la presente diligencia.

Málaga, a _____ de _____ de _____

El Presidente:

El Secretario:

Fdo.: _____

Fdo.: _____

El Vocal:

El Vocal:

El Vocal:

Fdo.: _____

Fdo.: _____

Fdo.: _____

Lazos de enganche en frecuencia para la reducción de ruido de fase en generadores de instrumentación de radiofrecuencia

Juan Manuel Ávila Ruiz

A mis padres

A Inma

Índice de figuras

1.1.	Espectro de la señal generada por un oscilador ideal y por un oscilador real con ruido de fase.	3
1.2.	Consecuencias del ruido de fase en osciladores: a) Receptor con ruido de fase b) Transmisor con ruido de fase.	3
1.3.	Mejora en el PLL por la reducción de ruido de fase en el VCO.	5
1.4.	Esquema básico de un bucle de estabilización de frecuencia sobre un VCO, FLVCO.	6
1.5.	Diagrama de bloques de un sintetizador de frecuencias con PLL y FLVCO.	7
2.1.	Representación temporal y fasorial (de la envolvente compleja) de los ruidos de amplitud y fase de la señal de salida de un oscilador.	12
2.2.	Diferencia entre frecuencia instantánea a la salida del oscilador y frecuencia en el dominio de Fourier.	14
2.3.	Resumen de las magnitudes utilizadas para la medida de ruido.	15
2.4.	Diagrama de bloques de un FLVCO.	16
2.5.	Comparación entre el ruido de fase medido y el modelado con el modelo de Leeson de un VCO comercial (HITTITE HMC587LC4B).	18
2.6.	Modelo lineal completo del VCO enganchado en frecuencia, FLVCO.	19
2.7.	Módulo de la respuesta en frecuencia del FLVCO, $H_{FLVCO}(s)$, para distintos valores de frecuencia de corte superior del VCO.	20
2.8.	a) Diagrama de polos y ceros de la respuesta en frecuencia del FLVCO, $H_{FLVCO}(s)$. b) Respuesta temporal al escalón normalizada del FLVCO	22
2.9.	Módulo de la función de reducción de ruido de fase del FLVCO, $R_N^2(s)$	24
3.1.	Diagrama de bloques funcionales del discriminador de frecuencia basado en línea de retardo.	29
3.2.	Esquema funcional de un híbrido de 90°	32
3.3.	Pérdida de sensibilidad del discriminador de frecuencia en función de la frecuencia moduladora de la señal de entrada y aproximación para frecuencias de modulación muy inferiores a $1/\tau_{dl}$	34
3.4.	a) Función de transferencia estática del discriminador de frecuencia y, b) aproximación de la función de transferencia para desviaciones de frecuencias pequeñas cercanas al punto de cuadratura.	35
3.5.	Arquitectura del discriminador de frecuencia basado en línea de retardo clásico con las modificaciones necesarias (en verde) para el funcionamiento de banda ancha.	37
3.6.	a) Funciones de transferencia estáticas para cada uno de los cuatro desfases configurables en el discriminador de frecuencia. b) Sensibilidad máxima del discriminador de frecuencia con conmutación de fase.	38

Índice de figuras

3.7. Divisor de potencia Wilkinson. a) Fotografía del divisor de potencia fabricado con anterioridad. b) Esquema circuital del divisor de potencia. c) Pérdidas de inserción entre la entrada y ambos puertos de salida. d) Pérdidas de retorno de la entrada y aislamiento entre los dos puertos de salida.	39
3.8. Comparación entre simulaciones y medidas de la línea de retardo Lab-Flex 290. a) Fotografía de la línea utilizada de 3.779 m, b) comparación entre las pérdidas de inserción simuladas y medidas y, c) medida del retardo temporal de la línea.	40
3.9. Desfasador de 90° conmutado. a) Fotografía del plano superior. b) Fotografía del plano inferior. c) Ganancia de inserción de las dos configuraciones de desfase c) Diferencia de fase entre las dos configuraciones en función de la frecuencia.	41
3.10. Híbrido de 90° de banda ultra-ancha. a) Fotografía del circuito, b) ganancia de inserción, y c) diferencia de fase entre las salida directa y acoplada.	42
3.11. Esquema de bloques funcionales del detector de potencia diseñado.	43
3.12. Diseño de la red adaptadora. a) Dimensiones físicas de las pistas de la red adaptadora, y b) modelado de la resistencia de 200 Ω	43
3.13. Modelado del diodo detector. a) Modelo circuital con parásitos, y b) curva I-V característica.	44
3.14. Bloque detector de potencia completo. a) Fotografía del prototipo fabricado. b) Coeficiente de reflexión a la entrada. c) Tensión de salida en función de la frecuencia para varios niveles de potencia de entrada.	45
3.15. Tensión de salida del detector de potencia en función de la potencia de entrada para diferentes puntos de frecuencia. a) $f_{RF} = 5$ GHz. a) $f_{RF} = 7$ GHz. b) $f_{RF} = 10$ GHz.	46
3.16. Tensión de salida del detector de potencia, en escala logarítmica, en función de la potencia de entrada para diferentes puntos de frecuencia. a) $f_{RF} = 5$ GHz. a) $f_{RF} = 7$ GHz. b) $f_{RF} = 10$ GHz.	46
3.17. Diagrama circuital de la circuitería de baja frecuencia.	47
3.18. Prototipo de discriminador de frecuencia fabricado. a) Cara superior de la placa de RF. b) Cara inferior de la placa de RF. c) Placa de la circuitería de baja frecuencia. d) Montaje completo de medida del discriminador de frecuencia.	48
3.19. Función de transferencia del discriminador de frecuencia. a) Barrido entre 5 y 10 GHz. b) Detalle de barrido entre 5.5 y 6 GHz para los dos desfases posibles de desfasador de RF conmutado.	49
3.20. Sensibilidad del discriminador de frecuencia. a) Sensibilidad en los puntos de cuadratura para el desfasador conmutador en posición 0°. b) Detalle de sensibilidad entre 5.5 y 6 GHz incluyendo los distintos desfases y las caídas por alejamiento del punto de cuadratura.	50

3.21. Medidas de ruido del discriminador de frecuencia. a) Ruido del discriminador de frecuencia referido a la salida de los diodos detectores. b) Ruido del discriminador de frecuencia referido a la salida del discriminador, pero con la ganancia de la etapa acondicionadora descontada. c) Medida de ruido de tensión a la salida del discriminador al que se le ha descontado la ganancia de la etapa acondicionadora a la salida de los diodos.	51
3.22. Módulo de la función de transferencia del discriminador de frecuencia normalizado a la sensibilidad a una desviación de frecuencia de 30 kHz respecto a la portadora de 5.12 GHz.	52
3.23. Detección de señales moduladas en frecuencia con una moduladora de 100 kHz y una desviación de frecuencia de 266 kHz.	53
3.24. Arquitectura del FLVCO diseñado para la reducción de ruido de fase de un VCO comercial. En la figura se distingue entre el diagrama de bloques funcionales (bloques sombreados) y las placas fabricadas (contorno rojo discontinuo).	54
3.25. VCO cuyo ruido de fase va a ser reducido por el FLVCO. a) Fotografía del VCO montado en la placa de evaluación. b) Modelo circuital del VCO, donde se incluyen el filtrado de entrada y la sensibilidad. c) Respuesta en frecuencia del modelo de la entrada del VCO.	56
3.26. Acoplador de 10 dB con puerto aislado cargado. a) Plano superior del circuito fabricado. b) Plano inferior del circuito fabricado. c) Pérdidas de inserción y de acoplamiento del acoplador. d) Pérdidas de retorno de la carga de banda ancha montada en el puerto aislado.	57
3.27. Circuitería de baja frecuencia del FLVCO. a) Diagrama de bloques. b) Esquema circuital. c) Circuito fabricado.	58
3.28. Medidas de la circuitería de baja frecuencia. a) Función de transferencia (módulo y fase). b) Suelo de ruido con las entradas cargadas a tierra.	60
3.29. Fotografía del montaje del prototipo del FLVCO de banda ancha con desfases conmutados.	61
3.30. Comparativa entre las medidas y la simulación del bucle FLVCO en lazo abierto. a) Función de lazo abierto medida y simulada. b) Diagrama magnitud-fase medido y simulado.	62
3.31. Medida de suelo de ruido de la circuitería extra del FLVCO. a) Comparación entre el suelo de ruido extra y el ruido de fase del VCO referenciado a la entrada del VCO como ruido de tensión. b) Penalización por ruido obtenida.	63
3.32. Medida de ruido de fase. a) Comparación entre el ruido de fase del VCO en oscilación libre y el ruido de fase del FLVCO. b) Comparación de los espectros del VCO y del FLVCO.	64
3.33. Reducción de ruido de fase para diferentes frecuencias portadoras en todo el rango de frecuencias del FLVCO, entre 5 y 8 GHz	65
3.34. Reducción de ruido de fase para diferentes frecuencias portadoras dentro de un ciclo del discriminador de frecuencia, comparadas con el ruido de fase del VCO original a 5.5 GHz	66

Índice de figuras

3.35. Frecuencia sintetizada en función de la tensión de entrada del FLVCO para las cuatro posibles configuraciones de desfase: 0° , 90° , 180° y 270°	67
4.1. Métodos de medida de ruido de fase con oscilador de referencia. a) Medida directa con analizador de espectros b) medida heterodina c) medida con detector de fase d) medida con técnicas de correlación.	71
4.2. Métodos de medida de ruido de fase sin oscilador de referencia. a) Medida con discriminador de frecuencia b) medida con conversor analógico-digital c) medida con conversor analógico-digital con conversión a IF.	73
4.3. Diagrama de bloques del discriminador de frecuencia sin necesidad de ajuste de cuadratura propuesto.	75
4.4. Equivalencia entre demodulador I/Q utilizando mezcladores como detectores de fase y un demodulador I/Q utilizando una red de seis-puertos.	76
4.5. Representación de la variable $\tilde{\eta}(t)$ en el plano complejo a partir de sus componentes en fase y en cuadratura.	79
4.6. Representación de la variable ruidosa $\tilde{\eta}_n(t)$ en el plano complejo a partir de sus componentes en fase y en cuadratura.	81
4.7. Diagrama de bloques de los detectores de potencia del discriminador de frecuencia con seis-puertos junto con la fuente de ruido referida a la salida.	83
4.8. Fotografía del prototipo del sistema de medida de ruido de fase basado en un discriminador de banda ancha con seis-puertos que no necesita ajuste de cuadratura.	85
4.9. Algoritmo para el cálculo de la densidad espectral del ruido de fase de un oscilador.	86
4.10. Diagrama I/Q de un barrido de frecuencias portadoras entre 5 y 5.2 GHz para potencias de entrada entre -10 y -4 dBm. a) Simulación con ADS. b) Medidas del prototipo.	86
4.11. Medidas de suelo de ruido. a) Comparación entre medidas y cálculo teórico del suelo de ruido de la tarjeta de adquisición de datos y del conjunto de tarjeta y detector de potencia. b) Suelo de ruido de fase calculado a partir del suelo de ruido de tensión del sistema de medida.	87
4.12. Medida de ruido de fase de un VCO HMC587LC4B de Hittite a una frecuencia de 5 GHz con analizador de fuentes de señal de muy altas prestaciones y con un sistema medidor de ruido de fase basado en discriminador de frecuencia de banda ancha. a) Potencia de entrada igual a -6.6 dBm. b) Potencia de entrada igual a -2 dBm.	89
5.1. Arquitectura del discriminador de frecuencia de banda ancha sin ajuste de cuadratura.	93
5.2. Circuito detector de fase a partir de las señales I/Q. a) Representación de las variables usadas en el plano I/Q. b) Diagrama de bloques de la etapa.	95
5.3. Circuito detector de fase. a) Circuito fabricado del bloque detector de fase. b) Función de transferencia desde cada una de las entradas a la salida. Para la medida de una entrada la otra se anula introduciendo una señal de continua de 1 V.	96

5.4. Prototipo del discriminador de frecuencia sin ajuste de cuadratura analógico.	97
5.5. Medidas de la sensibilidad del discriminador de frecuencias sin ajuste de cuadratura. a) Barrido en frecuencia para diferentes potencias de entrada (-3 dBm, 0 dBm, 3 dBm y 4 dBm). b) Barrido en potencia para diferentes frecuencias portadoras (4.5 GHz, 6.75 GHz y 9 GHz).	98
5.6. Suelo de ruido del discriminador de frecuencia en función de la frecuencia portadora y de la potencia de entrada.	99
5.7. Representación de la sensibilidad y el suelo de ruido del discriminador de frecuencia en función de la potencia de entrada. La portadora de RF es de 6.75 GHz y el suelo de ruido está medido a 400 kHz de desviación de frecuencia.	100
5.8. Respuesta en frecuencia normalizada de la interconexión de VCO y discriminador de frecuencia.	101
5.9. Circuitería de baja frecuencia del FLVCO que incluye la etapa detectora de fase a partir de las señales I/Q, el sumador y el filtrado de lazo. a) Esquema circuital. b) Fotografía del prototipo fabricado. c) Función de transferencia de las tres entradas a la salida. d) Suelo de ruido de la circuitería.	102
5.10. Prototipo del FLVCO fabricado.	103
5.11. Medidas del FLVCO en bucle abierto. a) Función de transferencia en bucle abierto (módulo y fase). b) Diagrama magnitud-fase del FLVCO en bucle abierto.	104
5.12. Comparación de las medidas del VCO en oscilación libre y del FLVCO. Medidas de la relación entre la tensión de control y la frecuencia de RF de salida y de la sensibilidad en MHz/V.	105
5.13. Comparación de las respuestas al escalón del a) VCO original y b) del FLVCO.	106
5.14. Medidas de ruido de fase. a) Comparación de las medidas de ruido de fase del VCO original y del FLVCO propuesto para una frecuencia de RF de 7 GHz. Se incluye también el resultado esperado en simulación. b) Comparación de las medidas de ruido de fase del VCO original y del FLVCO propuesto para distintas frecuencias dentro del rango de frecuencias de funcionamiento. c) Ruido de fase del FLVCO en función de la frecuencia de RF para varias desviaciones de frecuencia. d) Reducción de ruido de fase del FLVCO en función de la frecuencia de RF para varias desviaciones de frecuencia.	107

Índice de figuras

Índice general

Índice de figuras	i
1. Introducción	1
1.1. Ruido de fase en las comunicaciones	2
1.2. Reducción de ruido de fase	4
1.3. Objetivos de esta tesis	7
1.4. Aportaciones de esta tesis	8
1.5. Organización de esta tesis	9
2. Reducción de ruido de fase mediante FLL basado en línea de retardo	11
2.1. Magnitudes físicas usadas para la medida de ruido en osciladores	11
2.2. Diagrama de bloques de un bucle enganchado en frecuencia y modelado	15
2.3. Funciones de transferencia del bucle enganchado en frecuencia	18
3. Bucle enganchado en frecuencia clásico de banda ancha con ajuste de cuadratura	27
3.1. Introducción	28
3.2. Discriminador de frecuencia de banda ancha con ajuste de cuadratura	28
3.2.1. Diagrama de bloques	29
3.2.2. Estudio del discriminador de frecuencia basado en línea de retardo	31
3.2.3. Diseño y fabricación del discriminador de frecuencia	37
3.2.3.1. Divisor de potencia	39
3.2.3.2. Línea de retardo	39
3.2.3.3. Desfasador conmutado $0^{\circ}/90^{\circ}$	40
3.2.3.4. Híbrido de 90°	42
3.2.3.5. Detectores de potencia	42
3.2.3.6. Circuitería de baja frecuencia	47
3.2.4. Medidas del discriminador completo	47
3.3. FLL de banda ancha con ajuste de cuadratura	53
3.3.1. Diagrama de bloques del FLVCO	53
3.3.2. Diseño de los bloques funcionales	56
3.3.2.1. VCO	56
3.3.2.2. Discriminador de frecuencia	57
3.3.2.3. Acoplador	57
3.3.2.4. Circuitería de baja frecuencia	58
3.3.3. Montaje y medidas	60
3.4. Conclusiones	66
4. Sistema de medida de ruido de fase de banda ancha sin ajuste de cuadratura	69
4.1. Medida de ruido de fase en osciladores	70
4.1.1. Medida de ruido de fase con oscilador local	70

Índice general

4.1.2.	Medida de ruido de fase sin oscilador local	71
4.1.3.	Estado del arte en medida de ruido de fase de osciladores de microondas	72
4.2.	Discriminador basado en línea de retardo con receptor I/Q de seis-puertos	74
4.3.	Análisis de ruido	80
4.4.	Simulaciones y medidas	84
4.4.1.	Respuesta estática	85
4.4.2.	Ruido interno del sistema	87
4.4.3.	Medida de ruido de fase	88
4.5.	Conclusiones	89
5.	FLL sin ajuste de cuadratura para la reducción de ruido de fase	91
5.1.	Introducción	91
5.2.	Discriminador de frecuencia analógico sin ajuste de cuadratura	92
5.3.	Diseño y fabricación	95
5.3.1.	Discriminador de frecuencia analógico	96
5.3.2.	FLVCO sin ajuste de cuadratura	101
5.4.	Medidas del FLVCO	102
5.4.1.	Medidas de bucle abierto	103
5.4.2.	Medidas estáticas de sensibilidad del FLVCO	104
5.4.3.	Medidas dinámicas de respuesta al escalón	105
5.4.4.	Medidas de reducción de ruido	106
5.5.	Conclusiones	108
6.	Conclusiones y líneas futuras de trabajo	109
6.1.	Conclusiones	109
6.2.	Líneas futuras de trabajo	111
A.	Equivalencia del módulo al cuadrado de la suma de dos números complejos	115
B.	Discriminador de frecuencia clásico con pérdidas y desbalances	117
C.	Lista de publicaciones	121
C.1.	Publicaciones internacionales	121
C.2.	Conferencias internacionales	121
C.3.	Conferencias nacionales	122
	Bibliografía	123

1

Introducción

DESDE el origen de los tiempos, el ser humano ha buscado comunicarse a distancia. Los métodos seguidos han ido evolucionando, desde las señales de humo o fuego prehistóricas y la mensajería a caballo, pasando por la utilización de palomas mensajeras, el uso de espejos reflectantes o bengalas, hasta la utilización de estandartes y cornetas para dar las órdenes en el campo de batalla. El afán por transmitir la mayor cantidad de información a puntos donde la voz no llega ha sido una obsesión a lo largo de la historia. Un paso crucial para el desarrollo de las comunicaciones a nivel global fue el descubrimiento de las comunicaciones por cable, a inicios del siglo XIX, gracias a las investigaciones de Oersted, Ampere, Faraday y otros. Unos años después, el desarrollo del telégrafo, gracias a Morse, permitió la comunicación instantánea a larga distancia, y lo convirtió durante medio siglo en el sistema de comunicación más rápido a nivel mundial. El impulso final al desarrollo de las comunicaciones globales lo dio la invención del teléfono por Meucci y su perfeccionamiento gracias a Bell, y el desarrollo de las comunicaciones inalámbricas, a finales del mismo siglo. Desde entonces, la radio y la televisión han ido evolucionando a una velocidad sorprendente desde los gigantescos y limitados sistemas iniciales hasta los compactos y versátiles aparatos de los que hoy en día disponemos. Además, a lo largo del siglo XX han aparecido nuevas tecnologías como la telefonía móvil, las comunicaciones por satélite y la fibra óptica debido a las crecientes necesidades cada vez más complejas.

Las comunicaciones inalámbricas son hoy día un instrumento fundamental para el desarrollo de gran parte de las actividades económicas, sociales y recreativas en el mundo. La telefonía móvil, los radioenlaces de microondas, las redes WiFi o WiMAX y los enlaces por satélite son, hoy en día, la base para la transmisión de datos bancarios, las reuniones de empresa por videoconferencia, la publicación de noticias de forma instantánea, las llamadas internacionales o las partidas multi-jugador a nivel mundial. Debido al exponencial aumento de usuarios de tecnologías inalámbricas, ha sido necesario incrementar las velocidades de transmisión, implementar modulaciones cada vez más densas, tales como la modulación en cuadratura (*Quadrature Amplitude Modulation*, M-QAM) o la multiplexación por división de frecuencias ortogonales (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*, OFDM). Para conseguir que todas estas mejoras funcionen correctamente, es necesario disponer de sistemas de transmisión y recepción muy rápidos y de altas prestaciones para seguir dando la calidad de servicio requerida.

1. Introducción

Uno de los componentes clave en todos los equipos utilizados en las comunicaciones inalámbricas es el oscilador local. Éste es un elemento fundamental en la generación de la frecuencia portadora y en la demodulación en receptores, además es también un elemento clave para el desplazamiento a frecuencias intermedias en receptores superheterodinos. Es, por tanto, de suma importancia que la frecuencia generada por estos osciladores sean lo más estable posible, para que no se conviertan en una fuente de error que limite las prestaciones de los sistemas donde están integrados.

1.1. Ruido de fase en las comunicaciones

La estabilidad de un oscilador se clasifica en dos categorías, dependiendo del intervalo de tiempo de observación:

- La estabilidad a largo plazo, también conocida como deriva de frecuencia, representa a las desviaciones de frecuencia que se producen en un periodo largo de tiempo. Esta variación de frecuencia es causada por los cambios de temperatura, por el deterioro de los materiales con el tiempo o *'aging'* (contaminación de las superficies, oxidación), el estrés aguantado por el circuito en el montaje y otros defectos de fabricación [1]. En este grupo entran las variaciones de frecuencia medidas en intervalos de observación mayores a 100 segundos [2]. Su medida se realiza en el dominio del tiempo.
- La estabilidad a corto plazo, representa a las variaciones de frecuencia rápidas. El origen de estas variaciones es el ruido de los componentes del oscilador, esto es, ruido térmico, ruido *shot* y ruido *flicker* [3]. Esta inestabilidad es la que comúnmente se conoce como ruido de fase. Para tiempos de observación mayores a un segundo la estabilidad se suele medir en el dominio del tiempo, mediante la varianza de Allan, mientras que para tiempos de observación inferiores, que corresponden a frecuencias superiores a 1 Hz, se mide con el ruido de fase propiamente dicho [4].

Además de las variaciones aleatorias que generan el ruido de fase, también es posible la aparición de espurios debidos a fuentes de alimentación ruidosas u otros osciladores existentes en el sistema. Por último, pueden también aparecer interferencias con otras señales electromagnéticas como, por ejemplo, canales de radiodifusión o de telefonía móvil. Todas estas perturbaciones, sin embargo, pueden ser minimizadas cuidando la compatibilidad electromagnética de los equipos y no se considera que formen parte del ruido de fase propiamente dicho.

La característica que mejor define la no idealidad de un oscilador de microondas es, sin duda, su ruido de fase. En la Fig. 1.1 se muestra la diferencia entre la señal de un oscilador ideal y la de un oscilador real, con ruido de fase. El ruido de fase genera unas bandas laterales alrededor de la portadora, las cuales serán más significativas cuanto menos ideal sea dicho oscilador. La magnitud definida en los estándares [5,6] y utilizada por los fabricantes para la caracterización del ruido de fase es conocida como ruido de fase de banda lateral única (*SSB phase noise*), se representa con el símbolo $\mathcal{L}(f)$ y sus unidades son decibelios por debajo de la potencia de la portadora en un ancho de banda de un hercio, medido a una distancia f de la portadora, dBc/Hz.

1.1. Ruido de fase en las comunicaciones

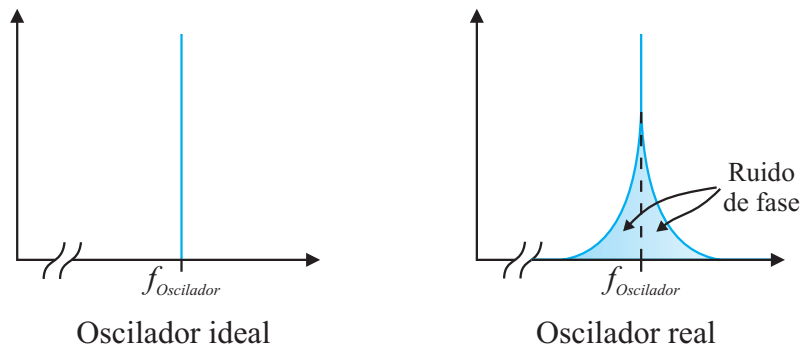


Figura 1.1.: Espectro de la señal generada por un oscilador ideal y por un oscilador real con ruido de fase.

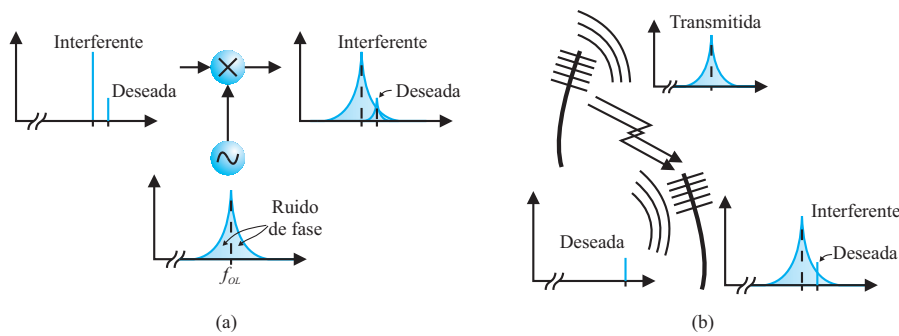


Figura 1.2.: Consecuencias del ruido de fase en osciladores: **a)** Receptor con ruido de fase **b)** Transmisor con ruido de fase.

Como ya se ha dicho antes, el ruido de fase es un problema muy importante que determina la capacidad de los sistemas de comunicación actuales. Los dos efectos más importantes derivados de la presencia de ruido de fase son los siguientes [7, 8]:

- El ruido de fase limita la sensibilidad de los receptores. Si un receptor utiliza un oscilador ruidoso para el desplazamiento en frecuencia, el canal deseado puede quedar enmascarado por el ruido de fase de un canal interferente no deseado más potente, Fig. 1.2-a.
- Una transmisor ruidoso puede interferir en la detección de receptores cercanos. Si la potencia de transmisión es mucho mayor que la señal recibida por un receptor vecino, la señal recibida, aún siendo ideal, será corrompida por el ruido de fase del transmisor, Fig. 1.2-b.

La influencia del ruido de fase en las nuevas codificaciones ha sido estudiada ampliamente [9, 10]. OFDM es una codificación utilizada en la mayoría de los estándares

1. Introducción

actuales de comunicaciones inalámbricas, como WLAN, WiMAX o LTE, por su gran robustez contra el ruido del canal y el efecto multi-camino, sin embargo es muy sensible al ruido de fase de los osciladores. En [11–13] se demuestra que la interferencia entre canales (*Inter-Channel Interference*, ICI) debida al ruido de fase de los osciladores en receptores y transmisores incrementan considerablemente la tasa de error de bit (*Bit Error Rate*, BER). Es por ello que los propios estándares de comunicación fijan unos valores de ruido de fase máximo en receptores y transmisores para que las interferencias no afecten a las señales recibidas.

Si ya es importante que los osciladores locales en receptores y transmisores tenga un ruido de fase bajo, mucho más importante es el nivel de ruido en los osciladores en instrumentación y equipos de metrología. De hecho, un nivel de ruido de fase en los equipos de medida comparable o superior al de los dispositivos a medir invalida dicha medida.

1.2. Reducción de ruido de fase

Como se ha resaltado ya, el ruido de fase de los osciladores locales de los sistemas actuales de comunicaciones inalámbricas es un factor limitante en el funcionamiento de estos sistemas [12] y la minimización del mismo es de gran importancia. Desde su aparición en los años treinta, el bucle de enganche en fase (*Phase Locked Loop*, PLL) ha sido el sistema más utilizado para la implementación de sintetizadores de frecuencia. El núcleo de un PLL es un oscilador controlado por tensión, (*Voltage Controlled Oscillator*, VCO). Además de la sintonización de frecuencias, el PLL ofrece una gran estabilidad en frecuencia [14, 15]. En los sintetizadores con PLL, el ruido de fase se puede dividir en dos regiones del espectro, separadas por el filtrado de lazo. A frecuencias bajas, el ruido viene impuesto por el PLL, y por tanto, por el ruido de sus bloques funcionales, esto es, divisor, comparador de fase y oscilador de referencia. Por otro lado, para frecuencias superiores, el ruido de fase que predomina es el propio ruido de fase del VCO [16]. Uno de los principales objetivos del diseño de PLLs es la obtención del ancho de banda de lazo óptimo. Este valor se obtiene como un compromiso entre el tiempo de enganche, el nivel de los espurios y el ruido de fase [17]. El ancho de banda óptimo del bucle, para minimizar el nivel de ruido de fase, habitualmente se fija al punto donde el ruido de la circuitería del PLL iguala al ruido de fase del VCO, como se muestra en la Fig. 1.3. Escoger un ancho de banda mayor repercute en un aumento del nivel de los espurios y de ruido de fase, mientras que un ancho de banda inferior al óptimo también conlleva un empeoramiento del ruido de fase, además de un tiempo de enganche mayor. Para arquitecturas con preajuste del VCO (en las que la frecuencia a sintetizar es inicialmente fijada mediante una tabla de equivalencias, y con el PLL abierto [18]), donde el tiempo de enganche no es determinante, la fijación de un ancho de banda menor reduce el nivel de los espurios pero empeora el nivel de ruido ya que nos alejamos del punto óptimo. En este tipo de sintetizadores, una forma de mejorar el nivel de ruido es la reducción del ruido de fase del VCO, pues esto permite desplazar el punto óptimo a frecuencias más bajas, reduciendo el nivel de espurios y al mismo tiempo mejorando el nivel de ruido de fase del sintetizador, Fig. 1.3.

Por tanto, la reducción del ruido de fase del VCO es una opción que permite mejorar

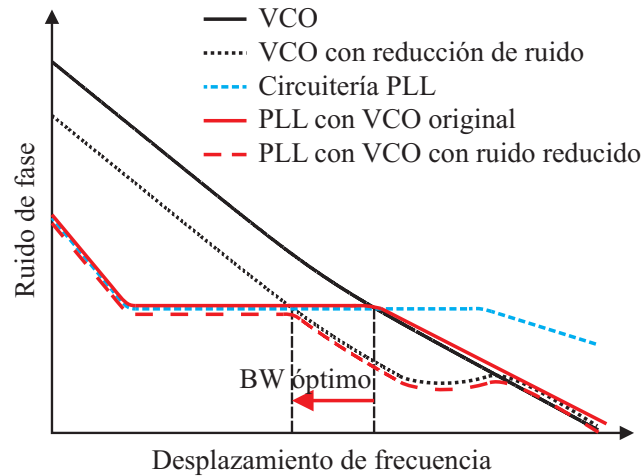


Figura 1.3.: Mejora en el PLL por la reducción de ruido de fase en el VCO.

las prestaciones de los sintetizadores de frecuencia. Para conseguirlo existen dos estrategias distintas donde se pueden agrupar la mayoría de las arquitecturas que han abordado este problema:

- Reducir la influencia de las fuentes de ruido de los elementos internos de los propios osciladores. En este grupo se incluyen todas las estrategias para la reducción del ruido térmico de los resonadores y componentes ruidosos de *buffers* de salida [19] o la maximización de la amplitud de la señal y el factor de calidad, Q , del resonador [20].
- El uso de sistemas realimentados, tanto externos al propio oscilador como integrados en un mismo chip, que corrigen las variaciones de frecuencia indeseadas generadas por el ruido de fase. Este tipo de sistemas de corrección son utilizados mayoritariamente con VCOs y están basados en la teoría de bucles de control [21]. Estas arquitecturas se denominan sistemas de estabilización de frecuencia o bucles enganchados en frecuencia (*Frequency Locked Loops*, FLL).

El esquema básico de un bucle de estabilización de frecuencia se muestra en la Fig. 1.4. Como desde un punto de vista funcional el bucle FLL funciona a su vez como un VCO (tiene una señal de entrada de baja frecuencia que controla la frecuencia de RF de la señal de salida) a lo largo de esta tesis se denominará a este componente como un VCO enganchado en frecuencia (*Frequency Locked Voltage Controller Oscillator*, FLVCO). El principio de funcionamiento del FLVCO es el siguiente: las pequeñas variaciones de la frecuencia instantánea a la salida de un VCO producidas por el ruido de fase del mismo son medidas por un discriminador de frecuencia. Este discriminador de frecuencia genera una señal de tensión de salida proporcional a las variaciones de frecuencia instantánea antes mencionadas. Esta señal de tensión es realimentada a la entrada del VCO y restada a la señal de control para contrarrestar estas fluctuaciones. La parte más importante de la arquitectura es el discriminador de frecuencia. De su ancho

1. Introducción

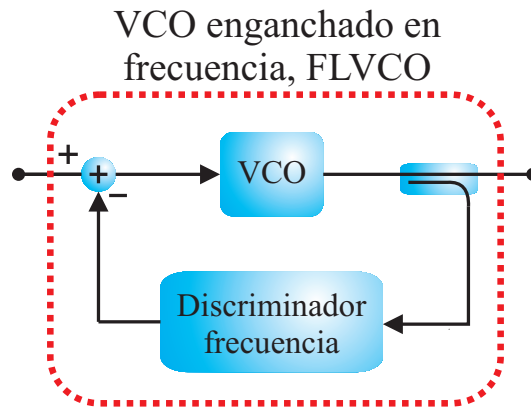


Figura 1.4.: Esquema básico de un bucle de estabilización de frecuencia sobre un VCO, FLVCO.

de banda de operación depende el ancho de banda de funcionamiento del bucle. Además, la reducción de ruido de fase que se consigue con el bucle y la estabilidad del mismo dependen del retardo, la sensibilidad y el ruido del discriminador.

Desde los años cuarenta, se han propuesto muchas arquitecturas de estabilización, donde la diferencia más importante es la implementación del discriminador de frecuencia. En 1946, Pound propone un bucle de estabilización donde el discriminador de frecuencia usa una frecuencia de modulación intermedia para evitar los efectos indeseados del ruido flicker [22]. En 1954, Altman describe en [23] un bucle de estabilización para reducción de ruido de fase de un oscilador de microondas donde el discriminador de frecuencia se implementa con una cavidad de modo dual. Más recientemente, Ivanov diseña en 1998 un oscilador para banda X con un reducido ruido de fase [24] en el que el bucle de estabilización usado incluye un discriminador de frecuencia interferométrico con un resonador y un detector de fase. En todas las arquitecturas anteriores, el discriminador de frecuencia incluye un resonador con un factor de calidad alto. Esto limita el rango de frecuencias sintetizables, ya que este rango de frecuencias sintetizables está muy limitado por la frecuencia de funcionamiento del resonador.

Si se requiere un mayor rango de frecuencias sintetizables, las arquitecturas de bucles de estabilización basados en discriminadores de línea de retardo son la solución más directa. Con esta arquitectura, se consigue una gran sensibilidad y un ancho de banda grande gracias a que la variación de la fase de la línea de retardo con la frecuencia es constante [25]. La solución del discriminador con línea de retardo se ha utilizado tradicionalmente para la medida de ruido de fase de osciladores de microondas [8]. Por otro lado, bucles de estabilización basados en discriminadores con línea de retardo han sido ya implementados en [26], donde se cubre una octava completa en la banda de HF, y en [27], donde se propone una solución similar, esta vez para frecuencias de microondas. Los bucles de estabilización de banda ancha juegan un papel muy importante en los sintetizadores de frecuencia de instrumentación de medida, donde se conocen como FLLs [18]. En [18], se usan uno o varios bucles de enganche de frecuencia para reducir el ruido de fase de sintetizadores de frecuencia a offsets de la frecuencia portadora fuera del ancho de banda del PLL de dichos sintetizadores, donde el ruido de fase del VCO es

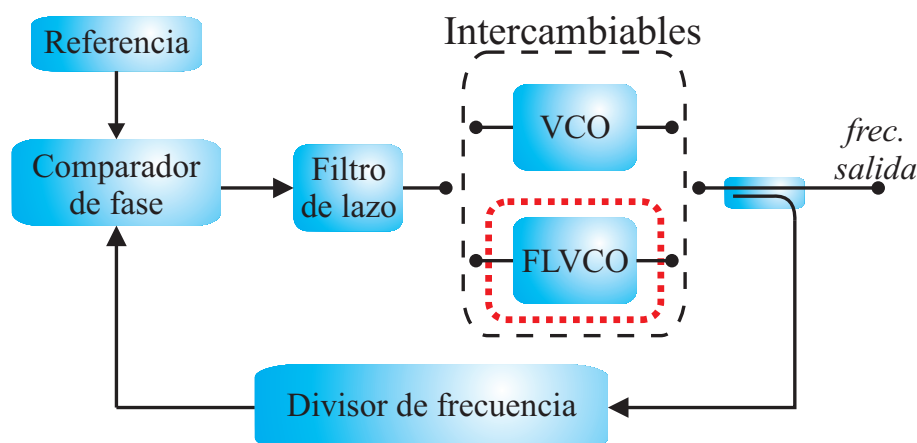


Figura 1.5.: Diagrama de bloques de un sintetizador de frecuencias con PLL y FLVCO.

dominante. Además de la reducción de ruido de fase, estos bucles permiten linealizar la relación entre la tensión de entrada y la frecuencia de salida de los VCOs, como se ha demostrado en [28, 29]. Hay que destacar que el sistema propuesto por Ayrançi [29] es un sistema integrado y sustituye el discriminador con línea de retardo por un discriminador en tecnología bipolar.

1.3. Objetivos de esta tesis

Objetivo principal

El principal objetivo de esta tesis doctoral es la reducción del ruido de fase de un oscilador controlado por tensión (VCO) de gran ancho de banda mediante la implementación de un bucle realimentado de estabilización de frecuencia o bucle enganchado en frecuencia (FLL), Fig. 1.4. El nuevo circuito oscilador, a partir de ahora FLVCO, deberá ser fácilmente integrable en un sintetizador de frecuencias controlado por un bucle enganchado en fase (PLL), que forma parte de un equipo de medida, Fig. 1.5.

Este objetivo responde a una necesidad de la industria dedicada a la instrumentación y medida. De hecho, las especificaciones de reducción de ruido de fase del FLVCO se han elegido teniendo en cuenta las necesidades reales de algunos de los equipos de test realizados por el departamento de sistemas de medida de AT4-Wireless, (empresa dedicada a servicios de medida, ensayo y certificación de tecnologías inalámbricas cuya sede central está ubicada en el Parque Tecnológico de Andalucía en Málaga y que recientemente ha sido adquirida por Agilent Technologies). De esta manera, el principal objetivo de la tesis ha sido diseñar un FLVCO que sea capaz de reducir 10 dB el nivel de ruido de fase de un VCO de banda ancha de elevadas prestaciones (HITTITE MHC587LC4B) hasta una separación de la portadora de RF de 1 MHz. La reducción de ruido debe mantenerse en todo el rango de frecuencias cubierto por el VCO, es decir, debe ser capaz de trabajar entre 5 y 10 GHz. Como el FLVCO a diseñar debe sustituir al VCO existente, tal como se muestra en la Fig. 1.5, otra condición inicial es que los interfaces del nuevo FLVCO sean iguales que los del VCO original (mismos terminales de entrada/salida, mismos niveles de tensiones de control y por tanto misma sensibilidad en frecuencia).

1. Introducción

Objetivos intermedios

Tal y como se observa en la Fig. 1.4 el desarrollo de un FLVCO requiere la realización de diversos bloques funcionales y su posterior integración. De estos bloques el más importante es, sin duda, el discriminador de frecuencia. Por tanto, un objetivo intermedio, pero crucial para alcanzar el objetivo final, es la implementación de un discriminador de frecuencia que simultáneamente cumpla los requisitos de: operación en banda ancha (entre 5 y 10 GHz), bajo nivel de ruido (pues el ruido interno generado por el discriminador limitará la capacidad de reducción de ruido del bucle) y sencillez de operación. La consecución de este objetivo secundario se ha realizado en dos fases:

- Diseño de un discriminador de frecuencia basado en línea de retardo clásico [25]. En este tipo de arquitectura la operación en banda ancha requiere mantener el discriminador en lo que se conoce como su punto de cuadratura [30], para lo cual es necesario realizar un ajuste de fase controlado externamente lo que complica la operación del bucle y no permite la sustitución directa del VCO original por el FLVCO.
- Diseño de un discriminador de frecuencia basado en línea de retardo de banda ancha con ajuste de cuadratura automático. Durante el desarrollo de la tesis aparecieron en la bibliografía [31, 32] nuevas estructuras de discriminadores de frecuencia y demoduladores de FM basados en líneas de retardo autoajustables en cuadratura. Estas arquitecturas permitían conseguir la operación en banda ancha sin necesidad de ningún ajuste de cuadratura externo, por lo que su utilización dentro de un FLVCO sería muy ventajosa. Por tanto, constituye un gran avance utilizar esta nueva idea para eliminar la necesidad de realizar un ajuste de fase dentro del FLVCO, y así simplificar el sistema.

Uno de los usos más habituales de un discriminador de frecuencia es la medida del ruido de fase de osciladores [31, 33–35]. Puesto que durante el desarrollo de esta tesis se han tenido que desarrollar discriminadores de frecuencia de banda ancha y bajo ruido (notese que el discriminador dentro del FLVCO tiene que ser capaz de medir el nivel de ruido del VCO para luego realimentárselo a su entrada) parece razonable investigar la posibilidad de realizar sistemas de medida de ruido de fase que estén basados en los discriminadores realizados para el FLVCO. Esto, además de ser interesante en sí mismo, permite obtener los niveles de ruido mínimos detectables por la circuitería desarrollada. Es por ello que uno de los objetivos intermedios de esta tesis ha sido también el desarrollo de sistemas de medida de ruido de fase.

1.4. Aportaciones de esta tesis

A continuación se detallan las aportaciones realizadas en esta tesis. Todas las aportaciones de la tesis son consecuencia del cumplimiento de los objetivos propuestos inicialmente. Se puede dividir en tres bloques:

- **Bucle de enganche en frecuencia de banda ancha con ajuste de cuadratura para la reducción de ruido en osciladores de microondas.** (Aportaciones [36,

37]). Se ha retomado la idea del FLL iniciada por [18] y [28], y más recientemente utilizada por [29] en tecnología MMIC, para el diseño de un FLVCO de banda ancha. Este permite la reducción de ruido de fase en un VCO comercial de muy altas prestaciones. El funcionamiento de banda ancha se ha conseguido gracias a un ajuste de cuadratura basado en un conjunto de cuatro desfases conmutados. Los resultados han demostrado una mejora considerable en la figura de mérito del VCO comercial en comparación con otras implementaciones.

- **Discriminador de frecuencia de banda ancha con sintonización automática.** (Aportaciones [38–40]). Se ha implementado un discriminador de frecuencia autoajutable en cuadratura para el FLVCO, que permite eliminar del diseño anterior los bloques desfasadores y su lógica de control. Para ello, se ha utilizado una arquitectura de discriminador de frecuencia en cuadratura, basado en línea de retardo, como la utilizada en [31] y se ha mejorado su comportamiento para bajas potencias de entrada incorporando una estructura detectora de fase basada en seispuertos de banda ancha. Este discriminador de frecuencia se ha utilizado para dos aplicaciones diferentes, la medida de ruido de fase [40] y la demodulación de señales moduladas en frecuencia [38, 39].
- **Bucle de enganche en frecuencia de banda ancha autosintonizable para la reducción de ruido en osciladores de microondas.** (Aportación [41]). El objetivo principal de esta tesis, que era el diseño de un sistema de reducción de ruido de fase de banda ancha, ha sido mejorado, gracias a la integración dentro del bucle del FLVCO de un discriminador de frecuencia de banda ancha con ajuste automático de cuadratura. De esta manera, se ha conseguido por tanto que la reducción de ruido sea automática en toda la banda de funcionamiento sin necesidad de ningún tipo de ajuste.

1.5. Organización de esta tesis

El contenido de esta tesis se ha estructurado en seis capítulos. En el primer capítulo se ha realizado una introducción a la problemática del ruido de fase en los osciladores de microondas, que justifica el desarrollo de esta tesis. Además, se han explicado las soluciones clásicas usadas para su reducción y se ha propuesto una nueva solución, objetivo principal de esta tesis.

En el segundo capítulo se desarrollará un estudio teórico de los bucles enganchados en frecuencia. Para ello, previamente se realizará una introducción a las magnitudes físicas estandarizadas que se usan para medir el ruido de fase y, a continuación, se describirá el diagrama de bloques del FLVCO y se establecerá un modelo simplificado del mismo. A partir de este modelo se obtendrán las funciones más significativas del FLVCO, que caracterizarán, la respuesta en frecuencia, la respuesta temporal al impulso, la reducción de ruido de fase y la estabilidad del bucle en función de los parámetros característicos de los distintos bloques funcionales.

En el capítulo tres se abordará la implementación de un FLVCO completo para la reducción de ruido de fase de un VCO de banda ancha comercial. En primer lugar se realizará una breve descripción de los FLL clásicos, que se utilizarán como punto de

1. Introducción

partida para el diseño de la nueva arquitectura. Se analizará, implementará y medirá el elemento más importante del FLVCO, un discriminador de frecuencia de banda ancha cuyo ajuste de cuadratura se lleva a cabo mediante la conmutación entre cuatro posibles desfases, lo que se lleva a cabo mediante una nueva arquitectura basada en el uso de dos conmutadores: uno de RF y otro de banda base. Seguidamente se detallará la fabricación de los diferentes bloques funcionales así como del sistema FLVCO completo y, finalmente, se mostrarán los resultados obtenidos con las medidas sobre el prototipo de FLVCO.

En el cuarto capítulo se presenta una novedosa arquitectura para la medida del ruido de fase, basado en un discriminador de frecuencia que no necesita ajustes de cuadratura, gracias a una detección de doble cuadrante realizada mediante señales I/Q. Esta nueva arquitectura de discriminador de frecuencia es el resultado de la búsqueda de estructuras más simples para reducir la complejidad del FLVCO implementado en el capítulo tercero. En primer lugar se hará un repaso histórico de las distintas arquitecturas y técnicas utilizadas hasta ahora para la medida de ruido de fase de osciladores. A continuación se hará un análisis de la arquitectura propuesta, de donde se obtendrán las características de sensibilidad y ruido interno del sistema, que fijarán el suelo de ruido de medida. Por último se describirá el prototipo fabricado y se presentarán las medida de ruido de fase de un VCO comercial de banda ancha, las cuales se compararán con los resultados de un sistema de medida de ruido de fase comercial de última generación.

En el capítulo quinto se va a implementar un nuevo sistema FLVCO que no necesita ajustes de frecuencia, sustituyendo el discriminador de frecuencia que integraba el FLVCO implementado en el tercer capítulo por el discriminador de frecuencia sin ajuste de cuadratura desarrollado en el capítulo cuatro. Primero se hará un breve recordatorio de la teoría de los bucles enganchados en frecuencia explicada en el capítulo dos. A continuación se describirán los elementos que son diferentes a los ya usados para el FLVCO del capítulo tres, y que compondrán el nuevo FLVCO. Por último se presentarán las medidas realizadas sobre él, que demostrarán la reducción de ruido sin ajustes de sintonía en un rango de frecuencias portadoras amplio.

Por último, en el capítulo sexto se incluirán las conclusiones más importantes de esta tesis junto con varias propuestas de líneas futuras de trabajo.

2

Reducción de ruido de fase mediante FLL basado en línea de retardo

LOS primeros bucles de estabilización de frecuencia, que permitían la reducción del ruido de fase en osciladores, fueron implementados en los años cuarenta sobre guías de ondas [23, 42]. Desde entonces, se han implementado una gran cantidad de bucles de estabilización en distintas tecnologías y para distintas bandas de frecuencia, dependiendo de la necesidad. Para la reducción de ruido en un oscilador de banda ancha, una solución interesante es la utilización de un bucle enganchado en frecuencia con un discriminador de banda ancha [29]. Una de las maneras más utilizada de implementar este discriminador de banda ancha es la basada en una línea de retardo junto con un sistema de desfase controlado, para mantener al discriminador siempre en cuadratura [18]. Para la realización de un buen diseño de FLVCO es imprescindible definir la arquitectura del sistema y conocer todas las fuentes de ruido del mismo. En este capítulo se realizará, en primer lugar, una introducción a las magnitudes físicas estandarizadas que se utilizan para la medida de ruido. A continuación se definirá el diagrama de bloques general de un bucle enganchado en frecuencia, se generará un modelo lineal simplificado y se estudiarán las funciones de transferencia, así como los filtrados que el bucle realiza sobre las señales ruidosas más importantes, para concluir con la obtención de la condición de estabilidad que fija el sistema.

2.1. Magnitudes físicas usadas para la medida de ruido en osciladores

Para la correcta implementación de sistemas de reducción de ruido de fase se requiere un buen conocimiento del propio ruido de fase. Por tanto, es importante entender el significado físico de las magnitudes con las que se miden y se caracterizan las diferentes fuentes de ruido, así como las relaciones entre ellas.

La señal temporal de salida de un oscilador de RF tiene la siguiente expresión:

$$s(t) = V_0 \cdot [1 + \epsilon(t)] \cdot \cos(\omega_c t + \varphi(t)), \quad (2.1)$$

donde $\epsilon(t)$ representa la variación aleatoria temporal de la amplitud, o ruido de amplitud,

2. Reducción de ruido de fase mediante FLL basado en línea de retardo

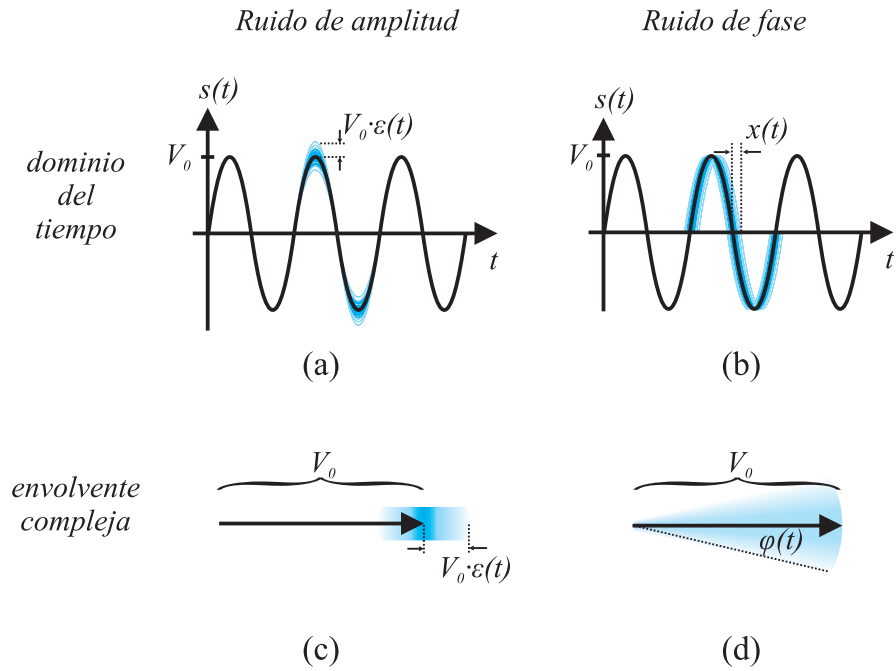


Figura 2.1.: Representación temporal y fasorial (de la envolvente compleja) de los ruidos de amplitud y fase de la señal de salida de un oscilador.

y $\varphi(t)$ representa la variación aleatoria temporal de la fase, o ruido de fase, Fig. 2.1-a y b, respectivamente.

Es muy habitual representar la señal ruidosa como envolvente compleja. La envolvente compleja de la señal (2.1) será:

$$\tilde{s}(t) = V(t) \cdot e^{j\varphi(t)}, \quad (2.2)$$

siendo $V(t) = V_0 \cdot [1 + \epsilon(t)]$ la amplitud instantánea de la señal, Fig. 2.1-c y d. Es posible recuperar la señal original a partir de la envolvente compleja mediante la conocida expresión

$$s(t) = \Re(\tilde{s}(t) \cdot e^{j\omega_c t}), \quad (2.3)$$

Otra forma de caracterizar el ruido de fase de un oscilador son las fluctuaciones de frecuencia alrededor de la frecuencia portadora, o ruido de frecuencia. La caracterización como fluctuaciones de frecuencia tiene la ventaja de evitar la ambigüedad que se produce con las fluctuaciones de fase cuando éstas son suficientemente grandes como para exceder el rango $(-\pi, \pi)$ [3]. La relación entre ambas es directa, ya que la frecuencia es la derivada de la fase.

$$\Delta\omega(t) = \varphi'(t) \Rightarrow \Delta f(t) = \varphi'(t)/(2\pi) \quad (2.4)$$

En (2.4) hay que distinguir entre las fluctuaciones de frecuencia angular, $\Delta\omega(t)$, en radianes por segundo, y las de frecuencia propiamente dicha, $\Delta f(t)$, en hercios. A partir

2.1. Magnitudes físicas usadas para la medida de ruido en osciladores

de la relación en (2.4), la señal (2.1) se puede reescribir en función de las fluctuaciones de frecuencia como

$$s(t) = V_0 \cdot [1 + \epsilon(t)] \cdot \cos \left(\omega_c t + \int \Delta\omega(t) dt \right). \quad (2.5)$$

Tanto las fluctuaciones de frecuencia como las de fase se pueden normalizar a la frecuencia de oscilación. La normalización de las fluctuaciones de fase genera una variable temporal, $x(t)$, relacionada con el *jitter* temporal [5, 6].

$$x(t) = \varphi(t)/(\omega_c) \quad (2.6)$$

Se define como el retardo temporal que produce el ruido de fase, respecto a la señal ideal, y tiene por tanto unidades de segundos, Fig. 2.1-b. De igual forma, se definen las fluctuaciones de frecuencia normalizadas a la oscilación ideal.

$$y(t) = \Delta\omega(t)/(\omega_c) \quad (2.7)$$

Mucho más práctico para comprender el comportamiento del ruido al atravesar sistemas lineales, es trabajar con los ruidos en el dominio transformado de Fourier. La representación de las señales ruidosa en el dominio transformado de Fourier permite detectar espurios, ruidos coloreados e interferencias que en el dominio del tiempo son difícilmente distinguibles o imposibles de detectar. Al ser el ruido un proceso aleatorio, se trabaja con sus estadísticos. La densidad espectral de una señal aleatoria se define como la transformada de Fourier de la autocorrelación de la señal ruidosa en el dominio del tiempo, gracias al teorema de Wiener-Khintchine [43, 44]. Aplicando esta definición al ruido de amplitud, $\epsilon(t)$, se obtiene su densidad espectral:

$$S_\epsilon^{DB}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_\epsilon(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau = \mathcal{TF}\{R_\epsilon(\tau)\}, \quad (2.8)$$

donde $R_\epsilon(\tau)$ es la autocorrelación del ruido de amplitud. La densidad espectral del ruido de amplitud se mide en voltios al cuadrado por hercio, V^2/Hz .

Esta definición de la densidad espectral es de doble banda lateral, esto es, abarca tanto las frecuencias positivas como negativas. Para el cálculo teórico, se suele agrupar todo el espectro en las frecuencias positivas [45], multiplicando por dos la potencia de la banda lateral para mantener la potencia total. La densidad espectral unilateralizada queda definida como

$$S_\epsilon(f) = 2 \cdot S_\epsilon^{DB}(f), \quad \text{para } 0 \leq f < \infty \quad (2.9)$$

De igual manera que en (2.9), se definen las densidades espectrales unilaterales del ruido de fase, en rad^2/Hz y del ruido de frecuencia, en Hz^2/Hz , como

$$S_\varphi(f) = 2 \cdot \mathcal{TF}\{R_\varphi(\tau)\}, \quad \text{para } 0 \leq f < \infty \quad (2.10)$$

$$S_{\Delta f}(f) = 2 \cdot \mathcal{TF}\{R_{\Delta f}(\tau)\}, \quad \text{para } 0 \leq f < \infty, \quad (2.11)$$

siendo $R_\varphi(\tau)$ y $R_{\Delta f}(\tau)$ las autocorrelaciones de la fluctuación temporal de ruido de fase y de ruido de frecuencia, respectivamente. Gracias a la propiedad de derivación

2. Reducción de ruido de fase mediante FLL basado en línea de retardo

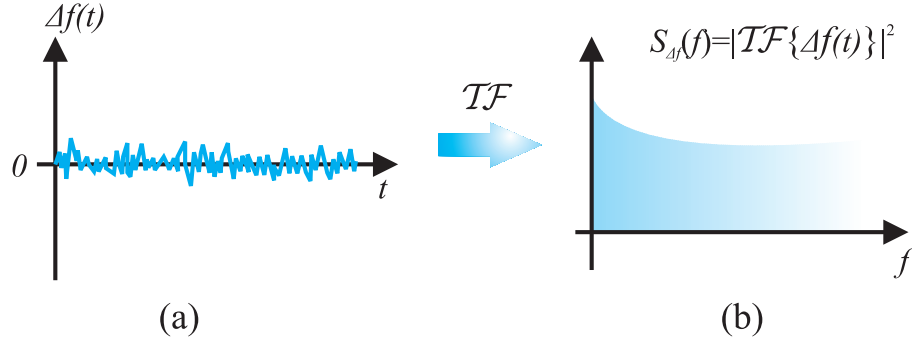


Figura 2.2.: Diferencia entre frecuencia instantánea a la salida del oscilador y frecuencia en el dominio de Fourier.

de la transformada de Fourier y a (2.4) es muy sencillo obtener la relación entre las densidades espectrales definidas en (2.10) y (2.11).

$$S_{\varphi}(f) = S_{\Delta f}(f)/(f)^2 \quad (2.12)$$

Para procesos ergódicos, la densidad espectral se puede calcular de forma más directa a través de la transformada de Fourier de la fluctuación temporal correspondiente [3]. De este modo, el cálculo de la densidad espectral en (2.11) se reduce a

$$S_{\Delta f}(f) = 2 \cdot |\mathcal{TF}\{\Delta f(t)\}|^2, \quad \text{para } 0 \leq f < \infty. \quad (2.13)$$

Es importante distinguir entre la frecuencia instantánea de salida del oscilador, entendida como variable aleatoria en el dominio del tiempo, que se representa como $\Delta f(t)$, y la frecuencia correspondiente al eje de abscisas en el dominio transformado de Fourier, representada por f , Fig. 2.2. Del mismo modo, se utilizará la variable $\Delta\omega(t) = 2\pi\Delta f(t)$ para la variación temporal de las frecuencias angulares de salida del VCO, mientras que para el dominio de Fourier se usará la forma ω .

Las densidades espectrales de las fluctuaciones de fase y de frecuencia normalizadas se puede obtener fácilmente a partir de las mismas sin normalizar, definidas en (2.10) y (2.11).

$$S_x(f) = S_{\varphi}(f)/(\omega_c)^2 \quad (2.14)$$

$$S_y(f) = S_{\Delta f}(f)/(f_c)^2 \quad (2.15)$$

Estas últimas densidades espectrales tiene unidades de s^2/Hz , para $S_x(f)$, y de $1/\text{Hz}$, para $S_y(f)$. Aunque las unidades de densidad espectral de frecuencia (2.11) y de densidad espectral de fase normalizada (2.14) se pueden reducir a Hz y s^3 respectivamente, se considera conveniente mantener las unidades sin simplificar. De esta forma, al tener todas ellas Hz en el denominador, es más intuitivo entender que se trata de densidades espectrales de potencia.

Como ya se ha comentado en el capítulo de introducción, la magnitud que se ha establecido como unidad de medida del ruido de fase de los osciladores, y por tanto, la que utilizan mayoritariamente los fabricantes para caracterizar sus productos, es $\mathcal{L}(f)$ que

2.2. Diagrama de bloques de un bucle enganchado en frecuencia y modelado

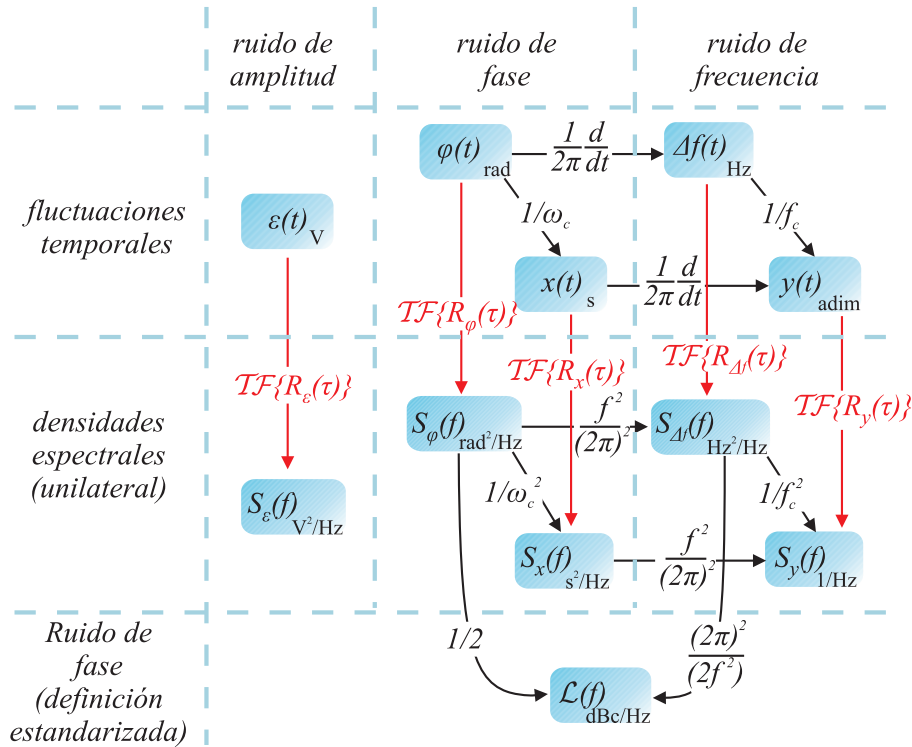


Figura 2.3.: Resumen de las magnitudes utilizadas para la medida de ruido.

se define como la mitad de la densidad espectral de las fluctuaciones de fase, $S_\varphi(f)$, y sus unidades son dBc/Hz. Esta relación de un medio se debe a que, como se ha comentado antes, las densidades espectrales tienen un espectro unilateral, sin embargo, $\mathcal{L}(f)$ solamente representa la banda lateral positiva.

$$\mathcal{L}(f) = 10 \cdot \log \left(\frac{S_\varphi(f)}{2} \right) = 10 \cdot \log \left(\frac{(2\pi)^2 \cdot S_{\Delta f}(f)}{2 \cdot f^2} \right) \quad (2.16)$$

Para entender mejor las magnitudes que se usan habitualmente para la caracterización del ruido, en la Fig. 2.3 se incluye un resumen de todas las magnitudes, las unidades con que se miden y las relaciones entre ellas.

2.2. Diagrama de bloques de un bucle enganchado en frecuencia y modelado

El bucle enganchado en frecuencia se define por primera vez con este nombre en [18]. El esquema básico del un FLVCO se muestra en la Fig. 2.4. En él se distinguen cuatro bloques funcionales: i) el VCO original, al que se le quiere reducir el ruido de fase, ii) un discriminador de frecuencia, que detecta las variaciones de frecuencia a la salida del VCO, iii) un sumador, que sustrae de la tensión de control la tensión de error detectada por el discriminador, y iv) un filtrado de lazo, que permite estabilizar el bucle.

2. Reducción de ruido de fase mediante FLL basado en línea de retardo

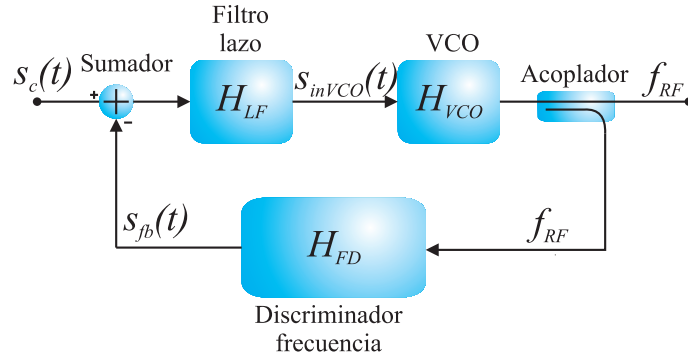


Figura 2.4.: Diagrama de bloques de un FLVCO.

Para el estudio teórico del bucle, una simplificación muy útil es modelar los diferentes bloques como sistemas lineales e invariantes en el tiempo (*Linear Time Invariant, LTI*). Con este modelado, cada uno de los bloques queda caracterizado por su función de transferencia, que tendrá unidades de V/Hz para el discriminador de frecuencia, de Hz/V para el VCO y será adimensional en el resto de los subsistemas de baja frecuencia si estos se caracterizan, por ejemplo, por su respuesta tensión/tensión.

En primer lugar, el filtro de lazo se modela como un filtrado paso-bajo con una frecuencia de corte ω_{LF} y con ganancia unidad.

$$H_{LF}(s) = \frac{\omega_{LF}}{s + \omega_{LF}} \quad (2.17)$$

El VCO, como su propio nombre indica, realiza una conversión entre tensión de entrada y frecuencia de salida, con una sensibilidad K_{VCO} , en Hz/V. El ancho de banda del VCO limita la frecuencia máxima de la tensión de control que se puede modular sin perder sensibilidad. Se modelará con un filtro paso-bajo con una frecuencia de corte ω_{VCO} . Por tanto, el VCO se modela con la siguiente función de transferencia:

$$H_{VCO}(s) = K_{VCO} \frac{\omega_{VCO}}{s + \omega_{VCO}} \quad (2.18)$$

De igual forma que el VCO, el discriminador de frecuencia realiza una detección de frecuencia con una sensibilidad K_{FD} , en V/Hz. El ancho de banda de detección vuelve a estar limitado por la máxima frecuencia modulada detectable sin pérdida de sensibilidad. Se modela como un filtrado paso-bajo con frecuencia de corte ω_{FD} . Además, si el discriminador de frecuencia está basado en línea de retardo, como ya se ha fijado en los objetivos intermedios de esta tesis, es necesario incluir en el modelado un retardo temporal, τ_d , debido al retardo temporal generado por dicha línea de retardo. Por último, y para que la detección se realice solamente sobre las variaciones en torno a la portadora de RF, es necesario incluir un filtrado paso-alto de DC, con frecuencia de corte ω_{DC} , para eliminar la componente de continua que la frecuencia de RF genera a la salida del discriminador cuando éste no se encuentra exactamente en el punto de cuadratura. El modelo LTI del discriminador de frecuencia resultante es

$$H_{FD}(s) = K_{FD} \frac{\omega_{FD}}{s + \omega_{FD}} \frac{s}{s + \omega_{DC}} e^{-s\tau_d} \quad (2.19)$$

2.2. Diagrama de bloques de un bucle enganchado en frecuencia y modelado

Por su parte, el sumador se modela como un sumador ideal, con ganancia unidad y con un ancho de banda infinito, ya que es relativamente sencillo conseguir un sumador con estas especificaciones dentro de los límites de frecuencia de interés. El acoplador es también considerado como un bloque ideal. La característica más importante del acoplador son las pérdidas de inserción, las cuales se pueden minimizar utilizando un acoplador con pérdidas de inserción muy bajas. No habrá mucha atenuación dentro del bucle si se realimenta la salida directa del acoplador y se utiliza la salida acoplada, junto con un amplificador de RF que compense las pérdidas de acoplamiento, para la salida del FLVCO.

Siguiendo ciertas aproximaciones, se pueden realizar simplificaciones en el modelo lineal del bucle que permiten obtener conclusiones útiles sobre el funcionamiento del mismo. En primer lugar, la frecuencia de corte del filtrado paso-bajo del VCO se encuentra muy por encima de la frecuencia de corte del filtrado de lazo y, por supuesto, muy por encima de nuestras frecuencias de interés. Este filtrado es, por tanto, prácticamente inapreciable a las frecuencias de interés en cuanto al módulo. El efecto en la fase se puede incluir solo, para frecuencias por debajo de la frecuencia de corte de dicho filtrado, como un retardo $\tau_{VCO} = 1/\omega_{VCO}$. Un proceso similar, debido a las mismas causas, se sigue con el filtrado paso-bajo del discriminador de frecuencia, sustituyendo el filtrado por un retardo $\tau_{FD} = 1/\omega_{FD}$. Con estas aproximaciones, (2.18) y (2.19) se reducen a

$$H_{VCO}(s) = K_{VCO}e^{-s\tau_{VCO}} \quad (2.20)$$

$$H_{FD}(s) = K_{FD} \frac{s}{s + \omega_{DC}} e^{-s(\tau_d + \tau_{FD})}. \quad (2.21)$$

Además de las funciones de transferencia de los distintos bloques, para el modelado del FLVCO es necesario definir también las fuentes de ruido. Aunque todos los bloques del FLVCO generarán ruido, ya sea de fase o de amplitud, dos fuentes ruidosas son las predominantes en el sistema: el ruido de fase del VCO, $S_{\varphi VCO}(s)$, y el ruido a la salida del discriminador de frecuencia, $S_{nFD}(s)$. El ruido de fase del VCO se modela fácilmente utilizando el modelo de Leeson [46].

$$\mathcal{L}_{VCO}(f) = 10 \cdot \log \left(\frac{S_{\varphi VCO}(f)}{2} \right) = 10 \cdot \log \left[\frac{2FkT}{P_c} \left\{ 1 + \left(\frac{f_c}{2Qf} \right)^2 \right\} \left(1 + \frac{f_{1/f^3}}{|f|} \right) \right] \quad (2.22)$$

donde k es la constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23} \text{ m}^2 \text{ kg} \cdot \text{s}^{-2} \text{ K}^{-1}$), T es la temperatura, en grados Kelvin (K), P_c es la potencia de la portadora de RF, en W, f_c es la frecuencia de dicha portadora, en Hz, y f_{1/f^3} es la frecuencia de codo de ruido *flicker*, también en Hz. F es el factor de ruido y Q es el factor de calidad, y ambas son magnitudes adimensionales.

Si bien es cierto que existen otros modelos más completos y actuales [47–50], el nivel de precisión y la simplicidad del modelo de Leeson es suficiente para caracterizar el ruido de fase del VCO en nuestro caso, como se puede apreciar en la Fig. 2.5. Los parámetros utilizados son $P_c = 4 \text{ dBm}$, $Q = 5,5$, $F = 2,5$ y $f_{1/f^3} = 10 \text{ KHz}$. Este

2. Reducción de ruido de fase mediante FLL basado en línea de retardo

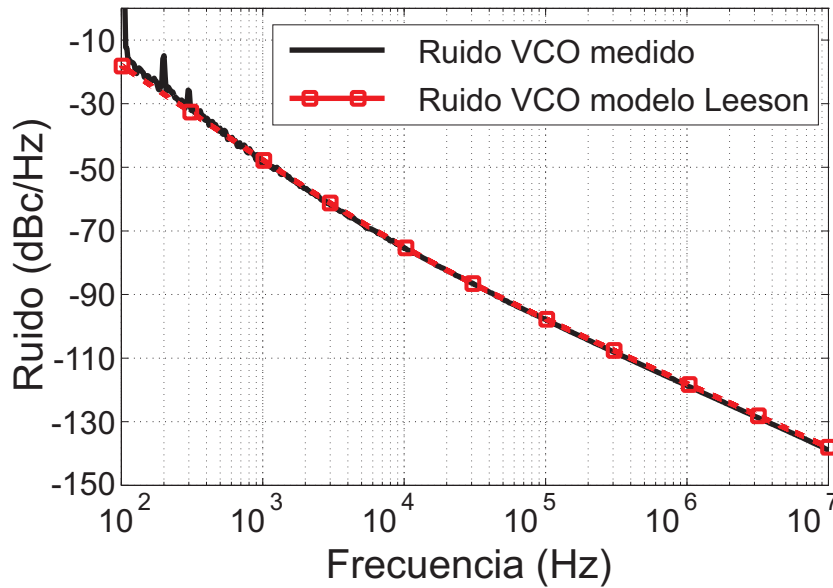


Figura 2.5.: Comparación entre el ruido de fase medido y el modelado con el modelo de Leeson de un VCO comercial (HITTITE HMC587LC4B).

ruido se añade, como ruido de frecuencia, $S_{\Delta f}(s)$, a la salida del VCO, como se puede apreciar en la Fig. 2.6.

$$\mathcal{L}_{VCO}(f) = -171 + 10 \log \left[\left(1 + \left(\frac{f_c}{11 \cdot f} \right)^2 \right) \cdot \left(1 + \frac{10^4}{|f|} \right) \right] \quad (2.23)$$

A la salida del discriminador de frecuencia se pueden incluir, además del propio ruido del discriminador, el ruido generado por: el sumador, el filtro de lazo y el acoplador. Sin embargo, debido a que en los casos prácticos de interés la ganancia del discriminador es suficientemente alta, el efecto del ruido de estos componentes es prácticamente inapreciable.

Finalmente, el modelo lineal completo del FLVCO se muestra en la Fig. 2.6, donde se pueden distinguir los diferentes filtrados, retardos y fuentes de ruido. Como se puede comprobar, se ha reducido gran parte de la complejidad de un sistema realimentado mediante la aplicación de aproximaciones realistas, y se ha obtenido un sistema lineal simple que pretende emular con gran eficacia el comportamiento real del FLVCO.

2.3. Funciones de transferencia del bucle enganchado en frecuencia

A partir de las funciones de transferencia del modelo lineal del FLVCO se determina el comportamiento del bucle, así como sus limitaciones y las diferencias respecto al VCO original. A partir del modelo obtenido en la sección anterior se van a obtener tres funciones de transferencia importantes:

2.3. Funciones de transferencia del bucle enganchado en frecuencia

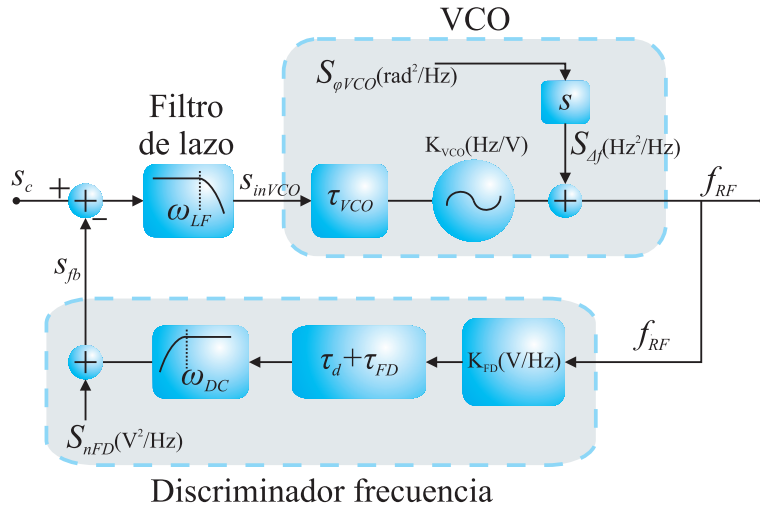


Figura 2.6.: Modelo lineal completo del VCO enganchado en frecuencia, FLVCO.

- La función de transferencia del nuevo FLVCO, $H_{FLVCO}(s)$, entre la entrada de tensión de control, s_c , y la frecuencia de salida, f_{RF} . Esta función muestra el comportamiento del nuevo sistema como oscilador controlado por tensión.
- La función de filtrado que el FLVCO realiza sobre el ruido de fase del VCO, $H_{\phi FLVCO}(s)$, es decir, entre la entrada de ruido de fase $S_{\phi VCO}$ y la salida f_{RF} . Esta función es muy importante, ya que es esta función la que cuantifica la reducción de ruido de fase, objetivo fundamental del bucle realimentado.
- La función del filtrado que el FLVCO realiza sobre el ruido extra referido a la salida del discriminador de frecuencia, $H_{nFD}(s)$, es decir, entre la entrada S_{nFD} y la salida f_{RF} . Permite conocer cuánto limita el ruido extra introducido por la circuitería del bucle a la reducción final del ruido de fase del FLVCO.

A estas funciones de transferencia del bucle cerrado hay que añadir la función de transferencia del bucle abierto, $H_{OL}(s)$, ya que, a partir de dicha función, se determina la estabilidad del sistema, gracias a criterios de estabilidad como el de Bode o el de Nyquist [16]. Esta función de lazo abierto del FLVCO es

$$\begin{aligned}
 H_{OL}(s) &= H_{LF}(s) \cdot H_{VCO}(s) \cdot H_{FD}(s) \\
 &= \frac{\omega_{LF}}{s + \omega_{LF}} \frac{s}{s + \omega_{DC}} \cdot G_{OL} \cdot e^{-s(\tau_d + \tau_{FD} + \tau_{VCO})},
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

donde $G_{OL} = K_{VCO}K_{FD}$ es la ganancia del bucle en lazo abierto dentro de la banda de paso de éste.

2. Reducción de ruido de fase mediante FLL basado en línea de retardo

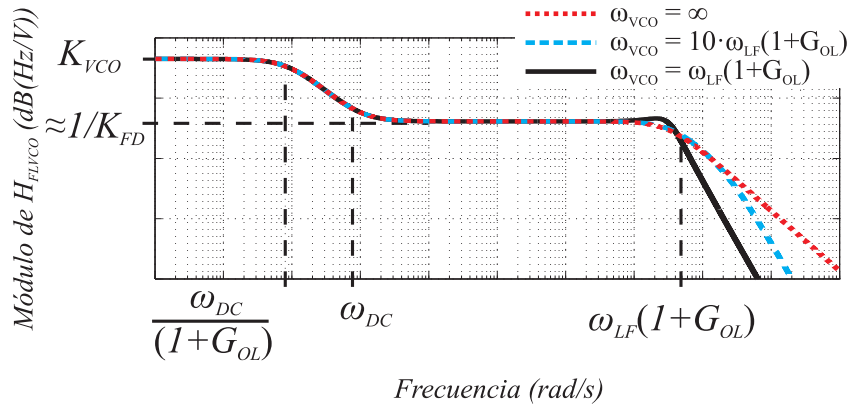


Figura 2.7.: Módulo de la respuesta en frecuencia del FLVCO, $H_{FLVCO}(s)$, para distintos valores de frecuencia de corte superior del VCO.

Función de transferencia del FLVCO

La función de transferencia del sistema definido en Fig. 2.4 en el dominio de Laplace, que relaciona la entrada de control con la salida de frecuencia, es la siguiente:

$$H_{FLVCO}(s) = \frac{F_{RF}(s)}{S_c(s)} = \frac{H_{LF}(s) \cdot H_{VCO}(s)}{1 + H_{LF}(s) \cdot H_{VCO}(s) \cdot H_{FD}(s)}. \quad (2.25)$$

Utilizando el modelo simplificado, definido en la Fig. 2.6, la función de transferencia se puede reescribir como

$$H_{FLVCO}(s) = \frac{K_{VCO} \cdot \frac{\omega_{LF}}{s + \omega_{LF}} e^{-s \cdot \tau_{VCO}}}{1 + \frac{\omega_{LF}}{s + \omega_{LF}} \frac{s}{s + \omega_{DC}} \cdot G_{OL} \cdot e^{-s(\tau_d + \tau_{FD} + \tau_{VCO})}}. \quad (2.26)$$

donde los retardos debidos a los filtrados del VCO y del discriminador se pueden agrupar en un término, definido como retardo extra debido a filtrados de alta frecuencia, $\tau_{ext} = \tau_{FD} + \tau_{VCO}$.

Para retardos del discriminador y del VCO bajos, correspondientes a frecuencias de corte superiores de estos bloques mucho mayores al filtrado de lazo, los términos exponenciales de la respuesta del FLVCO son prácticamente inapreciables en el módulo de $H_{FLVCO}(s)$, como se puede ver en la representación gráfica de dicho módulo que se muestra en la Fig. 2.7. A partir dicha figura, y de la función en (2.26), se pueden distinguir dos regiones claramente diferenciadas en el dominio de la frecuencia. A frecuencias muy bajas, donde el filtrado de lazo y los retardos del discriminador de frecuencia y del VCO pueden ser obviados, la función de transferencia tiene la siguiente respuesta simplificada

2.3. Funciones de transferencia del bucle enganchado en frecuencia

$$\begin{aligned}
 H_{FLVCO}^{LF}(s) &= \frac{K_{VCO}}{1 + \frac{s}{s + \omega_{DC}} \cdot G_{OL}} \quad (2.27) \\
 &= \frac{K_{VCO}}{1 + G_{OL}} \cdot \frac{s + \omega_{DC}}{s + \frac{\omega_{DC}}{1 + G_{OL}}}.
 \end{aligned}$$

Se observa como, para frecuencias muy bajas, la sensibilidad del FLVCO es igual a la del VCO original, K_{VCO} . Un filtrado a partir de $\omega_{DC}/(1 + G_{OL})$ reduce la sensibilidad hasta $(K_{VCO})/(1 + G_{OL})$ para frecuencias superiores a ω_{DC} . Para una ganancia de lazo abierto G_{OL} mucho mayor que la unidad, esta reducción de la sensibilidad se aproximará a $1/K_{FD}$. En este caso la sensibilidad del FLVCO la controla el discriminador de frecuencia. La posibilidad de que la sensibilidad del FLVCO se controle a través de la sensibilidad del discriminador de frecuencia permite, por ejemplo, la utilización de estos bucles para la linealización de la respuesta tensión-frecuencia del FLVCO [29].

A altas frecuencias, donde predomina el filtrado de lazo, la función de transferencia resultante es

$$\begin{aligned}
 H_{FLVCO}^{HF}(s) &= \frac{K_{VCO} \frac{\omega_{LF}}{s + \omega_{LF}} \cdot e^{-s \cdot \tau_{VCO}}}{1 + \frac{\omega_{LF}}{s + \omega_{LF}} \cdot G_{OL} \cdot e^{-s(\tau_d + \tau_{ext})}} \quad (2.28) \\
 &= \frac{K_{VCO} \cdot \omega_{LF} \cdot e^{-s \cdot \tau_{VCO}}}{s + \omega_{LF}(1 + G_{OL} \cdot e^{-s(\tau_d + \tau_{ext})})}.
 \end{aligned}$$

que, para frecuencias de corte superiores del discriminador y del VCO mucho mayores al filtrado de lazo, como se ha comentado anteriormente, se puede aproximar a un filtrado paso bajo con frecuencia de corte $\omega_{LF}(1 + G_{OL})$, como se puede observar en la Fig. 2.7.

Además de la respuesta en frecuencia, otra función característica del sistema es la respuesta temporal al impulso del FLVCO. Para ello, primero es necesario reescribir (2.26) como una función de polos y ceros obviando los retardos de nuevo, esto es,

$$H_{FLVCO}(s) = \frac{K_{VCO} \cdot \omega_{LF} \cdot (s + \omega_{DC})}{\left(s + \frac{\omega_{DC}}{1 + G_{OL}}\right) \cdot (s + \omega_{LF} \cdot (1 + G_{OL}))} \quad (2.29)$$

cuyo resultado gráfico se muestra en la Fig. 2.8-a.

La respuesta al escalón del FLVCO, es fácil de obtener a partir de la función de transferencia.

$$h_{FLVCO}(t) = K_{VCO} \cdot (1 + K_1 \cdot e^{-\omega_1 \cdot t} + K_2 \cdot e^{-\omega_2 \cdot t}) u(t) \quad (2.30)$$

donde ω_1 es el polo más cercano al origen y ω_2 es el polo más alejado, como se muestra gráficamente en la Fig. 2.8-a. Aunque las constantes K_1 y K_2 son relativamente complejas, estas se pueden simplificar bajo la suposición $\omega_{LF} \cdot (1 + G_{OL})^2 \gg \omega_{DC}$. En este caso, $K_1 = G_{OL}/(1 + G_{OL})$ y $K_2 = 1/(1 + G_{OL})$. Finalmente, la respuesta al escalón se muestra en la Fig. 2.8-b, donde se aprecia claramente un primer escalón con

2. Reducción de ruido de fase mediante FLL basado en línea de retardo

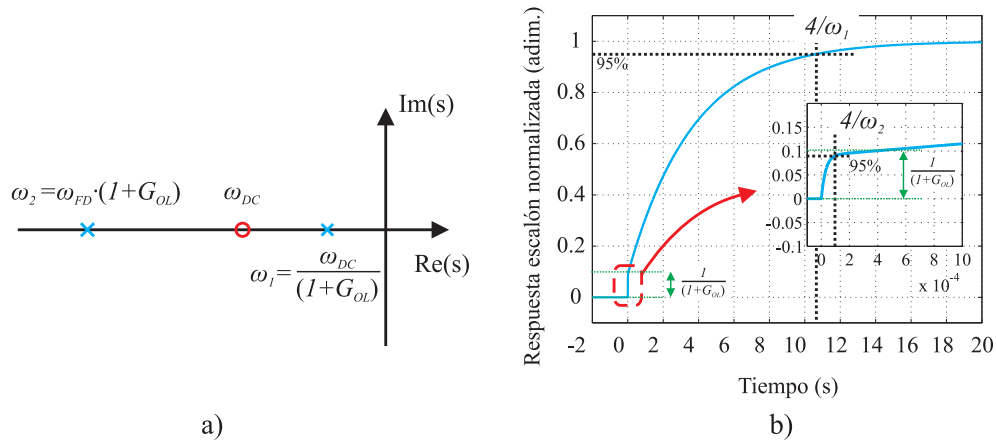


Figura 2.8.: a) Diagrama de polos y ceros de la respuesta en frecuencia del FLVCO, $H_{FLVCO}(s)$. b) Respuesta temporal al escalón normalizada del FLVCO

una respuesta rápida, pero con una sensibilidad menor (que dependen de la frecuencia de lazo), y un segundo escalón más lento, pero sin reducción de sensibilidad (que dependen de la frecuencia de corte del filtrado de DC).

Si volvemos a la respuesta en frecuencia completa, vemos como la sensibilidad a bajas frecuencias se mantienen iguales a la del VCO original, lo que permite que el sistema sea intercambiable con el VCO original sin necesidad de cambiar los interfaces. A diferencia del VCO original, y debido a la pérdida de sensibilidad a partir de ω_{DC} , la respuesta del FLVCO a variaciones rápidas de la señal de control de entrada, s_c , será más lenta. En consecuencia, la elección de la frecuencia de corte del filtrado de DC será clave si existe una especificación de tiempo de respuesta máximo. Por otro lado, una consecuencia beneficiosa de este filtrado es la atenuación del ruido procedente de la entrada de control para frecuencias superiores a la frecuencia de corte de DC.

Reducción de ruido de fase

La reducción de ruido de fase del FLVCO se define como la relación entre el ruido de fase a la salida del VCO, cuando éste está en oscilación libre, y el ruido de fase a la salida del FLVCO, esto es,

$$R_N^2(s) = \frac{S_{\varphi VCO}(s) \cdot |H_{\varphi VCO}(s)|^2}{S_{\varphi VCO}(s) \cdot |H_{\varphi FLVCO}(s)|^2 + S_{nFD}(s) \cdot |H_{nFD}(s)|^2} \quad (2.31)$$

En el ruido generado por el FLVCO a la salida se incluye tanto el ruido de fase del VCO como el ruido extra generado por el bucle referidos a la salida del discriminador de frecuencia, ambos con el filtrado correspondiente. Si se observa de nuevo el modelo lineal del FLVCO de la Fig. 2.6, se puede apreciar que la función de transferencia entre la salida del discriminador de frecuencia y la salida del FLVCO, es exactamente la misma que la función de transferencia del FLVCO, pero con el signo cambiado

$$H_{nFD}(s) = -H_{FLVCO}(s), \quad (2.32)$$

2.3. Funciones de transferencia del bucle enganchado en frecuencia

y, por tanto, el ruido extra generado por el discriminador de frecuencia será multiplicado por la sensibilidad del VCO hasta $(\omega_{DC})/(1 + G_{OL})$, mientras que a partir de ω_{DC} será multiplicado aproximadamente por $1/K_{FD}$. Por su parte, siguiendo también el modelo lineal de la Fig. 2.6, el filtrado que el FLVCO realiza al ruido de fase del VCO es

$$H_{\varphi FLVCO}(s) = \frac{F_{RF}(s)}{\Phi(s)} = \frac{s}{1 + H_{LF}(s) \cdot H_{VCO}(s) \cdot H_{FD}(s)}. \quad (2.33)$$

que, en función de los filtrados, retardos y sensibilidades del modelo simplificado, da como resultado

$$H_{\varphi FLVCO}(s) = \frac{s}{1 + \frac{\omega_{LF}}{s + \omega_{LF}} \frac{s}{s + \omega_{DC}} \cdot G_{OL} \cdot e^{-s(\tau_d + \tau_{ext})}}. \quad (2.34)$$

Por último, la relación entre el ruido de fase del VCO, $S_{\varphi VCO}(s)$, y la salida de frecuencia del oscilador, en oscilación libre, corresponde a una conversión de fase a frecuencia, tal como se define en (2.12).

$$H_{\varphi VCO}(s) = s \quad (2.35)$$

Por tanto, la función de reducción de ruido de fase que se obtiene, sustituyendo las funciones de transferencia en (2.31) por sus valores, y operando para simplificar, es la siguiente

$$R_N^2(s) = \frac{S_{\varphi VCO}(s) \cdot |s|^2}{S_{\varphi VCO}(s) \cdot |s|^2 + S_{nFD}(s) \cdot \left| K_{VCO} \cdot \frac{\omega_{LF}}{s + \omega_{LF}} \right|^2 \left| 1 + \frac{\omega_{LF}}{s + \omega_{LF}} \frac{s}{s + \omega_{DC}} \cdot G_{OL} \cdot e^{-s(\tau_d + \tau_{ext})} \right|^2} \quad (2.36)$$

Si se agrupan términos, obtenemos una versión más simplificada.

$$\begin{aligned} R_N^2(s) &= \frac{\left| 1 + \frac{\omega_{LF}}{s + \omega_{LF}} \frac{s}{s + \omega_{DC}} \cdot G_{OL} \cdot e^{-s(\tau_d + \tau_{ext})} \right|^2}{1 + \frac{S_{nFD}(s)}{S_{\varphi VCO}(s)} \cdot \left| \frac{K_{VCO}}{s} \cdot \frac{\omega_{LF}}{s + \omega_{LF}} \right|^2} \quad (2.37) \\ &= \frac{|1 + H_{OL}(s)|^2}{1 + \frac{S_{nFD}(s)}{S_{\varphi VCO}(s)} \cdot \left| \frac{K_{VCO}}{s} \cdot H_{LF}(s) \right|^2} \\ &= \frac{|1 + H_{OL}(s)|^2}{\Upsilon_N(s)} \end{aligned}$$

donde $\Upsilon_N(s)$ se define como la penalización de ruido.

$$\Upsilon_N(s) = 1 + \frac{S_{nFD}(s)}{S_{\varphi VCO}(s)} \cdot \left| \frac{K_{VCO}}{s} \cdot H_{LF}(s) \right|^2. \quad (2.38)$$

2. Reducción de ruido de fase mediante FLL basado en línea de retardo

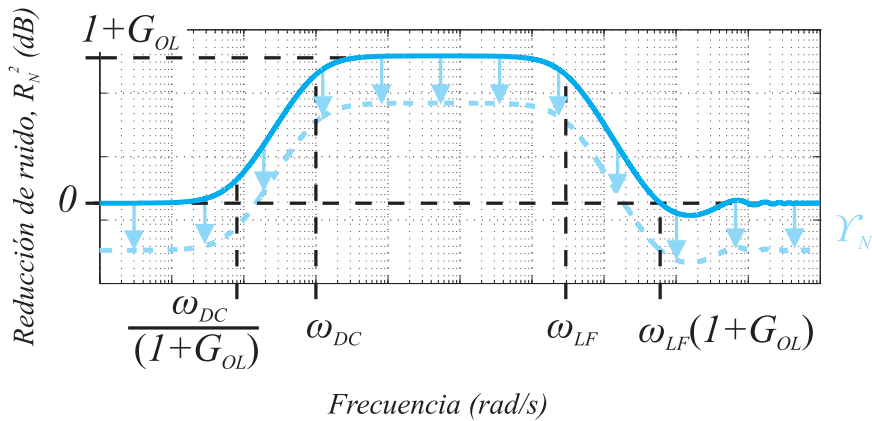


Figura 2.9.: Módulo de la función de reducción de ruido de fase del FLVCO, $R_N^2(s)$.

Esta penalización representa el empeoramiento de la reducción de ruido debido al ruido generado por la circuitería extra del FLVCO. En el caso ideal, el ruido extra del FLVCO será nulo y esta penalización valdrá 0 dB. La respuesta en frecuencia de la función de reducción de ruido en (2.37) se representa en la Fig. 2.9. Debido al filtrado de DC, no hay reducción de ruido de fase a frecuencias muy bajas, cercanas a la portadora, mientras que a partir de ω_{DC} y hasta ω_{LF} se produce una reducción de ruido de fase de $(1 + G_{OL})$, en el caso ideal de ausencia de ruido extra del FLVCO. Para el caso real, esta reducción se verá mermada por la penalización de ruido y, lo que es más, a frecuencias donde no hay reducción de ruido, se puede empeorar el comportamiento ruidoso original, si la penalización de ruido es importante en ellas. Es por ello que es muy importante en el diseño del FLVCO, minimizar el ruido interno del discriminador de frecuencia y del resto de circuitería de baja frecuencia.

Estabilidad del FLVCO

Todos los sistemas realimentados tienen la importante limitación de la estabilidad. Si la señal realimentada no es suficientemente rápida, o si la amplitud de la señal realimentada es muy grande, los sistemas realimentados se vuelven inestables y oscilan. El FLVCO no es una excepción, por lo que el estudio de su estabilidad nos permite conocer las limitaciones que va a tener el diseño, esto es, los niveles de ganancia, anchos de banda y retardos que no se deben sobrepasar.

Para la medida de la estabilidad en sistemas realimentados, existen varios métodos [16], que nos fijan distintas condiciones, que fundamentalmente corresponden a la misma si la función de transferencia de bucle abierto (2.24) es estable. Todos ellos realizan el estudio de la estabilidad a partir de la función de transferencia en bucle abierto. El diagrama de Nyquist representa la respuesta en frecuencia de bucle abierto en el plano complejo, y la condición es que la curva compleja de la función de bucle abierto no envuelva al punto -1 [51]. El diagrama de Bode representa el módulo y la fase de la respuesta en frecuencia de bucle abierto en dos gráficas distintas. La condición de estabilidad de Bode impone que, para que un sistema sea estable, el desfase tiene que ser mayor a -180 grados para módulos de lazo abierto mayores a 1 [52], esto es,

2.3. Funciones de transferencia del bucle enganchado en frecuencia

$$\forall \omega / |H_{OL}(\omega)| \geq 1 \Rightarrow \arg(H_{OL}(\omega)) > -\pi \quad (2.39)$$

Para que la condición de estabilidad de Bode sea válida, se establecen dos condiciones iniciales para la función de lazo abierto: 1) la función de lazo abierto es siempre decreciente con la frecuencia y solamente cruza una vez por 0 dB, y 2) para que un sistema realimentado sea estable, la función de lazo abierto debe ser estable por sí sola. La segunda condición se cumple, como se puede observar en (2.24). La primera condición no se cumple en el FLVCO debido a la presencia del filtrado de DC. Sin embargo, este filtrado es de primer orden, por lo que solamente introducirá un desfase positivo de $\pi/2$, y la frecuencia de corte del filtrado de DC es tan inferior a la del filtrado de lazo, que no tiene ninguna influencia a frecuencias más altas, donde se va a estudiar la estabilidad, por lo que se puede eliminar este término del estudio de la estabilidad.

La condición de estabilidad en (2.39) se puede reescribir en función de los parámetros del bucle. Para obtenerla, en primer lugar se obtiene la frecuencia del caso límite, donde el valor del módulo de la función de lazo abierto es 0 dB. Si igualamos el módulo de (2.24) a 1 y despejamos, el cruce por 0 dB se cumple a la frecuencia

$$\omega_{0dB} = \omega_{LF} \sqrt{G_{OL}^2 - 1}. \quad (2.40)$$

La fase de la función de lazo abierto en este punto de frecuencia, ω_{0dB} , será

$$\arg(H_{OL}(\omega_{0dB})) = -\arctan\left(\frac{\omega_{0dB}}{\omega_{LF}}\right) - \omega_{0dB} \cdot (\tau_d + \tau_{ext}). \quad (2.41)$$

En la literatura, a la segunda condición de estabilidad, se le añade un margen de fase de seguridad, normalmente dependiendo del orden del filtrado del bucle. Se establece un margen mínimo de 45 grados y recomendable de 60 grados [16]. En este caso se añadirá un desfase de 45 grados, quedando la segunda condición

$$\begin{aligned} \arg(H_{OL}(\omega_{0dB})) &\geq -\pi + \frac{\pi}{4} \\ -\arctan\left(\frac{\omega_{0dB}}{\omega_{LF}}\right) - \omega_{0dB} \cdot (\tau_d + \tau_{ext}) &\geq -\frac{3\pi}{4}. \end{aligned} \quad (2.42)$$

Si sustituimos ω_{0dB} por su valor en (2.40) y simplificamos, bajo la suposición de que G_{OL} es mucho mayor que 1, la condición de estabilidad final será

$$\begin{aligned} \arctan\left(\sqrt{G_{OL}^2 - 1}\right) + \omega_{LF} \sqrt{G_{OL}^2 - 1} \cdot (\tau_d + \tau_{ext}) &\leq \frac{3\pi}{4} \\ \frac{\pi}{2} + \omega_{LF} \cdot G_{OL} \cdot (\tau_d + \tau_{ext}) &\leq \frac{3\pi}{4} \\ \omega_{LF} \cdot G_{OL} &\leq \frac{\pi}{4 \cdot (\tau_d + \tau_{ext})} \end{aligned} \quad (2.43)$$

Ya que no es sencillo conocer de antemano el retardo extra, τ_{ext} , producido por los filtrados superiores de la combinación de VCO y discriminador, este valor se puede

2. Reducción de ruido de fase mediante FLL basado en línea de retardo

sustituir en la condición de estabilidad por una medida de la fase extra introducida por estos elementos, ϕ_{ext} , a la frecuencia ω_{0dB} . En este caso la condición de estabilidad quedará definida de la siguiente forma

$$\omega_{LF} \cdot G_{OL} \leq \frac{\pi/4 - \phi_{ext}}{\tau_d}$$

Por tanto, se observa que el producto de la ganancia del bucle en lazo abierto y el ancho de banda del filtrado de lazo están limitados por el retardo del discriminador de frecuencia y el retardo extra introducido por el efecto combinado del discriminador y el VCO. Estas cuatro magnitudes condicionan el diseño de los bloques del FLVCO y deben elegirse en función de la reducción de ruido de fase requerido y el ancho de banda especificado. Si se parte de un discriminador, con un retardo y una sensibilidad determinados, el filtrado de lazo tendrá un valor máximo para que el FLVCO sea estable, pero no se podrá mejorar la reducción de ruido. Por otro lado, para conseguir mayor reducción de ruido de fase, el discriminador de frecuencia se deberá diseñar con la máxima sensibilidad posible, siempre que no aumente el ruido extra, y con el mínimo retardo. La reducción de ruido de fase mediante una amplificación de la señal de salida del discriminador para incrementar la sensibilidad de éste no es posible, ya que el nivel de ruido del discriminador también aumentaría, manteniendo la relación (2.37) en el mismo nivel y haciendo necesaria una reducción del ancho de banda de lazo para mantener la estabilidad. Por último, en discriminadores de frecuencia basados en línea de retardo, donde es posible aumentar la sensibilidad del discriminador incrementando la longitud de la línea de retardo, hay que tener un cuidado especial, pues el aumento de la sensibilidad de esta forma implica, al mismo tiempo, un aumento del retardo de la rama realimentada y, por consiguiente, un empeoramiento de la condición de estabilidad.

3

Bucle enganchado en frecuencia clásico de banda ancha con ajuste de cuadratura

EL objetivo principal de esta tesis es el diseño y la implementación de un bucle realimentado para la reducción de ruido de fase en un oscilador de RF de banda ancha. La primera aproximación a este objetivo es el diseño de un FLL clásico en torno a un VCO, renombrado FLVCO, haciendo uso de un discriminador de frecuencia basado en línea de retardo. Ya que el FLVCO con este tipo de discriminadores no permite el funcionamiento de banda ancha por sí solo, se incluirá una circuitería extra, que incorpora filtros de DC, desfases e inversores, que permitirá el ajuste de cuadratura en toda la banda de funcionamiento. En el diseño del FLVCO se van a abordar dos problemas diferentes. Por un lado, el funcionamiento de forma estable del bucle. Este funcionamiento dependerá de las sensibilidades y filtros de los distintos bloques, como ya se ha mencionado en el capítulo 2. Por otro lado, el funcionamiento en un rango amplio de frecuencias sintetizables, que se conseguirá gracias a un sistema de desfases conmutados que mantiene al sistema en cuadratura en todo el rango de frecuencias. En este capítulo, inicialmente se describirán algunos de los FLL clásicos, los cuales se utilizarán como base para el diseño del nuevo FLVCO. A continuación, se analizará, teóricamente, el funcionamiento del bloque más importante del FLVCO, el discriminador de frecuencia basado en línea de retardo. De este análisis, se deducirán las condiciones y las distintas aproximaciones que se deben tener en cuenta para que la relación entre la frecuencia de entrada y la tensión de salida de dicho discriminador sea lineal. Seguidamente se realizará un diseño de un discriminador de frecuencia de banda ancha, utilizando bloques funcionales de RF de banda ancha y desfases conmutados y, para corroborar su funcionamiento, se harán una serie de medidas sobre el prototipo fabricado. Posteriormente se realizará el diseño de un FLVCO completo, objetivo principal de esta tesis, para la reducción de ruido de fase de un VCO comercial de banda ancha. Las medidas sobre el prototipo de FLVCO fabricado permitirán demostrar el correcto funcionamiento del mismo en todo el rango de frecuencias sintetizables.

3.1. Introducción

En 1989, Hewlett Parckard describe el funcionamiento de sus generadores de señal de última generación en la edición de HP Journal de octubre. En ella, sale a la luz una mejora para la reducción de ruido de fase de los osciladores integrados en estos generadores de señal gracias a unos bucles realimentados, basados en líneas de retado, que contrarrestan las oscilaciones de la frecuencia generada [18, 53]. Es aquí donde aparece por primera vez el nombre de FLL asociado a los bucles de estabilización de frecuencia clásicos [22, 27]. En el artículo de Andersen [18] se explica detalladamente cómo se puede reducir ruido de fase en los sintetizadores de frecuencia, más allá del ancho de banda del PLL, con un FLL. También se fija la necesidad del discriminador con línea de retardo y un desfasador variable para el ajuste de cuadratura, si se desea cubrir un rango de frecuencias sintetizables amplio. Además, en el mismo documento se muestra la posibilidad de introducir varios bucles FLL simultáneamente, con diferentes longitudes de la línea de retardo, para conseguir reducción de ruido de fase a distintas desviaciones de frecuencia respecto a la portadora. También se reconoce el hecho de que el aumento de la longitud de la línea de retardo alarga el tiempo de respuesta del FLL ante saltos de la tensión de control. Para corregir este problema, existe la posibilidad de utilizar un preajuste, con el FLL en bucle abierto, para reducir el tiempo de respuesta a saltos grandes de la tensión de control. Partiendo de toda esta información previa, se ha propuesto inicialmente la reproducción de una arquitectura FLL de banda ancha, intentando reducir al máximo el ruido generado por el propio sistema. Para mejorar los diseños anteriores, se ha buscado la máxima simplicidad del sistema, lo que se ha conseguido minimizando el número de componentes y evitando el uso de dispositivos activos allí donde sea posible. Otra mejora será la utilización de desfasadores fijos conmutados para sustituir la funcionalidad de un desfasador variable que fije el ajuste de cuadratura. Se sabe que los desfasadores fijos son capaces de abarcar más ancho de banda con una desviación de fase respecto a la fase nominal mucho menor que los desfasadores variables. Para que la introducción de desfasadores conmutados no incremente excesivamente el volumen del sistema, se reducirá la cantidad de estos a dos. Además, de los dos desfasadores solo uno de ellos se realizará en RF siendo posible realizar el otro con circuitería de banda base.

3.2. Discriminador de frecuencia de banda ancha con ajuste de cuadratura

Como ya se ha comentado, el discriminador de frecuencia es el bloque principal del FLVCO y, por tanto, es importante entender bien su comportamiento para realizar un diseño óptimo. Para ello, en primer lugar se va a describir el diagrama de bloques del discriminador basado en línea de retardo. A continuación se analizará el sistema y se obtendrán ecuaciones teóricas de la función de transferencia y de la sensibilidad. Por último, se describirá el prototipo fabricado y se incluirán las medidas de dicho prototipo para corroborar el correcto funcionamiento.

3.2. Discriminador de frecuencia de banda ancha con ajuste de cuadratura

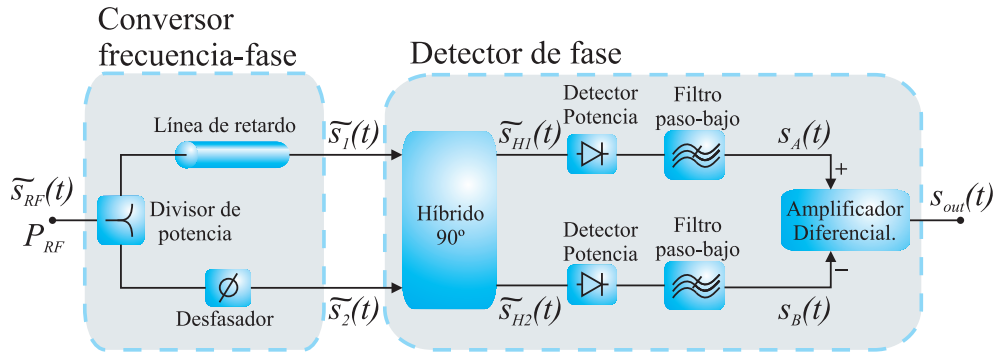


Figura 3.1.: Diagrama de bloques funcionales del discriminador de frecuencia basado en línea de retardo.

3.2.1. Diagrama de bloques

El diagrama de bloques funcionales del discriminador de frecuencia de banda ancha basado en línea de retardo se muestra en la Fig. 3.1 y está basado en la misma idea que el propuesto originalmente por Mohr [25]. Dicho discriminador se puede dividir en dos grandes bloques funcionales: un convertor frecuencia-fase y un detector de fase. En primer lugar, el convertor frecuencia-fase está compuesto por los siguientes elementos:

- Un divisor de potencia simétrico, de 3 dB, que divide la señal a la entrada en las dos ramas del discriminador.
- Una línea de retardo. La línea es uno de los elementos clave del discriminador. Es la encargada de realizar la conversión de variaciones de frecuencia a la entrada del discriminador a variaciones de fase a la salida del convertor frecuencia-fase, gracias a que la fase de una línea de retardo, ϕ_{dl} , tiene una dependencia lineal con la frecuencia de la señal que circula por ella.

$$\phi_{dl} = -\tau_{dl} \cdot \omega_{RF} \quad (3.1)$$

donde, ω_{RF} es la frecuencia de RF a la entrada del detector de potencia y τ_{dl} es el retardo de la línea.

- Un desfasador variable o, como se ha propuesto para esta tesis, un banco de desfasadores conmutados, que mantienen al sistema siempre en cuadratura, para una frecuencia de entrada determinada. Para ajustar la cuadratura de una frecuencia portadora ω_c , la diferencia entre el desfase que produce la línea de retardo para dicha frecuencia y el desfase del desfasador, ϕ_{desf} , tiene que ser de 0° , o lo que es lo mismo

$$\phi_{desf} = \tau_{dl} \cdot \omega_c + 2\pi k, \quad \text{para } k = 0, 1, 2, \dots \quad (3.2)$$

Haciendo un cálculo rápido, y sin tener en cuenta las pérdidas de los diferentes elementos, se puede obtener la expresión del desfase entre las salidas del convertor frecuencia-fase para una frecuencia de entrada ligeramente desviada respecto de la frecuencia portadora para la que se ha ajustado la cuadratura, $\omega_{RF} = \omega_c + \Delta\omega$.

3. Bucle enganchado en frecuencia clásico de banda ancha con ajuste de cuadratura

$$\begin{aligned}
 -\phi_{desf} - (-\phi_{dl}) &= -\tau_{dl} \cdot \omega_c - 2\pi k + \tau_{dl} \cdot \omega_{RF} & (3.3) \\
 &= \tau_{dl} \cdot (-\omega_c + \omega_{RF}) - 2\pi k \\
 &= \tau_{dl} \cdot (-\omega_c + \Delta\omega + \omega_c) - 2\pi k \\
 &= \tau_{dl} \cdot \Delta\omega - 2\pi k = 2\pi\tau_{dl}\Delta f - 2\pi k,
 \end{aligned}$$

donde se ve claramente que la sensibilidad de conversión frecuencia-fase la fija el retardo de la línea de retardo, τ_{dl} .

$$K_{F2\phi} = 2\pi\tau_{dl} \quad (3.4)$$

Por su parte, el funcionamiento del detector de fase es muy parecido al de un mezclador balanceado simple [54] y está constituido por los siguientes elementos:

- Un híbrido de 90° que mezcla las señales de las dos ramas de entrada antes de la detección. Para que el discriminador funcione en un rango de frecuencias grande, este híbrido debe funcionar correctamente a todas estas frecuencias.
- Un par de detectores de potencia que realizan la mezcla en frecuencia de las señales a la salida del híbrido. Entre las señales resultado del mezclado se encuentra la señal banda base deseada. Esta conversión de frecuencias tiene una sensibilidad que dependerá de la potencia de entrada (si se trabaja en la zona de ley cuadrática de los diodos detectores) o de la raíz de la potencia de entrada (si los diodos están trabajando en zona lineal).
- Un filtrado paso-bajo encargado de eliminar las componentes espectrales superiores generadas en el detector, dejando pasar solamente la componente de banda base.
- Un amplificador diferencial que resta las dos señales banda base a la salida de los detectores de potencia para generar la señal de tensión de salida, dependiente de la variación de frecuencia a la entrada del discriminador.

Si se quiere tener un funcionamiento de banda ancha, es necesario que todos los elementos de RF funcionen correctamente en un ancho de banda amplio. Esto implica que las pérdidas de inserción del divisor de potencia, la línea de retardo, los desfasadores, el híbrido y los detectores de potencia sean mínimas en la banda de funcionamiento del discriminador.

Por otro lado, el ancho de banda de detección depende principalmente de la circuitería de baja frecuencia. Por tanto, los amplificadores y filtros deberán tener un ancho de banda suficiente para cumplir las necesidades del ancho de banda de detección. Este ancho de banda de detección también es determinante en el retardo del discriminador, por lo que, si este discriminador se va a utilizar en una arquitectura FLVCO, donde el retardo es un gran inconveniente, es importante que el ancho de banda sea lo mayor posible para que el retardo sea bajo.

3.2.2. Estudio del discriminador de frecuencia basado en línea de retardo

Para el estudio teórico del discriminador de frecuencia, se introduce a la entrada una señal de RF, con una variación temporal en la frecuencia de dicha señal. Por simplicidad, la variación temporal elegida será sinusoidal. La expresión de dicha señal será:

$$\begin{aligned}
 s_{RF}(t) &= V_{RF} \cdot \cos \left(\int_0^t \omega_{RF}(t) dt \right) \\
 &= V_{RF} \cdot \cos \left(\omega_c \cdot t + \int_0^t \Delta\omega(t) dt \right) \\
 &= V_{RF} \cdot \cos \left(\omega_c \cdot t + \Delta\omega_{max} \int_0^t \cos(\omega_m \cdot t) dt \right) \\
 &= V_{RF} \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \varphi(t))
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

donde V_{RF} es la amplitud de la señal a la entrada del discriminador, $\omega_{RF}(t)$ es la frecuencia instantánea de RF a la entrada, la cual tiene dos componentes: ω_c , que es la frecuencia portadora, y $\Delta\omega(t)$, que representa a las desviaciones temporales de frecuencia respecto a la portadora. ω_m es la frecuencia moduladora y $\Delta\omega_{max}$ es la desviación de frecuencia máxima de la señal moduladora. Por su parte, $\varphi(t)$ representa las variaciones de fase y tiene la siguiente expresión

$$\varphi(t) = \int_0^t \Delta\omega(t) dt = \frac{\Delta\omega_{max}}{\omega_m} \sin(\omega_m \cdot t). \tag{3.6}$$

El análisis del discriminador con envolventes complejas es mucho más sencillo, por lo que se va a redefinir la señal de entrada en el dominio fasorial, $\tilde{s}_{RF}(t)$, como

$$\tilde{s}_{RF}(t) = \sqrt{2 \cdot P_{RF}} \cdot e^{j \cdot \varphi(t)}, \tag{3.7}$$

donde P_{RF} es la potencia de la señal de entrada al discriminador. La señal temporal equivalente a la entrada, (3.5), se puede obtener fácilmente a partir del fasor, como la parte real del producto de este fasor con la portadora de RF.

$$s_{RF}(t) = \Re \{ \tilde{s}_{RF}(t) \cdot e^{j\omega_c t} \}, \tag{3.8}$$

Una vez definida la señal de entrada, se puede iniciar el análisis del discriminador. En primer lugar, la señal a la entrada del discriminador pasa por un divisor de potencia. Si es simétrico, las pérdidas de inserción serán iguales para las dos salidas, y si es ideal, estas pérdidas serán de 3 dB. Por tanto, la señal en cada una de las ramas del divisor será

$$\tilde{s}_{PowDiv}(t) = \sqrt{P_{RF}} \cdot e^{j \cdot \varphi(t)}, \tag{3.9}$$

A continuación, una de las ramas es retardada temporalmente, τ_{dl} segundos, al atravesar la línea de retardo. Por consiguiente, si obviamos las pérdidas de la línea de retardo, la señal a la salida de la línea será

$$\tilde{s}_1(t) = \sqrt{P_{RF}} \cdot e^{j \cdot \varphi(t - \tau_{dl})} \cdot e^{-j \cdot \omega_c \tau_{dl}}, \tag{3.10}$$

3. Bucle enganchado en frecuencia clásico de banda ancha con ajuste de cuadratura

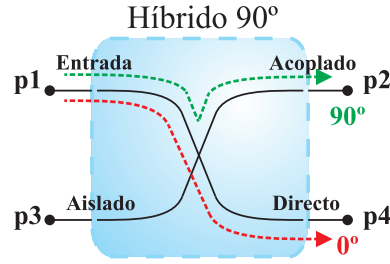


Figura 3.2.: Esquema funcional de un híbrido de 90°.

En la otra rama la señal a la salida del divisor de potencia es desfasada, para mantener el sistema en cuadratura, como se vio en (3.2), esto es

$$\tilde{s}_2(t) = \sqrt{P_{RF}} \cdot e^{j\varphi(t)} \cdot e^{-j\phi_{desf}} \quad (3.11)$$

Estas dos señales, (3.10) y (3.11), son las señales a la entrada del detector de fase. A continuación, estas señales pasan por un híbrido de 90 grados. En este tipo de híbridos, Fig. 3.2, la señal de una de las entradas (Puerto 1 en la Fig. 3.2) llega en fase a una de las salidas (Puerto 4 en la Fig. 3.2) y con un desfase de 90 grados a la otra (Puerto 2 en la Fig. 3.2). Al ser el circuito simétrico, la otra entrada (Puerto 3 en la Fig. 3.2) tendrá desfase cero en el puerto 2 y sufrirá un desfase de 90 grados en el puerto 4. Se asume por simplicidad que el híbrido es ideal, por lo que solamente introducirán unas pérdidas de 3 dB y los desbalanceos de amplitud y de fase serán nulos. La matriz de parámetros S de este elemento es la siguiente

$$S_{hibrido} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & -j & 0 & 1 \\ -j & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -j \\ 1 & 0 & -j & 0 \end{vmatrix}. \quad (3.12)$$

A las salidas del híbrido, se tienen las siguientes señales

$$\tilde{s}_{H1}(t) = -j \cdot \frac{\tilde{s}_1(t)}{\sqrt{2}} + \frac{\tilde{s}_2(t)}{\sqrt{2}} \quad (3.13)$$

$$\tilde{s}_{H2}(t) = \frac{\tilde{s}_1(t)}{\sqrt{2}} - j \cdot \frac{\tilde{s}_2(t)}{\sqrt{2}} \quad (3.14)$$

Como se observa en el diagrama de bloques de la Fig. 3.1, las salidas del híbrido son detectadas en potencia. En esta detección, los términos de (3.13) y (3.14) se mezclan, generando componentes a frecuencias superiores (al doble y al triple de la frecuencia de RF) y en banda base. De forma simplificada, se pueden obtener las señales a la salida de los detectores de potencia en función de las señales a la entrada del híbrido. Para ello, se modela el diodo detector con series de Taylor hasta la segunda derivada y se filtra para eliminar las componentes superiores de frecuencia. El resultado es

$$s_A(t) = \beta_D \cdot \left| -j \cdot \frac{\tilde{s}_1(t)}{\sqrt{2}} + \frac{\tilde{s}_2(t)}{\sqrt{2}} \right|^2 \quad (3.15)$$

3.2. Discriminador de frecuencia de banda ancha con ajuste de cuadratura

$$s_B(t) = \beta_D \cdot \left| \frac{\tilde{s}_1(t)}{\sqrt{2}} - j \cdot \frac{\tilde{s}_2(t)}{\sqrt{2}} \right|^2 \quad (3.16)$$

donde β_D es la sensibilidad de los detectores de potencia.

Si se operan (3.15) y (3.16) para representar las señales a la salida de los detectores en función del cociente de las señales a la entrada del híbrido, se obtienen las siguientes ecuaciones

$$s_A(t) = \frac{\beta_D \cdot |\tilde{s}_1(t)|^2}{2} \left| \frac{\tilde{s}_2(t)}{\tilde{s}_1(t)} - j \right|^2 \quad (3.17)$$

$$s_B(t) = \frac{\beta_D \cdot |\tilde{s}_1(t)|^2}{2} \left| \frac{\tilde{s}_2(t)}{\tilde{s}_1(t)} + j \right|^2 \quad (3.18)$$

Como se puede observar en las ecuaciones anteriores, estas corresponden al producto de una constante por el módulo al cuadrado de la suma de dos números complejos. Si se desarrollan estas ecuaciones, tal y como se describe detalladamente en el apéndice A, se obtienen las siguientes señales

$$s_A(t) = \beta_D \cdot P_{RF} \left(1 - \sin(\varphi(t) - \varphi(t - \tau_{dl}) + \omega_c \tau_{dl} - \phi_{desf}) \right) \quad (3.19)$$

$$s_B(t) = \beta_D \cdot P_{RF} \left(1 + \sin(\varphi(t) - \varphi(t - \tau_{dl}) + \omega_c \tau_{dl} - \phi_{desf}) \right) \quad (3.20)$$

Si se cumple la condición de cuadratura, los términos $(\omega_c \cdot \tau_{dl})$ y ϕ_{desf} que hay en el argumento de los senos de (3.19) y (3.20) se contrarrestan y son eliminados. La última parte del discriminador de frecuencia es el amplificador diferencial. En él se resta las dos señales de salida de los detectores de potencia y se eliminan las componentes de continua que hay en ellas. Por tanto, la señal de tensión a la salida del discriminador es

$$s_{out}(t) = s_B(t) - s_A(t) = 2 \cdot \beta_D \cdot P_{RF} \cdot \sin(\varphi(t) - \varphi(t - \tau_{dl})) \quad (3.21)$$

donde se pueden distinguir perfectamente dos partes. La primera es el término que representa la tensión máxima de salida (V_{outPD}) de los detectores de potencia, es decir, aquella que se obtiene cuando las señales a la entrada del híbrido están en cuadratura. Bajo la aproximación cuadrática que hemos supuesto hasta ahora se cumple que

$$V_{outPD} = \beta_D \cdot P_{RF} \quad (3.22)$$

En el caso más general, en el que no se pueda suponer que los detectores trabajan en zona cuadrática, se puede todavía utilizar la expresión (3.21), pero siendo ahora la tensión de salida de los detectores una función que no depende linealmente con la potencia de entrada, ya que para potencias altas β_D no es constante, por lo que se representa de la siguiente forma

$$V_{outPD} = f(P_{RF}, \beta_D) \quad (3.23)$$

3. Bucle enganchado en frecuencia clásico de banda ancha con ajuste de cuadratura

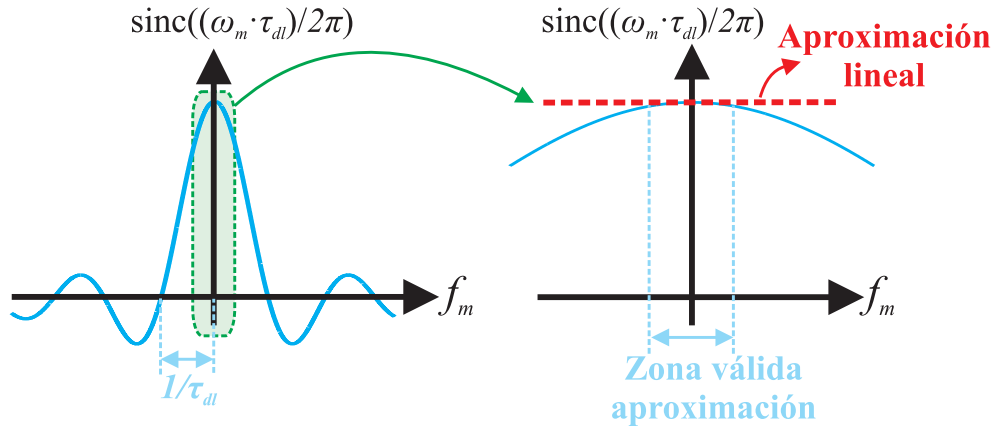


Figura 3.3.: Pérdida de sensibilidad del discriminador de frecuencia en función de la frecuencia moduladora de la señal de entrada y aproximación para frecuencias de modulación muy inferiores a $1/\tau_{dl}$.

El segundo término es una senoide en cuyo argumento se encuentra la información de la variación de frecuencia a la entrada del discriminador. Si se sustituyen los valores de $\varphi(t)$ y $\varphi(t - \tau_{dl})$ por su valor en (3.6), se obtiene la siguiente expresión

$$s_{out}(t) = 2 \cdot \beta_D \cdot P_{RF} \cdot \sin \left(\frac{\Delta\omega_{max}}{\omega_m} \cdot (\sin(\omega_m \cdot t) - \sin(\omega_m \cdot t - \omega_m \cdot \tau_{dl})) \right) \quad (3.24)$$

Para operar la resta de senos en el argumento de la senoide principal, se utiliza la siguiente identidad trigonométrica

$$2 \cdot \cos(A) \cdot \sin(B) = \sin(A + B) - \sin(A - B) \quad (3.25)$$

y a continuación se aplican las siguientes equivalencias

$$A = \omega_m \cdot t - \frac{\omega_m \cdot \tau_{dl}}{2} \quad (3.26)$$

$$B = \frac{\omega_m \cdot \tau_{dl}}{2} \quad (3.27)$$

Con esto, (3.24) se puede reescribir como

$$s_{out}(t) = 2 \cdot \beta_D \cdot P_{RF} \cdot \sin \left(\Delta\omega_{max} \tau_{dl} \cdot \text{sinc} \left(\frac{\omega_m \cdot \tau_{dl}}{2\pi} \right) \cos \left(\omega_m \left(t - \frac{\tau_{dl}}{2} \right) \right) \right) \quad (3.28)$$

De la función de transferencia obtenida del análisis del discriminador se pueden sacar dos importantes conclusiones:

- La señal detectada tiene un retardo temporal mínimo, incluso en el caso ideal, igual a la mitad del retardo de la línea de retardo.

$$\tau_d = \tau_{dl}/2 \quad (3.29)$$

3.2. Discriminador de frecuencia de banda ancha con ajuste de cuadratura

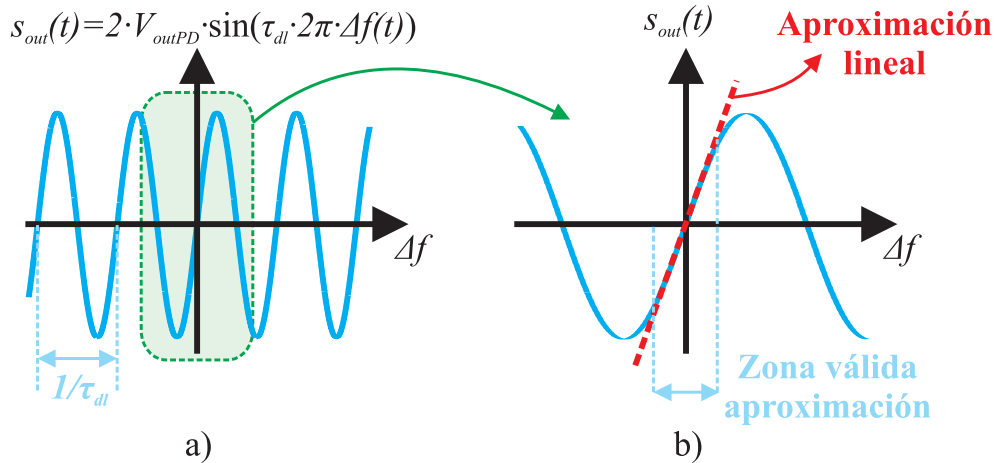


Figura 3.4: a) Función de transferencia estática del discriminador de frecuencia y, b) aproximación de la función de transferencia para desviaciones de frecuencias pequeñas cercanas al punto de cuadratura.

- Se produce una pérdida de sensibilidad para variaciones rápidas de las fluctuaciones de frecuencia a la entrada, Fig. 3.3.

Cuando $\omega_m = 0$, la expresión (3.28) se reduce a:

$$s_{out} = 2 \cdot \beta_D \cdot P_{RF} \cdot \sin(\tau_{dl} \cdot \Delta\omega) \quad (3.30)$$

que es la respuesta del discriminador de frecuencia a la señal de onda continua

$$s_{RF} = V_{RF} \cdot \cos((\omega_c + \Delta\omega) \cdot t) \quad (3.31)$$

que es una señal sinusoidal con una desviación de frecuencia respecto a la portadora de $\Delta\omega$. Esta respuesta, a la que denominaremos respuesta estática, puede verse en la Fig. 3.4-a. Se comprueba que la función de transferencia es periódica con un periodo de $1/\tau_{dl}$. Para desviaciones de frecuencia a la entrada mucho menores al periodo de la función de transferencia estática el seno en (3.30) se puede aproximar por el propio argumento, como se muestra en la Fig. 3.4-b, obteniendo la relación lineal del discriminador de frecuencia

$$s_{out} = 4 \cdot \pi \cdot \beta_D \cdot P_{RF} \cdot \tau_{dl} \cdot \Delta f \quad (3.32)$$

De (3.32) se obtiene también la sensibilidad el discriminador de frecuencia.

$$K_{FD} = 4 \cdot \pi \cdot \beta_D \cdot P_{RF} \cdot \tau_{dl} = K_{F2\phi} \cdot K_{\phi} \quad (3.33)$$

donde se distingue una sensibilidad del conversor frecuencia-fase, $K_{F2\phi} = 2 \cdot \pi \cdot \tau_{dl}$, y una sensibilidad del detector de fase, $K_{\phi} = 2 \cdot \beta_D \cdot P_{RF}$. Si se representa la sensibilidad en función de las tensiones a la salida de los detectores de potencia se obtiene el siguiente valor

$$K_{FD} = 4\pi \cdot V_{outPD} \cdot \tau_{dl} \quad (3.34)$$

3. Bucle enganchado en frecuencia clásico de banda ancha con ajuste de cuadratura

Por tanto, la señal detectada a la salida del discriminador dependerá del retardo de la línea de retardo, de la potencia a la entrada y de la sensibilidad de los detectores de potencia. Si los detectores de potencia trabajan en zona cuadrática, el valor de β_D será constante y si la potencia es lo suficientemente alta como para sacar a los detectores de potencia de la zona cuadrática, entonces la sensibilidad de los detectores decrecerá con el aumento de la potencia.

Es importante resaltar que, para la obtención de la función de transferencia del discriminador de frecuencia en (3.28), se ha considerado todo el discriminador como un sistema ideal, teniendo en cuenta solamente las pérdidas de inserción ideales de los elementos y sin desbalances en el híbrido. Sin embargo, para tener una visión más completa del discriminador, es necesario incluir las pérdidas extra de los distintos elementos y los desbalances de amplitud y de fase del híbrido, así como la posibilidad de que los dos detectores de potencia no tengan la misma sensibilidad. Debido a la complejidad de este desarrollo, éste se ha incluido en el Apéndice B, del cual se puede concluir que las no idealidades generan un término de continua en la señal de salida. En este término de continua influyen tanto los desbalances de amplitud y de fase del híbrido como la diferencia de la sensibilidad de los detectores de potencia. Por otro lado, los desbalances de fase del híbrido pueden llegar a reducir la sensibilidad del discriminador si son muy grandes. Por supuesto, las pérdidas de inserción de los elementos del discriminador también reducen la sensibilidad del sistema, ya que en el caso con pérdidas, la potencia que llega a los detectores de potencia será menor y por tanto, también será menor la tensión de salida de estos, V_{outPD} .

De esta forma, existen tres estrategias para maximizar la sensibilidad del discriminador:

- La utilización de etapas detectoras de potencia con sensibilidades altas. Se puede aumentar la sensibilidad del discriminador mediante el diseño de etapas detectoras muy eficientes, esto es, que permitan tener a la salida la máxima tensión para una potencia de entrada determinada.
- Aumentando el retardo de la línea de retardo, normalmente mediante el incremento de la longitud de ésta. Sin embargo, hay que tener en cuenta que este aumento de la longitud también conlleva un aumento de las pérdidas de inserción, lo que reduce la potencia que llega las etapas detectoras de potencia y, en consecuencia, también hace disminuir la tensión de salida de dichas etapas.
- Aumentando la potencia mediante la introducción de amplificadores de RF, ya sea a la entrada del discriminador o en la rama de la línea de retardo, para compensar las pérdidas generadas por la misma. Esta solución permite que llegue más potencia a la etapa detectora, incrementando la tensión de salida.

Como se ha visto, existen varias formas de incrementar la sensibilidad del discriminador. Sin embargo, hay que tener en cuenta que dicho discriminador irá integrado en un FLVCO, por lo que debe cumplir, como ya se vio en el capítulo 2, una serie de condiciones de retardo y sensibilidad que limitan, entre otras cosas, el tamaño de la línea de retardo y la sensibilidad del discriminador.

3.2. Discriminador de frecuencia de banda ancha con ajuste de cuadratura

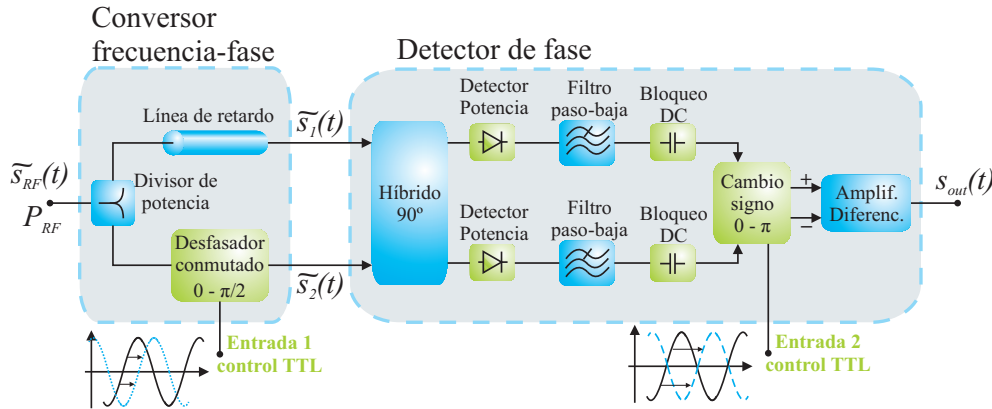


Figura 3.5.: Arquitectura del discriminador de frecuencia basado en línea de retardo clásico con las modificaciones necesarias (en verde) para el funcionamiento de banda ancha.

3.2.3. Diseño y fabricación del discriminador de frecuencia

Para el diseño y la fabricación del discriminador de frecuencia se ha decidido utilizar en parte elementos pasivos de banda ultra-ancha, en tecnología multicapa, que habían sido diseñados y fabricados con anterioridad dentro del equipo de investigación y cuyo correcto funcionamiento ha sido ya contrastado (divisor de potencia, desfasador e híbrido). Estos bloques tienen la ventaja de trabajar en las bandas de frecuencias de interés y, además, tienen unas características de pérdidas de inserción y desbalanceo de fase y amplitud de estado del arte. Para las etapas detectoras de potencia y la circuitería de banda base se han diseñado nuevos bloques funcionales, buscando minimizar el nivel de ruido y el retardo temporal, y maximizando al mismo tiempo el ancho de banda de detección y la sensibilidad.

Para el diseño del discriminador, se han tomado varias decisiones, que afectan a la arquitectura final del mismo. En primer lugar, se ha descartado la opción de un desfasador continuo entre 0 y 2π , ya que un control continuo de la fase puede ser una fuente importante de ruido, al mismo tiempo que los desfasadores continuos de banda ancha ofrecen desviaciones de fase respecto a la fase nominal mucho mayores que las de los desfasadores fijos. En su lugar, se propone una opción discreta, con una cantidad limitada de puntos de cuadratura, y una serie de elementos circuitales que compensan la pérdida de sensibilidad para frecuencias fuera de los puntos de cuadratura, de modo que el diseño propuesto abarque igualmente todo el rango de frecuencias. Esta arquitectura, que se muestra en la Fig. 3.5, consta de un desfasador conmutado de RF que permite conmutar entre un desfase de 0 o de $\pi/2$ y un inversor de señal realizado en banda base que permite seleccionar entre un desfase de 0 y π . Actuando de forma combinada, estos dos subsistemas permiten seleccionar cualquiera de las cuatro fases deseadas del conjunto: 0, $\pi/2$, π y $3\pi/2$. Como se puede observar en la Fig. 3.6-a, con estos cuatro desfases se tiene cuatro funciones de transferencia estáticas. Esto hace que el número de puntos de cuadratura sea finito y que existan frecuencias que no estén ajustadas en cuadratura. Sin embargo, conmutando correctamente entre los desfases, es posible minimizar la caída de la sensibilidad cuando la frecuencia no se encuentra exactamente en el punto de cuadratura, Fig. 3.6-b.

3. Bucle enganchado en frecuencia clásico de banda ancha con ajuste de cuadratura

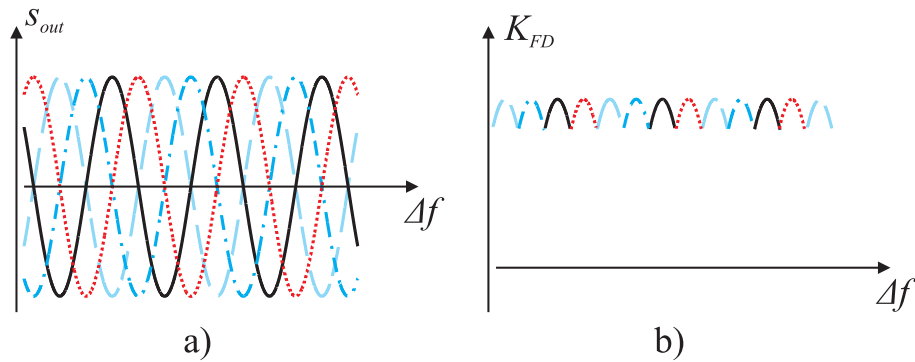


Figura 3.6.: **a)** Funciones de transferencia estáticas para cada uno de los cuatro desfases configurables en el discriminador de frecuencia. **b)** Sensibilidad máxima del discriminador de frecuencia con conmutación de fase.

Para frecuencias portadoras que no coinciden con los puntos de cuadratura, además de la pérdida de sensibilidad, el discriminador genera una continua dependiente de la frecuencia portadora. Si se atiende al término sinusoidal en (3.19) y (3.20), los términos $(\omega_c \cdot \tau_{dl})$ y ϕ_{desf} se contrarrestaban cuando se cumplía la condición de cuadratura. Sin embargo, cuando no se cumple esta condición, la señal sinusoidal tiene un término extra, quedando la señal de salida (3.21) de la siguiente forma

$$s_{out}(t) = 2 \cdot \beta_D \cdot P_{RF} \cdot \sin(\varphi(t) - \varphi(t - \tau_{dl}) + \phi_{noQuad}) \quad (3.35)$$

donde ϕ_{noQuad} es el desfase que se produce al no coincidir la frecuencia portadora con la frecuencia de uno de los finitos puntos de cuadratura de la función de transferencia, y su valor es

$$\phi_{noQuad} = (\omega_c \cdot \tau_{dl}) - \phi_{desf}. \quad (3.36)$$

Si se aplican algunas de las relaciones trigonométricas conocidas y bajo la condición de variaciones de fase pequeñas, $(\varphi(t) - \varphi(t - \tau_{dl})) \ll 1$, el término sinusoidal en (3.35) se puede reescribir como

$$\sin(\varphi(t) - \varphi(t - \tau_{dl})) \cdot \cos(\phi_{noQuad}) + \sin(\phi_{noQuad}). \quad (3.37)$$

En (3.37) se observa claramente el término de continua ($\sin(\phi_{noQuad})$), y la pérdida de sensibilidad ($\cos(\phi_{noQuad})$) antes mencionados. Se observa además como, cuando se cumple la condición de cuadratura, $\phi_{noQuad} = 0$, se vuelve a tener el seno original, sin pérdida de sensibilidad ni término de continua.

Para evitar el término de continua, se añadirán, tras las etapas detectoras de potencia, unos desacoplos de continua que eliminan estas componentes. Por otra parte, la pérdida de sensibilidad será en la práctica menor de lo predicho por la expresión anterior debido a que, tal y como se verá, en el prototipo real los diodos trabajarán en régimen lineal por lo que se produce cierta triangularización de la función de transferencia, lo que hace que la disminución de la sensibilidad sea menos acusada.

A continuación se detallarán las principales características de los distintos bloques funcionales que componen el discriminador de frecuencia.

3.2. Discriminador de frecuencia de banda ancha con ajuste de cuadratura

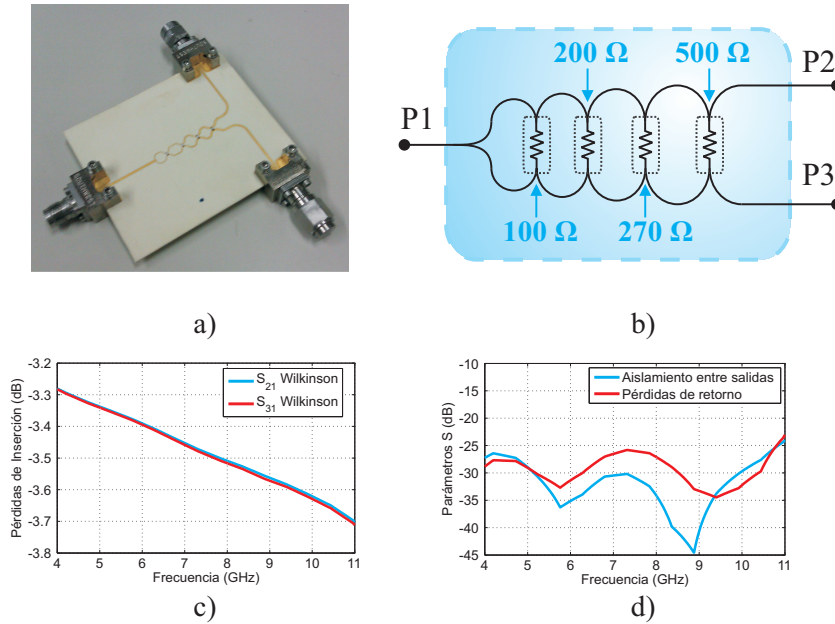


Figura 3.7.: Divisor de potencia Wilkinson. **a)** Fotografía del divisor de potencia fabricado con anterioridad. **b)** Esquema circuital del divisor de potencia. **c)** Pérdidas de inserción entre la entrada y ambos puertos de salida. **d)** Pérdidas de retorno de la entrada y aislamiento entre los dos puertos de salida.

3.2.3.1. Divisor de potencia

El divisor de potencia utilizado se basa en un diseño existente previamente en el grupo de investigación, Fig. 3.7-a. Es un divisor de potencia Wilkinson clásico de cuatro etapas. El esquema circuital del divisor de potencia se muestra en la Fig. 3.7-b. Se ha diseñado en la misma tecnología microstrip multicapa que el resto de bloques de RF, aunque solamente necesite dos capas, pensando en el posterior ensamblado con el resto de bloques de RF multicapa.

Las resistencias elegidas son, empezando desde la entrada, de 100, 200, 270 y 500 Ω , respectivamente. Para la simulación de esta estructura se ha utilizado el software de simulación electromagnética HFSS y posteriormente se han utilizado los parámetros S obtenidos de esta forma para formar un bloque funcional en ADS. Con él se han obtenido unos resultados teóricos de pérdidas de inserción inferiores a 3.65 dB en la banda entre 5 y 10 GHz, Fig. 3.7-c, siendo la diferencia entre las pérdidas a 5 GHz y las pérdidas a 10 GHz inferior a 0.3 dB. Por su parte, tanto las pérdidas de retorno como el aislamiento entre las dos salidas son superiores a 25 dB, Fig. 3.7-d. Se observa además la gran simetría del circuito, que realiza una división de potencia igual en las dos ramas.

3.2.3.2. Línea de retardo

Para la elección de la línea de retardo se han tenido en cuenta varios aspectos. Por un lado, es necesario que la línea no sea muy larga, ya que una longitud excesiva repercute en mayores pérdidas y en el aumento del retardo mínimo, como ya se vio en (3.28). Por

3. Bucle enganchado en frecuencia clásico de banda ancha con ajuste de cuadratura

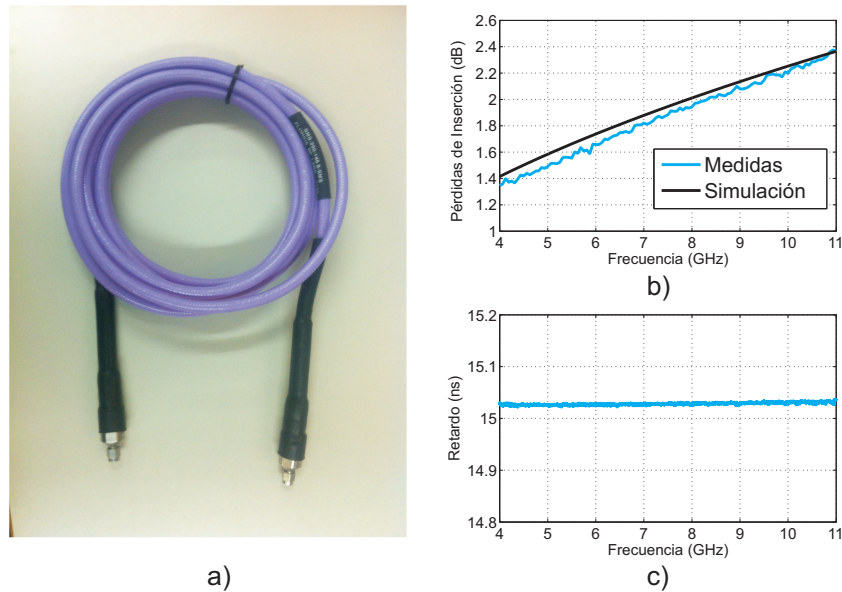


Figura 3.8.: Comparación entre simulaciones y medidas de la línea de retardo Lab-Flex 290. **a)** Fotografía de la línea utilizada de 3.779 m, **b)** comparación entre las pérdidas de inserción simuladas y medidas y, **c)** medida del retardo temporal de la línea.

otro lado, una línea excesivamente corta reduce considerablemente la sensibilidad del discriminador, puesto que, como ya se demostró en (3.34), la sensibilidad del discriminador depende directamente del retardo de la línea de retardo. Para nuestro diseño se ha decidido utilizar una línea con un retardo de 15 ns (lo que, tal y como se demostró, generará un retardo de demodulación de 7.5 ns). Este retardo además equivale a una sensibilidad del convertor frecuencia-fase de 94.25 rad/GHz.

Para minimizar las pérdidas de inserción, se ha elegido una línea de retardo coaxial Lab-Flex 290 de EMC Technology & Florida RF-Labs [55]. Esta línea coaxial tiene unas pérdidas de inserción muy bajas, de 0.33 dB/m a 5 GHz y 0.5 dB/m a 10 GHz, según el fabricante. La línea de retardo se ha modelado en ADS con un elemento TLINP, mediante el ajuste de las pérdidas del dieléctrico y del conductor, según los datos medidos.

El retardo característico de la línea escogida es de 3.97 ns/m. Por tanto, para los 15 ns fijados como retardo, serán necesarios 3.779 m. La línea de retardo con las dimensiones elegidas se muestra en la fotografía de la Fig. 3.8-a. Esta longitud de línea genera unas pérdidas de inserción totales según la simulación, de 1.6 dB a 5 GHz y 2.3 dB a 10 GHz, en ambos casos 0.1 dB/m más que las previstas por el fabricante. Como se puede ver en la comparación entre las medidas y las simulaciones de la línea 3.8-b, el valor de pérdidas del modelo se acerca bastante bien a la medida real. Se puede ver también en la Fig. 3.8-c como la medida del retardo es prácticamente el requerido, 15.02 ns.

3.2.3.3. Desfasador conmutado 0°/90°

El desfasador conmutado está compuesto por un desfasador de banda ultra ancha, ya diseñado anteriormente por el equipo y una nueva electrónica de conmutación que permite la elección del desfase de 0° o de 90° a través de una entrada digital *Transistor-Transistor*

3.2. Discriminador de frecuencia de banda ancha con ajuste de cuadratura

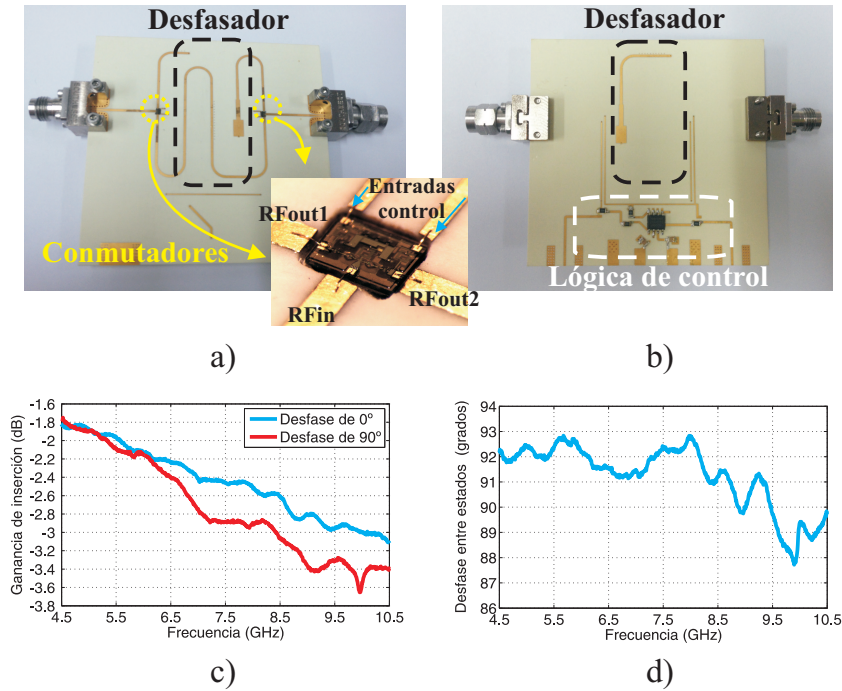


Figura 3.9.: Desfasador de 90° conmutado. **a)** Fotografía del plano superior. **b)** Fotografía del plano inferior. **c)** Ganancia de inserción de las dos configuraciones de desfase **c)** Diferencia de fase entre las dos configuraciones en función de la frecuencia.

Logic (TTL). El desfasador está basado en acoplamiento por ranura y está fabricado en tecnología microstrip multicapa. Un corrugado en la ranura iguala la velocidad de los modos par e impar, mejorando las prestaciones, y un diseño multietapa permite ampliar el ancho de banda de funcionamiento del desfasador [56]. El desfasador en sí es un bloque con cuatro puertos en el que el desfase de 90° se produce entre la rama que incluye el desfasador y una rama de referencia. Por tanto, para realizar la conmutación entre los dos estados se han utilizado dos conmutadores *Single Pole-Double Throw* (SPDT) de RF de MA-COM (MASW-002102-13580) [57]. El conmutador de salida se configurará al revés, para tener dos entradas y una salida. Estos conmutadores basados en diodos tienen bajas pérdidas de inserción, del orden de 1 dB, y una velocidad de conmutación muy rápida, de 50 ns, lo que permite una operación casi instantánea. El control de los conmutadores se realiza a través de un *driver*, también de MA-COM (MADR-007097-000100) [58], con una velocidad de conmutación incluso superior a la de los conmutadores, de 25 ns. El bloque completo fabricado se muestra en la Fig. 3.9-a y b, junto con un detalle de uno de los conmutadores de RF utilizados.

Se han realizado medidas de los parámetros S del bloque desfasador en los dos estados de funcionamiento, sin desfase activado y con un desfase de 90° . Como se puede ver en la Fig. 3.9-c, las pérdidas de inserción son inferiores a 3.6 dB en toda la banda de frecuencias. También se observa que para las frecuencias más altas, las pérdidas del desfasador son ligeramente mayores a las de la línea de referencia, pero en todo caso, esta diferencia no supera los 0.6 dB en el peor caso. Por su parte, el desfase entre los dos estados, que idealmente debe ser de 90° , tiene ligeras variaciones respecto a este valor,

3. Bucle enganchado en frecuencia clásico de banda ancha con ajuste de cuadratura

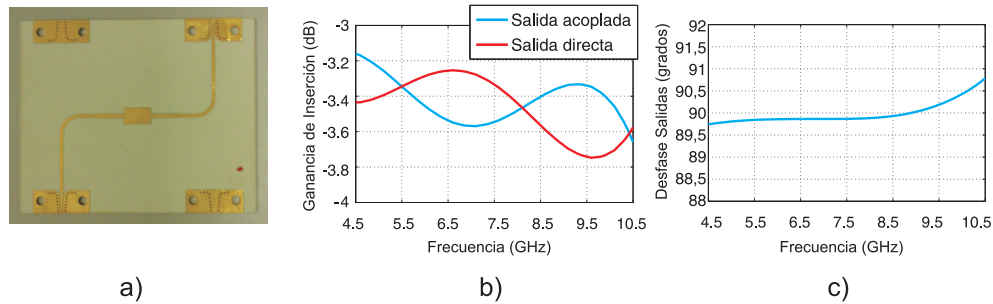


Figura 3.10.: Híbrido de 90° de banda ultra-ancha. **a)** Fotografía del circuito, **b)** ganancia de inserción, y **c)** diferencia de fase entre las salida directa y acoplada.

con desviaciones menores a $\pm 3^\circ$, Fig. 3.9-d. Con estas prestaciones, se puede concluir que se ha fabricado un desfasador conmutado con una gran velocidad de conmutación, controlado por una entrada digital y con unas pérdidas de inserción relativamente bajas.

3.2.3.4. Híbrido de 90°

El híbrido de 90° ha sido diseñado por el equipo de investigación con anterioridad y ya ha sido fabricado y medido [59]. Al igual que el desfasador del apartado anterior, el híbrido está diseñado en tecnología microstrip multicapa y el acoplamiento se realiza por ranura. De nuevo, la ranura tiene un corrugado para igualar las velocidades de los modos y así mejorar las prestaciones. El bloque diseñado hace uso de tres secciones de acoplador para aumentar el rango de frecuencias de funcionamiento a toda la banda entre 3.1 y 10.6 GHz. Sus pérdidas de inserción tanto en la salida directa como en la acoplada son inferiores a 3.8 dB en toda la banda y el desfase entre salidas es de 90° con un desbalanceo de $\pm 0,75^\circ$, siendo un híbrido de muy altas prestaciones. En la Fig. 3.10 se muestra una fotografía del bloque fabricado, junto con las simulaciones de HFSS de la ganancia de inserción y del desfase entre las salidas.

3.2.3.5. Detectores de potencia

El diseño de los detectores de potencia está basado en el diodo detector de potencia clásico. En el detector de potencia en cuestión se ha buscado maximizar la potencia que llega al diodo detector, por lo que la adaptación de entrada no se ha limitado a una red resistiva con una resistencia de 50 Ω , como es habitual en este tipo de detectores. En su lugar se ha decidido utilizar una resistencia de 200 Ω , que consume menos potencia que la de 50 Ω , junto con una red adaptadora con líneas de transmisión, que mantiene una adaptación aceptable a la entrada. De igual forma, a la salida del detector de potencia se suele incluir un filtro paso-bajo para atenuar las componentes de alta frecuencia que se generan en el diodo. Puesto que un filtrado extra aumentaría el retardo temporal del discriminador de frecuencia, en este diseño, la función de filtrado la realizará un amplificador, gracias a su naturaleza paso-bajo intrínseca. Este amplificador hará las veces de acondicionador de señal a la circuitería de baja frecuencia y, gracias a su ganancia, minimizará la importancia del ruido de las etapas posteriores. La parte de RF del detector ha de diseñarse para su funcionamiento en toda el rango de frecuencias entre 5 y 10 GHz.

3.2. Discriminador de frecuencia de banda ancha con ajuste de cuadratura

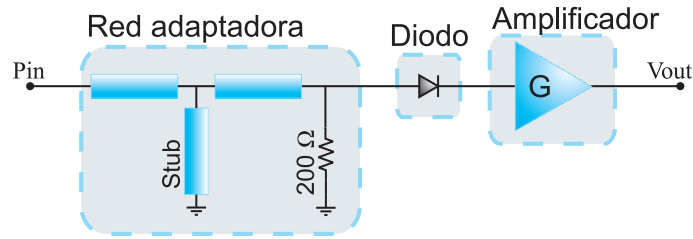


Figura 3.11.: Esquema de bloques funcionales del detector de potencia diseñado.

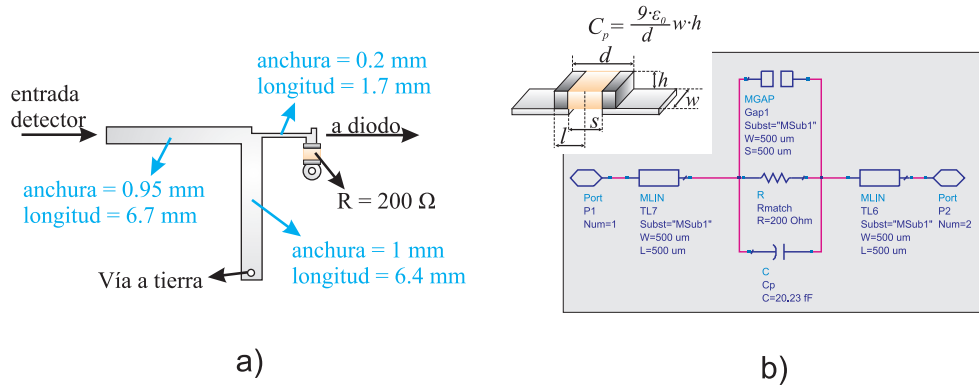


Figura 3.12.: Diseño de la red adaptadora. a) Dimensiones físicas de las pistas de la red adaptadora, y b) modelado de la resistencia de 200 Ω.

El esquema circuital de la etapa detectora se muestra en la Fig. 3.11, donde se pueden distinguir tres bloques: la red adaptadora, el diodo detector y una etapa acondicionadora de baja frecuencia.

Red adaptadora con pérdidas

Para el diseño de la red adaptadora se ha tenido en cuenta la simplicidad de la misma, minimizando en número de elementos y el tamaño, así como que la potencia transmitida a la salida sea la máxima. Se ha de utilizar una resistencia de 200 Ω, como ya se ha dicho anteriormente, junto con una red adaptadora en T, es decir, compuesta por dos líneas de transmisión y un *stub* conectado a tierra. La elección del *stub* terminado en cortocircuito en lugar de terminarlo en circuito abierto se debe a que el *stub* terminado en circuito abierto es considerablemente más largo que el terminado en cortocircuito. Las dimensiones de las líneas que forman esta red adaptadora se muestran en la Fig. 3.12-a. La resistencia de 200 Ω se ha escogido con un encapsulado pequeño (0402) para minimizar los parásitos, y ha sido modelada a partir de sus dimensiones físicas como se muestra en la Fig. 3.12-b. Este modelo se puede simplificar aun más, por ejemplo eliminando la capacidad C_p , si se utiliza una resistencia sin paredes metálicas.

Diodo detector de potencia

El diodo detector de potencia elegido es el HSCH-9161 de Avago Technologies [60]. Se ha escogido este diodo porque es un diodo especialmente diseñado para la utilización

3. Bucle enganchado en frecuencia clásico de banda ancha con ajuste de cuadratura

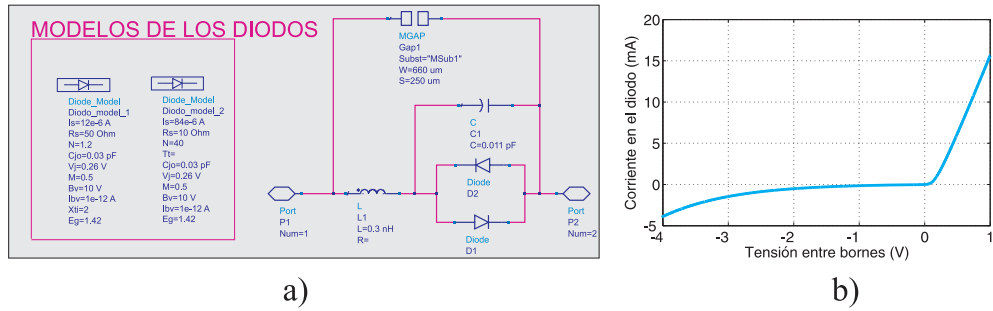


Figura 3.13.: Modelado del diodo detector. **a)** Modelo circuital con parásitos, y **b)** curva I-V característica.

en detectores en los que no es necesaria la polarización del mismo. Su reducido tamaño genera muy pocos parásitos, que no deterioran su funcionamiento de banda ancha. Además, tienen un comportamiento en frecuencia muy bueno hasta frecuencias muy por encima de 10 GHz y su potencia de funcionamiento máxima es de 20 dBm, lo que le permite funcionar con potencias altas de señal. El diodo se ha modelado, tal y como propone el fabricante, con un par de diodos en anti-paralelo, debido a las fugas de este tipo de diodos en polarización inversa. En la Fig. 3.13 se puede ver el modelo de ADS, que incluye dicha configuración junto con los parásitos generados, así como la curva I-V simulada del diodo, la cual casa con la proporcionada por el fabricante.

Amplificador de acondicionamiento

Justo después del diodo detector, un amplificador operacional LMH6622 de Texas Instruments [61], en configuración no inversora, acondiciona la señal detectada a la circuitería de baja frecuencia. Este amplificador realiza tres importantes funciones:

- La función más importante del amplificador de acondicionamiento es la de minimizar el ruido generado por el discriminador de frecuencia. A partir de la fórmula de Friss del ruido (3.38) se demuestra que, cuando se tienen varias etapas amplificadoras en serie, es el ruido de la primera etapa el predominante en el ruido total del sistema, si esta etapa tiene suficiente ganancia.

$$F_{total} = F_{etapa1} + \frac{F_{etapa2} - 1}{G_{etapa1}} + \frac{F_{etapa3} - 1}{G_{etapa1}G_{etapa2}} + \dots \quad (3.38)$$

Es por ello que se ha establecido para el amplificador de acondicionamiento una ganancia de 9.45 V/V (≈ 20 dB). De este modo, se minimizan los efectos del ruido de la circuitería de baja frecuencia y el ruido realmente significativo se limita al generado por la resistencia de vídeo del diodo y el generado por el propio amplificador de acondicionamiento. El ruido generado por el amplificador de acondicionamiento se ha minimizado mediante la elección del LMH6622, un amplificador con niveles de ruido especialmente bajos, $1,6\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ y $1,5\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ para el ruido de voltaje referido a la entrada y el ruido de corriente referido a la entrada, respectivamente. La ganancia de 9.46 V/V se ha fijado con dos resistencias de 39 Ω y 330 Ω .

3.2. Discriminador de frecuencia de banda ancha con ajuste de cuadratura

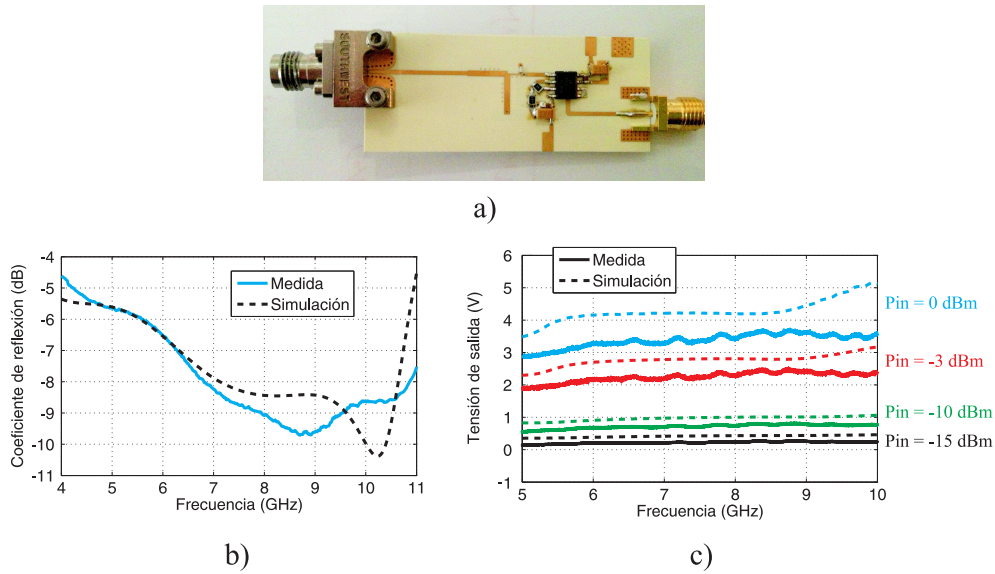


Figura 3.14.: Bloque detector de potencia completo. **a)** Fotografía del prototipo fabricado. **b)** Coeficiente de reflexión a la entrada. **c)** Tensión de salida en función de la frecuencia para varios niveles de potencia de entrada.

- El filtrado paso-bajo intrínseco del amplificador operacional realiza la función de filtrado de las componentes de alta frecuencia generadas por el batido de señales en el diodo. De esta forma solamente quedan las señales de baja frecuencia deseadas. Esta no es la función más importante ya que cualquier circuito de baja frecuencia realizaría este filtrado. El ancho de banda del amplificador LMH6622, que es de 160 MHz para una ganancia de 2 V/V, es lo suficientemente grande para no generar un retardo temporal considerable a las frecuencias de interés.
- Hace las funciones de *buffer* de señal, independizando la circuitería de baja frecuencia del diodo detector. La impedancia de entrada del amplificador (con una resistencia de 12 k Ω y una capacidad de 1 pF, en modo diferencial) fija la carga que ve el diodo, independientemente de los elementos que se coloquen tras el amplificador. De igual forma, la salida de baja impedancia del amplificador fija la impedancia que la circuitería de baja frecuencia ve a la entrada.

Detector de potencia completo

El detector de potencia completo, con todos los bloques anteriormente explicados, se muestra en la fotografía de la Fig. 3.14-a. Como estaba previsto, el coeficiente de reflexión del detector no es bajo, como se puede ver tanto en la simulación como en las medidas de la Fig. 3.14-b, lo que significa que gran parte de la potencia inyectada se refleja. Aún así, y como ya se ha mencionado anteriormente, sustituir la resistencia de 50 Ω del detector clásico (la cual adaptaba muy bien la entrada) por una de 200 Ω aumenta la tensión a la salida del detector, requisito que se ha buscado en este diseño. En la Fig. 3.14-c se muestran tanto las medidas como las simulaciones de la tensión de salida en función de la frecuencia de entrada, para varios niveles de potencia (0, -3, -10 y -15

3. Bucle enganchado en frecuencia clásico de banda ancha con ajuste de cuadratura

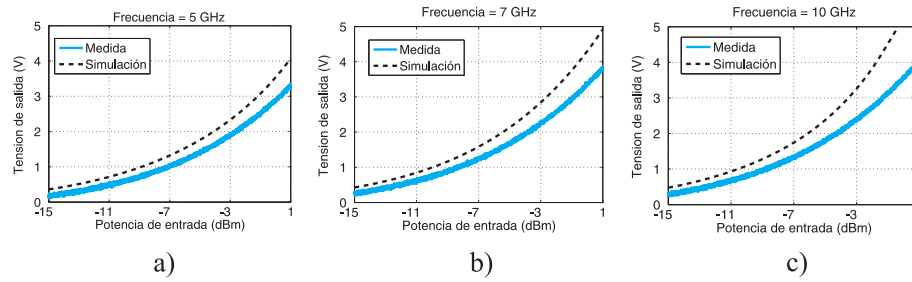


Figura 3.15.: Tensión de salida del detector de potencia en función de la potencia de entrada para diferentes puntos de frecuencia. **a)** $f_{RF} = 5$ GHz. **b)** $f_{RF} = 7$ GHz. **c)** $f_{RF} = 10$ GHz.

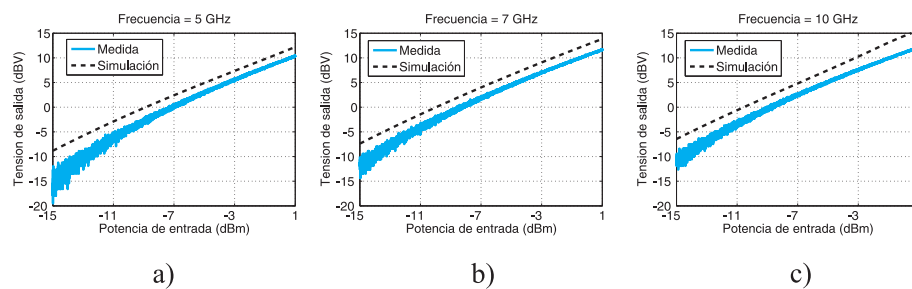


Figura 3.16.: Tensión de salida del detector de potencia, en escala logarítmica, en función de la potencia de entrada para diferentes puntos de frecuencia. **a)** $f_{RF} = 5$ GHz. **b)** $f_{RF} = 7$ GHz. **c)** $f_{RF} = 10$ GHz.

dBm). A primera vista, las simulaciones y las medidas no coinciden exactamente, y la sensibilidad es ligeramente menor a la prevista, probablemente debido a que el modelo utilizado en las simulaciones no es exacto. Aún así, se puede observar en las medidas una respuesta prácticamente constante en toda la banda entre 5 y 10 GHz para una potencia determinada a la entrada del detector. Se puede ver que la tensión de salida para una potencia de 0 dBm se mantiene alrededor de 3.5 V en toda la banda. Por su parte, para una potencia de entrada de -3 dBm la tensión a la salida estará en torno a 2.25 V.

Para ver la variación de la tensión de salida en función de la potencia de entrada, se han realizado barridos de potencia de entrada entre -15 dBm y 1 dBm para distintas frecuencias portadoras. Se ha elegido este rango de potencias de entrada porque es en el que va a trabajar el detector. En este rango de potencias, y como se puede comprobar en las gráficas de la Fig. 3.15, la relación entre la potencia de entrada y la tensión de salida no es cuadrática, sino que se acerca bastante a ser una relación lineal. Como ya se explicó al inicio del apartado de diseño, el trabajo en esta región lineal permite tener respuestas del discriminador triangularizadas, que mantienen la sensibilidad de dicho discriminador hasta frecuencias más alejadas del punto de cuadratura. Para observar más claramente la relación entre la potencia de entrada y la tensión de salida, en la Fig. 3.16 se muestran estas dos magnitudes en escala logarítmica para tres frecuencias portadoras distintas. En estas gráficas se puede ver también el error fijo entre 1.5 y 2 dB entre simulaciones y medidas, debido a la inexactitud de los modelos utilizados para los distintos elementos o a errores de fabricación y montaje.

3.2. Discriminador de frecuencia de banda ancha con ajuste de cuadratura

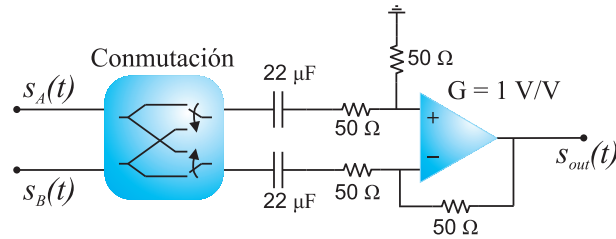


Figura 3.17.: Diagrama circuital de la circuitería de baja frecuencia.

3.2.3.6. Circuitería de baja frecuencia

La circuitería de baja frecuencia es la parte encargada de operar con las dos salidas de baja frecuencia de los detectores de potencia para obtener la salida final, dependiente de la frecuencia instantánea a la entrada del discriminador de frecuencia. El esquema de la circuitería de baja frecuencia propuesta se muestra en la Fig. 3.17. Debe incluir un conmutador controlado por una señal TTL que permite cambiar el orden las entradas, lo que cambia el signo de la salida, pero, al no estar implementada esta conmutación físicamente, se conmutará manualmente intercambiando las entradas del circuito de baja frecuencia. A continuación unos choques de DC, formados por capacidades de $22 \mu F$ junto con las resistencias de entrada de la siguiente etapa, permiten eliminar la componente continua de las señales detectadas, como ya se explicó al inicio del apartado de diseño y medidas. El ancho de banda del filtrado de DC es de 144 Hz. Por último, un amplificador diferencial, con ganancia de 1 V/V resta las señales, obteniendo finalmente la señal de salida deseada. Esta última etapa está compuesta por un amplificador operacional LME49990 de Texas Instruments [62] y cuatro resistencias de 50Ω . El amplificador ha sido elegido siguiendo las dos premisas más importantes para la circuitería de baja frecuencia, su bajo nivel de ruido y su gran ancho de banda. Aunque, gracias a la ganancia del amplificador de acondicionamiento de los detectores de potencia la aportación ruidosa de esta etapa es prácticamente despreciable, esta aportación puede ser relevante si no se elige un amplificador operacional con un bajo nivel de ruido equivalente de tensión a la entrada, e_n . El ruido equivalente de corriente es despreciable en todo caso ya que depende de la resistencia de entrada, la cual es muy baja. Los valores de resistencia bajos hacen que el ruido térmico aportado por estas sea inapreciable. Por otro lado, el gran ancho de banda, de 110 MHz, hace que el retardo introducido por esta etapa sea mínimo.

3.2.4. Medidas del discriminador completo

El prototipo del discriminador de frecuencia fabricado se ha dividido en dos placas diferentes, pensando en el posterior montaje del FLVCO. Toda la parte de RF, desde el divisor de potencia hasta las etapas acondicionadoras a la salida de los detectores de potencia, se ha integrado en el circuito que se muestra en la Fig. 3.18-a,b, donde los distintos elementos del discriminador ha sido distribuidos estratégicamente para minimizar el tamaño del mismo, obteniendo unas dimensiones de 94.5 x 74.5 mm. En esta placa también se incluye a la entrada un acoplador de 10 dB, de modo que, cuando el discriminador esté montado el FLVCO completo, la salida del VCO será introducida

3. Bucle enganchado en frecuencia clásico de banda ancha con ajuste de cuadratura

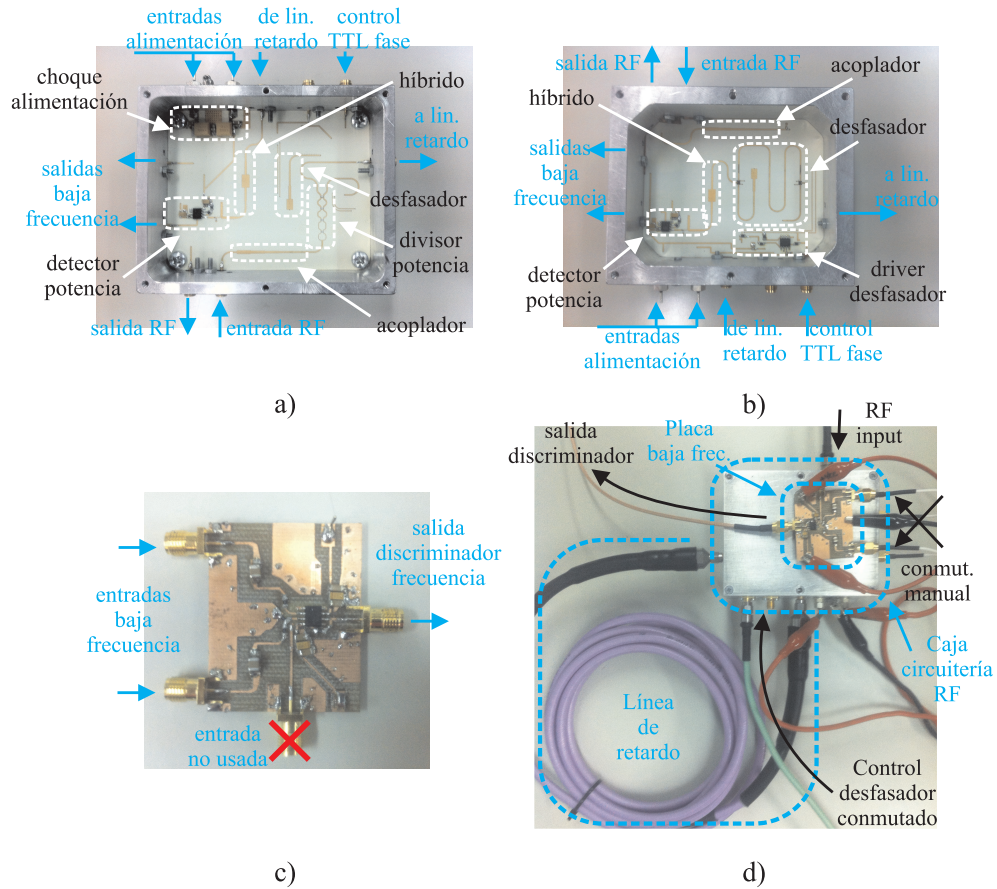


Figura 3.18.: Prototipo de discriminador de frecuencia fabricado. **a)** Cara superior de la placa de RF. **b)** Cara inferior de la placa de RF. **c)** Placa de la circuitería de baja frecuencia. **d)** Montaje completo de medida del discriminador de frecuencia.

directamente en la placa (entrada RF) y será realimentada en su mayor parte al discriminador (habrá que tener en cuenta las pérdidas de inserción del acoplador en las medidas del discriminador de frecuencia) y una porción de ella será utilizada para la medida del ruido de fase (salida RF). Mas adelante, en la Fig. 3.24 se puede ver un esquema con los bloques que componen esta placa. Por otro lado, la circuitería de baja frecuencia posterior a la etapa de acondicionamiento se incluye en otra placa, la cual se muestra en la Fig. 3.18-c. Se puede observar también como la línea de retardo no está incluida en la integración, por lo que existirán dos puertos (a lin. retardo y de lin. retardo) para la interconexión de la línea con el resto de elementos del discriminador. Por último, una entrada de control (control TTL fase) permite conmutar el desfasador entre 0 y 90 grados. El montaje completo del discriminador de frecuencia se puede ver en la Fig. 3.18-d.

Para comprobar el funcionamiento y para obtener los parámetros característicos del discriminador de frecuencia se han realizado tres medidas. En primer lugar, la respuesta estática, cuya derivada permite obtener la sensibilidad y de cuya periodicidad se deduce el retardo real que está introduciendo la línea de retardo. Por otro lado, se medirá el suelo de ruido del sistema, parámetro a minimizar para el correcto funcionamiento del discrimi-

3.2. Discriminador de frecuencia de banda ancha con ajuste de cuadratura

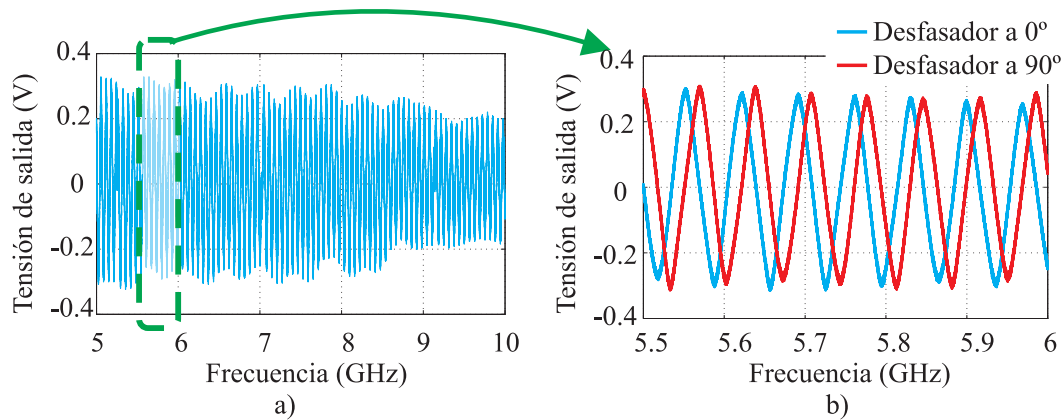


Figura 3.19.: Función de transferencia del discriminador de frecuencia. **a)** Barrido entre 5 y 10 GHz. **b)** Detalle de barrido entre 5.5 y 6 GHz para los dos desfases posibles de desfasador de RF conmutado.

minador. Por último se realizarán medidas de la función de transferencia, que permitirán la obtención de las frecuencias de corte superior e inferior del discriminador. Estas últimas medidas se realizarán gracias a señales moduladas en frecuencia, lo que permitirá comprobar el funcionamiento del discriminador como demodulador de FM con portadora de RF. Es importante tener en cuenta que, para ser consistente con el diagrama de bloques del FLVCO definido en el capítulo 2, a todas las medidas se les descontará la ganancia de 9.46 V/V de los amplificadores de acondicionamiento. Además, descontar esta ganancia dará los valores reales que se tendrán en el FLVCO final ya que en él se compensará esta ganancia con una atenuación de 20 dB en el sumador.

Para el análisis estático, se ha caracterizado el sistema en régimen permanente, en función de la portadora de RF. Para ello, se han realizado barridos de frecuencia portadora, con una potencia de 3.6 dBm, en el rango entre 5 y 10 GHz para las diferentes configuraciones del discriminador de frecuencia. Dicha potencia se ha escogido por ser el nivel de salida del VCO comercial que posteriormente se insertará en el FLVCO. La medida de esta función de transferencia estática es necesaria hacerla a la salida de los amplificadores de acondicionamiento, esto es, en las salidas de baja frecuencia del circuito de la Fig. 3.18-a,b, y haciendo la resta de las salidas de forma ideal. Esto es debido a que los bloques de continua de la circuitería de baja frecuencia eliminan la componente de continua a la salida, necesaria para hacer la medida. El resultado del barrido de frecuencias entre 5 y 10 GHz se muestra en la Fig. 3.19-a. Esta medida está realizada para el desfasador con desfase de 0° y en ella se puede ver cómo en el circuito completo, la señal a frecuencias por encima de 8 GHz pierde algo de señal, lo que repercutirá en una pérdida de sensibilidad entre 8 y 10 GHz. También se ve como existe una periodicidad de la función de transferencia de 64 MHz, aproximadamente igual a los 66 MHz que corresponden con $1/\tau_{dl}$. Esta periodicidad se puede ver más claramente en el detalle de la función de transferencia, entre 5.5 y 6 GHz, que se muestra en la Fig. 3.19-b, donde se incluyen las medidas para las dos configuraciones del desfasador de 90° . En esta figura se observa perfectamente el desfase de 90° entre las dos señales de salida y que el nivel de la señal a la salida se mantiene, ya que la diferencia de pérdidas entre los dos caminos

3. Bucle enganchado en frecuencia clásico de banda ancha con ajuste de cuadratura

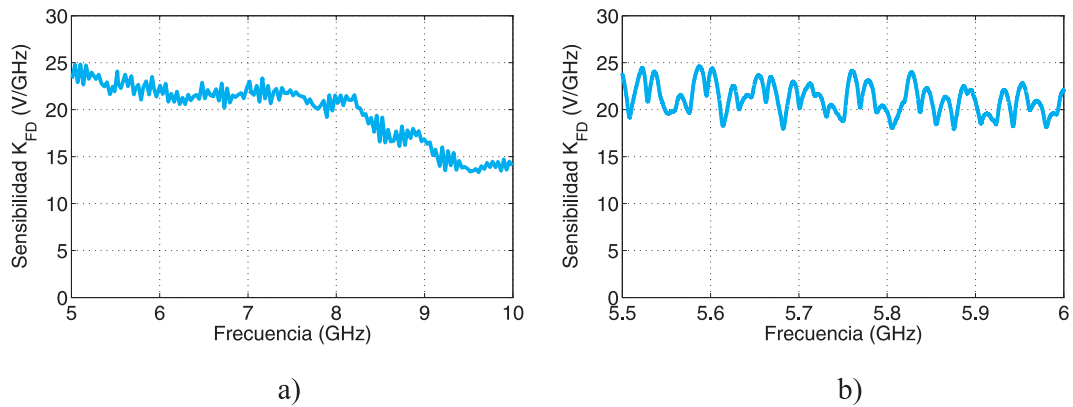


Figura 3.20.: Sensibilidad del discriminador de frecuencia. **a)** Sensibilidad en los puntos de cuadratura para el desfasador conmutador en posición 0° . **b)** Detalle de sensibilidad entre 5.5 y 6 GHz incluyendo los distintos desfases y las caídas por alejamiento del punto de cuadratura.

del desfasador (referencia y desfase de 90°) es mínima. Se aprecia también la triangulización de la señal de salida, tal y como se había mencionado anteriormente, debido a que los detectores de potencia trabajan en zona lineal y no en zona de ley cuadrática.

La sensibilidad se obtiene mediante la derivada de la función de transferencia en función de la frecuencia e indica la ganancia de conversión entre la variación de frecuencia a la entrada (en este caso, a la entrada del acoplador) y la tensión a la salida del discriminador (3.33). A partir de la función en 3.19-a se puede obtener una gráfica con la sensibilidad en los puntos de cuadratura de dicha gráfica. Como era de esperar a partir de la función de transferencia medida, la sensibilidad del discriminador se reduce a partir de 8 GHz bajando de una sensibilidad en torno a 22 V/GHz a una sensibilidad de 14 V/GHz a partir de 9 GHz, como se aprecia en la Fig. 3.20-a. Una medida más detallada se incluye en la Fig. 3.20-b, donde se muestra la sensibilidad cuando se conmuta correctamente entre las distintas configuraciones de desfases del discriminador. Como se puede ver, la sensibilidad se mantiene entre 19 y 25 V/GHz, independientemente del desfase utilizado. También se observan caídas de sensibilidad según nos alejamos de los puntos de cuadratura, aún trabajando con detectores en zona lineal.

La medida del suelo de ruido es muy importante, ya que, como se ha dicho anteriormente, el ruido generado por el discriminador de frecuencia limita en gran medida la reducción de ruido que el FLVCO realiza sobre el VCO. Las principales fuentes de ruido son la resistencia de vídeo de los diodos R_V y el ruido generado por amplificador de acondicionamiento ya que, gracias a la amplificación introducida en esta etapa amplificadora, el ruido del resto de circuitería de baja frecuencia es despreciable. Si se realiza un análisis teórico del ruido [66] sobre el equivalente circuital de baja frecuencia de la Fig. 3.21-a, se obtiene que el ruido de tensión a la salida en función de las fuentes ruidosas de la circuitería es la siguiente

$$S_{nFD} = 2 \cdot \left(4KT_0 (R_F + R_V \cdot G) \cdot G + i_n^2 \left((R_V \cdot G)^2 + R_F^2 \right) + (e_n \cdot G)^2 \right) \quad (3.39)$$

donde K es la constante de Boltzmann, T_0 es la temperatura, en grados Kelvin, R_V es la

3.2. Discriminador de frecuencia de banda ancha con ajuste de cuadratura

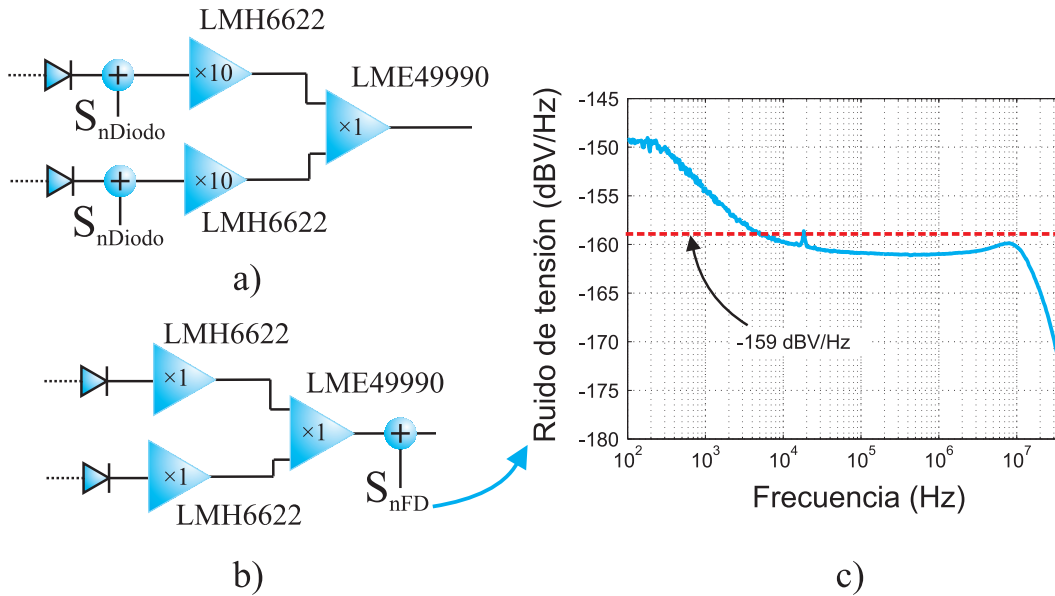


Figura 3.21.: Medidas de ruido del discriminador de frecuencia. **a)** Ruido del discriminador de frecuencia referido a la salida de los diodos detectores. **b)** Ruido del discriminador de frecuencia referido a la salida del discriminador, pero con la ganancia de la etapa acondicionadora descontada. **c)** Medida de ruido de tensión a la salida del discriminador al que se le ha descontado la ganancia de la etapa acondicionadora a la salida de los diodos.

resistencia de vídeo del diodo, G es la ganancia de los amplificadores LMH6622 y R_F es la resistencia de realimentación de estos amplificadores. Con la resistencia de vídeo del diodo, R_V , igual a $3 \text{ k}\Omega$ y con las siguientes fuentes de ruido de los amplificadores de acondicionamiento LMH6622, $e_n = 1,6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ y $i_n = 1,5 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$, se obtiene que el suelo de ruido a la salida de la circuitería es -139 dBV/Hz . Este ruido incluye la amplificación de aproximadamente 20 dB que realizan las etapas acondicionadoras. Si se elimina esta amplificación, Fig. 3.21-b, el suelo de ruido teórico es de -159 dBV/Hz . Este ruido se puede referenciar a la salida de los diodos, Fig. 3.21-a, donde la señal es más débil, obteniendo que el ruido referenciado a cada una de las salidas de los diodos, S_{nDiodo} , es -162 dBV/Hz . La medida del suelo de ruido se ha realizado con la funcionalidad de medida de ruido de banda base del analizador de fuentes de señal E5052B de Agilent. La medida ideal de suelo de ruido se debe hacer en ausencia de ruido de fase, y el método más apropiado es igualando el retardo de las dos ramas que van desde la salida del divisor de potencia al híbrido. De este modo el ruido medido es independiente del ruido de fase a la entrada. Puesto que esto es imposible porque, en el prototipo fabricado, una de estas ramas está integrada en la placa, para la medida de ruido se ha sustituido la línea de retardo por otra línea, lo suficientemente corta para minimizar la sensibilidad del discriminador a las variaciones de frecuencia a la entrada. La medida de suelo de ruido con esta configuración se muestra en la Fig. 3.21-c, donde ya se ha descontado matemáticamente la ganancia de los amplificadores de acondicionamiento. En ella se muestra un suelo de ruido -161.2 dBV/Hz con un aumento de este suelo de ruido

3. Bucle enganchado en frecuencia clásico de banda ancha con ajuste de cuadratura

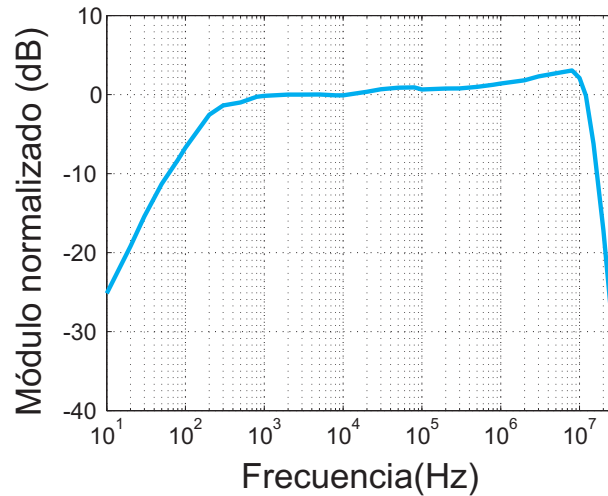


Figura 3.22.: Módulo de la función de transferencia del discriminador de frecuencia normalizado a la sensibilidad a una desviación de frecuencia de 30 kHz respecto a la portadora de 5.12 GHz.

por debajo de 10 kHz, debido al ruido *flicker*. Los resultados medidos son ligeramente menores a los teóricos, pero lo suficientemente buenos para confirmar el origen de este ruido.

Por último, otra medida importante es la función de transferencia del discriminador de frecuencia. Esta medida nos permite confirmar por un lado el valor del filtrado paso-alto generado por los choques de DC y, por otro lado, el filtrado paso-bajo intrínseco de la circuitería de baja frecuencia del discriminador. Teóricamente, el bloqueo de DC tenía una frecuencia de corte ω_{DC} de 144 Hz y el filtrado superior se caracterizaba por un retardo τ_{FD} que no ha sido fijado teóricamente debido a la dificultad para conocer de antemano el comportamiento del filtrado paso-bajo que tienen los componentes de baja frecuencia. Las medidas de la función de transferencia se han realizado mediante la introducción de una señal modulada en frecuencia de banda estrecha, con una señal moduladora sinusoidal con una amplitud conocida, en el discriminador y midiendo la amplitud de la señal de salida de éste. Con esta técnica se ha realizado un barrido de frecuencias moduladoras entre 10 Hz y 30 MHz. El resultado de la función de transferencia, normalizada a la sensibilidad para una desviación de frecuencia de 30 kHz respecto de una portadora de 5.12 GHz, se muestra en la Fig. 3.22. Se puede comprobar que el filtrado de continua se acerca bastante al esperado teóricamente (144 Hz) y responde a un filtrado de primer orden con una frecuencia de corte en torno a 180 Hz. La frecuencia de corte superior se encuentra por encima de 13 MHz y el filtrado que se produce no es, como se observa en la medida, de primer orden ya que la caída de la sensibilidad a estas frecuencias es mucho mayor a 20 dB por década.

Ya que ha sido necesaria la introducción de señales moduladas en frecuencia para la medida de la respuesta en frecuencia, a partir de estas modulaciones también se puede caracterizar el discriminador como demodulador de señales FM. Como ejemplo se incluye en la Fig. 3.23 la comparativa entre la simulación con ADS y la medida de la demodulación de una señal modulada en frecuencia con una portadora a 5 GHz de 3.6

3.3. FLL de banda ancha con ajuste de cuadratura

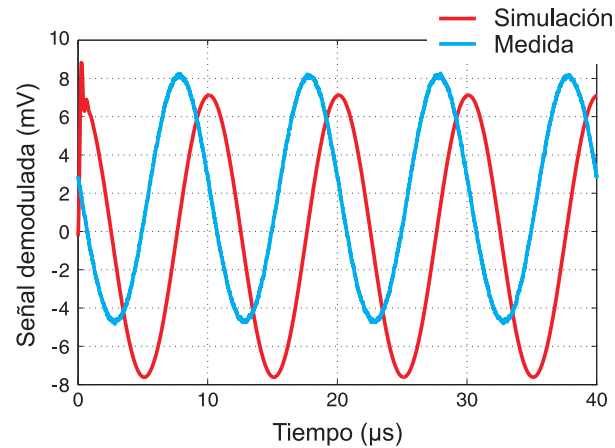


Figura 3.23.: Detección de señales moduladas en frecuencia con una moduladora de 100 kHz y una desviación de frecuencia de 266 kHz.

dBm de potencia. La moduladora es una señal sinusoidal de 100 kHz, con una desviación de frecuencia de 266 kHz. Como se observa en la figura, la señal demodulada es una senoide de 100 kHz con una amplitud igual 12.5 mVpp, lo que corresponde con una sensibilidad de 23.5 V/GHz, muy próxima a la sensibilidad de 22 V/GHz obtenida con las medidas estáticas. Por su parte, la señal demodulada en la simulación es aún mayor, debido, entre otras causas, a que la sensibilidad de los detectores de potencia también era ligeramente mayor en la simulación que en la medida.

Como resumen, se puede concluir que el discriminador de frecuencia fabricado tiene un buen comportamiento como tal, con una sensibilidad aproximadamente constante en la banda entre 5 y 8 GHz, por lo que solo se tendrá en cuenta este margen de frecuencias a la hora de implementar el FLVCO completo. La bajada de la sensibilidad a partir de 8 GHz haría que, a frecuencias mayores, la reducción de ruido de fase en el FLVCO fuera baja o incluso nula, aún sin incluir el factor de penalización del ruido interno del discriminador. Se ha comprobado también que el funcionamiento como detector de variaciones de frecuencia a la entrada es bueno y consistente con la sensibilidad del discriminador.

3.3. FLL de banda ancha con ajuste de cuadratura

En este apartado se va a completar el diseño de un bucle FLVCO para la reducción del ruido de fase de un VCO comercial, basado en el discriminador de frecuencia descrito en la sección 3.2. Para ello, en primer lugar se describirá el diagrama de bloques y a continuación se detallarán los bloques utilizados en el prototipo. Por último se realizarán medidas sobre el prototipo para comprobar su funcionamiento.

3.3.1. Diagrama de bloques del FLVCO

La arquitectura del FLVCO completo se muestra en la Fig. 3.24. En esta figura se ha distinguido entre los bloques funcionales, sombreados en gris, y las placas físicas que se

3. Bucle enganchado en frecuencia clásico de banda ancha con ajuste de cuadratura

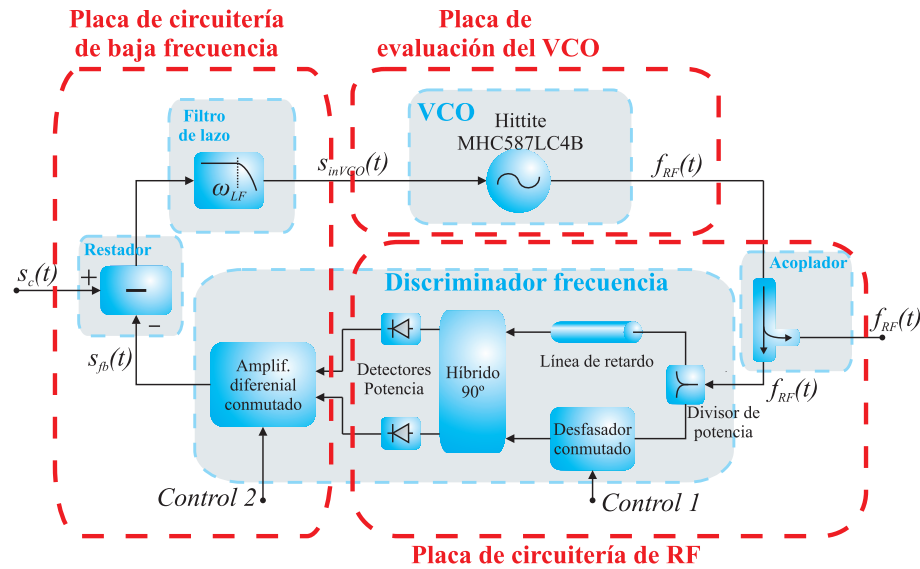


Figura 3.24.: Arquitectura del FLVCO diseñado para la reducción de ruido de fase de un VCO comercial. En la figura se distingue entre el diagrama de bloques funcionales (bloques sombreados) y las placas fabricadas (contorno rojo discontinuo).

han fabricado, con un contorno rojo. Como se puede ver, está formado por cinco bloques funcionales:

- El VCO, al que se le quiere reducir el ruido de fase.
- El discriminador de frecuencia basado en línea de retardo, como el descrito en la sección 3.2.
- Un acoplador, entre el VCO y el discriminador para permitir la medida de la reducción de ruido cuando el bucle está cerrado.
- El restador que resta la señal de control de la frecuencia de oscilación y la señal de salida del discriminador.
- Un filtro de lazo, que estabiliza el FLVCO.

Estos bloques funcionales se han agrupado en tres placas.

- Una placa donde se encuentra solamente el VCO. Es una placa de evaluación que ofrece el propio fabricante.
- Una placa donde se agrupa toda la circuitería de RF, desde el acoplador hasta las salidas de los amplificadores de acondicionamiento de los detectores de potencia. Esta placa ya se mostró en la Fig. 3.18.
- Una placa que agrupa toda la circuitería de baja frecuencia, desde la parte de baja frecuencia del discriminador (bloques de continua y amplificador diferencial), pasando por el restador, hasta el filtrado de lazo. Al incluir toda la circuitería de

3.3. FLL de banda ancha con ajuste de cuadratura

baja frecuencia en una placa se pueden buscar diseños que minimicen el tamaño, el ruido generado y el retardo extra.

Si se recuerdan las claves del diseño del bucle, detalladas en el capítulo 2, las magnitudes más importantes, que se deben de mantener dentro de unos límites para que el bucle funcione correctamente, son:

- El ruido generado por el discriminador de frecuencia y por la circuitería de baja frecuencia (sumador y filtrado de lazo) debe ser lo más bajo posible para minimizar la penalización de ruido (2.38) y, de esta forma, reducir al máximo el ruido de fase. Se han seguido dos estrategias para conseguirlo:
 - Se ha introducido una ganancia de 9.46 V/V en la etapa acondicionadora a la salida de los detectores, de modo que el único ruido relevante es el de la primera etapa amplificadora (la de acondicionamiento). Se ha combinado con una atenuación de 10 V/V en la última etapa antes del VCO de modo que la ganancia de la circuitería de baja frecuencia se mantiene prácticamente en 1 V/V.
 - Se ha reducido al máximo el número de etapas amplificadoras en la circuitería de baja frecuencia con el fin de reducir los elementos ruidosos, ya sean los propios amplificadores o las resistencias que los acompañan.
- La condición de estabilidad (2.44) se debe cumplir, por lo que hay que llegar a un compromiso entre las magnitudes que intervienen en esta condición: la sensibilidad del discriminador de frecuencia, el retardo del mismo y la frecuencia de corte del filtro de lazo. De estas tres magnitudes, sin duda la frecuencia de corte del filtro de lazo es la más fácil de modificar. La estrategia que se va a seguir para fijar el filtrado de lazo es el siguiente:
 - Conociendo la sensibilidad del VCO y la sensibilidad del discriminador es fácil obtener la ganancia del FLVCO en bucle abierto, $G_{OL} = K_{VCO}K_{FD}$. Para $K_{VCO} = 450$ MHz/V y $K_{FD} = 22$ V/GHz se obtiene un valor de G_{OL} de 9.9 V/V.
 - El offset de frecuencia máximo, hasta el que el FLVCO reduce ruido de fase viene determinado por la ganancia de bucle abierto y por el filtrado de lazo, $\omega_{LF} \cdot (1 + G_{OL})$. La especificación inicial de reducción de ruido era hasta offsets de frecuencia de 1 MHz, pero hay que dejar un margen debido a la penalización de ruido, por lo que se ha decidido aumentar el offset hasta 3 MHz, para seguir reduciendo ruido a 1 MHz con una penalización de ruido moderada. Con estos datos el valor mínimo para f_{LF} es 275 kHz, por lo que se fijará un valor de 300 kHz para la frecuencia de corte del filtrado de lazo.
 - Por último, para un filtro de lazo de 300 kHz, una ganancia de lazo abierto de 9.9 V/V y un retardo de la línea de retardo de 15 ns, el retardo extra máximo de VCO y discriminador será de 34.6 ns para mantener la estabilidad del bucle (lo que equivale a un desfase de 37.3° a 3 MHz). Parte de este desfase corresponderá al filtrado de alta frecuencia del VCO y parte corresponderá al filtrado de alta frecuencia del discriminador.

3. Bucle enganchado en frecuencia clásico de banda ancha con ajuste de cuadratura

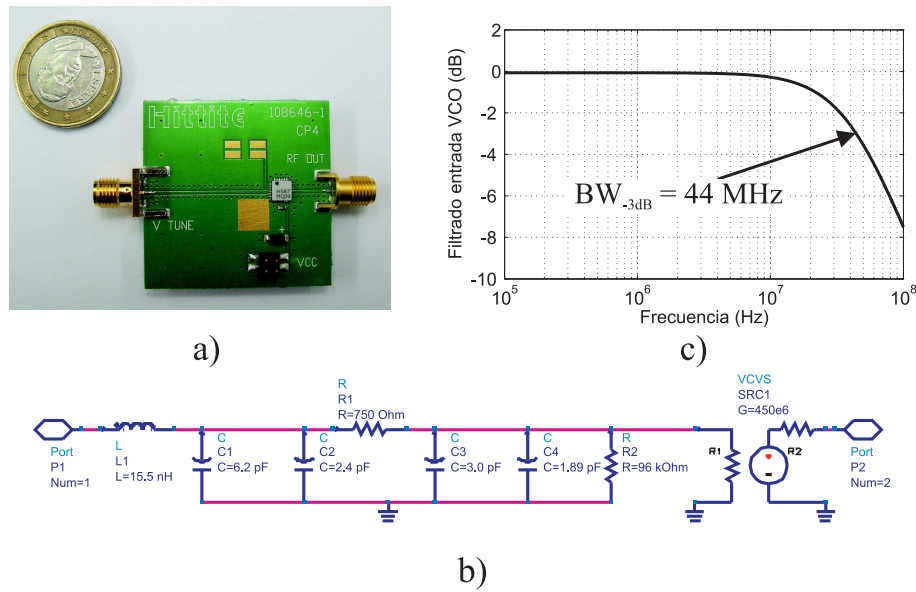


Figura 3.25.: VCO cuyo ruido de fase va a ser reducido por el FLVCO. **a)** Fotografía del VCO montado en la placa de evaluación. **b)** Modelo circuital del VCO, donde se incluyen el filtrado de entrada y la sensibilidad. **c)** Respuesta en frecuencia del modelo de la entrada del VCO.

3.3.2. Diseño de los bloques funcionales

3.3.2.1. VCO

El VCO cuyo ruido de fase se quiere reducir determina la potencia de entrada al discriminador, la banda de frecuencias de trabajo del FLVCO completo y la tensión de control que llegará al oscilador. El VCO comercial elegido es el HMC587LC4B de HITTITE [63]. Este oscilador tiene un rango de frecuencias sintonizables entre 5 y 10 GHz con un rango de tensión de control entre 0 y 14 V. La potencia de salida mínima es de 3.6 dBm (la potencia media es 4 dBm) y la sensibilidad máxima es de 450 MHz/V. El VCO que se va a usar viene montado en una placa de evaluación proporcionada también por HITTITE (Ref. 108648), la cual se puede ver en la Fig. 3.25-a.

El modelado del filtrado a la entrada se ha realizado a partir de la medida del parámetro S_{11} , tal y como se describe en la nota de aplicación [64]. Además del modelado propio del VCO, se le ha añadido el equivalente circuital a la pista de 50 Ω de entrada de la placa de evaluación. El resultado final es el que se muestra en la Fig. 3.25-b, donde se puede diferenciar por un lado la red de filtrado de entrada y la sensibilidad del VCO por otro. Si se opera, la función de transferencia del VCO en el dominio de Laplace es

$$H_{inVCO}(s) = \frac{96000 \cdot K_{VCO}}{4,69 \cdot 10^{-23} s^3 + 2,02 \cdot 10^{-14} s^2 + 3,52 \cdot 10^{-4} s + 96750} \quad (3.40)$$

El módulo de la función de transferencia del modelo del VCO, normalizado con la sensibilidad del propio VCO, se muestra en la Fig. 3.25-c. En ella se observa un ancho

3.3. FLL de banda ancha con ajuste de cuadratura

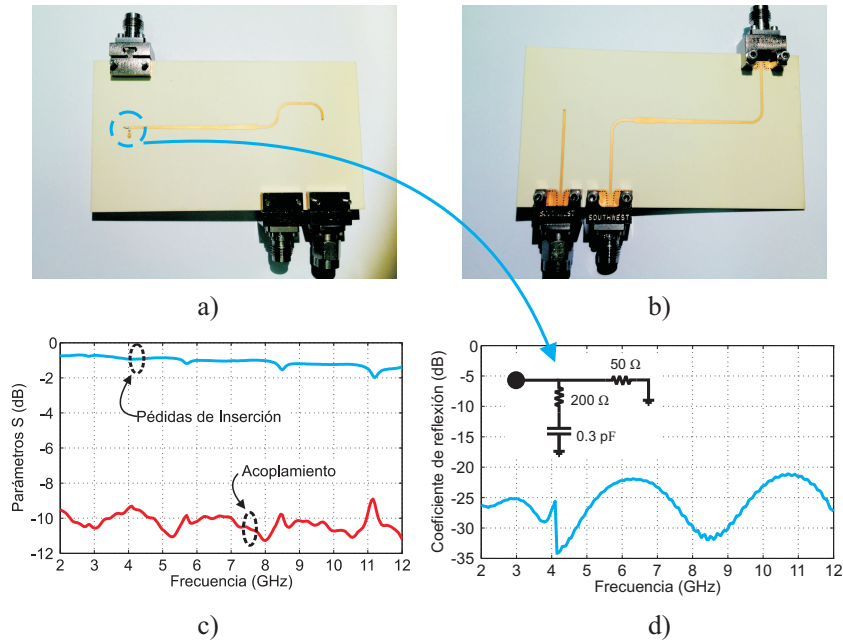


Figura 3.26.: Acoplador de 10 dB con puerto aislado cargado. **a)** Plano superior del circuito fabricado. **b)** Plano inferior del circuito fabricado. **c)** Pérdidas de inserción y de acoplamiento del acoplador. **d)** Pérdidas de retorno de la carga de banda ancha montada en el puerto aislado.

de banda de modulación 44 MHz, que cuadra con las características de gran ancho de banda de modulación indicadas en la hoja de características del producto, [63].

3.3.2.2. Discriminador de frecuencia

El discriminador de frecuencia utilizado en el prototipo del FLVCO es el mismo que ya ha sido explicado en detalle, diseñado y medido en la sección anterior. Es importante destacar que debido a la caída de sensibilidad detectada a partir de 8 GHz, la caracterización del FLVCO se va a realizar solamente para el rango de frecuencias entre 5 y 8 GHz, donde la función de transferencia del discriminador, desde la entrada del acoplador, hasta la salida de los amplificadores de acondicionamiento de las etapas detectoras, presenta una sensibilidad aproximadamente constante entre 20 y 25 V/GHz, descontando la ganancia de los amplificadores de acondicionamiento.

3.3.2.3. Acoplador

El acoplador es una parte esencial en el montaje del FLVCO, ya que permite dividir la señal de salida del VCO en dos señales con distinta potencia. Una de ellas será realimentada al discriminador de frecuencia para cerrar el bucle y la otra parte será la señal de salida del sistema FLVCO completo. Para esta función se utilizará un acoplador de 10 dB de cinco secciones en tecnología microstrip multicapa, diseñado con anterioridad en el grupo de investigación [59]. El acoplador funciona en un ancho de banda entre 3.1 y 10.6 GHz. Este acoplador ha sido integrado en el circuito del discriminador de

3. Bucle enganchado en frecuencia clásico de banda ancha con ajuste de cuadratura

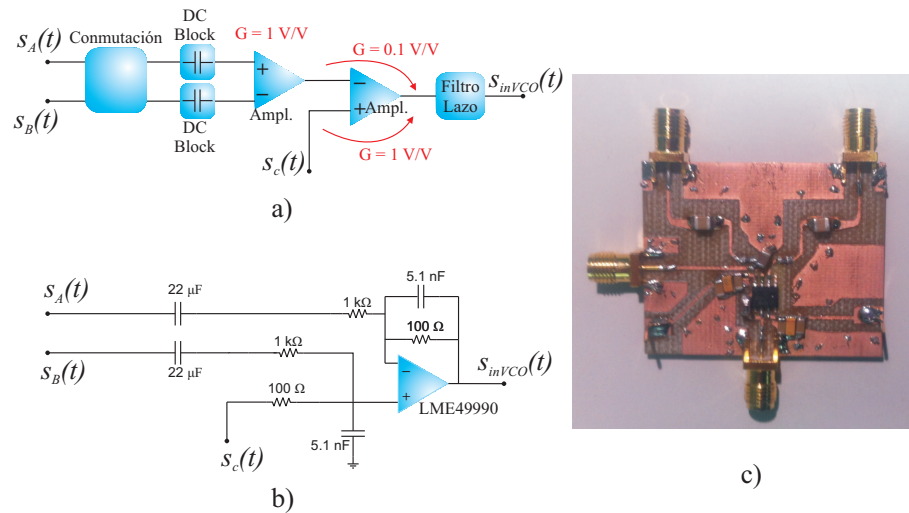


Figura 3.27.: Circuitería de baja frecuencia del FLVCO. **a)** Diagrama de bloques. **b)** Esquema circuital. **c)** Circuito fabricado.

frecuencia para reducir las dimensiones físicas del bucle. Además, aunque en el diseño original del acoplador, la salida aislada también era accesible, para el nuevo diseño se ha decidido cargarla, Fig. 3.26-a,b. Para conseguir una carga adaptada de banda ultra ancha, se ha seguido el procedimiento descrito en [65], consiguiendo unas pérdidas de retorno superiores a 20 dB hasta frecuencias superiores a los 12 GHz, Fig. 3.26-d. La salida directa, con pérdidas de inserción inferiores a 1.55 dB, se conectará a la entrada del divisor de potencia Wilkinson, mientras que la salida acoplada, con 11.5 dB de pérdidas de acoplamiento será utilizada como salida del sistema, Fig. 3.26-c. Esta pérdida de potencia no será importante para la medida de ruido de fase, ya que esta medida es relativa a la potencia de portadora y, por tanto, no varía con la potencia de dicha portadora. Sin embargo, es importante tenerla en cuenta si se realizan medidas de potencia a la salida del FLVCO.

3.3.2.4. Circuitería de baja frecuencia

El diagrama de bloques funcionales de la placa de la circuitería de baja frecuencia, desde la salida de los amplificadores de acondicionamiento hasta la entrada del VCO se muestra en la Fig. 3.27-a. En él se pueden distinguir:

- Una conmutación de las salidas de las etapas de acondicionamiento del discriminador de frecuencia. Idealmente la conmutación debería ser automática con una señal TTL, pero, al no estar esta implementada, se hará de forma manual, intercambiando la conexión entre las salidas de la placa de la circuitería de RF y estas dos entradas de la circuitería de baja frecuencia.
- Dos bloqueos de continua, que eliminan la dependencia de la señal de salida del discriminador con la frecuencia portadora de entrada.

3.3. FLL de banda ancha con ajuste de cuadratura

- Una etapa diferencial, con ganancia 1 V/V, que resta las señales de salida de los detectores.
- Otra etapa diferencial, que permite que la tensión de salida del discriminador de frecuencia sea restada a la tensión control del VCO. Esta etapa tiene la particularidad de que debe atenuar la señal proveniente del discriminador en un factor 10 (0.1 V/V de ganancia) para compensar la ganancia de 9.46 V/V de la amplificación de acondicionamiento, mientras que debe mantener la señal de control sin alterar (1 V/V de ganancia).
- Un filtrado de lazo, justo antes de la entrada al VCO, para controlar la estabilidad del FLVCO, cuya frecuencia de corte había sido fijada por diseño a 300 kHz.

Para minimizar el número de bloques y reducir así el desfase extra que introduce de la circuitería de baja frecuencia, todos los bloques funcionales a partir de los bloques de continua (el amplificador diferencial que resta las salidas de los detectores de potencia, el restador de la tensión realimentada y la tensión de control y el filtrado de lazo), se han unido en un solo bloque, con un solo amplificador. De igual forma que para el discriminador, se han buscado amplificadores con gran ancho de banda y bajo ruido.

Como ya se mencionó cuando se detalló la circuitería de baja frecuencia del discriminador de frecuencia, el ruido generado por este bloque es poco relevante, gracias a la amplificación (≈ 20 dB) del amplificador de acondicionamiento que se incluyó en los detectores de potencia. Aun así, el amplificador de la circuitería de baja frecuencia tiene que tener un ruido equivalente de tensión bajo y las resistencias que se utilicen deben ser de valores bajos para que el ruido térmico no empeore el sistema. Es por ello que se ha vuelto a usar para esta etapa el amplificador operacional LME49990 [62], debido a su bajo ruido de tensión de entrada, $1nV/\sqrt{Hz}$.

El circuito se ha diseñado para que los dos caminos desde el discriminador estén atenuados por 10 (al mismo tiempo que se restan) y el camino de la entrada de control tenga ganancia unidad. De esta forma, la ganancia entre cada una de las entradas (si medimos a partir de la salida de los diodos detectores) y la salida, es aproximadamente 1 V/V. El diagrama circuital implementado se muestra en la Fig. 3.27-b. A partir de él se obtiene la ecuación de la señal de salida en función de las señales de entrada

$$S_{inVCO}(s) = \left(\frac{\pm (S_A(s) - S_B(s))}{10} \frac{s}{s + 2\pi 7} + S_c(s) \right) \cdot \frac{2\pi 312 \cdot 10^3}{s + 2\pi 312 \cdot 10^3} \quad (3.41)$$

donde se puede distinguir por un lado la función de conmutación de signo \pm , así como un filtrado de continua de 7 Hz generado por las capacidades del $22\mu F$ y las resistencias de entrada al amplificador. También se produce la atenuación de 10 V/V antes descrita y el filtrado de lazo, de 312 kHz.

El circuito fabricado resultante se muestra en la Fig. 3.27-c. Para caracterizar el bloque de baja frecuencia se ha medido la respuesta en frecuencia desde las diferentes entradas a la salida. Los resultados se muestran en la Fig. 3.28-a. En esta figura se comparan las medidas, tanto del módulo como de la fase de los distintos caminos de señal, con las funciones matemáticas ideales obtenidas de (3.41). Se demuestra de esta forma el comportamiento prácticamente ideal del circuito fabricado hasta los 4 MHz. A partir de

3. Bucle enganchado en frecuencia clásico de banda ancha con ajuste de cuadratura

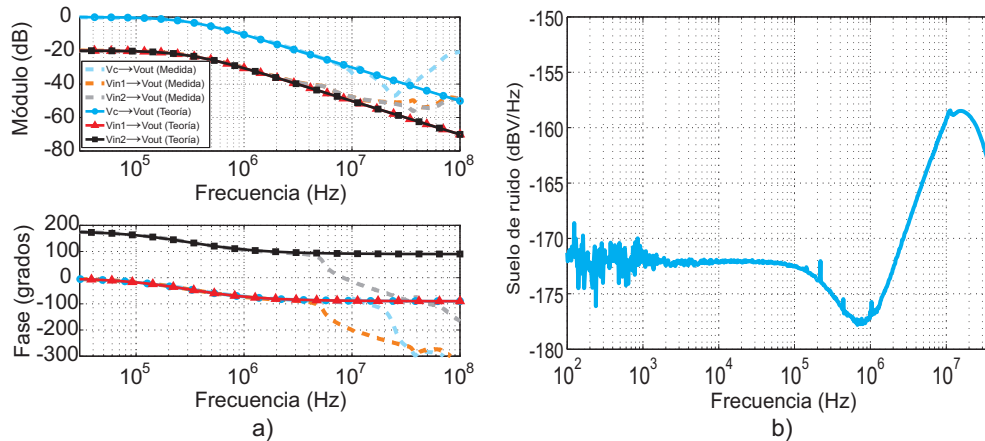


Figura 3.28.: Medidas de la circuitería de baja frecuencia. **a)** Función de transferencia (módulo y fase). **b)** Suelo de ruido con las entradas cargadas a tierra.

estas frecuencias, las medidas difieren de las funciones teóricas, principalmente en la fase, aunque a dichas frecuencias no afectarán al comportamiento del bucle.

De igual forma se ha medido el ruido generado en esta etapa con las entradas cargadas a tierra. Se ha decidido cargar a tierra las entradas ya que es lo más cercano a las bajas impedancias de salida de las etapas amplificadoras que irán antes de dichas entradas. El que el ruido de esta etapa sea muy bajo es importante ya que de ello depende que el ruido de la circuitería extra del FLVCO no enmascare al ruido de fase del VCO original, lo que convertiría al FLVCO en inviable. Siguiendo con el estudio teórico del ruido en amplificadores operacionales [66] se obtiene, para la configuración de la Fig. 3.27-b, un ruido de -171.9 dBV/Hz. La medida del ruido generado por la circuitería de banda base se muestra en la Fig. 3.28-b. Se puede apreciar el bajo nivel de ruido en la banda de interés, hasta 2.5 MHz, donde el nivel de ruido es inferior a -170 dBV/Hz (equivalente al ruido térmico de una resistencia de 625Ω), el cual casa muy bien con los cálculos teóricos. También aparece un lóbulo con un incremento de ruido, que entre 4 y 40 MHz es superior a -165 dBV/Hz. Se ha comprobado, realizando medidas del suelo de ruido para varios montajes con diferentes arquitecturas, que este lóbulo es producido intrínsecamente por el amplificador LME49990, independientemente de la configuración.

3.3.3. Montaje y medidas

Tras el montaje y medida de las distintas partes que van a formar el FLVCO por separado, se procederá al montaje del prototipo de FLVCO y a la realización de las medidas para comprobar la reducción de ruido esperada. El montaje final se muestra en la Fig. 3.29. En él se muestran los distintos bloques funcionales, anteriormente detallados, interconectados siguiendo el esquema de la Fig. 3.24. La sobrecarga de cableado que se aprecia en la foto se reduciría de forma muy importante si todo el sistema estuviera integrado. La batería de medidas que se le van a realizar al prototipo se va a dividir en dos bloques principales:

3.3. FLL de banda ancha con ajuste de cuadratura

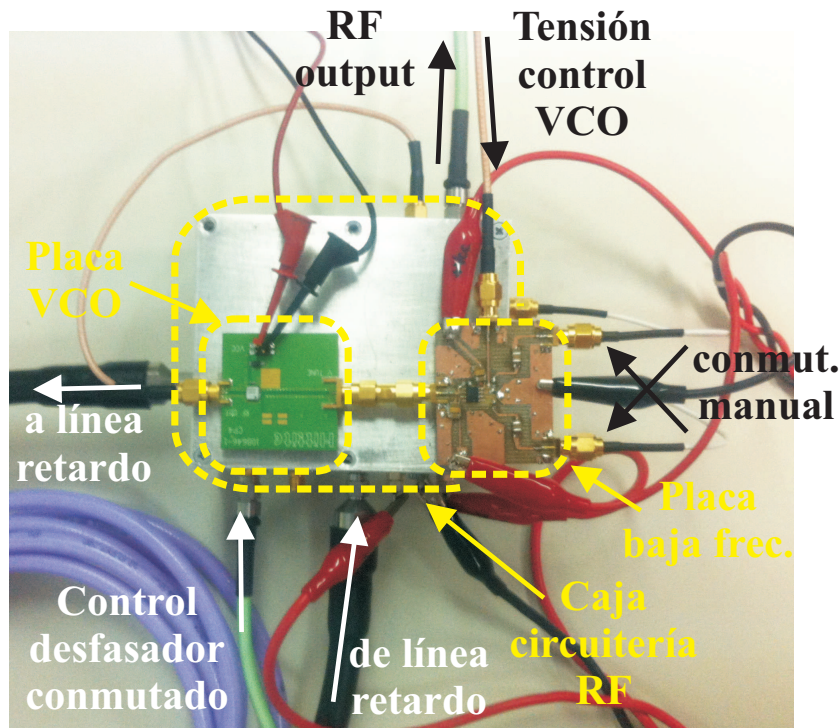


Figura 3.29.: Fotografía del montaje del prototipo del FLVCO de banda ancha con desfasadores conmutados.

- Medidas con el bucle abierto. Estas medidas están orientadas a comprobar que el cierre del bucle es viable, antes de cerrarlo. Para ello se realizarán medidas del suelo de ruido a la salida de la circuitería de banda base, incluyendo las etapas detectoras. A partir de estas medidas, y conociendo el ruido de fase del VCO original, se podrá determinar la penalización de ruido. Otra medida será la función de transferencia en bucle abierto, que permitirá determinar si el bucle cerrado será estable o no. Con esta medida se podrá también determinar los márgenes de ganancia y de fase que tiene el bucle para mantenerse estable.
- Medidas con el bucle cerrado. Las medidas con el bucle cerrado se centrarán en comprobar que el FLVCO funciona igual que un VCO con ruido de fase reducido. Se realizarán medidas del ruido de fase del sistema FLVCO completo para varias frecuencias portadoras dentro de la banda de funcionamiento. También se harán medidas que muestren el funcionamiento, en un ciclo completo de 64 MHz, (que es la periodicidad en frecuencia del discriminador debida a la línea de retardo), en función del estado de los conmutadores de control de cuadratura del FLVCO. Estas últimas medidas se harán tanto para mostrar la reducción de ruido de fase como para comprobar la sensibilidad del nuevo bucle.

3. Bucle enganchado en frecuencia clásico de banda ancha con ajuste de cuadratura

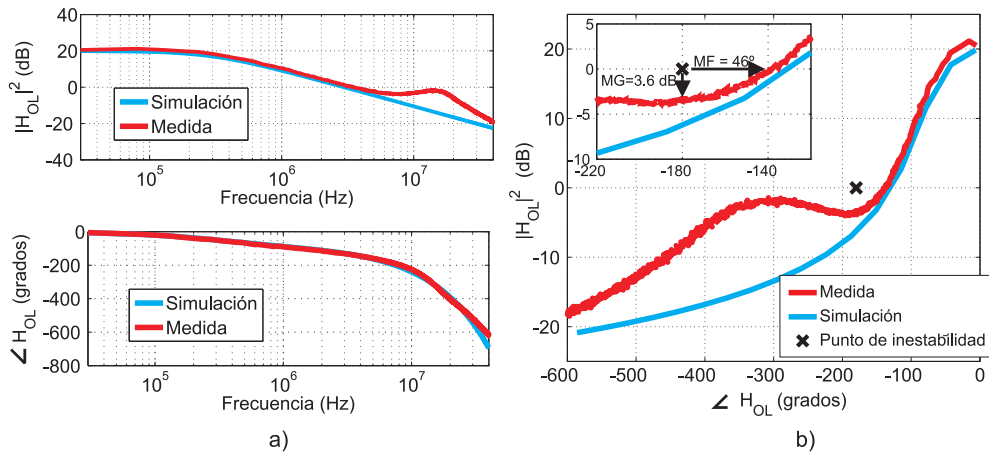


Figura 3.30.: Comparativa entre las medidas y la simulación del bucle FLVCO en lazo abierto. **a)** Función de lazo abierto medida y simulada. **b)** Diagrama magnitud-fase medido y simulado.

Función de lazo abierto

Como ya se ha dicho anteriormente, las medidas de lazo abierto permiten predecir la estabilidad del bucle cerrado antes de cerrarlo. Para ello el primer paso es la medida de la función de transferencia del bucle abierto, (2.24). Se han realizado medidas de parámetros S con el analizador de redes HP 8753D de Hewlett Packard. En la Fig. 3.30-a se muestran las medidas resultantes para una portadora alrededor de 5 GHz. Se ha escogido esta portadora porque es aquí donde la ganancia de lazo abierto es mayor y, por tanto, donde se puede estar más cerca de la inestabilidad. En dicha figura puede ver como las medidas de la función de lazo abierto se ajusta bastante bien a la expresión teórica esperada, teniendo en cuenta los valores de filtrados, retardos y sensibilidades del sistema. Se puede observar que la mayor diferencia entre el modelo teórico y medidas se encuentra en el módulo entre 8 y 30 MHz, donde en las medidas aparece un lóbulo. La razón más probable de este lóbulo es que el modelado de los amplificadores se ha realizado con un filtrado paso bajo de orden 1, y es muy probable que, como se vio en la medida del suelo de ruido de la circuitería de baja frecuencia, la naturaleza intrínseca paso-bajo de los amplificadores sea mucho más compleja que un simple filtrado. Aun así, este lóbulo no es un inconveniente para la estabilidad del sistema, ya que está por debajo de los 0 dB de módulo.

Una forma más intuitiva de observar la estabilidad del sistema es mediante el diagrama magnitud-fase. En este diagrama se representan en la misma gráfica la magnitud y la fase de la función de lazo abierto en los dos ejes. Así, el punto de inestabilidad, es decir, la coordenada $[180^\circ, 0 \text{ dB}]$ se localiza fácilmente. Además, en esta representación los márgenes de fase y de ganancia son muy intuitivos. Por supuesto, este tipo de medidas gráficas se realizan bajo la suposición de que la función de bucle abierto es siempre decreciente y, para frecuencias fuera del rango medido, la ganancia siempre será menor a 0 dB. El resultado del diagrama magnitud-fase, tanto para el modelo teórico como para la medida, se muestra en la Fig. 3.30-b. A partir de este diagrama se puede ver que el sistema montado es estable y tiene unos márgenes de ganancia (MG) y de fase (MF)

3.3. FLL de banda ancha con ajuste de cuadratura

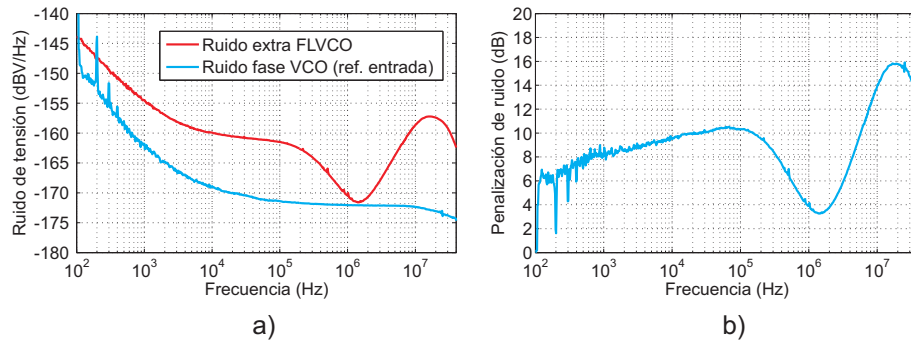


Figura 3.31.: Medida de suelo de ruido de la circuitería extra del FLVCO. **a)** Comparación entre el suelo de ruido extra y el ruido de fase del VCO referenciado a la entrada del VCO como ruido de tensión. **b)** Penalización por ruido obtenida.

de 3.6 dB y 46°, respectivamente. Aunque el margen de ganancia es pequeño, como ya se ha dicho, esta función de transferencia corresponde a la máxima ganancia de lazo abierto, por lo que, para el resto de frecuencias, el margen de ganancia será superior.

Suelo de ruido

La medida del ruido de tensión a la entrada del VCO en circuito abierto es muy importante. En esta medida se agrupan todas las fuentes de ruido de baja frecuencia desde la etapa detectora de potencia, incluido el ruido generado por los diodos, y de la circuitería de baja frecuencia. Este ruido extra, que no existía cuando el VCO estaba solo, es el causante de la penalización de ruido (2.38). La medida de dicho ruido a la salida se ha realizado con el analizador de fuentes de señal de Agilent E5052B en su configuración para la medida de señales de banda base. El resultado se muestra en la Fig. 3.31-a. En esta figura se observa claramente que el ruido de tensión también se ve afectado por el filtrado de lazo, lo que se manifiesta en la atenuación a partir de 300 kHz. A igual que ocurría con la circuitería de baja frecuencia, vuelve a aparecer un lóbulo entre 4 y 40 MHz, que sube el nivel de ruido hasta -158 dBV/Hz. Como ya se explicó con anterioridad, este lóbulo es intrínseco del funcionamiento de los amplificadores operacionales utilizados. Como se puede apreciar, al comparar con la Fig. 3.28, el ruido es mayor al ruido de la circuitería de baja frecuencia solamente, debido a que la fuente más importante de ruido extra introducido por el FLVCO es la resistencia de vídeo de los diodos detectores. Esta resistencia, según el fabricante tiene un valor típico alrededor de 3 kΩ, cuyo ruido térmico, -163.1 dBV/Hz, se aproxima bastante al ruido de tensión medido dentro del ancho de banda del FLVCO.

Una medida interesante es la de la penalización de ruido, $\mathcal{Y}_N(s)$ (2.38), que mide la degradación de la capacidad intrínseca de reducir ruido, respecto a un bucle ideal no ruidoso, debido al ruido de la circuitería del bucle. Esta penalización se puede observar en la Fig. 3.31-b, donde se obtienen unos valores de penalización, dentro de la banda, de 10 dB y un máximo de penalización, a las frecuencias donde aparece el conocido lóbulo, de 16 dB. Esta penalización, aun siendo elevada, es totalmente asumible para las reducciones de ruido esperadas, en torno a 20 dB.

3. Bucle enganchado en frecuencia clásico de banda ancha con ajuste de cuadratura

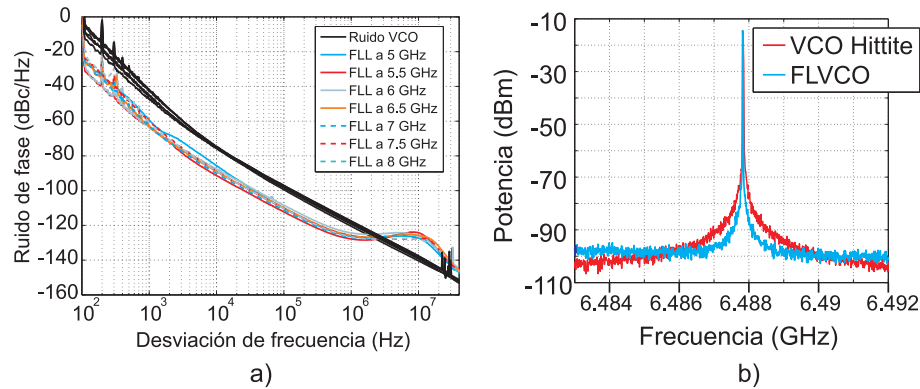


Figura 3.32.: Medida de ruido de fase. **a)** Comparación entre el ruido de fase del VCO en oscilación libre y el ruido de fase del FLVCO. **b)** Comparación de los espectros del VCO y del FLVCO.

Ruido de fase del FLVCO

Las siguientes medidas son las de ruido de fase. Estas medidas son las realmente representativas de la funcionalidad que se ha buscado en el FLVCO. Para realizar las medidas se ha vuelto a utilizar el analizador de fuentes de señal de Agilent E5052B, esta vez en su configuración de medida de ruido de fase. Se han realizado medidas del ruido de fase para frecuencias portadoras entre 5 y 8 GHz, con saltos de 500 MHz, tanto para el VCO de Hittite en oscilación libre como para el bucle FLVCO. En las Fig. 3.32-a se puede ver que la reducción de ruido de fase es prácticamente constante en toda la banda de funcionamiento. Además se puede ver que la reducción de ruido se extiende hasta desviaciones de frecuencia respecto de la portadora de más de 2 MHz. La utilidad de esta reducción es más fácil de entender si realizamos dos medidas con el analizador de espectros MXA-N9020A de Agilent Technologies, una con el VCO en oscilación libre y otra con el FLVCO. Esto es lo que se muestra en la Fig. 3.32-b, donde se ve claramente el efecto sobre las faldas de frecuencia lateral del oscilador que tiene la introducción del VCO en un FLVCO.

Para una visualización más clara de la reducción de ruido obtenida, en la Fig. 3.33 se ha representado la diferencia entre el ruido de fase original y el del FLVCO, para las distintas frecuencias portadoras. Se puede ver más claramente la reducción de ruido hasta más de 2 MHz y el incremento de ruido a partir de esta frecuencia. Este incremento es generado principalmente por el ruido de la circuitería del FLVCO y se ve reflejado en la penalización de ruido de la Fig. 3.31-b. La reducción de ruido es especialmente importante hasta los 200 kHz, donde, salvo en el caso de la portadora de 5 GHz, es superior a 10 dB. De especial consideración son las reducciones de hasta 20 dB para frecuencias entre 100 Hz y 1 kHz. Hasta 1 MHz de desviación de frecuencia, la reducción de ruido es siempre superior a 5.5 dB, llegando a los 10 dB para algunas frecuencias.

Funcionamiento conmutado

La última prueba del funcionamiento del FLVCO es la comprobación de que con los desfases conmutados se puede abarcar todo el rango de frecuencias sintetizables entre 5

3.3. FLL de banda ancha con ajuste de cuadratura

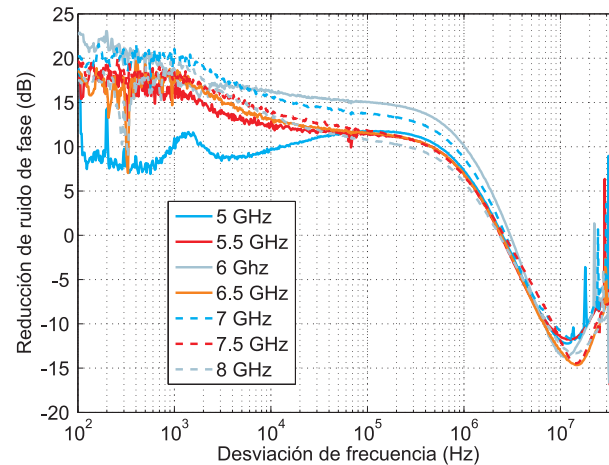


Figura 3.33.: Reducción de ruido de fase para diferentes frecuencias portadoras en todo el rango de frecuencias del FLVCO, entre 5 y 8 GHz

y 8 GHz. Para ello se han realizado dos medidas en un rango de frecuencias más reducido, de 64 MHz. Con este rango de frecuencias es suficiente para caracterizar el sistema, ya que, como se muestra en la Fig. 3.6, la función de transferencia del discriminador de frecuencia tiene un periodo inversamente relacionado con el retardo de la línea de retardo, $1/\tau_{dl}$, de 64 MHz aproximadamente. Las medidas a realizar en este rango de frecuencias serán: a) de ruido de fase, para comprobar que la reducción de este se mantiene a lo largo de un ciclo y solamente es necesario cambiar de desfase y b) medidas estáticas de la frecuencia de salida en función de la tensión de control, para comprobar que el FLVCO tienen la misma sensibilidad que el VCO original.

Para la medida del funcionamiento de banda ancha del FLVCO como reductor de ruido de fase se han realizado una serie de medidas de ruido de fase, para frecuencias portadoras desde 5.5 GHz hasta 5.564 GHz, en saltos separados 8 MHz (un total de 9 medidas, de tal forma que al menos se dispone de dos de ellas por cada posible estado de los desfases conmutados). En la Fig. 3.34 se muestran los resultados de dichas medidas y la comparación de estas medidas con el ruido de fase del VCO original para una portadora de 5.5 GHz. Como se puede ver, la reducción de ruido se mantiene independientemente del desfase activado, solamente sufriendo mínimas variaciones resultado de la variación de la sensibilidad del discriminador de frecuencia, que ya se anticipó en la Fig. 3.20-b.

Para comprobar el funcionamiento estático de banda ancha se han realizado cuatro barridos para tensiones de control entre 2.3 V y 2.5 V. En el VCO original, estas tensiones de control generan frecuencias de salida entre 5.5 GHz y 5.6 GHz, aproximadamente. En la Fig. 3.35 se muestran cuatro barridos de tensión correspondientes a las cuatro configuraciones de desfases que tiene el FLVCO. En cada uno de los cuatro barridos se ha superpuesto la función que relaciona la frecuencia de salida con la tensión de control del VCO original. Como se puede observar en cada uno de los barridos, hay una parte, muy ruidosa, que corresponde con la zona de inestabilidad para ese desfase en particular, y una zona limpia, que coincide con la relación entre la tensión de control y la frecuencia de salida del VCO original en oscilación libre, en la que el bucle está

3. Bucle enganchado en frecuencia clásico de banda ancha con ajuste de cuadratura

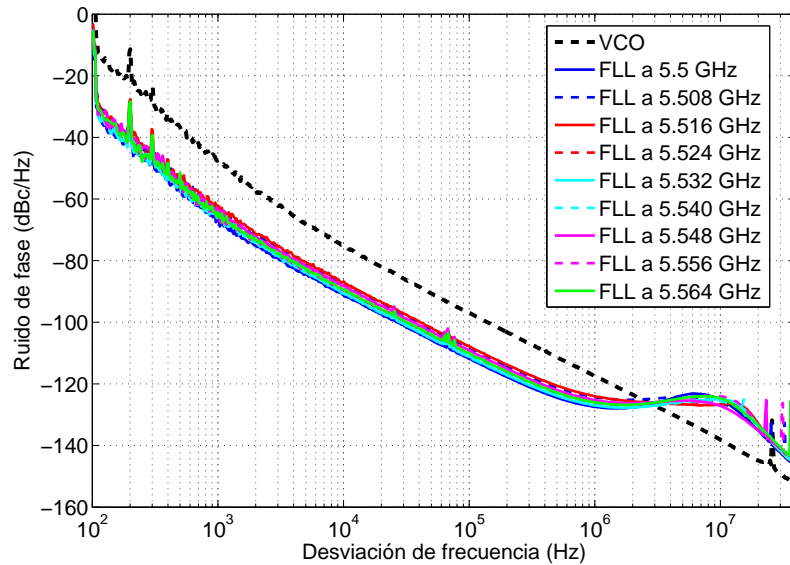


Figura 3.34.: Reducción de ruido de fase para diferentes frecuencias portadoras dentro de un ciclo del discriminador de frecuencia, comparadas con el ruido de fase del VCO original a 5.5 GHz

enganchado y funcionando correctamente. Observando las cuatro gráficas se llega a la conclusión de que, para un ciclo completo de 64 MHz, siempre hay una configuración de desfase que estabiliza el bucle, haciéndolo funcionar con la misma sensibilidad que el VCO original, pero con un ruido de fase reducido, como se ha visto en la Fig. 3.34.

3.4. Conclusiones

En este capítulo se ha detallado un extenso trabajo de diseño y caracterización de un bucle enganchado en frecuencia clásico, para la reducción del ruido de fase de un VCO. Una de las particularidades de este diseño, respecto a los anteriormente realizados, es que el diseño es específico para un VCO con un rango de frecuencias sintetizables grande. Partiendo del estudio teórico de los FLLs realizado en el capítulo 2, se llegó a la conclusión de que el elemento principal del bucle es el discriminador de frecuencia. A partir de esto, se ha diseñado un discriminador de frecuencia de banda ancha partiendo de la idea de un discriminador de frecuencia basado en línea de retardo con las siguientes características: 1) se han utilizado dos desfases que combinados producen cuatro desfases distintos que permiten mantener la sensibilidad del discriminador prácticamente constante en todo el periodo de funcionamiento y por extensión en todo el rango de frecuencias de funcionamiento; 2) se ha eliminado la señal de continua generada a la salida del discriminador por la frecuencia portadora cuando esta no se encontraba exactamente en el punto de cuadratura, eliminando de esta manera la dependencia con la portadora. Todo el diseño ha sido validado con la fabricación de un prototipo de discriminador de frecuencia que cubre la banda entre 5 y 8 GHz, mediante la conmutación de

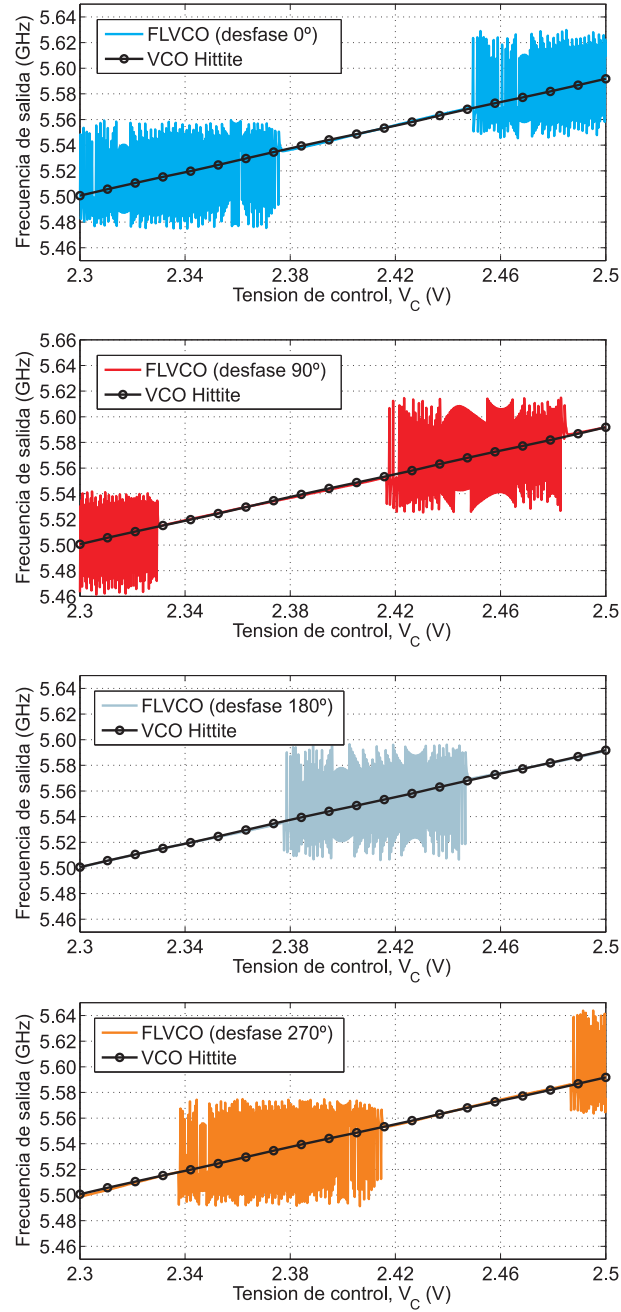


Figura 3.35.: Frecuencia sintetizada en función de la tensión de entrada del FLVCO para las cuatro posibles configuraciones de desfase: 0° , 90° , 180° y 270°

3. Bucle enganchado en frecuencia clásico de banda ancha con ajuste de cuadratura

cuatro desfases.

Tras la verificación del funcionamiento del discriminador de frecuencia, se han diseñado el resto de circuitos, los cuales se han integrado en un prototipo compacto de FLVCO. Se han realizado medidas de la respuesta en frecuencia del FLVCO en bucle abierto, para comprobar la estabilidad y el ruido generado por toda la circuitería extra, y así asegurar que la reducción de ruido de fase del FLVCO en bucle cerrado es adecuada, obteniendo resultados positivos. Por último se ha comprobado que el bucle completo funciona como un VCO con un ruido de fase reducido, con la misma sensibilidad que el VCO original a costa de la necesidad de conmutar entre cuatro desfases. Se han realizado medidas de la relación entre tensión de control y frecuencia de salida para las diferentes configuraciones de desfase. Esto ha permitido comprobar que, efectivamente, es posible mantener la sensibilidad del VCO original conmutando entre los desfasadores. Las medidas de ruido de fase en diferentes puntos del rango entre 5 y 8 GHz han demostrado que, en todo el rango, la reducción es superior a 10 dB hasta desviaciones de frecuencia respecto a la portadora de 200 kHz, y superior a 5.5 dB hasta desviaciones de frecuencia respecto de la portadora de 1 MHz. De igual modo que se ha comprobado que el funcionamiento es válido para frecuencias puntuales en el rango de frecuencias sintetizables, también se ha comprobado que en un rango de frecuencias pequeño, la reducción de ruido se mantiene, gracias a la utilización de los desfasadores.

Se puede concluir por tanto que se ha realizado el diseño y se ha probado un sistema completo FLVCO de banda ancha, con un rango de frecuencias sintetizables entre 5 y 8 GHz, con las mismas características estáticas que el VCO original sobre el que se monta el bucle, pero con una reducción de ruido de fase importante hasta desviaciones de frecuencias respecto a la portadora de 1 MHz.

4

Sistema de medida de ruido de fase de banda ancha sin ajuste de cuadratura

COMO ha quedado patente en el anterior capítulo, el discriminador de frecuencia es el bloque fundamental para la correcta operación de un FLVCO. Efectivamente, disponer de un discriminador de buena sensibilidad y bajo ruido es la clave para poder diseñar un FLL con capacidad de reducción de ruido: el discriminador mide el ruido del VCO y realimenta esa información a su entrada para reducir las fluctuaciones instantáneas de frecuencia.

Es obvio que el disponer de un discriminador de frecuencia sensible y de bajo ruido abre la posibilidad de utilizarlo como sistema de medida de ruido de fase. Por ello, en esta tesis se comenzó a estudiar la posibilidad de realizar un sistema de medida de ruido de fase usando discriminadores basados en línea de retardo. El estudio bibliográfico permitió encontrar un sistema de medida de ruido de fase basado en un discriminador en línea de retardo que, mediante la utilización de un demodulador I/Q, permitía eliminar el ajuste de cuadratura del discriminador clásico. Siguiendo la filosofía de este esquema se ha desarrollado un nuevo discriminador basado en la técnica de seis puertos que, además de eliminar la necesidad del ajuste de cuadratura, permite también una buena operación con niveles de señal reducidos. En este capítulo, este discriminador se utilizará como parte de un sistema de medida de ruido de fase, mientras que en el siguiente capítulo se utilizará para desarrollar un FLVCO mejorado que no requiera ningún tipo de señal de control para mantenerlo en cuadratura.

La estructura de este capítulo es como sigue: en primer lugar se describirán las diferentes arquitecturas y técnicas de medida que existen hasta la fecha para la medida de ruido de fase y se hará un repaso histórico, para ubicar correctamente la arquitectura propuesta. A continuación se realizará un análisis teórico de la arquitectura propuesta, gracias al cual se definirán las características de sensibilidad y suelo de ruido. Al mismo tiempo, la definición de estas características permitirá entender qué elementos del sistema son claves para mejorar las prestaciones del mismo. Por último, se detallará el diseño de un prototipo del sistema propuesto y se realizarán medidas de ruido de fase sobre un oscilador de prueba. Estas medidas serán comparadas con otras medidas realizadas con equipos de medida comerciales de estado del arte para corroborar el correcto funcionamiento del sistema propuesto.

4. Sistema de medida de ruido de fase de banda ancha sin ajuste de cuadratura

4.1. Medida de ruido de fase en osciladores

Hoy en día, una parte de la investigación sobre sistemas de medida se centra en la medida del ruido de fase en osciladores y fuentes de señal. Esta tarea, que es tan importante como la propia implementación de sistemas sintetizadores de frecuencia con bajo ruido de fase, suele estar enfocada a equipamiento de medida y metrología. Los principales requerimientos de estos sistemas de medida de ruido de fase son:

- Una alta sensibilidad. La sensibilidad se define como la variación de tensión a la salida que genera una variación de fase determinada a la entrada del sistema. Por tanto, para conseguir una medida fiable, con un nivel de señal discernible, del ruido de fase de los cada vez menos ruidosos osciladores y sintetizadores de frecuencias, es necesario un incremento de la sensibilidad a la par, si no superior, que la velocidad con la que se reduce el ruido de fase de los nuevos osciladores.
- Un bajo nivel de ruido interno del propio sistema de medida. La circuitería de detección y de amplificación de los sistemas de medida suele introducir ruido de tensión, normalmente ruido blanco y ruido *flicker*, que puede enmascarar la medida de fase, sobre todo en sistemas de medida con baja sensibilidad. Habitualmente este nivel de ruido interno es el que limita la mínima señal medible.

Existen diferentes metodologías de medida dependiendo de las características del sistema a medir, las cuales ya han sido clasificadas anteriormente en notas de aplicación y en la literatura [8, 33, 67, 68]. La separación más notable de las metodologías de medida se hace en función de si estas necesitan oscilador de referencia o no. Esta diferenciación es muy importante, ya que, como se ha comentado, el ruido de fase del oscilador de referencia influye altamente en el suelo de ruido del sistema. Por consiguiente, para evitar el exceso de ruido de fase que producen en la medida, estos osciladores de referencia deben tener un nivel de ruido de fase extremadamente bajo, lo que encarece altamente el sistema de medida final. A continuación se detallan las arquitecturas más importantes separadas en función de si necesitan oscilador local o no.

4.1.1. Medida de ruido de fase con oscilador local

Las metodologías de medida de ruido de fase con oscilador de referencia o local más conocidas son:

- Medida directa con un analizador de espectros, Fig. 4.1-a. Consiste en medir directamente la densidad espectral de potencia del oscilador. Aunque es la medida más directa, está muy limitada por las características propias del analizador de espectros. El ruido de fase de los osciladores locales, la sensibilidad, el rango dinámico o el ancho de banda de resolución del analizador limitan la capacidad de medida. Además, el analizador de espectros mezcla el ruido de amplitud y de fase, por lo que esta medida solo es válida para osciladores en los que se sabe a priori que su ruido de amplitud es despreciable respecto al ruido de fase.
- Medida heterodina, Fig. 4.1-b. Consiste en la conversión de la señal del oscilador bajo prueba a frecuencias intermedias mediante la multiplicación por una señal

4.1. Medida de ruido de fase en osciladores

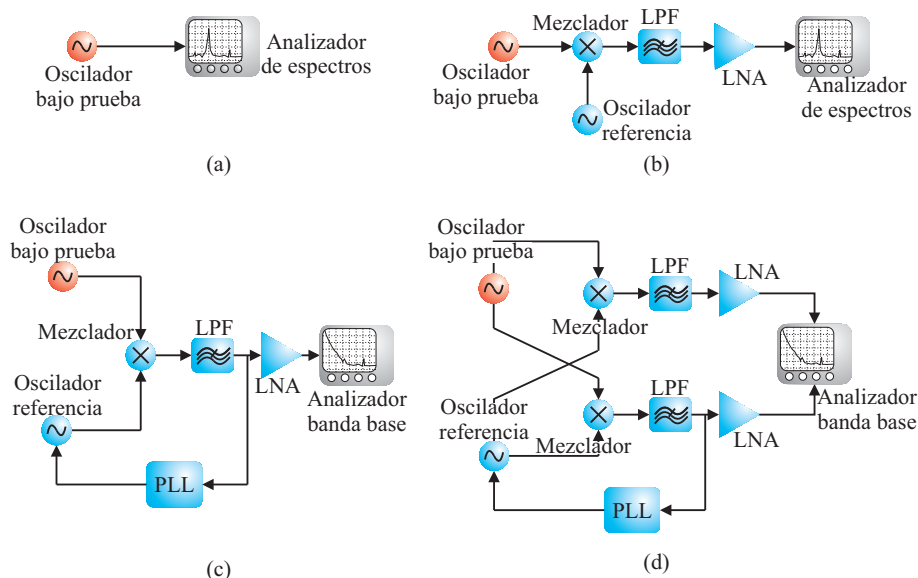


Figura 4.1.: Métodos de medida de ruido de fase con oscilador de referencia. **a)** Medida directa con analizador de espectros **b)** medida heterodina **c)** medida con detector de fase **d)** medida con técnicas de correlación.

local de referencia y el posterior filtrado. Respecto a la medida directa con analizador de espectros tiene la ventaja de que se puede aumentar el rango dinámico eliminando la portadora, y las frecuencias cercanas a ésta, con un filtrado. Sin embargo sigue teniendo las mismas limitaciones en cuanto al ruido del oscilador local y en cuanto a la mezcla de ruidos de amplitud y fase.

- Medida heterodina con detector de fase, Fig. 4.1-c. También conocido como método de cuadratura [67]. Esta técnica utiliza un oscilador local a la misma frecuencia que el oscilador cuyo ruido de fase se quiere medir. Un mezclador y un filtrado paso-bajo hacen las funciones de detector de fase. Para poder mantener la cuadratura entre los dos osciladores, es necesario un PLL que la controle.
- Medidas con técnicas de correlación, Fig. 4.1-d. Las arquitecturas como la del detector de fase se pueden duplicar con el fin de correlar las dos medidas [69, 70]. La utilización de dos medidas, totalmente incorreladas salvo por la relación entre los osciladores a medir, permite reducir el suelo de ruido del sistema y por tanto mejorar la sensibilidad del método de medida.

4.1.2. Medida de ruido de fase sin oscilador local

En el grupo de técnicas de medida de ruido que no necesitan un oscilador local están las siguientes:

- Medida con discriminador de frecuencia, Fig. 4.2-a. Mide la variación temporal de la frecuencia en lugar del ruido de fase, para su posterior conversión, siguiendo

4. Sistema de medida de ruido de fase de banda ancha sin ajuste de cuadratura

la relación que hay entre frecuencia y fase (2.4). Se basa en la comparación de la fase de la señal del oscilador con la de la misma señal desfasada por un elemento cuyo desfase depende de la frecuencia. Entre las estructuras que se usan como desfasadores dependientes de la frecuencia destacan:

- Resonadores. Al ser estructuras de banda muy estrecha, los discriminadores de frecuencia resultantes serán también de banda estrecha. Fuera de la zona de resonancia la sensibilidad del discriminador cae rápidamente. Existe la posibilidad de utilizar resonadores sintonizables o bancos de resonadores a distintas frecuencias que incrementan la complejidad de la arquitectura a cambio de aumentar el rango de frecuencias medibles.
- Líneas de retardo. El desfase de las líneas de transmisión con la frecuencia es lineal, por lo que se pueden diseñar discriminadores de frecuencia de gran ancho de banda con ellas, si se añaden desfasadores para mantener la cuadratura. Dos grandes inconvenientes son las pérdidas de inserción de la línea y la compleja circuitería de control necesaria para mantener la cuadratura.
- Medida directa digital, Fig. 4.2-b. Gracias a la gran velocidad de muestreo de los conversores analógico-digitales actuales, la digitalización de la señal temporal a la salida del oscilador bajo prueba para su posterior procesamiento mediante software se convierte en una solución interesante y barata. Aun así, la frecuencia máxima de las portadoras cuyo ruido de fase puede medir está muy limitada por la velocidad de muestreo del conversor analógico-digital y el mínimo ruido de fase discernible está también limitado por el ruido de cuantificación del conversor, no dando tan buenos resultados como las soluciones analógicas.

El uso de un oscilador local para convertir la portadora a una frecuencia intermedia es posible tanto en la medida con discriminador de frecuencia como en la medida con conversor A/D, Fig. 4.2-c. En ambos casos esta conversión de frecuencias permite trabajar con sistemas cuya frecuencia de trabajo es menor. Sin embargo, pertenecerán al grupo de sistemas de medida que utilizan un oscilador local y volverán a tener los inconvenientes generados por el ruido de fase de éste.

4.1.3. Estado del arte en medida de ruido de fase de osciladores de microondas

Desde mediados del siglo veinte, la medida del ruido de fase de osciladores ha sido una constante en la investigación en el campo de las telecomunicaciones [71–73]. Como se ha mencionado anteriormente, se han ido proponiendo diferentes arquitecturas de medida con el fin de aumentar la sensibilidad y la fiabilidad, así como para adaptarse a las nuevas tecnologías que ha ido surgiendo. Una de las primeras arquitecturas, implementada en guías de onda, es la propuesta por Dalman en 1954 [71], donde un filtrado permite atenuar la portadora de RF para medir las bandas laterales de ruido sin saturar el detector. Igualmente implementadas en guías de ondas, Ashley y Marsh [72, 74] proponen un discriminador de frecuencia basado en una cavidad discriminadora ajustable. Una arquitectura muy similar a las anteriores es la propuesta por Ondria para medir tanto ruido de amplitud como ruido de fase [73].

4.1. Medida de ruido de fase en osciladores

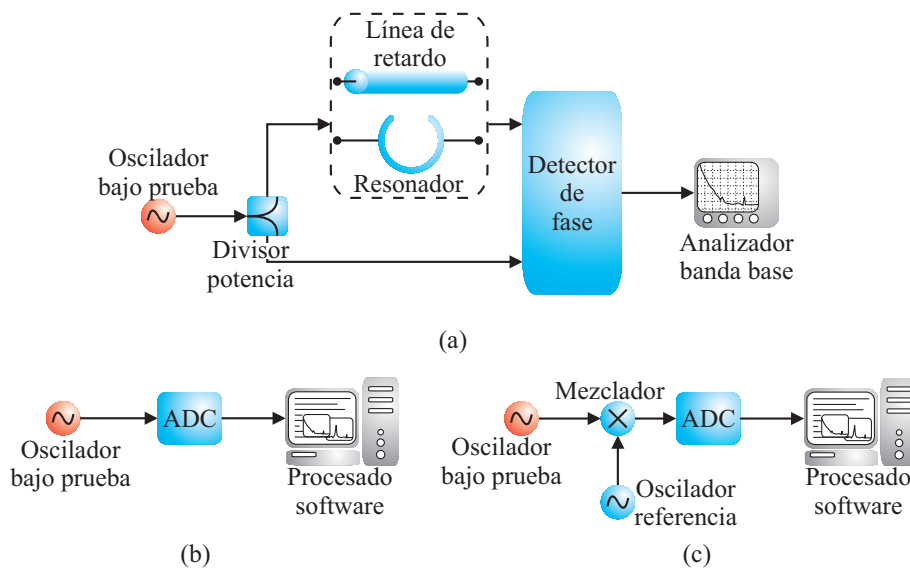


Figura 4.2.: Métodos de medida de ruido de fase sin oscilador de referencia. **a)** Medida con discriminador de frecuencia **b)** medida con convertor analógico-digital **c)** medida con convertor analógico-digital con conversión a IF.

Una mejora considerable en la sensibilidad de los sistemas de medida es la utilización de la correlación de las medidas de sistemas duplicados para minimizar el ruido interno de la instrumentación. Siguiendo esta idea, Walls propone en 1976 el uso de técnicas de correlación, junto con una arquitectura basada en detector de fase con PLL, para la mejora de la sensibilidad en las medidas de ruido de fase de osciladores [68]. Una estructura similar es propuesta por Fest en 1983 [70], donde, gracias a la correlación, se puede medir el ruido de fase de tres osciladores distintos, intercambiándolos en la arquitectura para las distintas medidas. Otra estructura también basada en la correlación de las salidas de un sistema duplicado es la propuesta más recientemente por Rubiola [75]. En este caso, la medida se hace sobre bipuertos.

Si se atiende a la ausencia de oscilador local para la medida de ruido de fase, ya las propuestas de Ashley y Ondria [72, 73] para guía de onda carecen de él. En 1978, Parzer propone otro montaje de medida que no necesita oscilador de referencia [33]. Dicha arquitectura usa un resonador cuya fase varía con la frecuencia y un detector de fase para medir dicha variación. Arquitecturas parecidas a la de Parzer también han sido propuestas por Brozobich [34] y Lozowsky [76]. En ellas un resonador formado por un circulador y una línea de transmisión de longitud ajustable, terminada en cortocircuito, hacen la función de desfasador variable con la frecuencia.

Más recientemente, han sido propuestos diversos sistemas de medida de ruido de fase, basados en discriminador de frecuencia y por tanto sin necesidad de oscilador de referencia. En [35] se propone un sistema *on-chip* basado en línea de retardo con autocalibración. En 2010, Gheidi propone una arquitectura de medida de banda ancha sin necesidad de ajuste de cuadratura [31, 32], en la que una estructura dual permite la obtención de dos señales en fase y en cuadratura (*I/Q*) cuya fase contiene las variaciones temporales de frecuencia. A partir de estas señales y con ayuda de una circuitería de

4. Sistema de medida de ruido de fase de banda ancha sin ajuste de cuadratura

banda base, análoga al cuadracorrelador balanceado propuesto en [77, 78], se extrae la información de la frecuencia.

Las estructuras propuestas por Gheidi anteriormente mencionadas utilizan mezcladores como detectores de fase. Una nueva posibilidad es la utilización de arquitecturas interferométricas haciendo uso de híbridos y detectores de potencia funcionando como mezcladores balanceados (como ya se detalló en el capítulo 3), y un paso más sobre este tipo de estructuras es la utilización de receptores de seis-puertos, inicialmente introducidos por Engen a finales de los setenta [79], para la medida de ruido de fase. Unas primeras propuestas del uso de arquitecturas de seis-puertos para la medida de ruido de fase son las realizadas por Tatu para unipuertos y bipuertos [80]. Sin embargo, estas topologías de medida siguen necesitando un oscilador de referencia, con los consecuentes problemas. De igual forma, Peng propone en 2011 la utilización del seis-puertos en otra arquitectura detectora de fase simple [81]. Estas investigaciones abren la puerta a la utilización de seis-puertos en medidas interferométricas de ruido de fase con discriminadores basados en líneas de retardo.

En el campo, totalmente diferente, de la medida de ruido de fase software, mediante la digitalización directa de la señal temporal de entrada, se pueden destacar la propuesta de Grove de un sistema de medida de ruido de fase totalmente digitalizado [82], o la de Anglisani en 2008, donde un sistema totalmente digital, basado en un esquema de demodulación en cuadratura, permite medir el ruido de fase en tiempo real, [83]. Los sistemas digitales de medida de ruido de fase son relativamente nuevos debido a que no hace mucho que se están obteniendo convertidores analógico-digitales con suficiente velocidad de muestreo y bits de cuantificación para las prestaciones que la medida de ruido de fase requiere. Aun así, esta velocidad de muestreo limita en gran parte el rango de uso de estas técnicas y el ruido de cuantificación de los convertidores limita en gran medida el mínimo ruido de fase medible.

4.2. Discriminador basado en línea de retardo con receptor I/Q de seis-puertos

La arquitectura que se propone para la medida de ruido de fase se muestra en la Fig. 4.3. Al ser una arquitectura de discriminador de frecuencia basada en línea de retardo, es capaz de cubrir un gran ancho de banda, siempre que el resto de bloques de RF también sean de banda ancha. Además, al utilizar un detector de fase dual, con señales en fase y en cuadratura, permite la detección sin necesidad de ajuste de cuadratura, siguiendo el mismo principio que los discriminadores de frecuencia sin desfasador en [31, 32]. Como se puede observar en la Fig. 4.3, este discriminador de frecuencia está formado por los dos bloques funcionales básicos de un discriminador basado en línea de retardo, tal y como ya se detallaron en la descripción del mismo en el capítulo 3. Estos son: un convertidor de frecuencia a fase y un detector de fase.

Como ya se explicó anteriormente, el convertidor frecuencia a fase está compuesto por un divisor de potencia y una línea de retardo. A diferencia del discriminador clásico, que necesitaba ajuste de cuadratura, este discriminador no utiliza desfasador ajustable en la rama opuesta a la de la línea de retardo, ya que en esta nueva arquitectura es capaz de eliminar la dependencia con la cuadratura a partir de las señales I y Q detectadas.

4.2. Discriminador basado en línea de retardo con receptor I/Q de seis-puertos

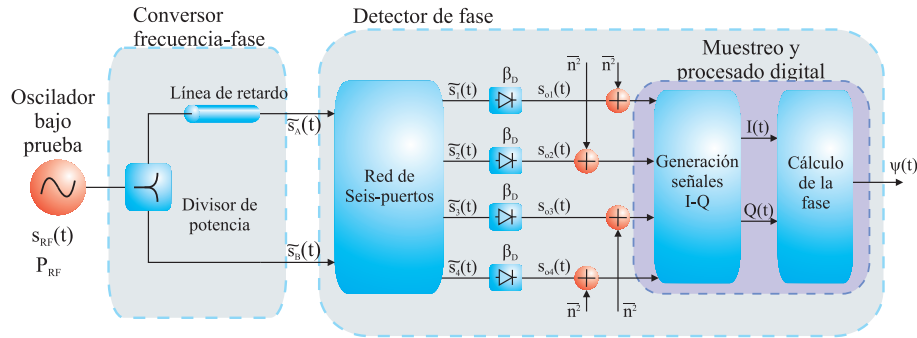


Figura 4.3.: Diagrama de bloques del discriminador de frecuencia sin necesidad de ajuste de cuadratura propuesto.

Por su parte, el detector de fase se diseña a partir de un receptor I/Q basado en un demodulador de seis-puertos. En este detector de seis-puertos, las salidas de los detectores de potencia serán digitalizadas y posteriormente procesadas para la obtención de las señales I/Q y, a partir de ellas, el ruido de fase del oscilador bajo prueba. Es recomendable la digitalización justo tras la detección, aunque se haya demostrado la posibilidad de la obtención de esta señal de forma analógica, ya que así se minimizan las etapas analógicas de baja frecuencia, las cuales son una fuente de ruido. La utilización de un receptor de seis-puertos es dual a la utilización de mezcladores, tal y como se hace en [31], ya que estas dos estructuras son equivalentes, Fig. 4.4. Sin embargo, la utilización de arquitecturas con seis-puertos ofrece ventajas como el funcionamiento del sistema con potencias de entrada medias y bajas.

Para realizar el análisis teórico del funcionamiento del discriminador de frecuencia propuesto, se parte, al igual que en el discriminador clásico, de una señal de RF a la entrada, con una variación temporal aleatoria en la fase de la misma, o lo que es lo mismo, con ruido de fase, y con una variación temporal de la amplitud de la misma, o ruido de amplitud. Esta señal es

$$s_{RF}(t) = V_{RF} \cdot (1 + \epsilon(t)) \cos(\omega_c \cdot t + \varphi(t)) \quad (4.1)$$

donde, de igual forma que para el análisis del discriminador clásico, V_{RF} es la amplitud de la señal de entrada, $\epsilon(t)$ es la variación temporal de la amplitud, ω_c es la frecuencia portadora y $\varphi(t)$ es la variación temporal de la fase de la señal de RF.

De igual manera, la ecuación (4.1) se puede representar en forma fasorial como una envolvente compleja

$$\tilde{s}_{RF}(t) = V_{RF} \cdot (1 + \epsilon(t)) e^{j\varphi(t)} \quad (4.2)$$

Y, si representamos la señal en función de la potencia de entrada, el fasor resultante es el siguiente:

$$\tilde{s}_{RF}(t) = \sqrt{2 \cdot P_{RF}} (1 + \epsilon(t)) e^{j\varphi(t)} \quad (4.3)$$

El convertor frecuencia a fase de la nueva arquitectura discriminadora es similar al de la arquitectura discriminadora clásica, detallada en el capítulo 3, y serán afectadas de la misma forma. Por tanto, las señales a la entrada de la red de seis-puertos serán

4. Sistema de medida de ruido de fase de banda ancha sin ajuste de cuadratura

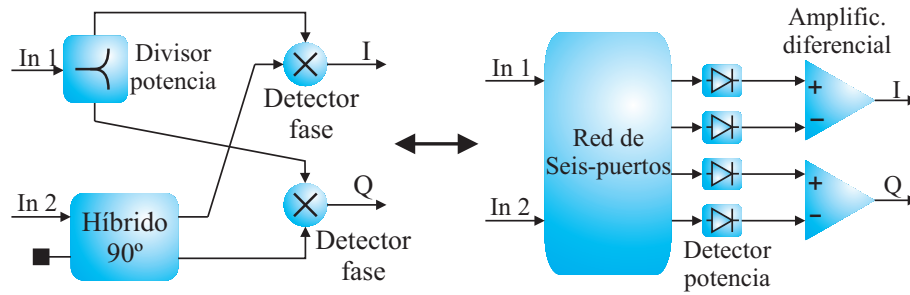


Figura 4.4.: Equivalencia entre demodulador I/Q utilizando mezcladores como detectores de fase y un demodulador I/Q utilizando una red de seis-puertos.

$$\tilde{s}_A(t) = \frac{\tilde{s}_{RF}(t - \tau_{dl})}{\sqrt{2}} e^{-j\omega_c \tau_{dl}} \quad (4.4)$$

$$\tilde{s}_B(t) = \frac{\tilde{s}_{RF}(t)}{\sqrt{2}} \quad (4.5)$$

donde, de nuevo τ_{dl} es el retardo temporal de la línea de retardo. Para simplificar, a partir de ahora el producto $\omega_c \tau_{dl}$ se representará como ϕ_0 . Esta variable será el desfase generado por la frecuencia portadora y será constante mientras no varíe la portadora de RF. Este desfase tendrá un periodo, que dependerá del retardo de la línea de retardo, de $1/\tau_{dl}$ Hz.

Para analizar el paso de las señales por la red de seis-puertos se considera que ésta está formada por cuatro híbridos de 90° y un desfasado de 90° , como la red propuesta en [56], ya que esta red es la que se ha decidido utilizar para el prototipo. Si además se supone que la red es pasiva e ideal, es decir, que solamente se tendrán en cuenta los 6 dB de pérdidas de inserción y los híbridos están totalmente balanceados tanto en amplitud como en fase, las señales en cada una de las cuatro salidas del seis-puertos son

$$\tilde{s}_1(t) = \frac{1}{2} \cdot (\tilde{s}_B(t) + \tilde{s}_A(t)) \quad (4.6)$$

$$\tilde{s}_2(t) = \frac{1}{2} \cdot (\tilde{s}_B(t) - \tilde{s}_A(t)) \quad (4.7)$$

$$\tilde{s}_3(t) = \frac{1}{2} \cdot (\tilde{s}_B(t) + j \cdot \tilde{s}_A(t)) \quad (4.8)$$

$$\tilde{s}_4(t) = \frac{1}{2} \cdot (\tilde{s}_B(t) - j \cdot \tilde{s}_A(t)) \quad (4.9)$$

Utilizando el concepto de los centros de la arquitectura de seis-puertos, ya introducido en [79], esto es, $q_i = -S_{i2}/S_{i1}$, las expresiones de (4.6) a (4.9) se pueden reescribir juntas en una única expresión

$$\tilde{s}_i(t) = \frac{1}{2} \cdot (\tilde{s}_B(t) - q_i \cdot \tilde{s}_A(t)), \quad \text{para } i = 1 \dots 4 \quad (4.10)$$

donde los centros de la arquitectura de seis-puertos son

4.2. Discriminador basado en línea de retardo con receptor I/Q de seis-puertos

$$\begin{aligned} q_1 &= -1 \\ q_2 &= 1 \\ q_3 &= -j \\ q_4 &= j \end{aligned} \quad (4.11)$$

La tensión instantánea a la salida de los detectores de potencia se puede calcular fácilmente si se asume que los diodos trabajan en zona cuadrática y se incluye el filtrado de las componentes superiores. La componente de baja frecuencia a la salida de los detectores será por tanto

$$\begin{aligned} s_{oi}(t) &= \beta_D \cdot |\tilde{s}_i(t)|^2 \\ &= \frac{\beta_D}{4} \cdot |\tilde{s}_B(t) - q_i \cdot \tilde{s}_A(t)|^2, \quad \text{para } i = 1 \dots 4 \end{aligned} \quad (4.12)$$

donde la sensibilidad del detector de potencia viene definida por β_D . De igual forma que ocurría en el discriminador de frecuencia clásico, cuando los diodos no trabajan en zona de ley cuadrática, la salida del detector de potencia no tiene que ser lineal con la potencia de entrada. La tensión de salida de los detectores será una función dependiente de la potencia de entrada al discriminador y de la sensibilidad de los diodos detectores, $V_{outPD} = f(P_{RF}, \beta_D)$.

Si los cuatro detectores de potencia son ideales, esto es, funcionan en ley cuadrática y tienen la misma sensibilidad, entonces, la tensión instantánea de salida (4.12) se puede reescribir de la siguiente forma

$$s_{oi}(t) = \frac{|\tilde{s}_A(t)|^2}{4} \cdot \beta_D \left| \tilde{\Gamma}(t) - q_i \right|^2, \quad \text{para } i = 1 \dots 4 \quad (4.13)$$

donde $\tilde{\Gamma}(t)$ es una variable compleja que relaciona las dos entradas de la arquitectura del seis-puertos, tal y como se demuestra en [84]. Esta variable compleja incluye en su fase información sobre el ruido de frecuencia a la entrada del discriminador.

$$\tilde{\Gamma}(t) = \frac{\tilde{s}_B(t)}{\tilde{s}_A(t)} = \frac{1 + \epsilon(t)}{1 + \epsilon(t - \tau_{dl})} \cdot e^{j(\psi(t) + \phi_0)} \quad (4.14)$$

En (4.14) se observa como la fase de la variable compleja $\tilde{\Gamma}(t)$ tiene un valor fijo, ϕ_0 , que depende de la portadora de frecuencia, y un valor variable, $\psi(t)$, que depende de la variación de frecuencia alrededor de la portadora. Esta dependencia es válida para valores de retardo τ_{dl} muy pequeños, gracias a la siguiente relación

$$\psi(t) = \varphi(t) - \varphi(t - \tau_{dl}) \approx \frac{d\varphi(t)}{dt} \cdot \tau_{dl} \quad (4.15)$$

Si se opera (4.13) utilizando la relación del módulo al cuadrado de dos números complejos, tal y como se detalla en el apéndice A y sabiendo que $|q_i|^2 = 1$ siempre, se obtienen la siguientes expresiones de las cuatro señales a la salida de los detectores de potencia.

4. Sistema de medida de ruido de fase de banda ancha sin ajuste de cuadratura

$$s_{o1}(t) = \frac{|\tilde{s}_A(t)|^2}{4} \cdot \beta_D \cdot \left(1 + |\tilde{\Gamma}(t)|^2 + 2 \cdot \Re \left\{ \tilde{\Gamma}(t) \right\} \right) \quad (4.16)$$

$$s_{o2}(t) = \frac{|\tilde{s}_A(t)|^2}{4} \cdot \beta_D \cdot \left(1 + |\tilde{\Gamma}(t)|^2 - 2 \cdot \Re \left\{ \tilde{\Gamma}(t) \right\} \right) \quad (4.17)$$

$$s_{o3}(t) = \frac{|\tilde{s}_A(t)|^2}{4} \cdot \beta_D \cdot \left(1 + |\tilde{\Gamma}(t)|^2 - 2 \cdot \Im \left\{ \tilde{\Gamma}(t) \right\} \right) \quad (4.18)$$

$$s_{o4}(t) = \frac{|\tilde{s}_A(t)|^2}{4} \cdot \beta_D \cdot \left(1 + |\tilde{\Gamma}(t)|^2 + 2 \cdot \Im \left\{ \tilde{\Gamma}(t) \right\} \right) \quad (4.19)$$

Como se puede ver claramente, la combinación dos a dos de las salidas de la red de seis-puertos permite obtener las señales en fase y en cuadratura (I/Q) de la variable compleja $\tilde{\Gamma}(t)$. Estas componentes vienen además escaladas por un valor que depende de la potencia de entrada y de la sensibilidad de los detectores de potencia.

$$\begin{aligned} I(t) &= s_{o1}(t) - s_{o2}(t) = |\tilde{s}_A(t)|^2 \cdot \beta_D \cdot \Re \left\{ \tilde{\Gamma}(t) \right\} \\ &= P_{RF} \cdot \beta_D \cdot \Re \left\{ \tilde{\Gamma}(t) \right\} \end{aligned} \quad (4.20)$$

$$\begin{aligned} Q(t) &= s_{o4}(t) - s_{o3}(t) = |\tilde{s}_A(t)|^2 \cdot \beta_D \cdot \Im \left\{ \tilde{\Gamma}(t) \right\} \\ &= P_{RF} \cdot \beta_D \cdot \Im \left\{ \tilde{\Gamma}(t) \right\} \end{aligned} \quad (4.21)$$

La variable compleja que se obtiene se define como $\tilde{\eta}(t)$ y es una versión escalada de la relación entre las dos entradas al detector de fase, $\tilde{\Gamma}(t)$. Están relacionadas de la siguiente forma

$$\tilde{\eta}(t) = I(t) + jQ(t) = P_{RF} \cdot \beta_D \cdot \tilde{\Gamma}(t) \quad (4.22)$$

En la Fig. 4.5 se representa la variable compleja obtenida a partir de las componentes I y Q. En ella se puede observar también que el ruido de amplitud es totalmente independiente de la medida de ruido de fase, y por tanto, el primero no influye en la medida del segundo. Las fluctuaciones de frecuencia y por tanto el ruido de fase a la entrada, se miden a partir de la fase de la variable compleja $\tilde{\eta}(t)$, mientras que el ruido de amplitud solamente afecta al módulo de esta variable compleja. Por supuesto, todo esto está sujeto a la suposición de tener una arquitectura de seis-puertos totalmente balanceada tanto en amplitud como en fase.

La fase de las dos variables complejas, $\tilde{\Gamma}(t)$ y $\tilde{\eta}(t)$, es la misma, ya que solamente las diferencia un escalado del módulo. Es, por tanto, sencillo extraer la información de la fase de la variable compleja detectada y a partir de ella hacer los cálculos necesarios para sacar de ésta la información del ruido de fase a la entrada.

$$\angle \tilde{\eta}(t) = \psi(t) + \phi_0 = \varphi(t) - \varphi(t - \tau_{al}) + \phi_0 \quad (4.23)$$

Si de (4.23) se elimina la componente continua, proporcional a la portadora de RF y que no contiene información ninguna de las variaciones de frecuencia a la entrada,

4.2. Discriminador basado en línea de retardo con receptor I/Q de seis-puertos

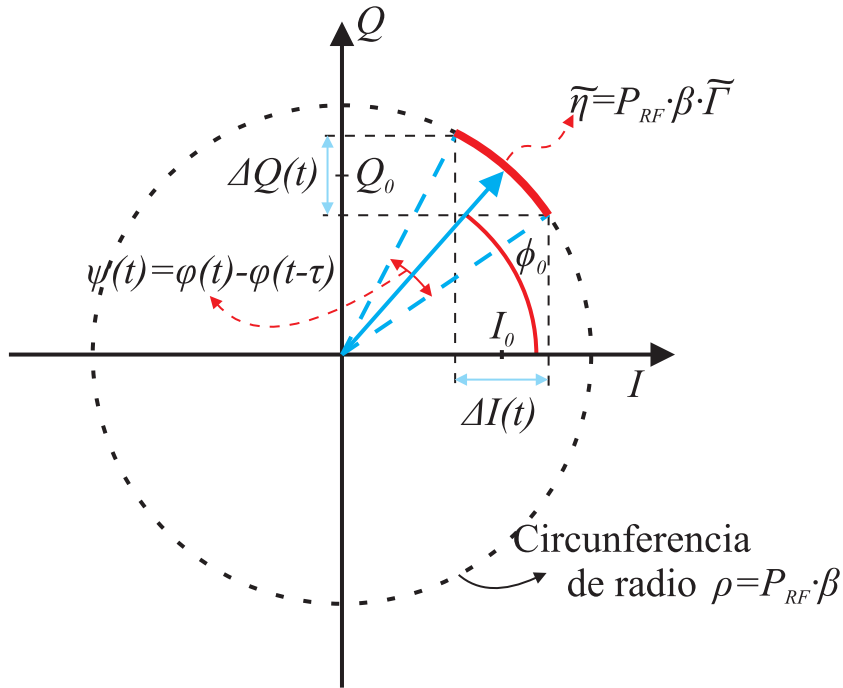


Figura 4.5.: Representación de la variable $\tilde{\eta}(t)$ en el plano complejo a partir de sus componentes en fase y en cuadratura.

solamente queda una variable temporal de fase que es proporcional a las variaciones de frecuencia del dispositivo bajo prueba y, consecuentemente, a la derivada de las fluctuaciones de fase a la entrada del discriminador. Esta variación temporal de la frecuencia puede representarse en el dominio frecuencial, como una densidad espectral de potencia.

$$S_{\psi\psi}(f) = PSD \{ \psi(t) \} \quad (4.24)$$

De esta forma se puede obtener una relación sencilla en el dominio de la frecuencia entre las fluctuaciones de fase y de frecuencia. A partir de (4.15), y ayudándonos de las transformaciones básicas en el dominio de Fourier, se obtiene la siguiente relación entre la densidad espectral del ruido de fase a la entrada y la densidad espectral de la fase de la variable compleja medida por el discriminador de frecuencia

$$S_{\varphi\varphi}(f) = \frac{S_{\psi\psi}(f)}{|1 - e^{-j2\pi f\tau_{dl}}|^2} \quad (4.25)$$

donde f es la desviación de frecuencia respecto a la portadora de frecuencia y $S_{\varphi\varphi}$ es la densidad espectral de potencia de las fluctuaciones de fase del dispositivo a la entrada, $\varphi(t)$. Para retardos de la línea de retardo pequeños, el término exponencial en (4.25) se puede aproximar por los dos primeros términos de su equivalente en series de Taylor, obteniendo la siguiente simplificación de la relación (4.25).

$$S_{\varphi\varphi}(f) = \frac{S_{\psi\psi}(f)}{|2\pi f\tau_{dl}|^2} \quad (4.26)$$

4. Sistema de medida de ruido de fase de banda ancha sin ajuste de cuadratura

Como era de esperar, esta expresión corresponde, en el dominio de la frecuencia, a la relación derivada existente entre la frecuencia y la fase en el dominio del tiempo, como ya se aproximó en (4.15).

A partir de (4.26) se puede concluir que es posible medir el ruido de fase de un dispositivo bajo prueba a la entrada del discriminador de frecuencia propuesto a partir de la medida de la fase de la señal compleja detectada por éste. Se observa que no es una relación directa, ya que, como el nombre del propio dispositivo especifica, la detección que se realiza es variaciones de frecuencia y es necesaria una integración para la obtención del ruido de fase. Aunque es posible la realización totalmente analógica de la circuitería para la obtención de la fase de $\tilde{\eta}(t)$ a la salida, como se muestra en [32], es preferible la digitalización de las señales a la salida de los detectores de potencia y el posterior procesado software para minimizar las fuentes de ruido del sistema. En este caso, y como se verá en el siguiente apartado, son los detectores de potencia y la propia tarjeta digitalizadora, las principales fuentes de ruido interno que limitarán el funcionamiento del sistema.

4.3. Análisis de ruido

En el apartado anterior no se han tenido en cuenta las fuentes de ruido interno para el análisis del sistema medidor propuesto ya que no era necesario para la caracterización de su función de transferencia. Sin embargo, el ruido generado internamente es muy importante debido a que es uno de los factores limitantes de la sensibilidad. Prácticamente todo el sistema es pasivo y, por tanto, los efectos ruidosos de esos bloques son mínimos, si no nulos, comparados con otras fuentes de ruido más importantes. Las dos grandes fuentes de ruido en el caso de realizar la conversión analógica-digital a la salida de los detectores de potencia son: i) los detectores de potencia a las salidas del seis-puertos (diodos detectores, amplificadores operacionales y resistencias), y ii) el propio sistema digitalizador. Para el análisis del ruido, estas dos fuentes son referidas a la salida de los detectores de potencia, como se muestra en la Fig. 4.3. Su densidad espectral de potencia se mide en V^2/Hz y, ya que las dos fuentes de ruido son independientes, el ruido interno total a la salida de cada detector se define como

$$\overline{n_{T,i}^2} = \overline{n_{DAQ,i}^2} + \overline{n_{PD,i}^2}, \quad \text{para } i = 1 \dots 4 \quad (4.27)$$

donde $\overline{n_{DAQ,i}^2}$ es el ruido generado por el canal i de sistema digitalizador y $\overline{n_{PD,i}^2}$ es el ruido generado en el detector de potencia i . De este modo, si se incluye el ruido en el análisis del sistema realizado en el apartado anterior, cada una de las señales de salida de los detectores de potencia tendrá la siguiente forma

$$s_{oi}(t) = \frac{P_{RF}}{4} \cdot \beta_D \cdot \left(1 + |\tilde{\Gamma}(t)|^2 - 2 \cdot \Re \left\{ q_i^* \cdot \tilde{\Gamma}(t) \right\} \right) + n_{T,i}(t), \quad \text{para } i = 1 \dots 4 \quad (4.28)$$

donde $n_{T,i}(t)$ es la variación temporal de la tensión a la salida de los detectores de potencia debida al ruido interno del sistema y los valores de los q_i ya fueron definidos

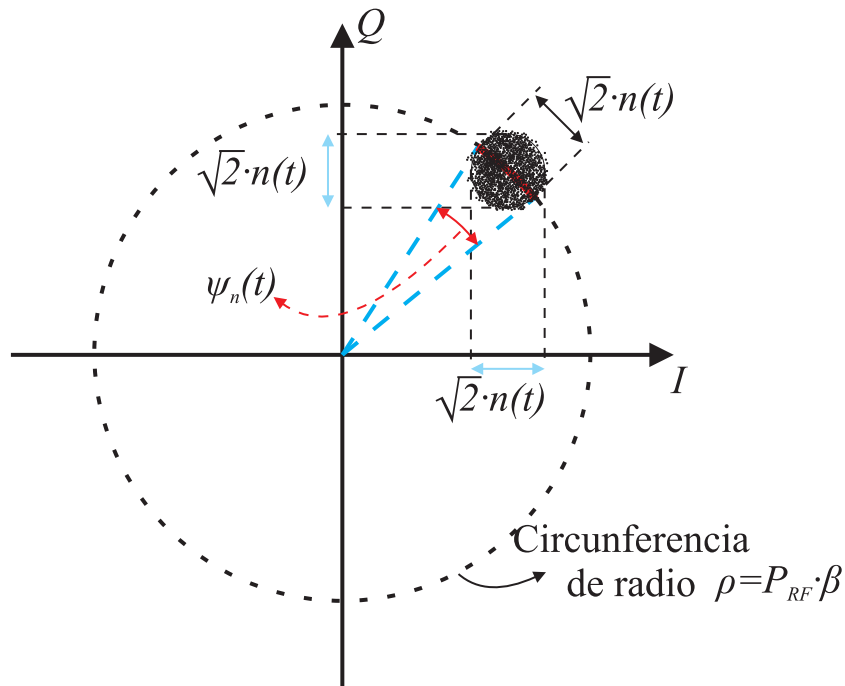


Figura 4.6.: Representación de la variable ruidosa $\tilde{\eta}_n(t)$ en el plano complejo a partir de sus componentes en fase y en cuadratura.

en (4.11). Se asume que el ruido de los cuatro detectores de potencia es igual y que los mismo ocurre con los canales del sistema conversor analógico-digital. Por tanto, el ruido total referido a la salida de los detectores de potencia serán igual, $\overline{n_{T,i}^2} = \overline{n^2}$ para cualquier valor de i .

Siguiendo el desarrollo del apartado anterior, las señales I/Q recuperadas también tendrán una componente ruidosa que se sumará a la señal deseada.

$$I(t) = P_{RF} \cdot \beta_D \cdot \Re e \{ \tilde{\Gamma}(t) \} + \sqrt{2} \cdot n(t) \quad (4.29)$$

$$Q(t) = P_{RF} \cdot \beta_D \cdot \Im m \{ \tilde{\Gamma}(t) \} + \sqrt{2} \cdot n(t) \quad (4.30)$$

donde $n_{T,i}(t) = n(t)$ para todo i .

Si ahora se vuelve a generar la variable compleja $\tilde{\eta}(t)$ a partir de las componentes I y Q ruidosas, se comprueba que la nueva variable compleja, definida como $\tilde{\eta}_n(t)$, también es ruidosa, como se puede ver en su representación en la Fig. 4.6. En esta figura se observa como las variaciones de tensión generadas por las fuentes de ruido, $n(t)$, provocan una fluctuación aleatoria en la fase de la variable compleja $\tilde{\eta}_n(t)$ que no depende de las variaciones de la frecuencia a la entrada y que se ha definido como $\psi_n(t)$. Puesto que el ruido en la fase de $\tilde{\eta}_n(t)$ generado internamente por el sistema de medida será pequeño, se puede hacer la aproximación de ángulo pequeño, por la cual el arco generado por la variación $\psi_n(t)$ en la circunferencia de radio ρ se aproxima a una línea recta con una amplitud aproximada de $\sqrt{2} \cdot n(t)$.

4. Sistema de medida de ruido de fase de banda ancha sin ajuste de cuadratura

Finalmente, se obtiene la variación del ángulo debida al ruido interno en función de la longitud del arco y del radio de la circunferencia como

$$\psi_n(t) = \angle \tilde{\eta}_n(t) = \frac{\sqrt{2} \cdot n(t)}{(\beta_D \cdot P_{RF})} \quad (4.31)$$

Esta expresión se puede expresar también como densidad espectral de potencia de la siguiente forma

$$S_{\psi_n \psi_n}(f) = S_{nn}(f) \frac{2}{|\beta_D \cdot P_{RF}|^2} \quad (4.32)$$

donde $S_{\psi_n \psi_n}(f)$ es la densidad espectral de las fluctuaciones de la fase de la variable compleja $\tilde{\eta}_n(t)$ generadas por el ruido interno del sistema, cuya densidad espectral es $S_{nn}(f)$.

A partir de (4.32) se demuestra que la contribución del ruido será menor cuanto mayor sea el producto entre la potencia de entrada y la sensibilidad de los detectores de potencia, esto es, el ruido interno afectará menos cuanto mayor sea la tensión a la salida de los detectores de potencia.

Para comprender más claramente las limitaciones del sistema de medida propuesto se define el suelo de ruido de fase del mismo, es decir, el mínimo valor discernible de ruido de fase a la entrada que no queda enmascarado por el ruido interno. Este suelo de ruido de fase se calcula convirtiendo el ruido de tensión interno del sistema a ruido de fase equivalente a la entrada. Para ello se elimina toda fuente de ruido a la entrada del sistema y se utiliza el ruido de tensión como una señal de ruido detectada a la salida de los detectores y se realizan los cálculos para la medida normal de ruido de fase. De esta forma, el suelo de ruido de fase final queda como

$$S_{\varphi_n \varphi_n}(f) = S_{\psi_n \psi_n}(f) \frac{1}{|2\pi f \tau_{dl}|^2} = S_{nn}(f) \frac{2}{|\beta_D \cdot P_{RF}|^2} \cdot \frac{1}{|2\pi f \tau_{dl}|^2} \quad (4.33)$$

A partir de (4.33) se pueden sacar dos importantes conclusiones:

- Debido a que el sistema de medida es un discriminador de frecuencia, la densidad espectral del suelo de ruido de fase tiene una pendiente de 20 dB por década, debido a la dependencia inversa con la desviación de frecuencia respecto a la portadora, f .
- La reducción del suelo de ruido de fase se puede abordar de tres formas diferentes:
 - Incrementando la tensión a la salida de los detectores de potencia. Como ya se ha dicho anteriormente, esto se puede conseguir aumentando la potencia de entrada o incrementando la sensibilidad del detector de potencia.
 - Incrementando el retardo de la línea de retardo. Este incremento se consigue a su vez aumentando la longitud de dicha línea. Esta solución tiene el problema del incremento de las pérdidas y por tanto la disminución de la potencia que llega a los detectores de potencia, de igual manera que ocurría para el discriminador clásico.

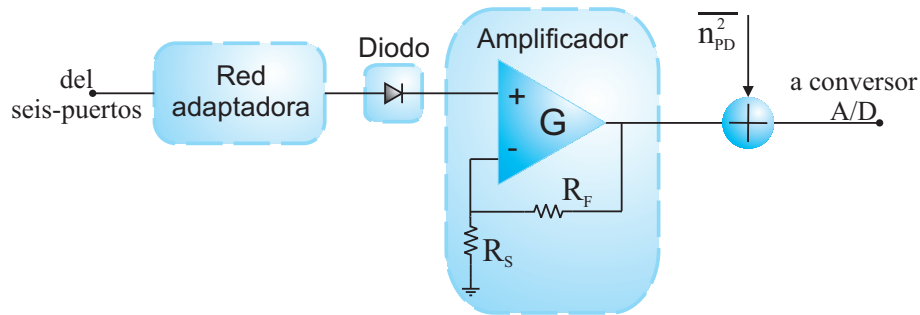


Figura 4.7.: Diagrama de bloques de los detectores de potencia del discriminador de frecuencia con seis-puertos junto con la fuente de ruido referida a la salida.

- Reduciendo el nivel de ruido interno del sistema. Esta última solución se puede conseguir gracias a una etapa detectora menos ruidosa o mediante la utilización de un sistema conversor analógico-digital poco ruidoso.

Para poder reducir el ruido interno del sistema de medida es necesario un buen conocimiento de las fuentes de ruido de éste. Es por ello que a continuación se va a hacer un pequeño análisis del ruido generado tanto por el conversor analógico-digital como por los detectores de potencia.

Sistema conversor analógico-digital

Para la conversión analógica-digital, se utilizará una tarjeta de adquisición de datos (DAQ) NI-6115 [85] de National Instruments. El ruido de estas tarjetas depende del ruido de la electrónica de conversión y de los bits de cuantificación de los que dispone la tarjeta. En el segundo caso, un mayor número de bits permite más niveles de cuantificación y, para un mismo rango de tensiones de entrada, esto implica un salto mínimo de tensión menor, con lo que el error de cuantificación disminuye. La densidad espectral del ruido de la tarjeta utilizada se obtiene a partir de la siguiente fórmula

$$\overline{n_{DAQ}^2} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{(1,3 \cdot \Delta V)^2}{f_s} \right) \quad (4.34)$$

donde f_s es la frecuencia de muestreo de la tarjeta y ΔV es el salto mínimo de cuantificación.

Detectores de potencia

En el caso de los detectores de potencia, el esquema que tendrán estos será similar al de los detectores usados en el discriminador de frecuencia clásico del capítulo 3, cuyo esquema circuital se puede ver en la Fig. 4.7. El único cambio realizado está en la ganancia del amplificador, que en este caso será de 20 V/V (26 dB), para maximizar la señal que llega a los conversores analógico-digitales sin saturarlos. Por tanto, la fórmula que fija el ruido es la misma que ya fue detallada en el capítulo 3. El voltaje de ruido a la salida del detector de potencia es

4. Sistema de medida de ruido de fase de banda ancha sin ajuste de cuadratura

$$\overline{n_{PD}^2} = 4KT_0 (R_F + R_V \cdot G) \cdot G + i_n^2 \left((R_V \cdot G)^2 + R_F^2 \right) + (e_n \cdot G)^2 \quad (4.35)$$

4.4. Simulaciones y medidas

Para comprobar el funcionamiento de la arquitectura de medida de ruido de fase propuesta, se ha decidido diseñar, simular y fabricar un prototipo. Ya que este sistema se reutilizará para integrarlo en un FLVCO que reducirá el ruido de fase al mismo VCO comercial que se utilizó en el capítulo 3, gran parte de los bloques funcionales que lo van a componer (divisor de potencia Wilkinson, línea de retardo y detectores de potencia) también se reutilizarán y, por tanto, ya han sido diseñados con anterioridad para el discriminador de frecuencia clásico con ajuste de cuadratura. Si se atiende al esquema del discriminador de la Fig. 4.3, el resto de los bloques funcionales de éste son:

- La arquitectura de seis-puertos que se ha utilizado está formada por cuatro híbridos de 90° y un desfasador de 90° , y ha sido diseñada anteriormente por el equipo de investigación [56]. Esta arquitectura hace uso de nuevo de híbridos y un desfasador acoplados por ranura con un corrugado en la ranura que permite aumentar el ancho de banda de funcionamiento. Se ha demostrado que esta red de seis-puertos tiene unos valores de desbalanceo de amplitud y de fase de los centros muy bajos ($\pm 0,8$ dB y $\pm 2,5^\circ$, respectivamente) en toda la banda de frecuencias entre 3.1 y 10.6 GHz sin necesidad de calibración alguna, ofreciendo una arquitectura de estado del arte. Además, tiene unas pérdidas de retorno y un aislamiento superior a 20 dB.
- Para la función de digitalización se ha elegido una tarjeta de adquisición de datos NI-6115 [85] con un adaptador para puertos BNC NI-2110 [86] de National Instruments. Dicha tarjeta dispone de cuatro entradas digitalizadoras con un rango de tensión de entrada configurable desde un mínimo de 200 mV_{pp} hasta una tensión máxima de 5 V_{pp}. Dispone de 12 bits de cuantificación que permite distinguir un salto de tensión mínimo, ΔV , de 97.7 μ V.

Para la simulación se ha utilizado el entorno de simulación de circuitos Advanced Design System (ADS) de Agilent Technologies. Dependiendo de la naturaleza de los bloques funcionales, estos se han simulado de distinta forma. Para simular los bloques pasivos de RF como el divisor de potencia y la red de seis-puertos se han utilizado los parámetros S obtenidos de simulaciones electromagnéticas 3D con HFSS de Ansys. El modelado de la línea de retardo y de los detectores de potencia se han realizado directamente con bloques de ADS, tal y como se mostró con el discriminador clásico.

Para las medidas, se ha montado un prototipo como el que se muestra en la Fig. 4.8. Además de la parte física del sistema medidor de ruido de fase, cuyos bloques ya han sido descritos, también existe una pequeña parte software que procesa las cuatro señales detectadas y digitalizadas. El software creado se ha realizado con Matlab y no incluye ningún tipo de calibración. En la Fig. 4.9 se muestra un diagrama simple de los cálculos software realizados para la obtención del ruido de fase a partir de las señales capturadas. En primer lugar se obtienen las señales I/Q a partir de las cuatro señales digitalizadas

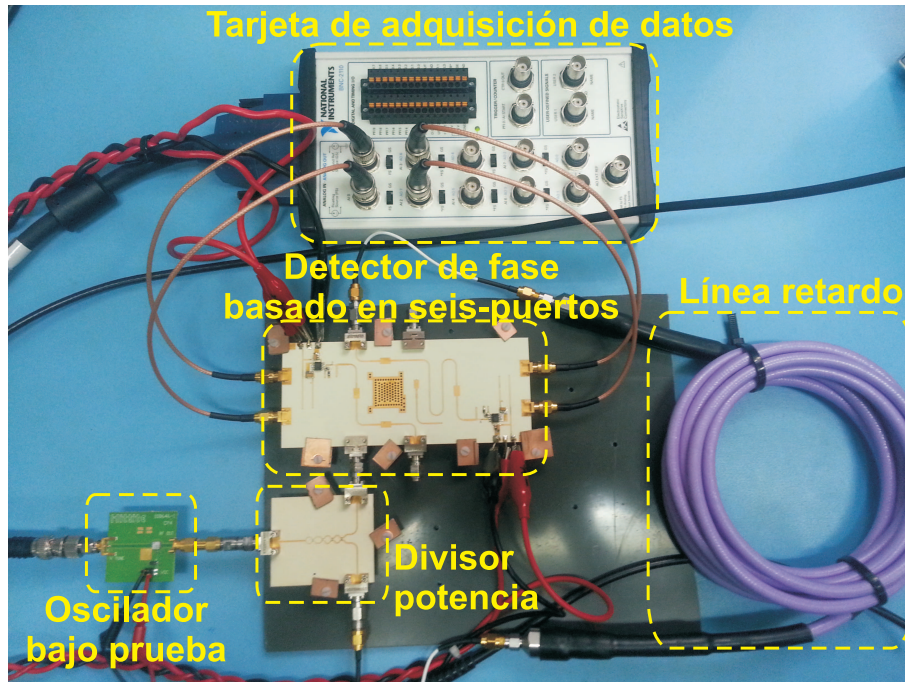


Figura 4.8.: Fotografía del prototipo del sistema de medida de ruido de fase basado en un discriminador de banda ancha con seis-puertos que no necesita ajuste de cuadratura.

mediante la resta dos a dos de estas. Para maximizar la sensibilidad de la tarjeta capturadora de datos y minimizar el ruido de cuantificación, las señales I y Q se forman a partir de dos medidas. En primer lugar se mide el nivel de continua de las cuatro señales detectadas, configurando la tarjeta con su rango de tensiones de entrada máximo. A continuación se mide la variación temporal eliminando la continua de las señales detectadas y reduciendo al mínimo el rango de tensiones de entrada a la tarjeta, lo que permite distinguir saltos de tensión de $97.7 \mu\text{V}$. Seguidamente, a partir de las medidas anteriores se reconstruye la variable compleja $\tilde{\eta}(t)$ formada por las señales I/Q y, a partir de ésta, se obtiene la variación temporal de su fase. Después se calcula la densidad espectral de potencia, mediante una transformada de Fourier y, por último, se realiza el paso a ruido de fase a la entrada aplicando la relación (4.26). Los valores máximo y mínimo del rango de desviaciones de frecuencia a medir son los que fijan tanto el paso temporal de la captura como el tamaño de la ventana temporal de la medida. Una técnica que se ha usado para mejorar los resultados medidos es la aplicación de un promediado sobre varias medidas.

La caracterización del sistema de medida se ha abordado a través de tres medidas diferentes, que han sido comparadas con cálculos teóricos, simulaciones y con medidas realizadas con equipos de medida de última generación. Las medidas realizadas son: La respuesta estática, el ruido interno y medida de ruido de fase de un oscilador comercial.

4.4.1. Respuesta estática

La medida de la respuesta estática del sistema es útil para conocer las tensiones máximas de las componentes I/Q detectadas por el sistema en función de la potencia de entrada.

4. Sistema de medida de ruido de fase de banda ancha sin ajuste de cuadratura

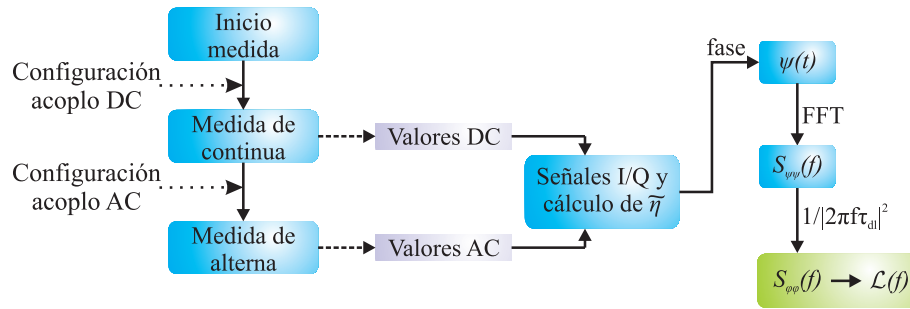


Figura 4.9.: Algoritmo para el cálculo de la densidad espectral del ruido de fase de un oscilador.

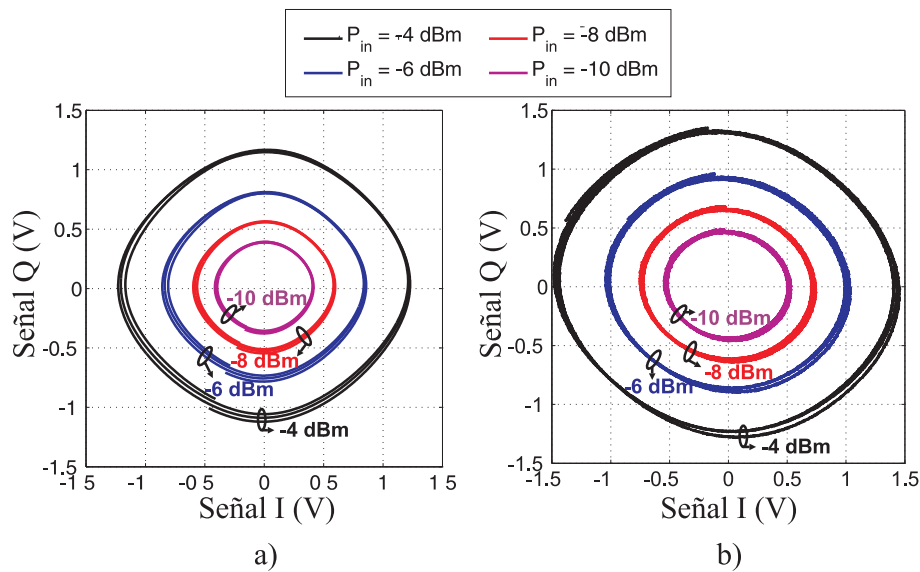


Figura 4.10.: Diagrama I/Q de un barrido de frecuencias portadoras entre 5 y 5.2 GHz para potencias de entrada entre -10 y -4 dBm. **a)** Simulación con ADS. **b)** Medidas del prototipo.

Además permite comprobar que el periodo de repetición de la función de transferencia es inversamente proporcional al retardo de la línea de retardo. Para caracterizar la respuesta estática del sistema, se ha realizado un barrido de frecuencias portadoras entre 5 y 5.2 GHz. Este barrido se ha repetido para varias potencias de entrada entre -10 dBm y -4 dBm. El resultado de la variable compleja $\tilde{\eta}(t)$, representado en el plano complejo I/Q se muestra en la Fig. 4.10-a para las simulaciones y en la Fig. 4.10-b para las medidas.

Idealmente, estos diagramas deben tener una forma circular, sin embargo en la Fig. 4.10-b se observa cierta deformación debida a la no idealidad del sistema, la cual es causada en parte por los desbalances de la red de seis-puertos [84], ya que no se ha utilizado ninguna calibración para compensarla. También se observa como para potencias de entrada mayores, el módulo de la variable compleja deja de ser constante. Esto es debido a que, para potencias de entrada mayores, los detectores trabajan en zona no cuadrática y las señales I y Q se triangularizan, dando lugar a esta forma. Aunque en

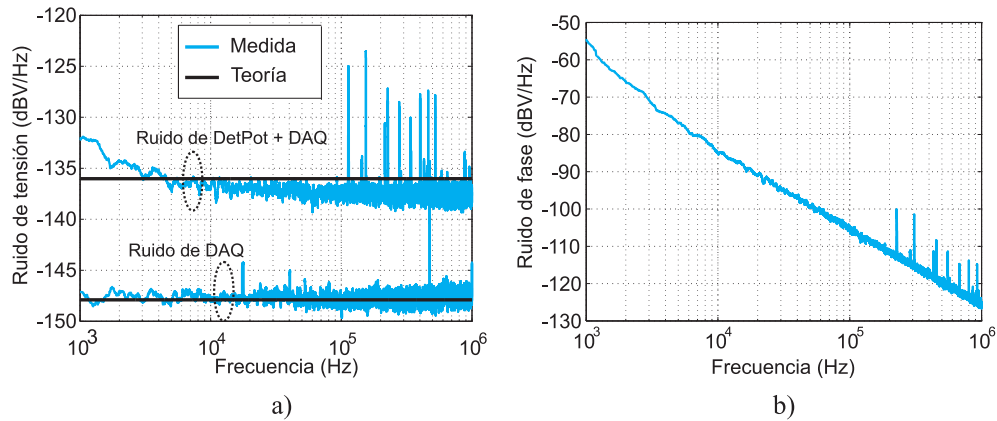


Figura 4.11.: Medidas de suelo de ruido. **a)** Comparación entre medidas y cálculo teórico del suelo de ruido de la tarjeta de adquisición de datos y del conjunto de tarjeta y detector de potencia. **b)** Suelo de ruido de fase calculado a partir del suelo de ruido de tensión del sistema de medida.

el prototipo fabricado no se ha realizado ninguna calibración, estos errores se pueden solucionar con calibración, ya que son fijos y no varían con el tiempo. Por último es de gran interés observar que el ciclo de la simulación es de 66 MHz (tres vueltas para un barrido de 200 MHz) mientras que el de la medida es de 64 MHz, lo que hace que para el mismo barrido el número de vueltas sea un poco mayor de tres.

4.4.2. Ruido interno del sistema

Para la estimación del ruido interno se han caracterizado por separado las dos fuentes de ruido, el ruido del detector de potencia y el ruido de la tarjeta de adquisición de datos. El ruido de la tarjeta de adquisición de datos depende del mínimo salto de voltaje que puede detectar, ΔV , y este salto mínimo depende a su vez de los bits de cuantificación y del rango de tensiones mínimo con que se puede configurar la tarjeta. La tarjeta utilizada (NI-6115) tiene 12 bits de cuantificación y un rango de tensiones mínimo de ± 200 mV. Esto hace que el salto mínimo sea de $97.7 \mu\text{V}$, como ya se mencionó anteriormente. A partir de (4.34) se obtiene que el ruido en cada uno de los canales de la tarjeta, para una frecuencia de muestreo de 10 MHz, es -147.9 dBV/Hz.

Por su parte, el ruido de cada detector de potencia se calcula a partir de (4.35). Para aumentar la ganancia, de los 10 V/V del detector de potencia del capítulo 3 a 20 V/V, el cambio realizado ha sido la sustitución de la resistencia de realimentación del amplificador, ahora $R_F = 680 \Omega$. La densidad espectral de ruido teórico del detector de potencia en este caso es de -135.6 dBV/Hz. Se observa que el ruido generado en el detector de potencia es mucho mayor al que genera la propia tarjeta digitalizadora y, por tanto, el ruido interno del sistema de medida en cada uno de los 4 canales será prácticamente igual al ruido del detector de potencia, esto es, -135.6 dBV/Hz.

Las medidas obtenidas del ruido generado por un canal de la tarjeta capturadora con la entrada cortocircuitada así como del conjunto detector de potencia y tarjeta capturadora se muestra en la Fig. 4.11-a. En ésta se puede ver la gran similitud entre las medidas

4. Sistema de medida de ruido de fase de banda ancha sin ajuste de cuadratura

y los cálculos teóricos. La medida del ruido de conjunto detector de potencia y tarjeta capturadora difiere hasta en 5 dB para frecuencias bajas debido al ruido *flicker*, que no ha sido tendido en cuenta en el cálculo teórico. Este suelo de ruido se puede referir a la entrada del sistema de medida como suelo de ruido de fase, esto es, el mínimo ruido de fase a la entrada que se puede medir. Si se realiza el cálculo teórico propuesto en (4.33) a partir del suelo de ruido de la Fig. 4.11-a se obtiene el suelo de ruido de fase que se muestra en la Fig. 4.11-b.

4.4.3. Medida de ruido de fase

Por último, para probar la funcionalidad como medidor de ruido de fase, se han realizado varias medidas sobre un VCO comercial con un ruido de fase conocido. El VCO utilizado es el HMC587LC4B de Hittite [63]. Este oscilador tiene una potencia de salida media de 4 dBm y un rango de frecuencias sintetizables entre 5 y 10 GHz. Su ruido de fase es de -95 dBc/Hz a 100 kHz de desviación de frecuencia respecto a la portadora y de -118 dBc/Hz a una desviación de frecuencia de 1 MHz.

Con el fin de realizar medidas para diferentes potencias de entrada, se han insertado atenuadores a la salida del VCO de 6 dB y de 10 dB, generando de esta manera dos señales de -2 dBm y -6.6 dBm, respectivamente. La frecuencia portadora ha sido fijada a 5 GHz para las medidas con ambas potencias. Para las dos configuraciones elegidas se ha utilizado el montaje de la Fig. 4.8, obteniendo los resultados que se muestran en la Fig. 4.12. En esta figura se incluyen las medidas del ruido del VCO realizadas tanto por el prototipo del sistema de medida propuesto como por el analizador de fuentes de señal E5052B de Agilent Technologies. También se incluye en cada gráfica el suelo de ruido de fase, calculado a partir del suelo de ruido del sistema y operando como se fijó en (4.33). Como se observa en las gráficas, el suelo de ruido de fase varía con la potencia de entrada al sistema de medida, empeorando cuando la potencia de entrada es menor, tal y como era de esperar. Tanto para la medida con el analizador de fuentes de señal como para la medida con el sistema de medida nuevo se ha utilizado un promediado sobre 20 medidas. En la medida con el E5052B se ha utilizado además una amplificación de IF de 50 dB mientras que ninguna amplificación, ni calibración del sistema ha sido realizada en el sistema de medida propuesto. En la medida con el sistema basado en discriminador no se ha utilizado PLL para enganche de la señal portadora (oscilador en oscilación libre), mientras que en la medida con E5052B si que dispone de un sistema de enganche en frecuencia para realizar la medida.

Los resultados obtenidos muestran un buen funcionamiento, con unas muy buenas prestaciones. Estas prestaciones se han conseguido con un sistema simple, sin necesidad de ajuste de cuadratura en todo el ancho de banda de funcionamiento y para osciladores con baja potencia de salida sin necesidad de preamplificación, pudiendo trabajar con niveles de potencia de entrada medios y bajos. Aunque los resultados de suelo de ruido de fase son muy altos para el prototipo fabricado, este suelo de ruido se puede bajar hasta niveles mucho menores simplemente con la elección de líneas de retardo más largas, tal y como se hace en [31].

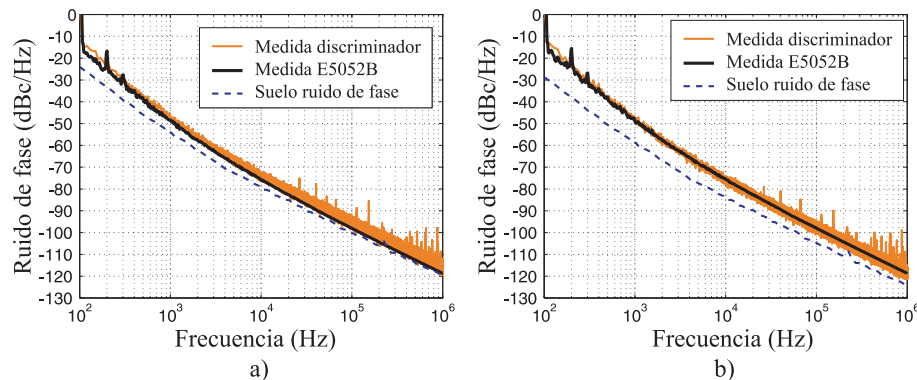


Figura 4.12.: Medida de ruido de fase de un VCO HMC587LC4B de Hittite a una frecuencia de 5 GHz con analizador de fuentes de señal de muy altas prestaciones y con un sistema medidor de ruido de fase basado en discriminador de frecuencia de banda ancha. **a)** Potencia de entrada igual a -6.6 dBm. **b)** Potencia de entrada igual a -2 dBm.

4.5. Conclusiones

En este capítulo se ha propuesto una nueva arquitectura para la medida de ruido de fase de osciladores. Al estar basada en un discriminador de frecuencia con línea de retardo, no necesita un oscilador local. Esto permite por un lado eliminar una importante fuente de ruido y por otro lado eliminar también la circuitería necesaria para enganchar el oscilador local a la frecuencia de oscilación del dispositivo bajo prueba, normalmente llevado a cabo por un PLL. Además, al utilizar una arquitectura dual con dos salidas en cuadratura, el sistema es capaz de detectar las variaciones de frecuencia a la entrada sin necesidad de ajuste de cuadratura y sin pérdida de sensibilidad, esto permite también deshacerse de toda la circuitería necesaria para el ajuste de cuadratura. Por último, la utilización de receptores I/Q de seis-puertos para el detector de fase permite la medida de osciladores con medias y bajas potencias de salida y sin necesidad de calibración alguna, debido en gran parte a las buenas prestaciones en cuanto a balanceo de los centros de la red de seis-puerto utilizada.

Para probar la viabilidad de la arquitectura propuesta se ha montado un sistema de medida, con una parte hardware para los bloques de RF y una parte software para el procesamiento de las señales banda base. Sobre este prototipo se han realizado medidas estáticas y dinámicas las cuales han demostrado que el sistema propuesto es capaz de realizar medidas de ruido de fase de osciladores de RF de estado del arte con una arquitectura muy simple. Los buenos resultados han sido confirmados tras compararlos con las medidas obtenidas por equipamiento de medida de última generación. El estudio permite además conocer los elementos claves para la mejora de las prestaciones del sistema.

4. Sistema de medida de ruido de fase de banda ancha sin ajuste de cuadratura

5

FLL sin ajuste de cuadratura para la reducción de ruido de fase

COMO se ha podido demostrar en capítulos anteriores, es posible la fabricación de un discriminador de frecuencia basado en línea de retardo de banda ancha sin necesidad de ajuste de cuadratura. También se ha demostrado que el bloque más importante de una arquitectura FLL para la reducción de ruido de fase de un VCO es el discriminador de frecuencia que se posiciona en la rama realimentada. Resulta por tanto evidente la sustitución del discriminador clásico por este nuevo discriminador, que no necesita ajuste de cuadratura, en la arquitectura FLVCO del capítulo 3 para la obtención de un sistema simple y que no necesite ajustes de sintonización para reducir el ruido de fase de un VCO comercial de banda ancha. En este capítulo se va a desarrollar un sistema FLVCO completo con estas características, para lo cual, en primer lugar, se va a hacer un breve recordatorio de la teoría para el diseño de bucles enganchados en frecuencia. A continuación se van a detallar los nuevos bloques funcionales fabricados, que en el capítulo 4 se hicieron de forma software, para completar un discriminador de frecuencia sin ajuste de cuadratura completamente analógico, haciendo especial hincapié en maximizar el ancho de banda de detección, ya que es una condición clave para cumplir la estabilidad. Por último se van a explicar los cambios en el prototipo del FLVCO fabricado respecto al propuesto en el capítulo 3 y se realizarán sobre él una batería de medidas para verificar su correcto funcionamiento, que se compararán con el resultado de las simulaciones. Se demostrará que, desde un punto de vista funcional, y a diferencia del propuesto inicialmente (que necesitaba de conmutación de desfases para mantener la reducción de ruido en toda la banda), este FLVCO funciona como un nuevo VCO, con el único ajuste de la tensión de control, con la misma sensibilidad que el VCO original y con ruido de fase reducido a costa de un menor ancho de banda de modulación.

5.1. Introducción

Existen muchas estructuras, diseñadas con anterioridad, basadas en bucles enganchados en fase o estabilizadores de frecuencia, para la reducción de ruido de fase de osciladores de RF [18, 21–23, 26, 27, 29, 36]. Algunas de estas arquitecturas abordan la problemática de la reducción de ruido en VCOs con un gran rango de frecuencias sintetizables (del

5. FLL sin ajuste de cuadratura para la reducción de ruido de fase

orden de varios GHz). Sin embargo, las soluciones propuestas implican un aumento considerable del tamaño del sistema, la introducción de bloques divisores de frecuencia o de desfasadores variables de banda ancha, además de la circuitería y lógica de control correspondiente. Es por ello que la aparición de discriminadores de frecuencia, el bloque funcional más importante de los FLL, autoajustables en cuadratura y de banda ancha [31, 40] ofrece la posibilidad de implementar sistemas FLL muy simples y sin ninguna circuitería extra de control.

Para la obtención de un FLVCO sin ajuste de cuadratura se va a modificar el FLVCO diseñado en el capítulo 3, al que se le va a cambiar el bloque discriminador de frecuencia. Las ecuaciones características del bucle y las condiciones de funcionamiento siguen siendo las mismas que se fijaron en el capítulo 2. Se recordará por su importancia la condición necesaria para la estabilidad del bucle. La ecuación de estabilidad era

$$\omega_{LF} \cdot G_{OL} \leq \frac{\pi/4 - \phi_{ext}}{\tau_d} \quad (5.1)$$

donde se fija el compromiso al que se tiene que llegar entre la ganancia de lazo abierto, el filtrado de lazo, el retardo de la rama realimentada y los filtrados superiores de VCO y discriminador para cumplir la estabilidad. Puesto que solamente se va a cambiar el discriminador de frecuencia respecto al diseño del FLVCO de banda ancha con ajuste de cuadratura del capítulo 3, el valor del filtrado de lazo permanecerá igual y, en función de la sensibilidad y el ancho de banda de detección del nuevo discriminador sin ajuste de cuadratura, variarán los valores de la ganancia de lazo y la condición de estabilidad. Por consiguiente, solamente queda por detallar la arquitectura y el funcionamiento del nuevo discriminador de frecuencia, basado en el discriminador sin ajuste de cuadratura propuesto en el capítulo 4, pero con una circuitería analógica de recuperación de las variaciones de frecuencia. Es importante que sea completamente analógico ya que la señal realimentada proviene y se realimenta a sistemas analógicos, por lo que simplemente la doble conversión, si se utilizara una parte software, ya generaría un retardo y un ruido extra inasumible para la estabilidad del FLVCO.

5.2. Discriminador de frecuencia analógico sin ajuste de cuadratura

Como ya se ha mencionado, el único elemento por estudiar es el discriminador de frecuencia sin ajuste de cuadratura al que se le añade la circuitería analógica de detección de fase. La arquitectura es la que se muestra en la Fig. 5.1. Para su implementación, a la arquitectura detallada en el capítulo 4 se le va a sustituir la parte de procesamiento digital por:

- Una etapa de combinación de las salidas de los detectores de potencia para formar las señales I/Q. Para construir las señales I/Q solamente hay que restar dos a dos las salidas de los detectores de potencia, como se demuestra en las ecuaciones (4.20) y (4.21), por lo que esta etapa estará formada por amplificadores operacionales en modo diferencial.

5.2. Discriminador de frecuencia analógico sin ajuste de cuadratura

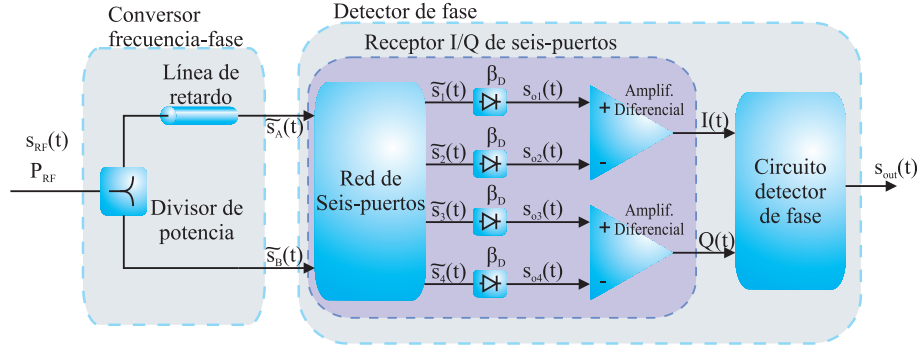


Figura 5.1.: Arquitectura del discriminador de frecuencia de banda ancha sin ajuste de cuadratura.

- Una etapa detectora de fase que es capaz de obtener, a partir de las señales I/Q, la fase de la variable compleja que forman. Esta etapa está basada en la etapa detectora de fase propuesta por Gheidi en [32], que a su vez está basada en el cuadrador descrito en [77, 78].

La etapa de amplificadores diferenciales para reconstruir las señales I/Q tendrá una ganancia unidad. Si se recuerda la arquitectura de los detectores de potencia del discriminador del capítulo 3, la salida estaba formada por un amplificador de acondicionamiento con una ganancia de 9.46 V/V. Esta ganancia hace que el ruido de las etapas siguientes sea irrelevante respecto al generado en el detector de potencia, no siendo necesaria la amplificación en las etapas posteriores ya que no mejoraría la relación señal-ruido. Para detectar la variación de frecuencia de una señal de RF, se parte de la misma señal modulada en frecuencia que se utilizó en el discriminador del capítulo 4.

$$s_{RF}(t) = V_{RF} \cdot (1 + \epsilon(t)) \cos \left(\omega_c \cdot t + \int_0^{\infty} \Delta\omega(t) dt \right) \quad (5.2)$$

El sistema es similar al medidor de ruido de fase por lo que el funcionamiento hasta la salida de las etapas diferenciales ya ha sido estudiado y las señales resultantes son

$$I(t) = P_{RF} \cdot \beta_D \cdot \Re \left\{ \tilde{\Gamma}(t) \right\} \quad (5.3)$$

$$Q(t) = P_{RF} \cdot \beta_D \cdot \Im \left\{ \tilde{\Gamma}(t) \right\} \quad (5.4)$$

Como ya se explico detalladamente, la información de las fluctuaciones de frecuencia a la entrada se encuentra en la fase de la variable compleja que forman las señales I/Q, $\tilde{\eta}(t) = I(t) + jQ(t)$. Por tanto, es necesario extraer la información de las variaciones de la fase de $\tilde{\eta}(t)$ a partir de las señales I/Q. La fase de $\tilde{\eta}(t)$ tiene una componente constante, dependiente de la frecuencia portadora y del retardo de la línea de retardo, ϕ_0 , y una parte variable que depende de las fluctuaciones de frecuencia a la entrada del discriminador, $\psi(t)$.

$$\angle \tilde{\eta}(t) = \phi_0 + \psi(t) = \text{atan} \left(\frac{Q(t)}{I(t)} \right) \quad (5.5)$$

5. FLL sin ajuste de cuadratura para la reducción de ruido de fase

De igual forma, las variables I/Q también se pueden dividir en dos partes. Tienen una componente de continua y una componente variable en el tiempo

$$I(t) = I_{DC} + \Delta I(t) \quad (5.6)$$

$$Q(t) = Q_{DC} + \Delta Q(t) \quad (5.7)$$

donde I_{DC} y Q_{DC} son las componentes de continua y $\Delta I(t)$ y $\Delta Q(t)$ son las variaciones temporales de las señales I y Q, respectivamente. Esta descomposición se puede ver gráficamente en la Fig. 5.2-a. Por tanto si despejamos $\psi(t)$ de (5.5), se obtiene

$$\psi(t) = \text{atan} \left(\frac{Q_{DC} + \Delta Q(t)}{I_{DC} + \Delta I(t)} \right) - \text{atan} \left(\frac{Q_{DC}}{I_{DC}} \right) \quad (5.8)$$

donde se ve que la componente constante de la fase, ϕ_0 , solamente depende de la componente continua de las señales I/Q, como era de esperar.

Si se usan las series de Taylor para expandir las arcotangentes en (5.8), y se simplifica, se obtiene la siguiente ecuación, que muestra $\psi(t)$ en función de las señales I/Q.

$$\psi(t) \approx \frac{\Delta Q(t) \cdot I(t) - \Delta I(t) \cdot Q(t)}{I^2(t) + Q^2(t)} \quad (5.9)$$

Como se puede observar en la Fig. 5.2-a, por el teorema de Pitágoras, el denominador en (5.9) es simplemente el módulo al cuadrado de $\tilde{\eta}(t)$

$$I^2(t) + Q^2(t) = |\tilde{\eta}(t)|^2 = (P_{RF} \cdot \beta_D)^2 \quad (5.10)$$

y, por tanto (5.9) se puede reescribir como

$$\psi(t) \approx \frac{\Delta Q(t) \cdot I(t) - \Delta I(t) \cdot Q(t)}{(P_{RF} \cdot \beta_D)^2} \quad (5.11)$$

Para realizar la operación del numerador de (5.11) se utiliza el circuito propuesto en [32], el cual se muestra en la Fig. 5.2-b. Este circuito realiza la operación

$$s_{out}(t) = \Delta Q(t) \cdot I(t) - \Delta I(t) \cdot Q(t) \quad (5.12)$$

por tanto, (5.11) es igual a

$$\psi(t) \approx \frac{1}{(P_{RF} \cdot \beta_D)^2} \cdot s_{out}(t) \quad (5.13)$$

y, teniendo en cuenta la relación entre $\psi(t)$ y las variaciones de frecuencia a la entrada del discriminador

$$\psi(t) = \varphi(t) - \varphi(t - \tau_{dl}) = \tau_{dl} \cdot 2\pi \Delta f(t), \quad (5.14)$$

se llega a que la señal de salida del discriminador es

$$s_{out}(t) = (P_{RF} \cdot \beta_D)^2 \cdot \psi(t) = P_{RF}^2 \cdot \beta_D^2 \cdot 2\pi \tau_{dl} \Delta f(t) \quad (5.15)$$

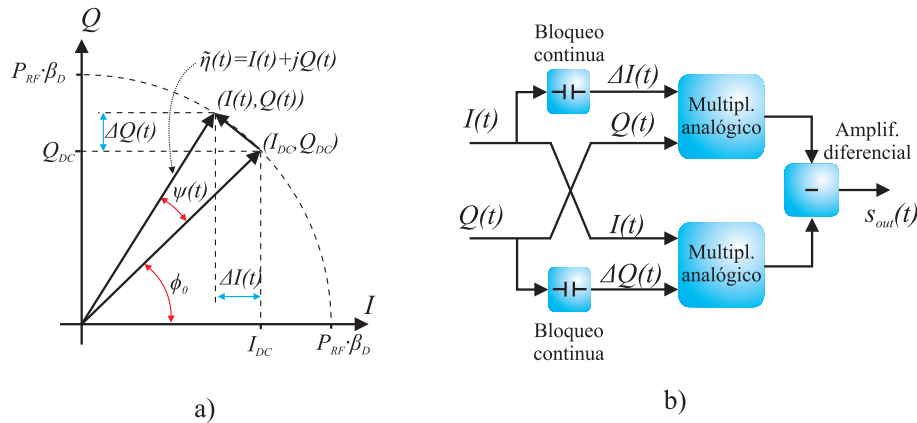


Figura 5.2.: Circuito detector de fase a partir de las señales I/Q. **a)** Representación de las variables usadas en el plano I/Q. **b)** Diagrama de bloques de la etapa.

donde se identifica claramente

$$K_{FD} = P_{RF}^2 \cdot \beta_D^2 \cdot 2\pi\tau_{dl} \quad (5.16)$$

como la sensibilidad del discriminador.

Al igual que en las anteriores arquitecturas de discriminador de frecuencia, la sensibilidad depende del retardo de la línea de retardo y de la tensión de salida de los detectores de potencia, la cual depende a su vez de la sensibilidad del propio detector de potencia y de la potencia de entrada al discriminador.

A partir de (5.15) se ve que la tensión de salida no depende de la portadora de RF, y no necesita hacer ajustes de cuadratura. Es por ello que en este tipo de estructuras no hay pérdidas de sensibilidad al alejarnos del punto de cuadratura, al contrario de como ocurría con el discriminador de frecuencia clásico. Si se realiza el estudio dinámico del discriminador, como se hizo en el capítulo 3 con el discriminador clásico, se obtiene la siguiente función de la tensión de salida para una señal de entrada modulada en frecuencia, con una frecuencia moduladora ω_m y una desviación máxima de frecuencia $\Delta\omega_{max}$

$$s_{out}(t) = P_{RF}^2 \cdot \beta_D^2 \cdot \tau_{dl} \cdot \text{sinc}\left(\frac{\omega_m \cdot \tau_{dl}}{2\pi}\right) \cdot \Delta\omega_{max} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\tau_{dl}}{2}\right) \quad (5.17)$$

donde se puede comprobar que se repite la pérdida de sensibilidad para modulaciones de frecuencia con frecuencias moduladoras muy altas. También se repetirá, al igual que para el discriminador de frecuencia clásico, el retardo mínimo igual a la mitad del retardo de la línea de retardo.

5.3. Diseño y fabricación

A continuación se van detallar el diseño, así como algunos resultados intermedios de medidas de los bloques funcionales nuevos de esta arquitectura FLVCO.

5. FLL sin ajuste de cuadratura para la reducción de ruido de fase

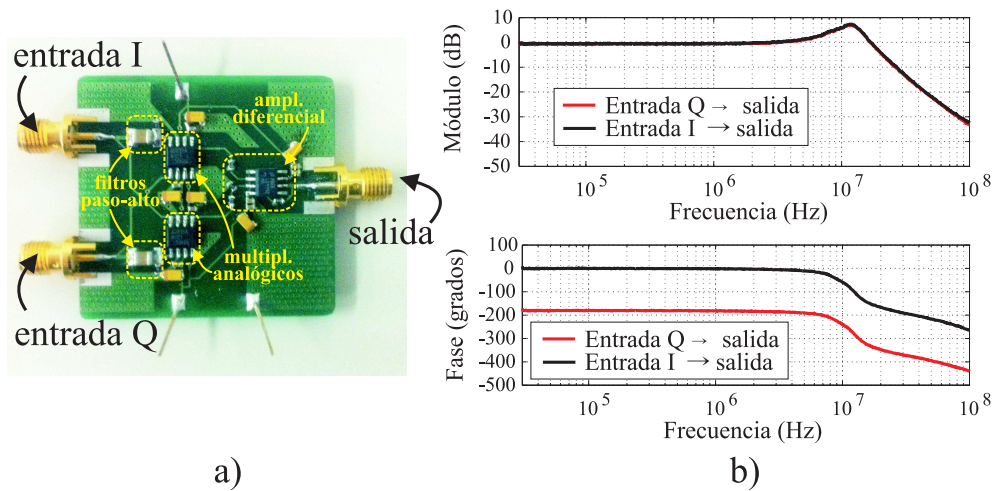


Figura 5.3.: Circuito detector de fase. **a)** Circuito fabricado del bloque detector de fase. **b)** Función de transferencia desde cada una de las entradas a la salida. Para la medida de una entrada la otra se anula introduciendo una señal de continua de 1 V.

5.3.1. Discriminador de frecuencia analógico

En primer lugar se van a explicar los elementos utilizados para construir las partes del discriminador de frecuencia que en el capítulo 4 estaban implementadas digitalmente. En referencia a la Fig. 5.1 estos nuevos circuitos incluyen: a) Los amplificadores diferenciales que se encargan de obtener las señales I/Q a partir de las lecturas de potencia de los detectores y b) el circuito detector de fase que es capaz de obtener la señal de fase a partir de las señales I/Q.

Respecto a los amplificadores diferenciales, se han utilizado amplificadores operacionales LME49990 de Texas Instruments [62]. La ganancia de la etapa es de 1 V/V, conseguida con resistencias de 50Ω . El detector de fase está compuesto por dos bloques de continua, formados por un filtrado paso-alto C-R con una capacidad de $22 \mu\text{F}$ y una resistencia de 50Ω , que fijan la frecuencia de corte a 144 Hz. A continuación, un par de multiplicadores analógicos de cuatro cuadrantes AD835 de Analog Devices [87] multiplican la señal I por la señal Q sin continua y viceversa. Este multiplicador tiene una ganancia de 1 V/V y un ancho de banda de 250 MHz, lo que genera un retardo muy bajo. Además, estos multiplicadores tienen unos niveles de ruido muy bajos, lo que es muy conveniente si no se quiere aumentar mucho el nivel de ruido interno. Por último, otro amplificador diferencial, también fabricado con un amplificador LME49990 y con atenuación de 10 V/V, resta las salidas de los amplificadores. Esta atenuación compensa la ganancia de 10 V/V de las etapas de acondicionamiento a la salida de los detectores de potencia. Este circuito detector de fase ha sido fabricado, Fig. 5.3-a, y medido. Las funciones de transferencia obtenidas permiten comprobar que el detector de fase funciona como estaba previsto. Para medir la relación entre cada una de las entradas y la salida es necesario introducir en la otra entrada un señal de continua de 1 V. De esta forma, se medirá la función de transferencia de un solo camino. El resultado se muestra en la Fig. 5.3-b, donde se observa que la ganancia unidad se mantiene hasta frecuencias superiores a 10 MHz con un sobrepico en torno a esta frecuencia. De igual forma, la fase

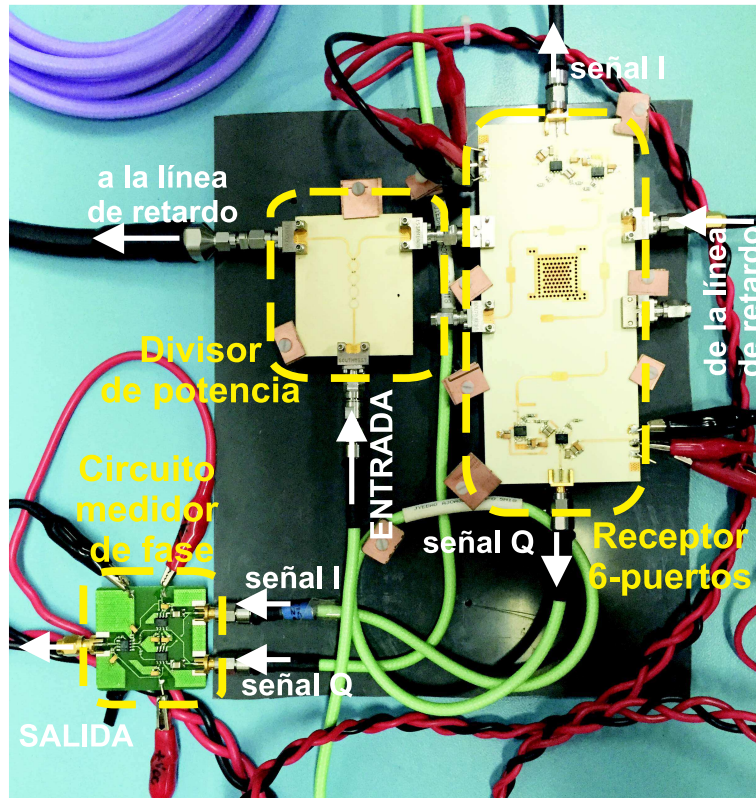


Figura 5.4.: Prototipo del discriminador de frecuencia sin ajuste de cuadratura analógico.

es prácticamente constante hasta 6-7 MHz, muy por encima de las frecuencias de interés del FLVCO propuesto.

El discriminador de frecuencia analógico finalmente construido se puede ver en la Fig. 5.4. Sobre él se han realizado tres tipos de medidas: medidas estáticas de la sensibilidad, medidas del suelo de ruido y medidas de la respuesta en frecuencia. A continuación se muestran los resultados obtenidos para cada una de ellas.

Sensibilidad

Las medidas estáticas están enfocadas a medir la sensibilidad del discriminador de frecuencia y se han realizando introduciendo una señal de RF con una modulación sinusoidal de frecuencia de banda estrecha conocida y, a continuación, midiendo a la salida la amplitud de la señal sinusoidal demodulada. La señal moduladora es de 10 kHz, una frecuencia lo suficientemente pequeña para que no le afecten los filtrados superiores y lo suficientemente grande para que no se vea filtrada por los choques de DC. Se han realizado barridos de frecuencia en la banda de frecuencias portadoras entre 4 y 10 GHz y de potencia de entrada entre -10 dBm y 6 dBm. Los resultados del barrido en frecuencia se muestran en la Fig. 5.5-a para cuatro valores diferentes de potencia de entrada (-3 dBm, 0 dBm, 3 dBm y 4 dBm), mientras que en la Fig. 5.5-b se muestran barridos de potencia de entrada para tres valores de frecuencia (4.5 GHz, 6.75 GHz y 9 GHz). Se puede observar que la sensibilidad se mantiene prácticamente constante en todo el rango

5. FLL sin ajuste de cuadratura para la reducción de ruido de fase

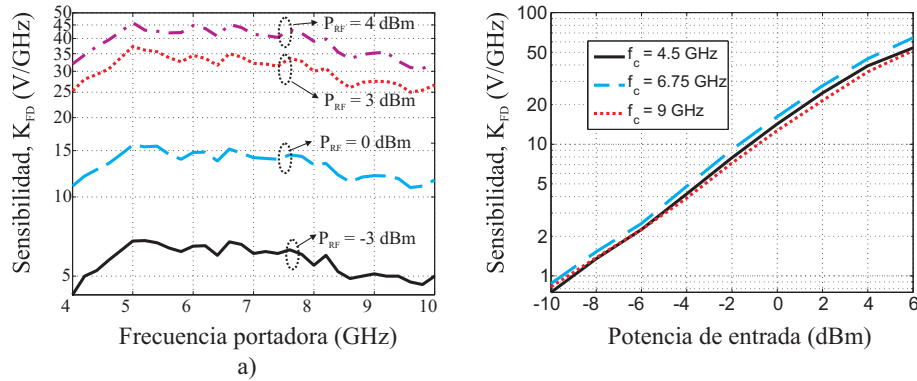


Figura 5.5.: Medidas de la sensibilidad del discriminador de frecuencias sin ajuste de cuadratura. **a)** Barrido en frecuencia para diferentes potencias de entrada (-3 dBm, 0 dBm, 3 dBm y 4 dBm). **b)** Barrido en potencia para diferentes frecuencias portadoras (4.5 GHz, 6.75 GHz y 9 GHz).

de frecuencia para un valor de potencia de entrada fijo. Esta característica es importante para el funcionamiento de banda ancha del sistema. Para las potencias en torno a las que va a trabajar el VCO comercial al que se le reducirá el ruido de fase, 3 dBm y 0 dBm, los valores medidos dan una sensibilidad entre 25 y 30 V/GHz y entre 12 y 15 V/GHz, respectivamente. Las variaciones de la sensibilidad del sistema con la frecuencia portadora se deben a la variación con la frecuencia de las pérdidas de inserción de los elementos pasivos del discriminador (divisor de potencia, línea de retardo, red de seis-puertos) y la red adaptadora de los detectores. En el barrido de potencia de entrada se observa también que la dependencia de la sensibilidad respecto de la potencia es prácticamente lineal ($K_{FD} \propto 1,25 \cdot P_{in}$), por lo que no nos encontramos en la zona de ley cuadrática de los detectores. En este caso la tensión a la salida de los detectores de potencia no tendrá una relación lineal con la potencia de entrada al discriminador. Sin embargo se puede seguir utilizando el análisis de este capítulo si se utiliza $V_{outPD} = f(P_{RF}, \beta_D)$ en vez de $V_{outPD} = (P_{RF} \cdot \beta_D)/2$.

Suelo de ruido

Otra medida es la del ruido generado por el discriminador, ya que es un factor limitante de la reducción de ruido de fase del FLVCO. Para ello se ha eliminado la línea de retardo para igualar los caminos existentes entre el divisor de potencia y la red de seis-puertos. De esta forma tanto el ruido de fase como el ruido de amplitud del generador a la entrada son eliminados por el propio sistema y no llegan a la señal de salida. A continuación se han introducido diferentes portadoras de RF con diferentes valores de potencia y se ha medido el ruido banda base a la salida del discriminador. Es importante medir el ruido para varias potencias de entrada ya que los diodos detectores varían su resistencia de vídeo en función de la potencia que les llega y por tanto también variará el ruido que estos generan. Los resultados de las medidas de suelo de ruido del discriminador de frecuencia se muestra en la Fig. 5.6. Como se puede ver, el suelo de ruido del discriminador de frecuencia es invariante con la frecuencia de RF. Esto es debido a que las fuentes de ruido

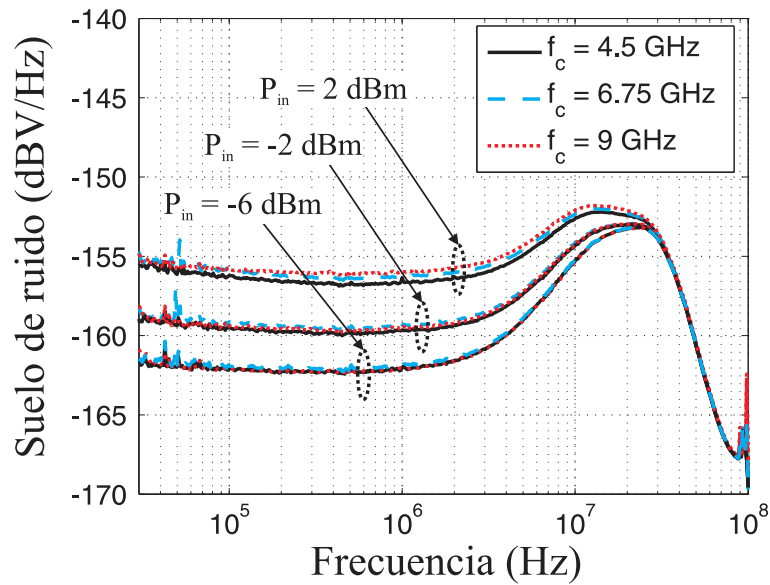


Figura 5.6.: Suelo de ruido del discriminador de frecuencia en función de la frecuencia portadora y de la potencia de entrada.

más importantes se encuentran en la circuitería de baja frecuencia. Por otra parte, el suelo de ruido es altamente dependiente de la potencia de entrada: -162 dBV/Hz para -6 dBm, -160 dBV/Hz para -2 dBm y -156 dBV/Hz para 2 dBm. Como ya se ha dicho, el ruido generado por los detectores de potencia depende altamente de la resistencia de vídeo del diodo detector, y ésta depende a su vez de la potencia que le llega al diodo. En la Fig. 5.6 se aprecia de nuevo el lóbulo en torno a 10 MHz que ya habíamos visto en las medidas de suelo de ruido del discriminador clásico en el capítulo 3. Como vimos, es intrínseco de los amplificadores operacionales LME49990 y por lo tanto es independiente de la potencia de entrada. A partir de (2.38) y de las medidas de ruido de la Fig. 5.6 se puede calcular la penalización de ruido, $\mathcal{Y}_N(s)$. De esta forma, para una frecuencia portadora de 6.75 GHz y a una desviación de potencia de 100 kHz de la portadora se obtiene una penalización de 8.87 dB, 11.39 dB y 14.52 dB para potencias de entrada de -6 dBm, -2 dBm y 2 dBm, respectivamente. Esta penalización de ruido es ligeramente superior a la obtenida para el discriminador clásico, lo que perjudicará, aunque sea levemente, a la reducción final de ruido de fase.

Como se ha visto, tanto el suelo de ruido como la sensibilidad aumentan cuando aumentamos la potencia de entrada al discriminador, sin embargo, no afectan de igual manera a la reducción de ruido. Como se vio en (2.37), la reducción de ruido de fase es directamente proporcional a la sensibilidad del discriminador mientras que es inversamente proporcional al ruido interno generado. Para comprobar si hay una potencia de entrada óptima donde la diferencia entre el suelo de ruido y la sensibilidad sea máxima y, por tanto, la reducción de ruido sea la óptima, en la Fig. 5.7 se representa la evolución, para una señal de entrada de 6.75 GHz, tanto de la sensibilidad como del suelo de ruido (a una desviación de frecuencia de 400 kHz de la portadora) con la potencia de entrada. Como se puede ver, la sensibilidad aumenta más rápidamente que el suelo de ruido por lo que se llega a la conclusión de que siempre es mejor más potencia de entrada. Por

5. FLL sin ajuste de cuadratura para la reducción de ruido de fase

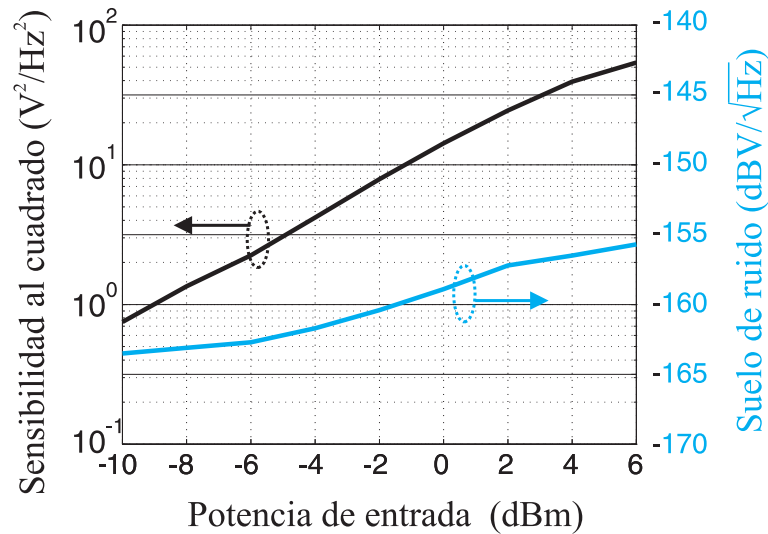


Figura 5.7.: Representación de la sensibilidad y el suelo de ruido del discriminador de frecuencia en función de la potencia de entrada. La portadora de RF es de 6.75 GHz y el suelo de ruido está medido a 400 kHz de desviación de frecuencia.

supuesto, no hay que olvidar que para el FLVCO hay un límite máximo de sensibilidad del discriminador que permite al sistema ser estable y, por consiguiente, también hay un límite máximo de potencia a la entrada de éste.

Respuesta en frecuencia de VCO + Discriminador

Por último, la medida de la respuesta en frecuencia nos informa de los filtrados superiores que fijan el retardo del sistema. Para caracterizar todos los filtrados del sistema, se han realizado medidas de la respuesta en frecuencia de los bloques VCO y discriminador de frecuencia juntos. De esta forma podemos hacer medidas de tensión de entrada al VCO a tensión de salida del discriminador sin necesidad de conversiones frecuencia a tensión. Los resultados se han normalizado, es decir, se calculan

$$\frac{H_{VCO}(s)}{K_{VCO}} \cdot \frac{H_{FD}(s)}{K_{FD}} \tag{5.18}$$

y se muestran en la Fig. 5.8. En esta figura se observa como las respuestas en frecuencia para las diferentes frecuencias portadoras son similares, resultado lógico si se piensa que las limitaciones en frecuencia vienen impuestas por la circuitería de baja frecuencia. Se observa el filtrado paso-alto alrededor de 180 Hz, debido al bloqueo de continua que hay en el circuito detector de fase. También se muestra un filtrado paso-bajo a partir de 15-17 MHz. Por supuesto este filtrado no es de primer orden (muestra una caída bastante mayor de 20 dB/década). En este filtrado se incluyen los efectos debidos al ancho de banda de modulación del VCO y de la circuitería de baja frecuencia del discriminador. Como ya se indico en capítulo 2, para tener en cuenta el efecto de estos filtrados sobre el comportamiento del bucle, se introdujo un desfase extra, ϕ_{ext} , que afecta a la condición de estabilidad tal y como se mostró en (5.1).

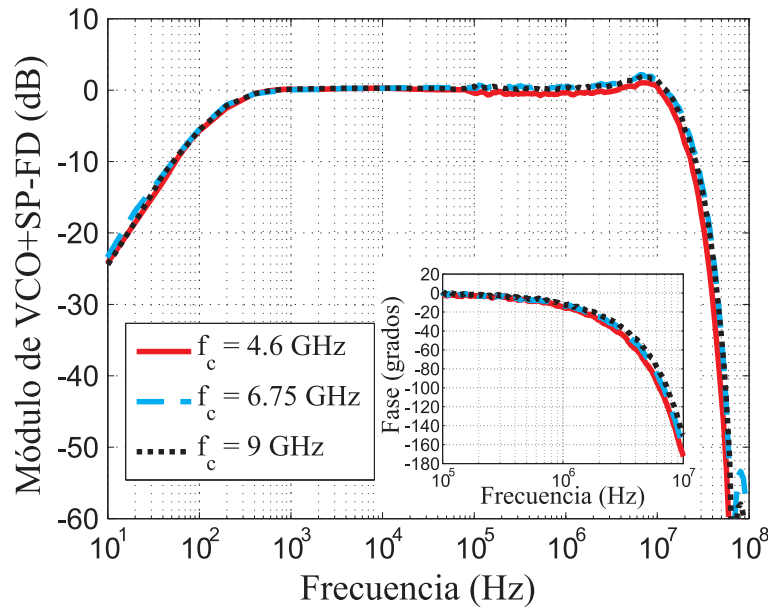


Figura 5.8.: Respuesta en frecuencia normalizada de la interconexión de VCO y discriminador de frecuencia.

Si se desea reducir ruido hasta desviaciones de frecuencia de 1 MHz, se deja un margen para la penalización de ruido y se fija la reducción ideal de ruido hasta 3 MHz, es decir, $\omega_{LF} \cdot (1 + G_{OL}) = 6\pi$ Mrad/s. En la Fig. 5.8 se puede ver que el desfase producido por el conjunto VCO y discriminador de frecuencia a esa frecuencia, es de 30° , además del retardo producido por la línea de retardo. Sustituyendo estos valores en (5.1) obtenemos que el producto ganancia-ancho de banda, $\omega_{LF} \cdot G_{OL}$, debe ser inferior a 34.9 Mrad/s para cumplir la estabilidad, y para un filtrado de lazo de 300 kHz, la ganancia de lazo abierto debe ser menor a 18.5 V/V (25 dB).

5.3.2. FLVCO sin ajuste de cuadratura

Tras caracterizar el discriminador de frecuencia completamente analógico, se ha procedido al montaje y caracterización del FLVCO completo. El único cambio respecto al FLVCO del capítulo 3 es el discriminador de frecuencia, que tiene unos niveles de sensibilidad y de desfase similares a los que se obtuvieron con el discriminador con ajuste de cuadratura. Por tanto, manteniendo el filtrado de lazo con una frecuencia de corte de 300 kHz, la estabilidad del bucle debe conservarse.

Para minimizar el ruido generado por la circuitería, se ha seguido la idea del capítulo 3 y se han agrupado las funcionalidades de sumador y filtrado en el amplificador diferencial situado a la salida del bloque detector de fase, a parte de la función de atenuación que ya tenía esta etapa. El esquema circuital del diseño, junto con la fotografía del prototipo fabricado se muestran en la Fig. 5.9-a y Fig. 5.9-b, respectivamente. Este bloque tiene como entradas las dos salidas I y Q del detector de fase con seis-puertos del discriminador y la entrada de control del VCO. Esta última entrada es importante porque debe permitir voltajes de continua entre 0 y 14 V, ya que esa es la tensión que hace variar la

5. FLL sin ajuste de cuadratura para la reducción de ruido de fase

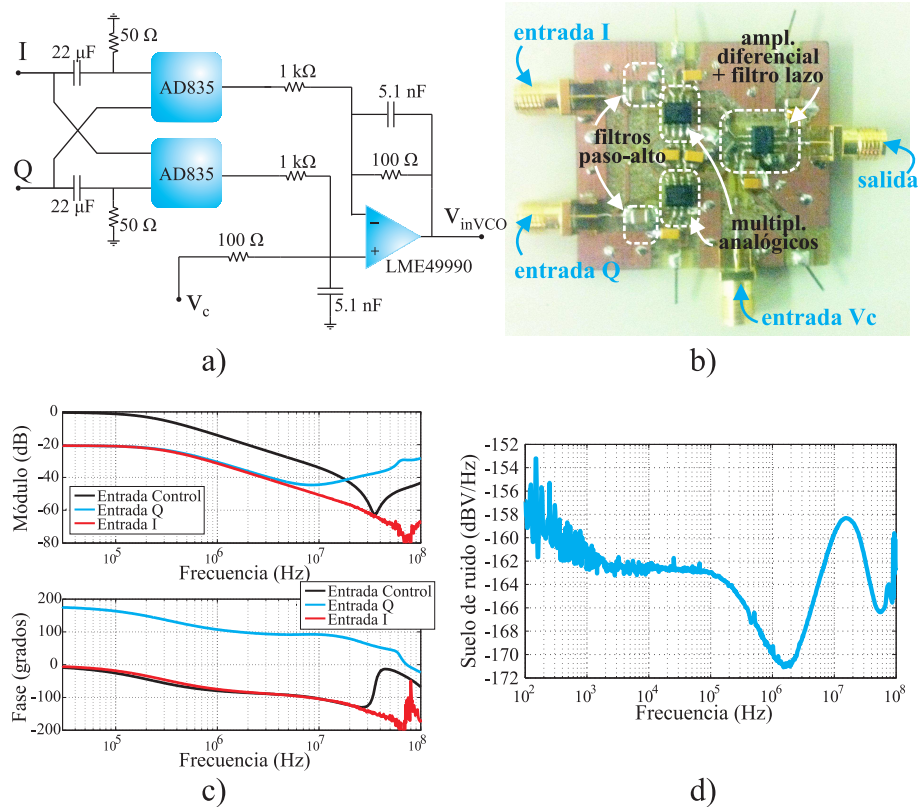


Figura 5.9.: Circuitería de baja frecuencia del FLVCO que incluye la etapa detectora de fase a partir de las señales I/Q, el sumador y el filtrado de lazo. **a)** Esquema circuital. **b)** Fotografía del prototipo fabricado. **c)** Función de transferencia de las tres entradas a la salida. **d)** Suelo de ruido de la circuitería.

frecuencia del VCO entre 4.5 y 10 GHz. En la respuesta en frecuencia representada en la Fig. 5.9-c se observa como la señal que procede de la entrada de control tiene ganancia unidad mientras que las entradas procedentes del discriminador tienen una atenuación de 20 dB (10 V/V). Esta atenuación se introduce para contrarrestar la ganancia de 9.46 V/V en las etapas acondicionadoras y así mantener una sensibilidad del discriminador que mantenga al FLVCO estable. También podemos comprobar en las medidas que el sistema se comporta como un filtrado de primer orden de 300 kHz ideal hasta frecuencias superiores a 10 MHz. Por su parte, la medida de ruido representada en la Fig. 5.9-d muestra un suelo de ruido inferior a -162 dBV/Hz. Vuelve a aparecer el lóbulo intrínseco de los amplificadores en torno a 10 MHz. Se tiene, por tanto, una circuitería de baja frecuencia compacta, con un nivel de ruido muy bajo y con un funcionamiento casi ideal hasta frecuencias de 10 MHz.

5.4. Medidas del FLVCO

Tras caracterizar los nuevos elementos del prototipo de FLVCO sin ajustes de cuadratura, se van a realizar las medidas para caracterizar el sistema completo. El prototipo

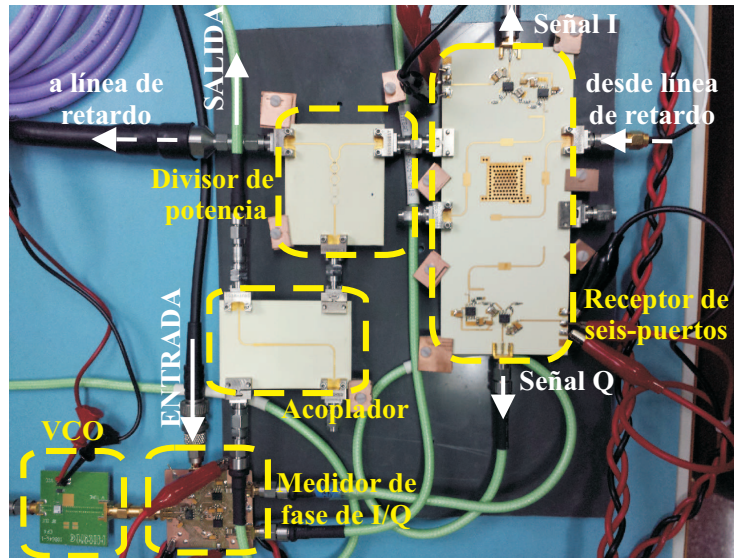


Figura 5.10.: Prototipo del FLVCO fabricado.

montado se muestra en la Fig. 5.10, donde podemos apreciar que, además de los bloques anteriormente mencionados, también se ha introducido un acoplador entre el VCO y el divisor de potencia a la entrada del discriminador. Este acoplador es similar al usado para el FLVCO con ajuste de cuadratura, y tiene la misma función: realimentar la mayor parte de la señal de salida del VCO al discriminador y dejar una parte de la señal para realizar las medidas de ruido de fase. Las medidas se van a dividir en cuatro bloques. En primer lugar se van a realizar medidas del FLVCO en bucle abierto, para comprobar, gracias al criterio de Bode, que el FLVCO será estable en bucle cerrado. A continuación se realizarán las medidas con el bucle ya cerrado. Por un lado, medidas estáticas donde se refleja la relación entre la tensión de control y la frecuencia de RF a la salida, junto con la correspondiente sensibilidad. Por otro lado se harán medidas dinámicas donde se mostrará la respuesta a un salto de tensión de control. Por último se realizarán medidas de ruido de fase para comprobar, tanto que se reduce ruido, como que esta reducción es constante en toda la banda de frecuencias sin necesidad de ajustes de sintonización aparte del de la tensión de control.

5.4.1. Medidas de bucle abierto

Como ya se ha mencionado anteriormente, la medida de la función de transferencia en bucle abierto despeja todas las dudas sobre la estabilidad del bucle cuando éste se cierre. Según el criterio de Bode, para un sistema con el módulo de la respuesta en frecuencia siempre decreciente, el sistema realimentado será estable si el módulo de la función de bucle abierto de dicho sistema es menor a 0 dB para un desfase de dicha función de -180° . En la Fig. 5.11-a se muestran los resultados de la medida de la función de bucle abierto para diferentes frecuencias portadoras dentro del rango de frecuencias entre 4.5 y 9 GHz. Las medidas se han realizado con el analizador de redes HP8753D de Agilent. Se observa perfectamente que el módulo de la función es siempre inferior a

5. FLL sin ajuste de cuadratura para la reducción de ruido de fase

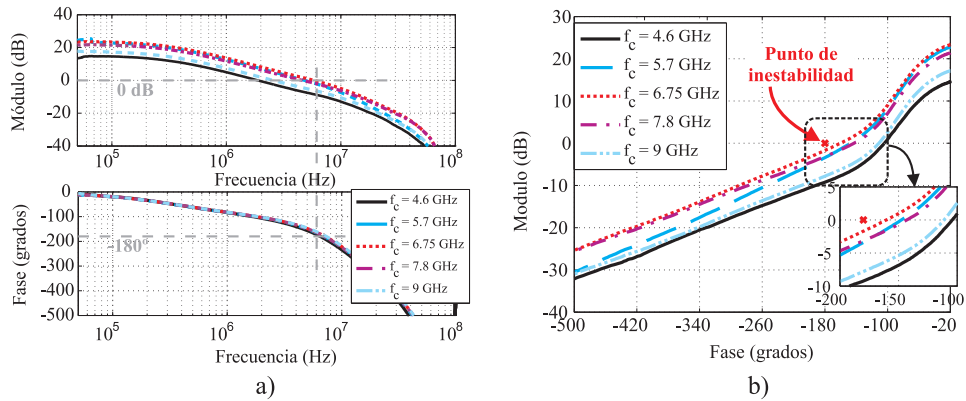


Figura 5.11.: Medidas del FLVCO en bucle abierto. **a)** Función de transferencia en bucle abierto (módulo y fase). **b)** Diagrama magnitud-fase del FLVCO en bucle abierto.

0 dB para desfases mayores -180° . Por tanto se cumple la condición de estabilidad en toda la banda de frecuencias. Una forma mucho más clara de ver esto es en el diagrama magnitud-fase de la Fig. 5.11-b. Este diagrama es muy intuitivo y el punto crítico es fácil de localizar, e igualmente sencillo comprobar que las funciones siempre pasan por debajo de este punto, siendo, por tanto, sistemas estables. Para frecuencias pertenecientes al centro de la banda de funcionamiento la ganancia de bucle abierto es mayor, lo que implica un mayor acercamiento al límite de estabilidad, con unos márgenes de ganancia de 1.7-3.5 dB y de fase de $20-40^\circ$. Para las frecuencias en los extremos de la banda de funcionamiento, donde la ganancia de lazo abierto es menor, la estabilidad está más asegurada con márgenes de ganancia y de fase más amplios, de 7.8-9.3 dB y de $65-75^\circ$, respectivamente. A partir de estos resultados se considera la estabilidad del FLVCO en bucle cerrado asegurada por lo que a continuación se realizarán las medidas del FLVCO cerrado.

5.4.2. Medidas estáticas de sensibilidad del FLVCO

Las medidas estáticas consisten en realizar un barrido de tensión de control, en todo el rango de funcionamiento y medir la frecuencia de salida. La sensibilidad del FLVCO, K_{FLVCO} , se obtiene mediante la derivada de la relación entre tensión de entrada y frecuencia de salida. Para realizar esta medida se ha utilizado el analizador de fuentes de señal E5052B de Agilent, el cual dispone de una opción de medida de frecuencia a la salida. Para comprobar que el funcionamiento del FLVCO a bajas frecuencias se iguala al del VCO original en oscilación libre, también se han realizado los mismos barridos al VCO. Los resultados de las medidas se muestran en la Fig. 5.12. Como se puede ver, el funcionamiento en régimen cuasiestático de los dos sistemas es prácticamente igual. Estos resultados cumplen lo previsto en la función de transferencia teórica desarrollada en el capítulo 2 (2.26) y representada en la Fig. 2.7. Como se demostraba en este capítulo, para frecuencias bajas, la sensibilidad y por tanto la relación entre tensión de control y frecuencia de salida de ambas arquitecturas (VCO y FLVCO) son similares. Gracias a esta similitud, el FLVCO es un sistema totalmente intercambiable con el VCO original, ofreciendo las mismas características estáticas y los mismos interfaces. Esta igualdad

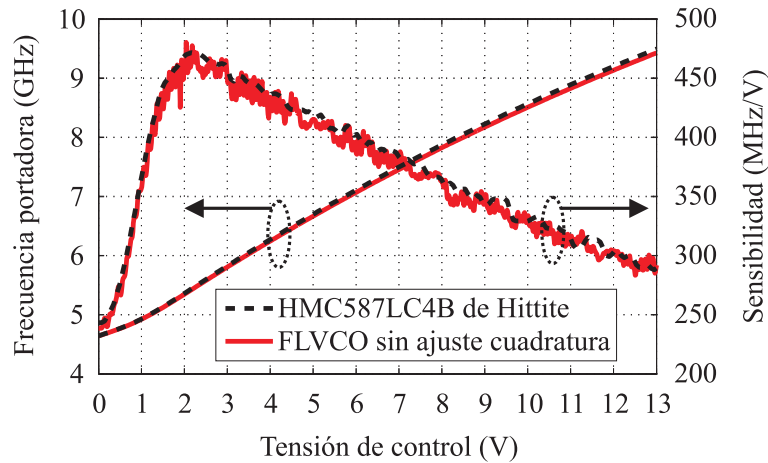


Figura 5.12.: Comparación de las medidas del VCO en oscilación libre y del FLVCO. Medidas de la relación entre la tensión de control y la frecuencia de RF de salida y de la sensibilidad en MHz/V.

entre sensibilidades solamente se cumple a frecuencias muy bajas, reduciéndose la sensibilidad a frecuencias superiores, como también se demostró en el capítulo 2, debido al filtrado realizado por el bucle.

5.4.3. Medidas dinámicas de respuesta al escalón

La respuesta al escalón nos proporciona más información sobre el comportamiento dinámico y sobre el tiempo de respuesta del FLVCO. Las medidas se han realizado introduciendo en la entrada de control un tren de pulsos con un periodo lo suficientemente grande para que el FLVCO llegue al régimen permanente. Los resultados de las medidas de la respuesta al escalón tanto del VCO original como del FLVCO se muestran en la Fig. 5.13-a y la Fig. 5.13-b, respectivamente. En la respuesta al escalón del VCO original se observa la rápida respuesta de éste. Por su parte, la respuesta al escalón del FLVCO tiene dos partes importantes que corresponden a los dos niveles de sensibilidad de la respuesta en frecuencia que se muestra en la Fig. 2.7. Como se detalló en el análisis de la respuesta teórica al escalón en el capítulo 2, el salto rápido, pero pequeño corresponde al polo de frecuencias más altas, correspondiente a $\omega_{LF} \cdot (1 + G_{OL})$. A las frecuencias donde predomina este polo la sensibilidad original está atenuada por un factor $(1 + G_{OL})$ y, aunque la respuesta es rápida, el salto de frecuencia de salida del FLVCO no corresponde con el del VCO original. Para frecuencias bajas, predomina el polo en $\omega_{DC}/(1 + G_{OL})$. Para estas frecuencias la sensibilidad es similar a la del VCO original, y por tanto, se alcanza el salto de frecuencias esperado. Además de las medidas, en la Fig. 5.13-b se incluye la respuesta al escalón teórica del FLVCO, obtenida a partir de (2.30), para una frecuencia de corte de DC de 144 Hz y una frecuencia de lazo de 300 kHz. Se comprueba que la respuesta al escalón medida casa perfectamente con el modelo teórico utilizado, teniendo un tiempo del transitorio, de 35 ms aproximadamente.

5. FLL sin ajuste de cuadratura para la reducción de ruido de fase

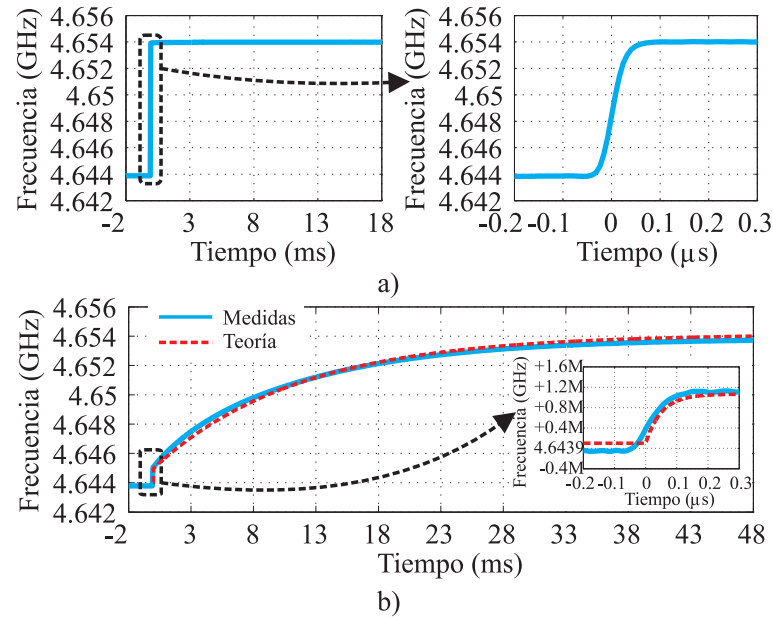


Figura 5.13.: Comparación de las respuestas al escalón del **a)** VCO original y **b)** del FLVCO.

5.4.4. Medidas de reducción de ruido

Por último se han realizado medidas de ruido de fase para verificar la reducción de éste respecto del VCO original. Esta es la medida más importante porque es el objetivo principal del diseño, y de la tesis. Para comprobar su funcionamiento se han realizado medidas del ruido de fase del VCO de Hittite en oscilación libre y del sistema FLVCO propuesto para la misma frecuencia de RF, con el analizador de fuentes de señal E5052B de Agilent. Los resultados obtenidos, para una frecuencia portadora de 7 GHz, se incluyen en la Fig. 5.14-a. En esta figura se ha añadido además el ruido de fase del FLVCO teórico según las funciones de transferencia y ecuaciones desarrolladas en el capítulo 2. De estos resultados se pueden sacar dos conclusiones importantes, en primer lugar, la buena concordancia entre las medidas de ruido de fase del FLVCO y el ruido de fase obtenido con el modelo teórico. En segundo lugar, se observa una reducción de ruido de fase con el FLVCO respecto del VCO original de casi 10 dB hasta 100 kHz de desviación de frecuencia respecto de la portadora y siempre por encima de 6 dB hasta 1 MHz de desviación. Además, la reducción de ruido se extiende, en menor medida, hasta 2.3-2.5 MHz aproximadamente. Se demuestra así la capacidad del bucle de reducir el ruido de fase hasta desviaciones de frecuencias superiores a 1 MHz para una frecuencia fija de RF. Comparando con el bucle clásico (con ajuste de cuadratura) los resultados demuestran que el FLVCO sin ajuste de cuadratura es capaz de reducir un ruido de fase a un nivel similar, aunque ligeramente inferior, al sistema con ajuste en un rango de frecuencias mayor (se pasa a reducir ruido de fase entre 5 y 8 GHz a reducirlo entre 4.5 y 9 GHz). El hecho de que la reducción de ruido sea ligeramente inferior al del FLVCO clásico se debe principalmente a que el nuevo sistema genera más ruido que el discriminador con desfasadores conmutados, como se puede ver si se comparan la Fig. 3.31 y la Fig. 5.6.

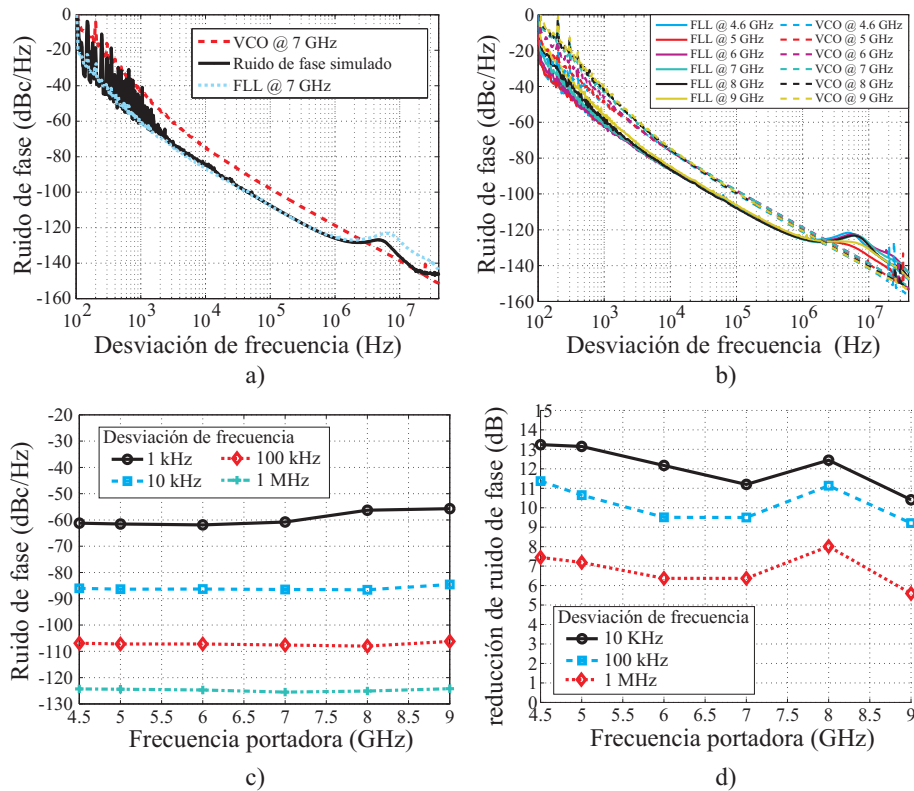


Figura 5.14.: Medidas de ruido de fase. **a)** Comparación de las medidas de ruido de fase del VCO original y del FLVCO propuesto para una frecuencia de RF de 7 GHz. Se incluye también el resultado esperado en simulación. **b)** Comparación de las medidas de ruido de fase del VCO original y del FLVCO propuesto para distintas frecuencias dentro del rango de frecuencias de funcionamiento. **c)** Ruido de fase del FLVCO en función de la frecuencia de RF para varias desviaciones de frecuencia. **d)** Reducción de ruido de fase del FLVCO en función de la frecuencia de RF para varias desviaciones de frecuencia.

Para demostrar que también se obtiene el mismo tipo de comportamiento en cualquier punto de la banda comprendida entre 4.5-9 GHz, en la figura Fig. 5.14-b se muestra el ruido de fase del FLVCO cuando opera en 6 frecuencias arbitrarias dentro de esa banda. En esta figura se ve que la reducción de ruido es constante en toda la banda de funcionamiento. Para ver más claramente tanto los nuevos niveles de ruido de fase como la reducción de éste respecto al VCO original, en la Fig. 5.14-c se muestra el ruido de fase en función de la frecuencia portadora para varias desviaciones de frecuencia y en la Fig. 5.14-d se representa la reducción de ruido también en función de la frecuencia portadora y para varias desviaciones de frecuencia. Si se observa la gráfica de ruido de fase, los niveles de ruido de fase son muy bajos (-125 dBc/Hz a 1 MHz de la portadora y -107 dBc/Hz a 100 kHz de la portadora) y comparables a osciladores comerciales de estado del arte, como el propio HMC587LC4B de Hittite, al que se le ha reducido considerablemente, como se muestra en la figura de reducción de ruido de fase, manteniendo el resto de sus prestaciones. El único inconveniente es el aumento del tiempo de respuesta

5. FLL sin ajuste de cuadratura para la reducción de ruido de fase

que se ha observado en las medidas de respuesta al escalón. Como ya se dijo anteriormente, este tiempo de respuesta se puede reducir aumentando la frecuencia de corte del filtrado paso-alto del discriminador. En un sistema donde el ruido de fase a desviaciones de frecuencia bajas está controlado por una arquitectura PLL y el FLVCO reduce ruido a desviaciones superiores, donde el ancho de banda del PLL no llega, no hay inconveniente en aumentar la frecuencia de corte del filtrado de DC para reducir el tiempo de respuesta y diseñar el FLVCO para que reduzca ruido de fase a partir de decenas de kHz, por ejemplo.

5.5. Conclusiones

En este capítulo se ha completado el diseño de una arquitectura FLVCO para reducir el ruido de fase de un VCO comercial de banda ancha. La ventaja que tiene esta nueva estructura respecto a la diseñada en el capítulo 3 es que no necesita ajuste de cuadratura del discriminador de frecuencia para el correcto funcionamiento en todo el rango de frecuencias sintetizables. Además, se ha conseguido aumentar este rango de funcionamiento de los 3 GHz del FLVCO del capítulo 3 a la octava completa entre 4.5 GHz y 9 GHz. Para el diseño de banda ancha sin ajuste de cuadratura, se ha utilizado el discriminador de frecuencia sin ajustes que se propuso en el capítulo 4, al que se le ha incorporado una etapa de detección de fase a partir de las señales I/Q totalmente analógico que suple al procesado software del anterior. El resto de bloques que permiten cerrar el bucle, sumador y filtrado de lazo en la parte de baja frecuencia y acoplador en la parte de RF, son similares a los ya utilizados para el FLVCO con ajustes de cuadratura. De igual forma que en el FLVCO del capítulo 3, para minimizar el ruido interno y el retardo de la rama realimentada, las funciones de sumador, filtrado y el detector de fase se han unido en un solo bloque funcional compacto. Por su parte, se mantienen los mismos interfaces que tiene el VCO, convirtiendo el FLVCO propuesto en un sistema totalmente intercambiable con el VCO original.

Para probar su funcionamiento, se ha realizado una gran batería de medidas sobre un prototipo fabricado. Estas medidas han permitido comprobar la estabilidad del bucle, a partir de la función de transferencia de bucle abierto. Las medidas de la respuesta estática del FLVCO han permitido demostrar que el funcionamiento estático del sistema es similar al del VCO. Por su parte, medidas de respuesta al escalón y de ruido de fase del FLVCO han demostrado que éste reduce considerablemente el ruido del VCO original, 10 dB hasta 100 kHz y por encima de 6 dB hasta 1 MHz, pero a costa de tener un tiempo de respuesta más lento. Se ha comprobado también que la reducción de ruido es constante en todo el rango de frecuencias y que el ruido de fase, de -125 dBc/Hz a 1 MHz y de -107 dBc/Hz a 100 kHz de la portadora de RF, refleja un nivel de estado del arte en este aspecto.

6

Conclusiones y líneas futuras de trabajo

6.1. Conclusiones

El principal objetivo de esta tesis ha sido el análisis, el diseño, la implementación y la evaluación de un sistema realimentado, basado en el bucle de estabilización de frecuencia clásico, que reduce el ruido de fase en un VCO comercial de microondas de banda ancha, al que se ha denominado FLVCO. La integración de este FLVCO, menos ruidoso que el VCO original, en un sintetizador controlado por un PLL permitirá mejorar sus prestaciones reduciendo el ruido de fase del sintetizador a frecuencias muy alejadas de la portadora (1-3 MHz) donde el ruido del sintetizador queda dominado por el ruido interno del VCO. La reducción de ruido de fase en sintetizadores responde a una necesidad real de la industria dedicada a la fabricación de equipos de medida y, de hecho, las especificaciones del FLVCO fueron determinadas a partir de las necesidades reales de equipos comerciales. También se insistió en la gran importancia de que el sistema fuera simple y, en lo posible, completamente autónomo, es decir, que no necesitara ningún tipo de ajuste de sintonización. Además, el desarrollo de un discriminador de frecuencia de banda ancha, buena sensibilidad y bajo ruido, ha permitido probar que dicho sistema puede ser también interesante para realizar un sistema de medida de ruido de fase sencillo que no requiere ajuste de cuadratura. Todo el trabajo realizado, junto con las conclusiones más relevantes, se enumeran a continuación.

1. Se ha realizado un estudio teórico de los bucles enganchados en frecuencia (FLL), gracias al cual se ha creado un modelo simplificado del sistema, caracterizado por sensibilidades, filtrados, ruido y retardos de los diferentes bloques funcionales. Este modelo ha ayudado a comprender el comportamiento de este tipo de bucles, y ha permitido obtener las funciones y parámetros más importantes que lo caracterizan: la función de transferencia del FLVCO, la reducción de ruido de fase y la condición de estabilidad del sistema. Gracias a este estudio se ha concluido que el elemento más importante de un FLL es el discriminador de frecuencia de la rama realimentada, ya que la sensibilidad (K_{FD}), el ruido interno (S_{nFD}) y el retardo temporal (τ_d) de dicho discriminador son los parámetros que fijan la reducción de ruido (R_N^2) y la estabilidad en el FLVCO completo.
2. Se ha diseñado un discriminador de frecuencia de banda ancha, basado en un dis-

6. Conclusiones y líneas futuras de trabajo

criminator con línea de retardo, para su posterior integración en un FLVCO. El mayor inconveniente de este tipo de discriminadores es que necesitan un desfasador variable para mantener la cuadratura en toda la banda de funcionamiento. Estos desfasadores variables son una fuente importante de ruido interno del discriminador, el cual debe ser minimizado para el correcto funcionamiento del posterior FLVCO, por lo que se ha sustituido el desfasador variable (que ofrecía ajuste de cuadratura en toda la banda) por la conmutación entre cuatro desfases fijos (con una cantidad finita de puntos de cuadratura en la banda). Conmutando correctamente entre los cuatro desfases se ha conseguido minimizar la pérdida de sensibilidad cuando no se está en los puntos de cuadratura. Las medidas sobre el prototipo de discriminador fabricado han presentado una sensibilidad entre 19 y 25 V/GHz en toda la banda de RF entre 5 y 8 GHz, con un suelo de ruido muy reducido, de -161.2 dBV/Hz.

3. Tras la fabricación y verificación del funcionamiento del discriminador, se han diseñado el resto de elementos del FLVCO y se han integrado todos en un prototipo para la reducción de ruido de un VCO comercial de banda ancha. Gracias a la conmutación entre los cuatro desfases del discriminador de frecuencia, el FLVCO fabricado es capaz de reducir más de 10 dB de ruido de fase hasta 300 kHz respecto de la portadora y por encima de 5 dB hasta 1 MHz respecto de la portadora, para todas las frecuencias portadoras entre 5 y 8 GHz, controlando la sintonía con solo dos conmutadores: uno de RF y otro de baja frecuencia.
4. Para simplificar el funcionamiento del FLVCO, evitando la necesidad de utilizar señales de control para mantener el bucle enganchado cuando se varía la frecuencia de RF, se ha estudiado un discriminador de frecuencia basado en una línea de retardo y una red de seis-puertos, que permite la operación sin necesidad de ajuste de cuadratura, al mismo tiempo que elimina automáticamente la dependencia con la portadora de RF. A partir de este discriminador, se ha propuesto una nueva arquitectura para la medida de ruido de fase de osciladores de RF de banda ancha. Para comprobar su funcionamiento se han realizado medidas de ruido de fase de un VCO comercial de banda ancha obteniendo resultados similares a los obtenidos con sistemas de medida comerciales sin necesidad de calibración ni ajustes. La utilización de una red de seis-puertos permite además la medida de sistemas con potencias de salida medias y bajas y el reducido desbalanceo de la misma, tanto de amplitud como de fase, permite la medida de ruido de fase sin errores, a pesar de que el sistema no ha sido calibrado.
5. Por último, haciendo uso del discriminador realizado, se ha implementado una nueva arquitectura de FLVCO que no necesita ajuste de cuadratura. Este nuevo FLVCO permite la reducción de ruido de fase de VCOs comerciales en la banda entre 4.5 y 9 GHz. Las medidas sobre el prototipo fabricado demuestran que es capaz de reducir más de 10 dB hasta 100 kHz de la portadora de RF y por encima de 6 dB hasta desviaciones de frecuencia de 1 MHz respecto de la portadora. De esta forma se ha implementado un FLVCO, totalmente intercambiable por el VCO original, ya que tiene los mismo interfaces y mantiene los mismos niveles de sensibilidad que el VCO original, pero con un nivel de ruido de fase muy infe-

rior, alrededor de -125 dBc/Hz a 1 MHz de la portadora y de -107 dBc/Hz para desviaciones de 100 kHz respecto a la portadora. Estos niveles de ruido de fase son comparables, y menores en algunos casos, a los que presentan VCOs de banda ancha de estado del arte.

6.2. Líneas futuras de trabajo

Tras haber completado los objetivos propuestos inicialmente en esta tesis, han surgido nuevas ideas y líneas por las que continuar la investigación tanto de los FLVCO como de los discriminadores de frecuencia de banda ancha. Muchas de estas ideas están enfocadas a las posibles mejoras de los sistemas fabricados. Estas son las siguientes:

- El sistema propuesto ha demostrado la capacidad del FLVCO para reducir el ruido de fase de un VCO de altas prestaciones manteniendo sus mismos interfaces de entrada/salida. No obstante la capacidad de reducción de ruido está limitada por las prestaciones del discriminador de frecuencia utilizado. Para aumentar la capacidad de reducir ruido de esta arquitectura sería necesario investigar posibles soluciones a algunas de las limitaciones de los discriminadores de frecuencia desarrollados en esta tesis. Para ello hay varias vías de mejora que se pueden seguir:
 - Mejorar el rango de frecuencias de RF de funcionamiento del discriminador. En este caso, el factor limitante es la etapa detectora de potencia, ya que el resto de elementos pasivos de RF tienen un buen funcionamiento entre 3.1 y 10.6 GHz. Se puede aumentar este rango de frecuencias diseñando una red adaptadora de entrada al detector de potencia más compleja que permita detectar señales entre 3.1 y 10.6 GHz. Además, para que el FLVCO funcione en un ancho de banda mayor es necesario que la sensibilidad del discriminador compense las variaciones de la sensibilidad del VCO al que se le quiere reducir el ruido de fase, de modo que la ganancia de lazo abierto $G_{OL} = K_{VCO} \cdot K_{FD}$ no tenga grandes caídas en el rango de frecuencias de funcionamiento.
 - Aumentar la sensibilidad del discriminador de frecuencia sin aumentar el suelo de ruido del mismo. Es importante saber que no es posible aumentar la sensibilidad con la introducción una amplificación en la circuitería de baja frecuencia, ya que esta amplificación también afecta al ruido del sistema y por tanto la relación señal a ruido no mejora. Otras opciones de mejorar la sensibilidad del discriminador, que ya se han comentado a lo largo de la tesis, son: i) utilizar configuraciones de diodos detectores más complejas, como la configuración en paralelo de diodos con la señal de entrada en contra-fase propuesta en [88], que permitan tener detectores de potencia más sensibles, ii) introducir una amplificación en la parte de RF para conseguir más potencia a la entrada de los detectores de potencia, lo que permitirá que la tensión de salida de estos aumente, y iii) un aumento de longitud de la línea de retardo, combinado con una amplificación de RF para compensar las pérdidas, ya que la sensibilidad del discriminador está directamente relacionada con el retardo de la línea, que a su vez es proporcional a su longitud.

6. Conclusiones y líneas futuras de trabajo

- Reducir el ruido interno del sistema. Una de las soluciones es la búsqueda de diodos con muy baja resistencia de vídeo o buscar arquitecturas detectoras que minimicen la resistencia de entrada a la etapa amplificadora de acondicionamiento. También es posible buscar amplificadores para la etapa acondicionadora con un ruido de corriente equivalente a la entrada muy bajo, de modo que la resistencia de vídeo del diodo no sea tan influyente en el ruido total.
- Otra línea importante a seguir es el estudio de una alternativa compacta a la voluminosa línea de retardo, la cual reduciría considerablemente el tamaño del FLVCO y del sistema medidor de ruido de fase. Para sustituir la línea de retardo por un elemento equivalente, que tenga la misma funcionalidad en el rango de frecuencias deseado, hay varias posibilidades, entre las que se encuentran los resonadores sintonizables, donde ya se han hecho algunas investigaciones [89] o las líneas de transmisión zurdas [90] y compuestas diestras/zurdas [91].
- El tamaño del discriminador sin ajuste de cuadratura se puede reducir aún más, al mismo tiempo que se pueden minimizar los desbalances producidos por la red de seis-puertos, sustituyendo esta red, que estaba compuesta por cuatro híbridos y un desfasador de 90 grados, por una red completamente simétrica, similar a una matriz de Butler, compuesta por cuatro híbridos y dos desfasadores de 45 grados, como la propuesta en [92]. Además, esta red de seis-puertos facilita la integración, ya que todas las salidas se encuentra en el mismo lado del circuito, al contrario que la red de seis-puertos utilizada, que tiene las salidas en lados opuestos.
- Para completar el sistema medidor de ruido de fase, además de todas las vías de mejora anteriormente comentadas (reducción de tamaño, reducción de ruido interno, aumento de sensibilidad), se propone como línea futura de trabajo la implementación de una calibración para eliminar por completo los desbalances y variaciones dependiente de la frecuencia portadora, mejorando la medida final de ruido de fase.
- Otra tarea a realizar es la integración completa de toda la circuitería del FLVCO en un sistema final, confinado en una caja metálica totalmente aislada de las interferencias exteriores. Esta integración completa permitiría tener un sistema con cuatro puertos para el caso del FLVCO clásico y con dos puertos para el FLVCO sin ajuste de cuadratura (además de las entrada de alimentación), quedando solamente como elemento externo la línea de retardo, que también podría ser integrado, tras completar la segunda línea futura.
- Por último, otro trabajo a realizar sería la implementación de un PLL completo basado en el FLVCO desarrollado, es decir, integrar el FLVCO dentro de una arquitectura PLL para verificar que efectivamente mejora las prestaciones del PLL sin FLVCO. Uno de los mayores inconvenientes sería la lentitud de la respuesta del FLVCO a los saltos de frecuencia. Una solución a esto es el preajuste, mediante una tabla de equivalencias y con el bucle FLVCO abierto, y a continuación cerrar el bucle. De este modo se mantendría la reducción de ruido de fase junto a una respuesta rápida del sistema.

Apéndices



Equivalencia del módulo al cuadrado de la suma de dos números complejos

Partimos del cuadrado del módulo de la suma de dos números complejos χ y ψ , cuya expresión es

$$|\chi + \psi|^2 \tag{A.1}$$

Gracias a una regla bien conocida de los números complejos se sabe que el módulo al cuadrado de un número complejo es igual al producto de ese número complejo por su conjugado.

$$|\chi + \psi|^2 = (\chi + \psi) \cdot (\chi + \psi)^* \tag{A.2}$$

De igual forma, es fácil ver que el conjugado de la suma de dos números complejos es igual a la suma de los conjugados de estos números, por lo que si operamos la ecuación (A.2) nos queda

$$\begin{aligned} |\chi + \psi|^2 &= (\chi + \psi) \cdot (\chi + \psi)^* & \tag{A.3} \\ &= (\chi + \psi) \cdot (\chi^* + \psi^*) \\ &= \chi \cdot \chi^* + \psi \cdot \chi^* + \chi \cdot \psi^* + \psi \cdot \psi^* \\ &= |\chi|^2 + \psi \cdot \chi^* + \chi \cdot \psi^* + |\psi|^2 \end{aligned}$$

Por último, se aplicarán otras tres propiedades de los números complejos

$$((\psi \cdot \chi^*)^*)^* = \psi \cdot \chi^* \tag{A.4}$$

$$(\psi \cdot \chi^*)^* = \psi^* \cdot (\chi^*)^* = \psi^* \cdot \chi \tag{A.5}$$

$$(\psi^* \cdot \chi)^* + \chi \cdot \psi^* = 2 \cdot \text{Re} \{ \psi^* \cdot \chi \} \tag{A.6}$$

Haciendo uso de ellas, se llega al resultado deseado

$$|\chi + \psi|^2 = |\chi|^2 + |\psi|^2 + 2 \cdot \text{Re} \{ \psi^* \cdot \chi \} \tag{A.7}$$

A. Equivalencia del módulo al cuadrado de la suma de dos números complejos

Si ahora se aplica la igualdad en (A.7) a las dos señales a la salida de los detectores de potencia, (3.17) y (3.18), se obtiene el siguiente equivalente

$$s_A(t) = \frac{\beta_D |\tilde{s}_1(t)|^2}{2} \left(\left| \frac{\tilde{s}_2(t)}{\tilde{s}_1(t)} \right|^2 + 1 + 2 \cdot \text{Re} \left\{ (-j)^* \frac{\tilde{s}_1(t)}{\tilde{s}_2(t)} \right\} \right) \quad (\text{A.8})$$

$$s_B(t) = \frac{\beta_D |\tilde{s}_1(t)|^2}{2} \left(\left| \frac{\tilde{s}_2(t)}{\tilde{s}_1(t)} \right|^2 + 1 + 2 \cdot \text{Re} \left\{ (j)^* \frac{\tilde{s}_1(t)}{\tilde{s}_2(t)} \right\} \right) \quad (\text{A.9})$$

Para este análisis se están suponiendo ideales las pérdidas de los distintos elementos del sistema, por tanto, el módulo de la relación entre las señales de entrada al híbrido será igual a 1. Si se sustituyen y se despejan las señales a la entrada del híbrido por sus valores, incluyendo los desfases producidos en los distintos elementos del discriminador, se obtiene

$$s_A(t) = \frac{\beta_D \cdot P_{RF}}{2} \left(2 + 2 \cdot \text{Re} \left\{ e^{j(\varphi(t) - \varphi(t - \tau_{dl}) - \omega_{RF}\tau_{dl} - \phi_{desf} + \frac{\pi}{2})} \right\} \right) \quad (\text{A.10})$$

$$s_B(t) = \frac{\beta_D \cdot P_{RF}}{2} \left(2 + 2 \cdot \text{Re} \left\{ e^{j(\varphi(t) - \varphi(t - \tau_{dl}) - \omega_{RF}\tau_{dl} - \phi_{desf} - \frac{\pi}{2})} \right\} \right) \quad (\text{A.11})$$

Por último, resolviendo la parte real del término exponencial de las dos ecuaciones, obtenemos el valor de la tensión a la salida de los detectores de potencia del discriminador.

$$s_A(t) = \beta_D \cdot P_{RF} (1 - \sin(\varphi(t) - \varphi(t - \tau_{dl}) - \omega_{RF}\tau_{dl} - \phi_{desf})) \quad (\text{A.12})$$

$$s_B(t) = \beta_D \cdot P_{RF} (1 + \sin(\varphi(t) - \varphi(t - \tau_{dl}) - \omega_{RF}\tau_{dl} - \phi_{desf})) \quad (\text{A.13})$$

B

Discriminador de frecuencia clásico con pérdidas y desbalances

Para la obtención de la función de transferencia del discriminador de frecuencia, cuando se tienen en cuenta tanto desbalances como pérdidas en los distintos elementos, se vuelve a introducir una señal de RF en el sistema de la forma

$$s_{RF}(t) = V_{RF} \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \varphi(t)) \quad (\text{B.1})$$

donde ya se han definido las distintas variables que la componen. La envolvente compleja vuelve a ser

$$\tilde{s}_{RF}(t) = \sqrt{2 \cdot P_{RF}} \cdot e^{j \cdot \varphi(t)}, \quad (\text{B.2})$$

Tras el paso de la señal por el divisor de potencia, la señales en cada una de las salidas será

$$\tilde{s}_{PowDiv}(t) = \frac{\sqrt{2 \cdot P_{RF}}}{\sqrt{L_{PowDiv}}} \cdot e^{j \cdot \varphi(t)}, \quad (\text{B.3})$$

donde L_{PowDiv} son las pérdidas de inserción del divisor de potencia. A continuación, una de las ramas es retardada temporalmente τ_{dl} segundos al atravesar la línea de retardo.

$$\tilde{s}_1(t) = \frac{\sqrt{2 \cdot P_{RF}}}{\sqrt{L_{PowDiv} \cdot L_{LinRet}}} \cdot e^{j \cdot \varphi(t - \tau_{dl})} \cdot e^{-j \cdot \omega_{RF} \tau_{dl}}, \quad (\text{B.4})$$

donde L_{LinRet} son las pérdidas de inserción de la línea de retardo. En la otra rama la señal a la salida del divisor de potencia es desfasada para mantener el sistema en cuadratura, esto es

$$\tilde{s}_2(t) = \frac{\sqrt{2 \cdot P_{RF}}}{\sqrt{L_{PowDiv} \cdot L_{Desf}}} \cdot e^{j \cdot \varphi(t)} \cdot e^{j \cdot \phi_{desf}} \quad (\text{B.5})$$

donde ahora las pérdidas del desfasador están representadas por la variable L_{Desf} .

Estas dos señales, (B.4) y (B.5), son las señales a la entrada del detector de fase. A continuación, estas señales se mezclan en un híbrido de 90 grados, que si se incluyen las pérdidas y los desbalances de fase, dan las siguientes salidas

B. Discriminador de frecuencia clásico con pérdidas y desbalanceos

$$\tilde{s}_{H1}(t) = -j \cdot \frac{\tilde{s}_1(t)}{\sqrt{L_{90^\circ A}}} \cdot e^{-j\Delta\phi_{H1}} + \frac{\tilde{s}_2(t)}{\sqrt{L_{90^\circ D}}} \quad (\text{B.6})$$

$$\tilde{s}_{H2}(t) = \frac{\tilde{s}_1(t)}{\sqrt{L_{90^\circ D}}} - j \cdot \frac{\tilde{s}_2(t)}{\sqrt{L_{90^\circ A}}} \cdot e^{-j\Delta\phi_{H2}} \quad (\text{B.7})$$

donde $L_{90^\circ D}$ y $L_{90^\circ A}$ son las pérdidas de inserción del camino directo y del camino acoplado del híbrido, respectivamente. Por su parte, $\Delta\phi_{H1}$ y $\Delta\phi_{H2}$ son los desbalanceos de fase a cada una de las salidas del híbrido. En el caso ideal estos desbalanceos de fase son iguales a 0. Las salidas del híbrido son detectadas por los detectores de potencia y filtradas por un filtrado paso-bajo. Las señales a la salida del conjunto detectores y filtrado son las siguientes

$$s_A(t) = \beta_D |\tilde{s}_{H1}(t)|^2 = \frac{\beta_D \cdot |\tilde{s}_1(t)|^2}{L_{90^\circ D}} \left| \frac{\tilde{s}_2(t)}{\tilde{s}_1(t)} - j \sqrt{\frac{L_{90^\circ D}}{L_{90^\circ A}}} \cdot e^{-j\Delta\phi_{H1}} \right|^2 \quad (\text{B.8})$$

$$s_B(t) = \beta_D \cdot \alpha_D |\tilde{s}_{H2}(t)|^2 = \frac{\beta_D \cdot \alpha_D \cdot |\tilde{s}_1(t)|^2}{L_{90^\circ A}} \left| \frac{\tilde{s}_2(t)}{\tilde{s}_1(t)} + j \sqrt{\frac{L_{90^\circ A}}{L_{90^\circ D}}} \cdot e^{j\Delta\phi_{H2}} \right|^2 \quad (\text{B.9})$$

donde β_D es la sensibilidad de los detectores de potencia y α_D es una constante multiplicativa que representa la posible diferencia entre las sensibilidades de los dos detectores de potencia. El caso ideal, donde las dos sensibilidades son iguales, ocurre para $\alpha_D = 1$. Las ecuaciones anteriores, que corresponden al módulo al cuadrado de la suma de dos números complejos, se desarrollan tal y como se muestra en el apéndice A, obteniendo las siguientes señales en el dominio temporal

$$s_A(t) = \frac{\beta_D \cdot |\tilde{s}_1(t)|^2}{L_{90^\circ D}} \left(\frac{L_{LinRet}}{L_{Desf}} + \frac{L_{90^\circ D}}{L_{90^\circ A}} + 2 \sqrt{\frac{L_{LinRet}}{L_{Desf}} \frac{L_{90^\circ D}}{L_{90^\circ A}}} \cdot \cos \left(\varphi(t) - \varphi(t - \tau_{dl}) + \omega_{RF}\tau_{dl} - \phi_{desf} + \frac{\pi}{2} + \Delta\phi_{H1} \right) \right) \quad (\text{B.10})$$

$$s_B(t) = \frac{\beta_D \cdot \alpha_D \cdot |\tilde{s}_1(t)|^2}{L_{90^\circ A}} \left(\frac{L_{LinRet}}{L_{Desf}} + \frac{L_{90^\circ A}}{L_{90^\circ D}} + 2 \sqrt{\frac{L_{LinRet}}{L_{Desf}} \frac{L_{90^\circ A}}{L_{90^\circ D}}} \cdot \cos \left(\varphi(t) - \varphi(t - \tau_{dl}) + \omega_{RF}\tau_{dl} - \phi_{desf} - \frac{\pi}{2} - \Delta\phi_{H2} \right) \right) \quad (\text{B.11})$$

Si se cumple la condición de cuadratura, los términos $(\omega_{RF} \cdot \tau_{dl})$ y ϕ_{desf} se contrarrestan y, si se operan las ecuaciones (B.10) y (B.11) para simplificar, se obtiene

$$s_A(t) = \frac{\beta_D \cdot 2 \cdot P_{RF}}{L_{PowDiv} L_{LinRet} L_{90^\circ D}} \left(\frac{L_{LinRet} L_{90^\circ A} + L_{Desf} L_{90^\circ D}}{L_{Desf} L_{90^\circ A}} - 2 \sqrt{\frac{L_{LinRet}}{L_{Desf}} \frac{L_{90^\circ D}}{L_{90^\circ A}}} \sin(\varphi(t) - \varphi(t - \tau_{dl}) + \Delta\phi_{H1}) \right) \quad (B.12)$$

$$s_B(t) = \frac{\beta_D \cdot \alpha_D \cdot 2 \cdot P_{RF}}{L_{PowDiv} L_{LinRet} L_{90^\circ A}} \left(\frac{L_{LinRet} L_{90^\circ D} + L_{Desf} L_{90^\circ A}}{L_{Desf} L_{90^\circ D}} + 2 \sqrt{\frac{L_{LinRet}}{L_{Desf}} \frac{L_{90^\circ A}}{L_{90^\circ D}}} \sin(\varphi(t) - \varphi(t - \tau_{dl}) - \Delta\phi_{H2}) \right) \quad (B.13)$$

La última parte es la resta las dos señales de salida de los detectores de potencia. Por tanto, la señal de tensión a la salida del discriminador será

$$s_{out}(t) = \beta_D \frac{2 \cdot P_{RF}}{L_{PowDiv}} \left(\gamma_{DC} + \frac{2 \cdot (1 + \alpha_D)}{\sqrt{L_{Desf} L_{LinRet} L_{90^\circ D} L_{90^\circ A}}} \cdot (\sin(\varphi(t) - \varphi(t - \tau_{dl}) - \Delta\phi_{H2}) + \sin(\varphi(t) - \varphi(t - \tau_{dl}) + \Delta\phi_{H1})) \right) \quad (B.14)$$

donde γ_{DC} es un término de continua que depende del desbalanceo de las pérdidas entre las ramas de la línea de retardo y el desfasador, del desbalanceo de las pérdidas de inserción del híbrido y de la diferencia de sensibilidad de los dos detectores de potencia.

$$\gamma_{DC} = \frac{L_{LinRet} (L_{90^\circ D} \cdot \alpha_D - L_{90^\circ A}) + L_{Desf} (L_{90^\circ A} \cdot \alpha_D - L_{90^\circ D})}{L_{Desf} L_{LinRet} L_{90^\circ D} L_{90^\circ A}} \quad (B.15)$$

En este término de continua se ve la importancia del balanceo de potencias del discriminador. También se puede observar que, aunque la diferencia entre las pérdidas de la rama de la línea de retardo y la rama del desfasador sean considerables, este término de continua se puede minimizar, o incluso eliminar, mediante el uso de un híbrido muy bien balanceado en amplitud, $L_{90^\circ A} = L_{90^\circ D}$, y dos detectores de potencia con sensibilidades iguales. Por otro lado, si se aplican identidades trigonométricas a la suma de senos en (B.14) y se realizan aproximaciones para $\varphi(t) - \varphi(t - \tau_{dl}) \ll 1$, se obtiene

$$\begin{aligned} & \sin \left(\varphi(t) - \varphi(t - \tau_{dl}) - \Delta\phi_{H2} \right) + \sin \left(\varphi(t) - \varphi(t - \tau_{dl}) + \Delta\phi_{H1} \right) = \\ & = \sin \left(\frac{\Delta\phi_{H1} - \Delta\phi_{H2}}{2} \right) \cos \left(\frac{\Delta\phi_{H1} + \Delta\phi_{H2}}{2} \right) + \\ & + (\varphi(t) - \varphi(t - \tau_{dl})) \cos \left(\frac{\Delta\phi_{H1} - \Delta\phi_{H2}}{2} \right) \cos \left(\frac{\Delta\phi_{H1} + \Delta\phi_{H2}}{2} \right) = \\ & = \gamma_{DC_\phi} + \gamma_{sens} \cdot (\varphi(t) - \varphi(t - \tau_{dl})) \end{aligned} \quad (B.16)$$

B. Discriminador de frecuencia clásico con pérdidas y desbalanceos

donde vuelve a aparecer otro término de continua, debido a los desbalanceos de fase del híbrido, $\gamma_{DC\phi}$. Este desbalanceo de fase del híbrido también se produce una pérdida de sensibilidad del discriminador, γ_{sens} .

Por tanto, tras la inclusión de las pérdidas y los posibles desbalanceos del discriminador de frecuencia, la función de transferencia del mismo es la siguiente

$$s_{out}(t) = \beta_D \frac{2 \cdot P_{RF}}{L_{PowDiv}} \left(\gamma_{DC} + \frac{2 \cdot (1 + \alpha_D) \cdot \gamma_{DC\phi}}{\sqrt{L_T}} + \right. \quad (B.17)$$

$$\left. + \frac{2 \cdot (1 + \alpha_D) \cdot \gamma_{sens}}{\sqrt{L_T}} \left(\tau_{dl} \cdot \text{sinc} \left(\frac{\omega_m \cdot \tau_{dl}}{2\pi} \right) \cdot \Delta\omega(t) \right) \right)$$

donde por simplicidad se ha agrupado el producto de todas pérdidas del sistema, salvo las del divisor de potencia, en un término definido como L_T . En el caso ideal, donde $L_{PowDiv} = 2$, $\gamma_{DC} = 0$, $\gamma_{DC\phi} = 0$, $\alpha_D = 1$, $L_T = 4$ y $\gamma_{sens} = 1$, la ecuación (B.17) vuelve a ser igual a la obtenida en el caso ideal, (3.28).



Lista de publicaciones

C.1. Publicaciones internacionales

- **J. M. Ávila-Ruiz**, L. Moreno-Pozas, E. Durán-Valdeiglesias, A. Moscoso-Mártir, I. Molina-Fernández, and J. de-Oliva-Rubio, “Frequency Locked Loop Architecture for Phase Noise Reduction in Wideband Low-Noise Microwave Oscillators,” *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, vol.7, no.11, pp. 869-875, Aug. 20, 2013.
- **J. M. Ávila-Ruiz**, A. Moscoso-Mártir, E. Durán-Valdeiglesias, L. Moreno-Pozas, J. de-Oliva-Rubio, and I. Molina-Fernández, “Six-Port-Based Architecture for Phase Noise Measurement in the UWB Band,” *Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 2014.
- **J. M. Ávila-Ruiz**, I. Molina-Fernández, L. Moreno-Pozas, and A. Moscoso-Mártir, “Ultra-Wideband VCO Phase Noise Reduction Loop Based on a Six-Port Phase-Shifterless Delay-Line Discriminator,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.62, no.12, pp. 1-9, Dic. 2014.

C.2. Conferencias internacionales

- A. Moscoso-Mártir, I. Molina-Fernández, and **J. M. Ávila Ruiz**, “Ultra-Wideband Multilayer Six-Port Junction with Common Phase Error Cancellation,” *Microwave Conference (EuMC), 2012 42nd European*, pp. 17-20, Oct. 29 2012-Nov. 1 2012.
- I. Molina-Fernández, A. Moscoso-Mártir, **J. M. Ávila-Ruiz**, R. Halir, P. Reyes-Iglesias, J. de-Oliva-Rubio, and A. Ortega-Moñux, “Multi-port Technology for Microwave and Optical Communications,” *Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International*, pp. 1,3, 17-22 Jun. 2012.
- I. Molina-Fernández, A. Moscoso-Mártir, **J. M. Ávila-Ruiz**, R. Halir, P. Reyes-Iglesias, L. Moreno-Pozas, J. de-Oliva-Rubio, and A. Ortega-Moñux, “Six-Port and Five-Port Receivers for UWB and Optical Communications,” *Microwave Conference (EuMC)*, 2013, pp. 1595-1598, 6-10 Oct. 2013.

C. Lista de publicaciones

- A. Moscoso-Mártir, **J. M. Ávila-Ruiz**, E. Durán-Valdeiglesias, L. Moreno-Pozas, I. Molina-Fernández, A. Ortega-Moñux, and J. de-Oliva-Rubio, “Butler matrix based six-port passive junction,” *Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet)*, 2014 IEEE Topical Conference on, pp. 7-9, 19-23 Jan. 2014.

C.3. Conferencias nacionales

- A. Moscoso-Mártir, I. Molina-Fernández, and **J. M. Ávila-Ruiz**, “Arquitectura de Seis Puertos de Ultra Banda Ancha con Errores de Fase Autocompensados.” *XXVII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio URSI*, 12-14 Sep. 2012, Elche (Spain).
- **J. M. Ávila-Ruiz**, I. Molina-Fernández, E. Durán-Valdeiglesias, L. Moreno-Pozas, A. Moscoso-Mártir, and J. de-Oliva-Rubio, “Bucle Enganchado en Frecuencia para Reducción de Ruido de Fase en Osciladores de Microondas.” *XXVII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio URSI*, 12-14 Sep. 2012, Elche (Spain).
- L. Moreno-Pozas, E. Durán-Valdeiglesias, **J. M. Ávila-Ruiz** and I. Molina-Fernández, “Caracterización y Simulación de un Diodo Schottky de Microondas,” *XXVIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio URSI*, 11-13 Sep., 2013, Santiago de Compostela (Spain).

Bibliografía

- [1] J. R. Vig and T. R. Meeker, “The aging of bulk acoustic wave resonators, filters and oscillators,” in *Frequency Control, 1991., Proceedings of the 45th Annual Symposium on*, May 1991, pp. 77–101.
- [2] M. A. Lombardi, *The mechatronics handbook*. CRC Press, 2002, ch. 17 - Fundamentals of time and frequency, pp. 341–358.
- [3] E. Rubiola, *Phase noise and frequency stability in oscillators*. Cambridge University Press, 2010.
- [4] E. S. Ferre-Pikal and F. L. Walls, “Frequency standards, characterization,” *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, vol. 12, pp. 767–775, Jun. 1999.
- [5] *IEEE standard definitions of physical quantities for fundamental frequency and time metrology. Random instabilities*, The Institute of Electrical and Electronics Engineers Std., Jun. 1999.
- [6] *ITU-T Recommendation G.810 - Definitions and terminology for synchronization networks*, Telecommunications Standardization Sector of ITU Std., Oct. 2007.
- [7] B. Razavi, “Challenges in the design of frequency synthesizers for wireless applications,” in *Custom Integrated Circuits Conference, 1997., Proceedings of the IEEE 1997*, May 1997, pp. 395–402.
- [8] Agilent Technologies, “Phase noise characterization of microwave oscillators - Frequency discriminator method,” Product Note 11729C-2, May 2007.
- [9] T. Pollet, M. Van Bladel, and M. Moeneclaey, “BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise,” *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 2/3/4, pp. 191–193, Feb. 1995.
- [10] D. Petrovic, W. Rave, and G. Fettweis, “Effects of phase noise on OFDM systems with and without PLL: Characterization and compensation,” *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 8, pp. 1607–1616, Aug. 2007.
- [11] A. Armada, “Understanding the effects of phase noise in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM),” *Broadcasting, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 2, pp. 153–159, Jun. 2001.
- [12] S. Wu and Y. Bar-Ness, “OFDM systems in the presence of phase noise: Consequences and solutions,” *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 11, pp. 1988–1996, Nov. 2004.
- [13] K. Pandey, U. Bhatt, and R. Upadhyay, “Investigation effect of phase noise of OFDM system and realization LO (local oscillator) with and without phase locked

Bibliografía

- loop (PLL),” in *Wireless and Optical Communications Networks (WOCN), 2012 Ninth International Conference on*, Sep. 2012, pp. 1–5.
- [14] U. L. Rohde, *Digital PLL frequency synthesizers: Theory and design*. Prentice Hall, 1982.
- [15] R. Best, *Phase-locked loops: Design, simulation, and applications*, 5th ed. McGraw-Hill Professional, 2003.
- [16] F. M. Gardner, *Phaselock techniques*, 3rd ed. John Wiley & Sons, Inc, 2005.
- [17] D. Banerjee, *PLL performance, simulation and design handbook*, 4th ed. National Semiconductors, 2006.
- [18] E. Andersen and E. C. Herleikson, “RF signal generator single-loop frequency synthesis, phase noise reduction, and frequency modulation,” *Hewlett Packard Journal*, vol. 40, no. 5, pp. 27–33, Oct. 1989.
- [19] R. Navid, T. Lee, and R. Dutton, “Circuit-based characterization of device noise using phase noise data,” *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 6, pp. 1265–1272, Jun. 2010.
- [20] T. H. Lee and A. Hajimiri, “Oscillator phase noise: A tutorial,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 3, pp. 326–336, Mar. 2000.
- [21] C. McNeilage, E. Ivanov, P. Stockwell, and J. Searls, “Review of feedback and feedforward noise reduction techniques,” in *Frequency Control Symposium, 1998. Proceedings of the 1998 IEEE International*, May 1998, pp. 146–155.
- [22] R. V. Pound, “Frequency stabilization of microwave oscillators,” *Proceedings of the IRE*, vol. 35, no. 12, pp. 1405–1415, Dec. 1947.
- [23] J. L. Altman, “A technique for stabilizing microwave oscillators,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. MTT-2, no. 2, pp. 16–25, Jul. 1954.
- [24] E. Ivanov, M. Tobar, and R. Woode, “Applications of interferometric signal processing to phase-noise reduction in microwave oscillators,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 10, pp. 1537–1545, Oct 1998.
- [25] R. J. Mohr, “Broadband microwave discriminator,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. MTT-11, no. 7, pp. 263–264, 1963.
- [26] M. J. Underhill, “Delay stabilized variable oscillator,” *Electronic Letters*, vol. 8, no. 5, pp. 115–117, Mar. 1972.
- [27] Y. Amblard and A. Peyrat, “X Band bulk-wave delay line stabilized oscillator,” in *Microwave Symposium Digest, 1977 IEEE MTT-S International*, Jun. 1977, pp. 339–342.

- [28] J. Gustrau, F. Fiechtner, and M. Hoffmann, “VCO linearisation by frequency feedback,” in *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 1998 IEEE*, Jun. 1998, pp. 135–138.
- [29] E. Ayranci, K. Christensen, and P. Andreani, “Enhancement of VCO linearity and phase noise by implementing frequency locked loop,” in *EUROCON, 2007. The International Conference on 'Computer as a Tool'*, Sep. 2007, pp. 2593–2599.
- [30] K. Faith, F. Labaar, A. Lance, and F. Mendoza, “Frequency switching speed measurements using a delay line discriminator,” *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 4, pp. 620–625, Dec. 1988.
- [31] H. Gheidi and A. Banai, “Phase-noise measurement of microwave oscillators using phase-shifterless delay-line discriminator,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 2, pp. 468–477, Feb. 2010.
- [32] ———, “An ultra-broadband direct demodulator for microwave FM receivers,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 8, pp. 2131–2139, Aug. 2011.
- [33] B. Parzen and J. P. Hou, “A technique for a self phase noise measuring system for signal sources,” in *32nd Annual Symposium on Frequency Control. 1978*, 1978, pp. 432–438.
- [34] R. Brozovich, “A unified analysis of transmission line discriminators for F. M. noise measurements,” in *Microwave Symposium Digest, 1983 IEEE MTT-S International*, May 1983, pp. 369–371.
- [35] W. Khalil, B. Bakkaloglu, and S. Kiaei, “A self-calibrated on-chip phase-noise measurement circuit with -75 dBc single-tone sensitivity at 100 kHz offset,” *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 42, no. 12, pp. 2758–2765, Dec. 2007.
- [36] J. Avila-Ruiz, L. Moreno-Pozas, E. Duran-Valdeiglesias, A. Moscoso-Martir, I. Molina-Fernandez, and J. de Oliva-Rubio, “Frequency locked loop architecture for phase noise reduction in wideband low-noise microwave oscillators,” *Microwaves, Antennas Propagation, IET*, vol. 7, no. 11, pp. 869–875, Aug. 2013.
- [37] J. Avila-Ruiz, I. Molina-Fernandez, E. Duran-Valdeiglesias, L. Moreno-Pozas, A. Moscoso-Martir, and J. de Oliva-Rubio, “Bucle enganchado en frecuencia para reduccion de ruido de fase en osciladores de microondas,” in *XXVII Simposium Nacional de la Union Científica Internacional de Radio (Elche, España), URSI*, Sep. 2012.
- [38] I. Molina-Fernandez, A. Moscoso-Martir, J. M. Avila-Ruiz, R. Halir, P. Reyes-Iglesias, J. De-Oliva-Rubio, and A. Ortega-Moñux, “Multi-port technology for microwave and optical communications,” in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International*, Jun. 2012, pp. 1–3.
- [39] I. Molina-Fernandez, A. Moscoso-Martir, J. Avila-Ruiz, R. Halir, P. Reyes-Iglesias, L. Moreno-Pozas, J. de Oliva-Rubio, and A. Ortega-Moñux, “Six-port and five-port

Bibliografía

- receivers for UWB and optical communications,” in *Radar Conference (EuRAD), 2013 European*, Oct. 2013, pp. 283–286.
- [40] J. M. Avila-Ruiz, A. Moscoso-Martir, E. Duran-Valdeiglesias, L. Moreno-Pozas, J. de Oliva-Rubio, and I. Molina-Fernandez, “Six-port based architecture for phase noise measurement in the UWB band,” *Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 2014, Jan. 2014.
- [41] J. M. Avila-Ruiz, I. Molina-Fernandez, L. Moreno-Pozas, and A. Moscoso-Martir, “Ultra-wideband VCO phase noise reduction loop based on a six-port phase-shifterless delay line discriminator,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 2014.
- [42] R. Pound, “Electronic frequency stabilization of microwave oscillators,” *Review of Scientific Instruments*, vol. 17, no. 11, pp. 490–505, Nov. 1946.
- [43] N. Wiener, “Generalized harmonic analysis,” *Acta Mathematica*, vol. 55, no. 1, pp. 117–258, 1930.
- [44] A. Khintchine, “Korrelationstheorie der stationaren stochastischen prozesse,” *Mathematische Annalen*, vol. 109, no. 1, pp. 604–615, 1934.
- [45] J. Rutman, “Characterization of phase and frequency instabilities in precision frequency sources: Fifteen years of progress,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, no. 9, pp. 1048–1075, Sep. 1978.
- [46] D. B. Leeson, “A simple model of feedback oscillator noise spectrum,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 54, no. 2, pp. 329–330, Feb. 1966.
- [47] B. Razavi, “Analysis, modeling, and simulation of phase noise in monolithic voltage-controlled oscillators,” in *Custom Integrated Circuits Conference, 1995., Proceedings of the IEEE 1995*, May 1995, pp. 323–326.
- [48] A. Hajimiri and T. H. Lee, “A general theory of phase noise in electrical oscillators,” *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 33, no. 2, pp. 179–194, Feb. 1998.
- [49] A. Demir, A. Mehrotra, and J. Roychowdhury, “Phase noise in oscillators: A unifying theory and numerical methods for characterization,” *Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 5, pp. 655–674, May 2000.
- [50] D. Ham and A. Hajimiri, “Virtual damping and Einstein relation in oscillators,” *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 38, no. 3, pp. 407–418, Mar. 2003.
- [51] H. Nyquist, “Regeneration theory,” *Bell System Technical Journal, The*, vol. 11, no. 1, pp. 126–147, Jan. 1932.
- [52] H. W. Bode, *Network analysis and feedback amplifier design*. D. van Nostrand Company, 1945.

- [53] M. D. McNamee and D. L. Platt, “A modular family of high-performance signal generators,” *Hewlett Packard Journal*, vol. 40, no. 5, pp. 14–20, Oct. 1989.
- [54] S. A. Maas, *Microwave mixers*. Artech House, 1993.
- [55] EMD Technology & Florida RF Lab, “Lab-Flex 290 cable specifications.”
- [56] A. Moscoso-Martir, I. Molina-Fernandez, and J. Avila-Ruiz, “Ultra-wideband multilayer six-port junction with common phase error cancellation,” in *Microwave Conference (EuMC), 2012 42nd European*, Oct. 2012, pp. 17–20.
- [57] MA-COM Technology Solutions, “HMIC silicon PIN diode switches with integrated bias network - MASW-002102-13580.”
- [58] —, “SPDT PIN diode driver - MADR-007097-000100.”
- [59] A. Moscoso-Martir, I. Molina-Fernandez, and A. Ortega-Moñux, “High performance multi-section corrugated slot-coupled directional couplers,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 134, pp. 437–454, 2013.
- [60] Avago Technologies, “HSC9161 zero bias beamlead diode.”
- [61] Texas Instruments, “LMH6622 - dual wideband, low noise, 160MHz, operational amplifiers,” 2005.
- [62] —, “LME49990 - ultra-low distortion, ultra-low noise operational amplifier,” 2011.
- [63] Hittite Microwave Corporation, “HMC587LC4B - Wideband MMIC VCO w/ buffer amplifier 5 - 10 GHz.”
- [64] —, “Product application note - Determining the FM bandwidth of a wideband varactor tuned VCO,” Tech. Rep., 2004.
- [65] B. Lopez-Berrocal, J. De-Oliva-Rubio, and I. Molina-Fernandez, “Design and implementation of DC-20 GHz lumped resistor matched loads for planar microwave circuits,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 10, pp. 2439–2443, Oct. 2009.
- [66] Texas Instruments, “Application report SLVA043B - Noise analysis in operational amplifier circuits,” Tech. Rep., 2007.
- [67] D. Owen, “Good practice guide to phase noise measurement,” National Physical Laboratory, Measurement Good Practice Guide 68, May 2004.
- [68] F. L. Walls, S. R. Stein, J. E. Gray, and D. J. Glaze, “Design considerations in state-of-the-art signal processing and phase noise measurement systems,” in *30th Annual Symposium on Frequency Control. 1976, 1976*, pp. 269–274.
- [69] W. F. Walls, “Cross-correlation phase noise measurements,” in *Frequency Control Symposium, 1992. 46th., Proceedings of the 1992 IEEE*, May 1992, pp. 257–261.

Bibliografía

- [70] D. Fest, J. Gros Lambert, and J.-J. Gagnepain, "Individual characterization of an oscillator by means of cross-correlation or cross-variance method," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 32, no. 3, pp. 447–450, Sep. 1983.
- [71] G. Dalman and A. S. J. Rhoads, "Microwave oscillator noise spectrum measurements," *Electron Devices, Transactions of the IRE Professional Group on*, vol. 1, no. 4, pp. 51–55, Dec. 1954.
- [72] J. Ashley, C. Searles, and F. Palka, "The measurement of oscillator noise at microwave frequencies," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 16, no. 9, pp. 753–760, Sep. 1968.
- [73] J. Ondria, "A microwave system for measurements of AM and FM noise spectra," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 16, no. 9, pp. 767–781, Sep. 1968.
- [74] S. B. Marsh and A. S. Wiltshire, "The use of a microwave discriminator in the measurement of noise modulation on C.W. transmitters," *Proceedings of the IEE - Part B: Electronic and Communication Engineering*, vol. 109, no. 23, pp. 665–667, 1962.
- [75] E. Rubiola and V. Giordano, "Correlation-based phase noise measurements," *Review of Scientific Instruments*, vol. 71, no. 8, pp. 3085–3091, Aug. 2000.
- [76] A. Lozowski, "Low cost system for phase noise measurements of microwave oscillators," in *23rd European Microwave Conference, 1993.*, Sep. 1993, pp. 869–871.
- [77] J. Park, "An FM detector for low S/N," *Communication Technology, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 2, pp. 110–118, Apr. 1970.
- [78] F. M. Gardner, "Properties of frequency difference detectors," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 33, no. 2, pp. 131–138, Feb. 1985.
- [79] G. F. Engen, "The six-port reflectometer: An alternative network analyzer," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 25, no. 12, pp. 1075–1080, Dec. 1977.
- [80] S. O. Tatu, E. Moldovan, S. Affes, B. Boukari, K. Wu, and R. Bosisio, "Six-port interferometric technique for accurate W-Band phase-noise measurements," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 6, pp. 1372–1379, Jun. 2008.
- [81] H. Peng, T. Yang, and Z. Yang, "Phase measurement based on the six-port technology," in *Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM), 2011 7th International Conference on*, Sep. 2011, pp. 1–4.
- [82] J. Grove, J. Hein, J. Retta, P. Schweiger, W. Solbrig, and S. Stein, "Direct-digital phase-noise measurement," in *Frequency Control Symposium and Exposition, 2004. Proceedings of the 2004 IEEE International*, Aug. 2004, pp. 287–291.

- [83] L. Angrisani, R. Schiano Lo Moriello, M. D'Arco, and C. Greenhall, "A digital signal processing instrument for real-time phase noise measurement," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 10, pp. 2098–2107, Oct. 2008.
- [84] A. Moscoso-Martir, I. Molina-Fernandez, and A. O.-M. nux, "Signal constellation distortion and BER degradation due to hardware impairments in six-port receivers with analog I/Q generation," *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 121, pp. 225–247, 2011.
- [85] National Instruments, "NI 6115/6120 user manual - multifunction I/O devices for PCI/PXI/compactPCI bus computers," 2002.
- [86] —, "BNC-2110 - BNC adapter for E/M/S series and analog output series devices," 2007.
- [87] Analog Devices, "AD835 - 250 MHz, voltage output, 4-quadrant multiplier," 2010.
- [88] J. Osth, A. Serban, Owais, M. Karlsson, S. Gong, J. Haartsen, and P. Karlsson, "Diode configurations in six-port receivers with simplified interface to amplifier and filter," in *Ultra-Wideband (ICUWB), 2010 IEEE International Conference on*, vol. 1, Sep. 2010, pp. 1–4.
- [89] A. Moscoso-Martir, I. Molina-Fernandez, and J. Hong, "Varactor-tuned dual-mode frequency discriminator for instantaneous frequency measurements," in *Microwave Conference (EuMC), 2013 European*, Oct. 2013, pp. 456–459.
- [90] S. Pasakawee and Z. Hu, "Left-handed microstrip delay line implemented by complementary split ring resonators (CSRRs)," in *Antennas Propagation Conference, 2009. LAPC 2009. Loughborough*, Nov. 2009, pp. 205–207.
- [91] J. Zhang, S. Cheung, and T. Yuk, "A compact and UWB time-delay line inspired by CRLH TL unit cell," in *TENCON 2010 - 2010 IEEE Region 10 Conference*, Nov. 2010, pp. 868–872.
- [92] A. Moscoso-Martir, J. M. Avila-Ruiz, E. Duran-Valdeiglesias, L. Moreno-Pozas, I. Molina-Fernandez, A. Ortega-Moñux, and J. de Oliva-Rubio, "Butler matrix based six-port passive junction," in *Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet), 2014 IEEE Topical Conference on*, Jan. 2014, pp. 7–9.