



BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA

**FACULTAD DE CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA, OPCIÓN
INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA**

**Tesis para obtener el grado de
MAESTRO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA**

**"Modelado y Caracterización de Ruido de Fase en un
Oscilador Controlado por Voltaje"**

Presenta:

Emigdio Jimenez Dominguez*

Asesores:

Dr. Victor Rodolfo González Díaz

M.C. Ana María Rodríguez Domínguez

*Becario CONACYT

Puebla, Pue. Diciembre 2016

Agradecimientos

A mis asesores: el Dr. Víctor Rodolfo González Díaz y a la M.C. Ana María Rodríguez Domínguez por brindarme sus enseñanzas, comprensión y apoyo total para poder llegar a culminar este trabajo de tesis. Para mi ha sido un placer trabajar con ustedes, estoy totalmente agradecido.

A mi jurado el M.C. José Francisco Portillo Robledo, Dr. Jesús Manuel Muñoz Pacheco y M.C. Ricardo Álvarez González por sus recomendaciones, sugerencias y motivación durante el trabajo de la tesis.

A todos mis compañeros de maestría con los que conviví durante este tiempo. Tuvimos un buen ambiente de trabajo y mantuvimos una buena relación, muchas gracias por su amistad, consejos y recomendaciones.

A Antonio González Pérez y Ma. del Carmen Teresa Contreras Bretón por brindarme su hogar de manera incondicional, a sus hijas Dulce y Claudia. A la familia Contreras González y a la abuela Lupe, muchas gracias por hacerme una mejor persona y sentirme parte de su familia

A mi familia, que uno de tantos valores que me inculcaron cuando era pequeño, fue la importancia de la educación y que gracias a ello, hoy concreto una etapa más en la vida. Especialmente a mi abuela Irene, a mi padre Emigdio, a mi hermano Wilberto y finalmente a mis tías María Candelaria y Agustina. Doy gracias a Dios por contar con todos ustedes.

Agradecimientos

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) y a la Facultad de Ciencias de la Electrónica (FCE) por brindarme la beca durante estos 2 años de estudio, que sin el apoyo de ellos esto no hubiera sido posible.

A la Maestría en Ingeniería en Electrónica (MIEL), por abrirme sus puertas y posibilidad de permanecer en ella, a mis maestros que me ofrecieron sus enseñanzas tanto en conocimiento de investigación como humano. A los coordinadores: Dr. Gerardo Mino Aguilar, M.C. Rodrigo Lucio Maya Rodríguez y a la M.C Ana María Rodríguez Domínguez que estuvieron a lo largo de mi duración por la maestría y siempre se contaba con ellos, muchas gracias.

Resumen

Los sistemas de comunicación han sido un recurso importante desde el inicio de la humanidad. Desde señales de humo, mensajería mediante cartas, bengalas, mensajería por cable, hasta llegar a la mensajería inalámbrica. En la actualidad gracias al avance tecnológico, las dos últimas en especial la inalámbrica, han tenido un auge considerable al grado que las comunicaciones mediante estos medios son una necesidad.

Uno de los dispositivos muy importantes para el funcionamiento de estos sistemas de comunicación son los osciladores, siendo de relevancia en estos sistemas, los osciladores controlados por voltaje (VCOs). Un VCO es un circuito oscilador cuya frecuencia es controlada por un voltaje de entrada. Los VCOs juegan un papel muy importante en varios sistemas electrónicos tales como circuitos de amarre de fase (PLL), radares, sistemas de comunicación, entre otros. El rendimiento total de estos sistemas está a menudo limitado por los parámetros y el rendimiento del VCO, cuando se requiere que funcione a una frecuencia deseada.

Unos de los principales problemas presentados en los VCOs es su susceptibilidad al ruido, que puede ser inyectado por dispositivos externos al VCO o internos en el mismo, que influyen en la frecuencia y amplitud de la señal de salida; provocando un comportamiento no deseado en el sistema donde el oscilador realiza cierta función. Una manera de poder estudiar este problema es a través de un modelo comportamental.

Esta tesis se orientó en el análisis y modelado de los osciladores controlados por voltaje (VCOs), enfocándose en su modelo comportamental. Para la realización de esta tesis se abordaron los trabajos realizados en el estado del arte desde los osciladores usados al inicio para trabajos experimentales hasta los usados para comunicaciones, para conocer más acerca de ellos.

Se hizo un estudio del modelo matemático y modelo comportamental del VCO en el estado del arte, para realizar un modelo con un lenguaje de descripción de hardware (HDL) en Verilog-A (modelo comportamental) y obtener sus simulaciones, cabe mencionar que para el desarrollo del modelo, la plataforma que se usó fue *Cadence*®. El modelo

desarrollado en esta tesis propone una nueva manera de establecer un VCO incluyendo características no lineales a partir de su modelo matemático, algo que no se encuentran en los modelos estudiados en la literatura. Finalmente, para corroborar los resultados obtenidos en las simulaciones, se realizó la caracterización de un VCO en un prototipo de sintetizador de frecuencia en el Laboratorio de Caracterización de Circuitos y Sistemas Electrónicos, en la Facultad de Ciencias de la Electrónica (FCE) de la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP) . Los resultados obtenidos experimentalmente son comparados con los presentados en las simulaciones, validando así el modelo comportamental propuesto.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Introducción	1
1.2. Objetivos	3
1.2.1. Objetivo general	3
1.2.2. Objetivos específicos	3
1.3. Justificación	3
1.4. Osciladores	4
1.4.1. Osciladores no sintonizados y sintonizados	6
1.5. Criterio de oscilación	8
1.6. Estabilidad de frecuencia en un oscilador	9
1.7. Pureza espectral	11
1.8. Ruido de fase en un oscilador	11
1.8.1. Medición del ruido de fase	14
1.8.2. Ruido en un VCO	16
1.9. Estudio de los modelos de osciladores en estado del arte	20
2. Análisis de Modelos Matemáticos y Comportamentales para un Oscilador Controlado por Voltaje (VCO)	23
2.1. Oscilador Controlado por Voltaje	23
2.1.1. Oscilador ideal	23
2.1.2. Oscilador no ideal (real)	24
2.1.3. Frecuencia, entonado y ganancia (K_{vco})	25
2.1.4. Estructura de un VCO	27
2.1.5. Oscilador tanque LC	28
2.1.6. Acompañamiento cruzado de transistores nMOS con polarización resistiva	31
2.1.7. Acompañamiento cruzado de transistores nMOS con fuente de corriente MOS	31
2.1.8. Acoplamiento cruzado complementario	32
2.1.9. VCO con oscilador en anillo	33

2.2.	Modelos comportamentales de un VCO	34
2.2.1.	Modelo del VCO con <i>jitter</i>	35
2.2.2.	Modelo del VCO con fuentes de ruido	37
2.3.	Simulación de un modelo comportamental con <i>jitter</i> para un VCO	39
3.	Modelo de un VCO considerando las características no lineales del en- tonado en frecuencia y variación en ganancia (K_{vco}).	42
3.1.	Diseño Asistido por computadora con Cadence.	42
3.1.1.	Modelo del VCO lineal	43
3.1.2.	Modelo del VCO propuesto considerando las características no li- neales.	48
3.1.3.	Modelo del VCO propuesto agregando una fuente de ruido	51
3.1.4.	Comparación de los modelos Comportamentales	55
4.	Validación del modelo con resultados experimentales	57
4.0.5.	VCO en un sintetizador de frecuencias	57
4.0.6.	Dispositivos de medición para la caracterización del VCO	58
4.0.7.	Características eléctricas del circuito	60
4.1.	Mediciones del VCO	60
4.1.1.	Barrido del Voltaje de control del VCO	63
4.1.2.	Comportamiento del VCO en un estado crítico	65
4.1.3.	Comparación de los resultados experimentales del VCO con el es- tado del arte.	67
4.1.4.	Diseños de VCOs en el estado del arte	67
4.1.5.	Comparación de los resultados experimentales	68
4.2.	Comparación de los datos experimentales y el modelo comportamental pro- puesto	69
5.	Conclusiones	72

Índice de figuras

1.1.	Dipolo hecho por Heinrich Hertz in 1887.	1
1.2.	Ejemplo de un circuito resonador.	2
1.3.	Símbolo de un oscilador con sus diferentes tipos de salidas.	6
1.4.	Ejemplo de un circuito oscilador RC.	6
1.5.	Comportamiento de un circuito tanque y forma de onda de salida.	7
1.6.	Oscilador Colpitts basado en un FET, BJT y OPAMP.	8
1.7.	Sistema oscilador retroalimentado.	8
1.8.	Salida de un oscilador ideal y real en el dominio de la frecuencia.	11
1.9.	Interpretación del ruido de fase.	12
1.10.	Ruido de fase en un VCO controlado por un PLL.	13
1.11.	Gráfica del ruido de fase.	14
1.12.	Ejemplos de ruido de fase en algunos osciladores.	16
1.13.	Fase aleatoria en el dominio del tiempo, <i>jitter</i>	17
2.1.	Salida de un oscilador ideal (a) y Salida de un VCO (b).	23
2.2.	No linealidades en la señal portadora en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia.	24
2.3.	Curva del VCO frecuencia vs V_{ctrl}	26
2.4.	Dependencia de la capacidad del diodo varicap con el voltaje de polarización.	27
2.5.	Símbolo del varicap.	27
2.6.	Variación de la capacidad del capacitor MOS.	28
2.7.	Ejemplos de VCO's.	28
2.8.	Modelos de osciladores.	29
2.9.	Modelo de un circuito amarre de fase (PLL).	30
2.10.	Modelos de osciladores tipo tanque LC.	32
2.11.	Estructura de un oscilador anillo.	33
2.12.	VCO en anillo.	34
2.13.	Diagrama a bloques del modelo comportamental de un VCO que incluye <i>jitter</i>	36
2.14.	Descripción del ruido agregado al VCO.	38

2.15. Señal de salida del VCO.	39
2.16. Potencia de la densidad espectral de salida del VCO.	40
2.17. Rango de entonado en frecuencia y Ganancia del VCO.	40
2.18. Ruido de fase del VCO con <i>jitter</i>	41
3.1. Esquemático del VCO.	44
3.2. Señal de salida del VCO.	45
3.3. Variación de la K_{vco} (ganancia) y Entonado de frecuencia del VCO	45
3.4. Pureza espectral de la señal con un $V_{ctrl}=0V$	46
3.5. Pureza espectral de la señal con un $V_{ctrl}=1.65V$	47
3.6. Pureza espectral de la señal con un $V_{ctrl}=3.3V$	47
3.7. Ruido de fase modelo lineal.	48
3.8. Gráfica del Entonado de frecuencia y Variación del K_{vco}	49
3.9. Pureza espectral de la señal con un $V_{ctrl}=0V$	50
3.10. Pureza espectral de la señal con un $V_{ctrl}=3.3V$	50
3.11. Ruido de fase del modelo propuesto.	51
3.12. Entonado de frecuencia y variación de la K_{vco} con una fuente de ruido. . .	52
3.13. Derrame espectral de la señal con un $V_{ctrl}=0V$	53
3.14. Derrame espectral de la señal con un $V_{ctrl}=3.3V$	54
3.15. Ruido de fase del modelo exponencial con ruido	54
3.16. Comparación, entonado de frecuencia y Variación de la K_{vco}	55
3.17. Comparación del ruido de fase de los modelos	56
4.1. Instrumentos para la caracterización del VCO.	57
4.2. Sintetizador de frecuencia en base a un PLL.	58
4.3. Analizador Espectral Agilent E5052B.	59
4.4. Fuente de Voltaje de bajo ruido, Agilent B2961A.	59
4.5. Estación de prueba.	60
4.6. Salida espectral con un V_{ctrl} de $0V$	61
4.7. Salida espectral con un V_{ctrl} de $3.3V$	61
4.8. Ruido de fase con un V_{ctrl} de $0V$	62
4.9. Ruido de fase con un V_{ctrl} de $3.3V$	62
4.10. Rango de entonado de frecuencias del VCO.	63
4.11. Variación de la ganancia (K_{vco}) del VCO.	64
4.12. Variación de la corriente del VCO.	64
4.13. Variación de la potencia en dBm del VCO.	65
4.14. Entonado de frecuencia del VCO con diferentes voltajes de Polarización. .	66
4.15. Variación del K_{vco} con diferentes voltajes de alimentación.	66

4.16. Comparación del rango de entonado de frecuencia del modelo propuesto con los resultados experimentales.	69
4.17. Comparación del Kvco del modelo propuesto con los resultados experimentales.	70
4.18. Comparación del ruido de fase del modelo propuesto con los resultados experimentales.	71

Índice de tablas

1.1. Características del <i>Jitter</i>	18
2.1. Características del modelo y resultado de las simulaciones	41
3.1. Características del modelo.	43
3.2. Comparación del tiempo de simulación en los modelos.	51
3.3. Comparación de los modelos comportamentales.	55
4.1. Características eléctricas del VCO	60
4.2. Comparación de los resultados del VCO con el estado del Arte	68

Capítulo 1

Introducción

En este capítulo elabora un resumen de los trabajos realizados desde los primeros osciladores con fines experimentales hasta los trabajos de osciladores para uso en comunicaciones, realizando una comparación entre ellos al final. Se muestra los objetivos a realizar en este trabajo, se explica brevemente el funcionamiento de los osciladores, sus limitaciones así como la importancia de estos dispositivos en los sistemas de comunicación.

1.1. Introducción

La necesidad de osciladores ha existido durante mucho tiempo. La primera vez que se convirtió en un tema importante fue cuando las ecuaciones de Maxwell debían ser experimentalmente comprobadas. Heinrich Hertz hizo el primer oscilador conocido. Se utiliza un dipolo como el resonador y un generador de chispas como el circuito oscilador, se observan unas esferas en los extremos para formar la carga capacitiva que se aprecia en la Figura 1.1.

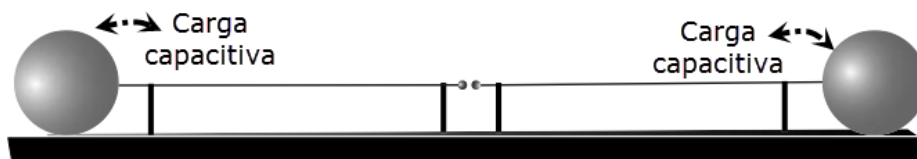


Figura 1.1: Dipolo hecho por Heinrich Hertz in 1887.

El oscilador se genera mediante una chispa cambia de alimentación de CA (corriente alterna) o CC (corriente continua) en cada chispa. El dipolo entonces toma la energía en la frecuencia de resonancia y la irradia. Otras descargas como un rayo, con duración de pulso corto, generan frecuencia de resonancia (RF) de potencia que van desde unas pocas decenas de kilohertz a cientos de megahertz [1].

Hoy en día, los osciladores se utilizan en equipos de prueba y medición y equipos de comunicación. Dado el gran número de radios de dos vías y telefonía móvil en uso, son el grupo más grande de usuarios.

Para cada sistema, el uso de osciladores tiene que cumplir con una variedad de especificaciones, que afectan a la calidad de operación del mismo. Una de las principales características importantes en un oscilador es un bajo ruido de fase y su libertad de generar espurios en la señal. El oscilador que casi siempre se utiliza en un sistema sintetizador de frecuencia, es un oscilador controlado por voltaje (VCO), su funcionamiento de bajo ruido, comportamiento y desempeño son características esenciales en el dispositivo. [1].

Un oscilador es un circuito que consta de un amplificador y un elemento resonante (figura 1.2). El circuito de retroalimentación toma una porción de la energía a partir de la salida del amplificador y la inyecta al resonador para compensar sus pérdidas. La amplitud del oscilador depende de la potencia de entrada de DC y el propio circuito. Una pequeña parte de la energía es utilizada para mantener la oscilación. La mayor parte de la potencia de RF (radio frecuencia) está disponible para ser usada en la salida para ser amplificada y utilizada, dependiendo de la aplicación. La frecuencia del oscilador está determinada en gran medida por el resonador.

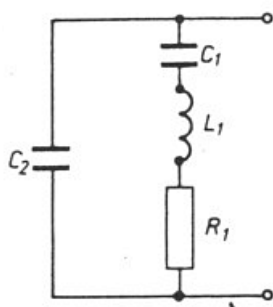


Figura 1.2: Ejemplo de un circuito resonador.

El oscilador por sí mismo puede ser descrito como un dispositivo de un puerto que suministra una resistencia negativa a la sintonización del circuito, que es ideal para determinar una mejor retroalimentación. Por otro lado, puede ser descrito como un dispositivo de dos puertos utilizando un resonador y un amplificador, y nos permite calcular el análisis completo de ruido.

Existen varios trabajos técnicos y científicos que se han publicado referentes al desarrollo del oscilador, a pesar de ello no ha habido un trabajo integral que abarque todos los aspectos importantes del desarrollo del oscilador que vaya desde los fundamentos, el

dispositivo y la tecnología a trabajar, el ruido de alimentación, métodos de análisis, diseño y metodologías de optimización hasta el diseño práctico de diversos tipos de osciladores individuales y acoplados. Además, la mayoría de los artículos se concentran en estrategias de diseño clásico basado en las mediciones, simulación y optimización de la potencia de salida y el ruido de fase siguiendo esta secuencia y no en una composición sistemática de todo el procedimiento de diseño, empezando con el ruido de fase y requisitos de potencia de salida y que conduzca a un rendimiento óptimo de todas las funciones de un oscilador. Por ello, en este trabajo de tesis se plantea una manera de modelar un oscilador.

1.2. Objetivos

El trabajo de tesis está enfocado en los Osciladores Controlados por Voltaje (VCOs). Los objetivos están conformados de la siguiente manera:

1.2.1. Objetivo general

Caracterizar el desempeño de un oscilador controlado por voltaje, analizando el ruido de fase y modelándolo con herramientas de diseño asistido por computadora (CAD).

1.2.2. Objetivos específicos

- ♣ Comparar los diferentes modelos de VCOs existentes en el estado del arte.
- ♣ Construir un modelo matemático para la predicción del ruido de fase en un VCO.
- ♣ Simular el modelo de ruido de fase en el VCO con la filosofía Verilog-A.
- ♣ Evaluar los modelos de VCOs del estado del arte con la medición de los resultados experimentales obtenidos en un prototipo.

1.3. Justificación

Como se ha mencionado, el ruido de fase en un VCO es un problema que aún persiste, pese a que se han realizado métodos para disminuirlo sigue siendo uno de los inconvenientes en los sistemas de comunicación. Hoy en día una manera eficaz de poder reducir el ruido de fase y asegurar un buen funcionamiento, es simular el VCO con sus factores parásitos a través de la descripción de su comportamiento. Para poder realizar estas simulaciones a nivel dispositivo son necesarios los lenguajes de descripción de hardware, uno de ellos es Verilog-A, el cual permite desarrollar cualquier tipo de circuito siendo de

gran utilidad para el diseño de componentes.

Como un ejemplo, en [2] se hace mención de un sintetizador de frecuencias donde se incluye un modelo para el VCO que es muy eficiente pero sólo en un corto rango de frecuencias, lo cual limita considerablemente la capacidad del sintetizador; se realiza un modelado del VCO, se hacen simulaciones y se comparan con un modelo matemático del ruido de fase que favorezca el rango de frecuencia del VCO.

En este ejemplo es posible observar las desventajas que produce el ruido de fase que generan los VCOs, afectando los sistemas en que se aplican. Por lo tanto existe la necesidad de que los VCOs sean lo más ideal posible, para que no se conviertan en una fuente de error que limite las prestaciones de los sistemas donde están integrados.

El aporte de esta tesis es el de caracterizar un oscilador controlado por voltaje que se encuentra inserto en un sintetizador de frecuencia con tecnología CMOS, lo cual será la base para diseñar un modelo comportamental que describa de la mejor manera posible al funcionamiento de los datos experimentales adquiridos de la caracterización del dispositivo.

1.4. Osciladores

Los osciladores constituyen el corazón de los sistemas radioeléctricos de comunicaciones. Son los circuitos mediante los cuales se generan las portadoras que serán moduladas por las señales de información y las fuentes de señal de las que se obtienen las señales de sincronismo o de reloj en los sistemas digitales. En el caso más general, un oscilador genera una señal senoidal de frecuencia y amplitud constantes. Puesto que las señales generadas por los osciladores constituyen la referencia de frecuencia en los sistemas de comunicaciones resulta indispensable que la frecuencia de la señal generada por ellos sea efectivamente constante, es decir, que no varíe, esto es particularmente importante en los osciladores de transmisores radioeléctricos. El hecho de que un oscilador presente variaciones se debe generalmente al ruido de fase que se abordará más adelante.

La definición de oscilar es fluctuar entre dos estados o condiciones. Por consiguiente, oscilar es vibrar o cambiar, y oscilación es el acto de fluctuar de uno a otro estado. Un oscilador es un dispositivo que produce oscilaciones, es decir, genera una forma de onda periódica. Hay muchas aplicaciones de los osciladores en las comunicaciones electrónicas, como las fuentes de portadora de alta frecuencia, fuentes piloto, relojes y circuitos de sincronización [3].

Los sistemas de comunicación suelen emplear osciladores armónicos, normalmente controlados por cristal, como oscilador de referencia, pero también osciladores de frecuencia variable. La frecuencia se puede ajustar mecánicamente mediante condensadores o bobinas de valor ajustable o aplicando tensión a un elemento, estos últimos se conocen como osciladores controlados por voltaje (VCOs), es decir, osciladores cuya frecuencia de oscilación depende del valor de un voltaje de entrada [4].

Los Parámetros que caracterizan a un oscilador :

- Frecuencia: es la frecuencia del modo fundamental
- Margen de sintonía: para los de frecuencia ajustable, es el rango de ajuste
- Potencia de salida y rendimiento: El rendimiento es el cociente entre la potencia de la señal de salida y la potencia de alimentación que consume
- Nivel de armónicos: potencia del armónico referida a la potencia del fundamental, en dB
- *Pulling*: variación de frecuencia del oscilador al variar la carga
- *Pushing*: variación de frecuencia del oscilador al variar la tensión de alimentación
- Deriva con la temperatura: variación de frecuencia del oscilador al variar la temperatura
- Ruido de fase o *jitter*: derrame espectral alrededor de la frecuencia fundamental o fluctuaciones en la señal de salida
- Estabilidad de la frecuencia a largo plazo, durante la vida del oscilador

En los sistemas electrónicos, los osciladores son circuitos que producen oscilaciones eléctricas, donde una oscilación eléctrica es un cambio repetitivo de voltaje o de corriente en una forma de onda. Los osciladores son autosostenidos cuando los cambios en la forma de onda son continuos y repetitivos; sucediendo con rapidez periódica. Estos tipos de osciladores también son llamados osciladores autónomos o de funcionamiento libre. También existen los osciladores no autosostenidos que requieren de una señal externa de entrada, para producir un cambio en la forma de onda de salida. También son llamados osciladores con disparo de inicio u osciladores monoestables. Estos osciladores solo requieren una entrada externa de fuente de voltaje de CD, para poder producir una oscilación propia de frecuencia, forma de onda y amplitud determinada, generan una señal periódica, es decir; que produce una señal periódica a la salida sin tener ninguna entrada periódica (Fig. 1.3).

Entonces podemos decir que un oscilador genera una salida por si mismo, clasificándose en armónicos, cuando la salida es sinusoidal, o de relajación, si generan una onda cuadrada, triangular o diente de sierra (Fig.1.3)[4].

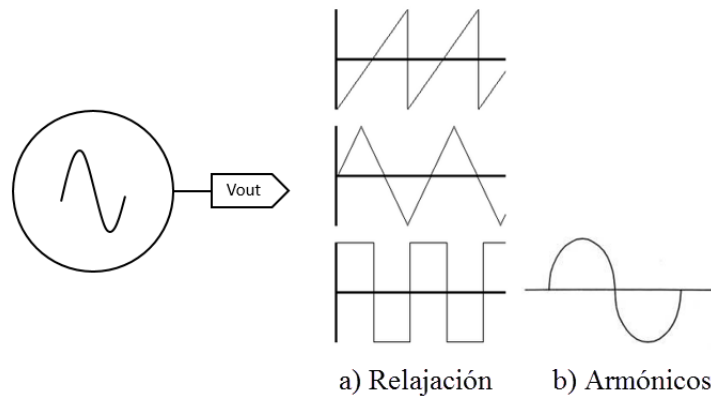


Figura 1.3: Símbolo de un oscilador con sus diferentes tipos de salidas.

1.4.1. Osciladores no sintonizados y sintonizados

Existen osciladores no sintonizados de corrimiento de fase que usan retroalimentación tanto positiva como negativa, son circuitos que están constituidos por amplificadores operacionales, un ejemplo de ello es un oscilador de puente Wien (oscilador RC) que se muestra en la figura 1.4, este circuito oscilador es relativamente estable, de baja frecuencia, que se sintoniza con facilidad y suele usar generadores de señal para producir frecuencias de 5 hz a 1 MHz.

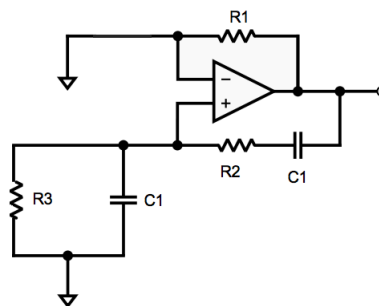


Figura 1.4: Ejemplo de un circuito oscilador RC.

Los osciladores sintonizados son circuitos que usan circuitos tanque LC para establecer la frecuencia. El funcionamiento de un circuito tanque implica intercambio de energía cinética y potencial. El funcionamiento del circuito tanque se puede mostrar en la figura 1.5, una vez que se inyecta corriente en el circuito se intercambia energía entre el inductor y el capacitor produciendo un voltaje correspondiente de salida, dando forma a una onda

senoidal (oscilador armónico) de voltaje de salida. La frecuencia de funcionamiento de un circuito tanque LC no es más que la frecuencia de resonancia de la red LC en paralelo y el ancho de banda es una función de la Q (factor de calidad) del circuito. La frecuencia de resonancia (f_o) de un circuito tanque LC con $Q \geq 10$ se aproxima bastante con la ecuación 1.1 [3].

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{1.1}$$

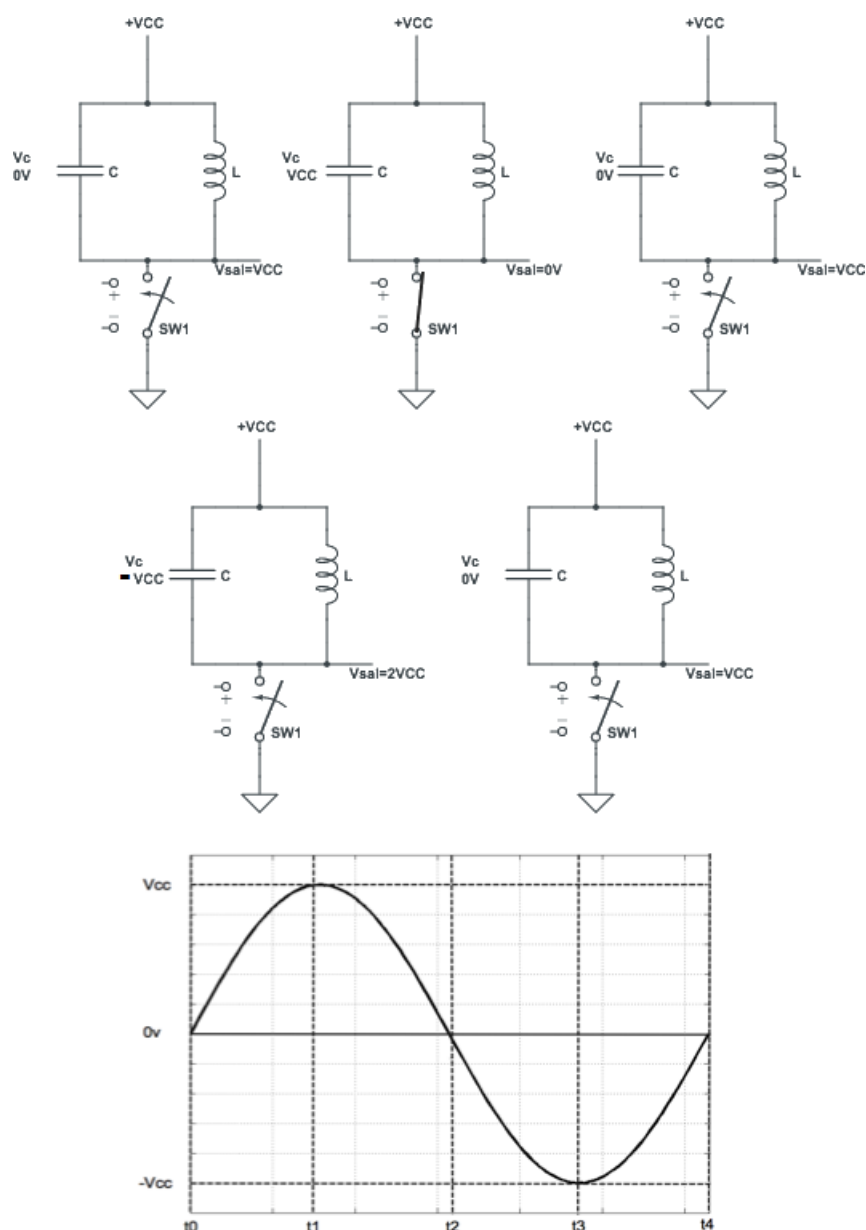


Figura 1.5: Comportamiento de un circuito tanque y forma de onda de salida.

Existen numerosos circuitos osciladores, donde su comportamiento depende de los componentes con los que estén contruidos. En su mayoría se conocen con el nombre de sus inventores, por ejemplo, Hartley, Colpitts, Armstrong, Clapp, Pierce, etc. Algunos

ejemplos se muestran en la figura 1.6. Aunque cada oscilador esté construido con diferentes componentes, el principio de funcionamiento es similar en todos los casos y es importante comprender este concepto, ya que muchos circuitos que supuestamente no deben oscilar, oscilan en determinadas condiciones, tal es el caso de los amplificadores de RF [4].

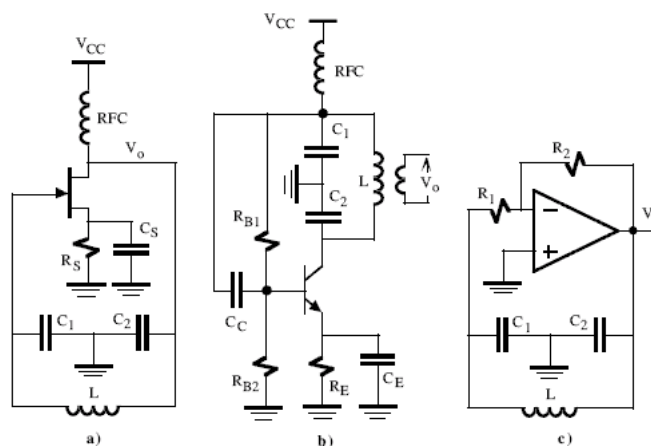


Figura 1.6: Oscilador Colpitts basado en un FET, BJT y OPAMP.

1.5. Criterio de oscilación

Un oscilador se considera un circuito de retroalimentación que consiste en un elemento resonante y un amplificador, por lo cual tiene una trayectoria de retroalimentación por la que parte de la salida se realimenta a la entrada. Si la señal de realimentación es mayor que la de entrada y en fase con ella, se iniciarán las oscilaciones y crecerán en amplitud hasta que la saturación reduzca la ganancia alrededor del bucle de retroalimentación a la unidad. La mayoría de los osciladores pueden ser vistos como un sistema retroalimentado. Un sistema retroalimentado puede ser oscilante a causa de una inestabilidad.

Considerando el simple sistema retroalimentado mostrado en la figura 1.7, la función de transferencia esta dada por:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{H(s)}{1 - H(s)} \quad (1.2)$$

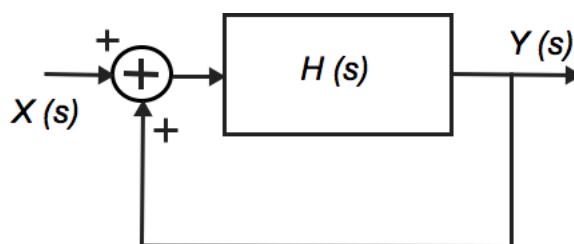


Figura 1.7: Sistema oscilador retroalimentado.

Para hallar el criterio de oscilación es necesario un sistema con retroalimentación positiva como se muestra en la figura 1.7, teniendo la ganancia del sistema retroalimentado que se muestra en la ecuación 1.2. Se establece que habrá oscilaciones senoidales a la frecuencia s_0 si $H(s_0) = +1$ y la amplitud de oscilación se mantiene constante si s_0 es puramente imaginaria, entonces decimos que $H(s_0 = j\omega_0) = +1$. Por lo cual para que la oscilación constante se realice deben cumplirse 2 condiciones simultáneamente en ω_0 . La primera condición es que el lazo de ganancia, en este caso $|H(j\omega_0)|$, debe ser igual a la unidad como se muestra en la ecuación 1.3.

$$|H(j\omega_0)| = 1 \quad (1.3)$$

La segunda condición es que el desplazamiento de fase total alrededor del lazo, $\angle H(j\omega_0)$, debe ser igual a 0° , o 180° si el sistema retroalimentado es negativo.

$$\angle H(j\omega_0) = 0^\circ \quad (1.4)$$

Esto con retroalimentación negativa.

$$\angle H(j\omega_0) = 180^\circ \quad (1.5)$$

Las condiciones para que la oscilación constante se realice son llamadas criterio de Barkhausen, que se mencionaron anteriormente. Estas condiciones implican que cualquier sistema de retroalimentación puede oscilar si su lazo de ganancia y desplazamiento de fase se eligen adecuadamente.[5]

1.6. Estabilidad de frecuencia en un oscilador

La estabilidad de frecuencia es la capacidad de un oscilador para permanecer en una frecuencia fija y es de primordial importancia en los sistemas de comunicaciones. La estabilidad de frecuencia se especifica como de corto o de largo plazo. La estabilidad a corto plazo se afecta principalmente por a fluctuaciones en los voltajes de operación de CD, mientras que la estabilidad a largo plazo es una función del envejecimiento de los componentes y de cambios en la temperatura y la humedad del ambiente. En los osciladores de circuito tanque LC de desplazamiento de fase RC que se han mencionado, la estabilidad de frecuencia es inadecuada para la mayoría de las aplicaciones en radiocomunicaciones, porque los osciladores de desplazamiento de fase RC son susceptibles a variaciones a corto y a largo plazo. Además, los factores Q de los circuitos tanque LC son relativamente bajos y permiten que el circuito tanque resonante oscile dentro de un amplio rango de frecuencias.

En general, la estabilidad de frecuencia se caracteriza como un porcentaje de cambio en

la frecuencia (tolerancia) respecto al valor deseado. Por ejemplo, un oscilador que funcione a 100kHz con estabilidad de $\pm 5\%$ trabajará a una frecuencia de $100 \pm 5\text{kHz}$, o sea entre 95 y 105kHz . Son varios los factores que afectan la estabilidad de un oscilador, los más obvios son los que afectan en forma directa el valor de los componentes que determinan la frecuencia, se incluyen los cambios de inductancia, capacitancia y resistencia causados por variaciones ambientales de temperatura y humedad y cambios en el punto de operación de los transistores normales y de efecto de campo. También las fluctuaciones de las fuentes de poder de CD afectan la estabilidad. La estabilidad de la frecuencia de los osciladores de: RC o de LC se puede mejorar mucho regulando el suministro de CD y minimizando las variaciones ambientales. También se pueden usar componentes especiales, independientes de la temperatura.[3]

Se puede decir entonces que la estabilidad de un oscilador se clasifica en dos categorías, dependiendo del intervalo de tiempo de observación:

- La estabilidad a largo plazo. representan a las desviaciones de frecuencia que se producen en un periodo largo de tiempo. Esta variación de frecuencia ocurre por los cambios en la temperatura, por los deterioros de los materiales con el tiempo, el trabajo aguantado por el circuito en el montaje y otros defectos de fabricación. En este grupo entran las variaciones de frecuencia medidas en intervalo de observación mayores a 100 segundos. 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* (ruido de disparo) y ruido *flicker* (ruido de fluctuación). 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.

Además de las variaciones aleatorias que generan el ruido de fase, también es posible la aparición de armónicos espurios debidos a fuentes de alimentación ruidosas u otros osciladores existentes en el sistema. Por último, pueden también aparecer interferencias con otras señales electromagnéticas, 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.

1.7. Pureza espectral

La pureza espectral se puede definir, en términos generales como la estabilidad en frecuencia a corto plazo, normalmente para intervalos inferiores a 1 segundo. Uno de los parámetros que definen la pureza espectral de la salida de un oscilador es el ruido de fase.

Un oscilador ideal debería generar una onda sinusoidal pura. En el dominio de la frecuencia, esto se representa como una única función delta de Dirac a la frecuencia del oscilador, es decir, toda la energía de la señal está distribuida en una sola frecuencia (figura 1.8 a)), a esta señal de salida se le llama frecuencia portadora (f_0). Todos los osciladores reales tienen componentes de ruido de fase. Los componentes de ruido de fase reparten la potencia de la señal a las frecuencias adyacentes alrededor de la frecuencia portadora mostrando un derrame espectral (figura 1.8 b)), lo que resulta en bandas laterales de ruido [5].

De forma sencilla las características que definen el desempeño de un oscilador es su ruido de fase, en la figura 1.8 mostramos 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 frecuencia portadora producidas por el ruido *white* (ruido blanco) ruido *flicker* y espurios, determinando un mayor o menor ruido de fase en el oscilador.

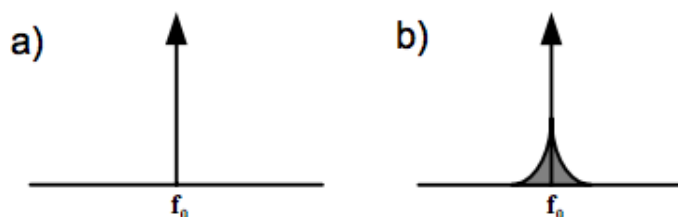


Figura 1.8: Salida de un oscilador ideal y real en el dominio de la frecuencia.

La importancia de la pureza espectral resulta significativo en muchos sistemas de comunicación modernos. Como por ejemplo en el campo de las comunicaciones móviles. Debido al aumento de emisores, el espectro de frecuencia libre es cada vez más escaso por lo que los canales de comunicación están cada vez más cerca los unos de otros.

1.8. Ruido de fase en un oscilador

Es común que todos los sistemas autónomos, es decir que generen una señal de salida por sí mismos, tales como osciladores produzcan relativamente altos niveles de ruido alrededor de la frecuencia de oscilación (frecuencia portadora). Estos ruidos no pueden ser removidos con filtros sin remover también la señal de oscilación. Esto también es común en osciladores no lineales donde el ruido predomina en la fase de oscilación por lo cual el ruido no puede ser eliminado. A este ruido se le denomina ruido de fase en un oscilador

[6]. El ruido de fase de los osciladores de los sistemas de comunicaciones inalámbricas es un factor limitante en el comportamiento de estos sistemas y la reducción del mismo es de gran importancia.

El ruido de fase es la representación en el dominio de la frecuencia en un corto plazo, las fluctuaciones rápidas, al azar en la fase de una forma de onda, causada por la inestabilidad de dominio de tiempo. Algunos autores definen al ruido de fase como la densidad espectral de potencia de la fase de una señal. El IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) define ruido de fase como $L(f) = S_\varphi(f)/2$, donde la fase de inestabilidad $S_\varphi(f)$ es densidad espectral unilateral de la desviación de fase de la señal [8].

La densidad espectral, o ruido de fase, se mide en dBc (dB por debajo de la portadora) en un ancho de banda de $1Hz$ a un offset de frecuencia f_n con respecto a la portadora. El ruido de fase, por lo tanto, está relacionado con la potencia de salida. La potencia de ruido y la curva mostrada en la figura 1.9 pueden tener diferentes aspectos dependiendo de las fuentes de ruido [1].

Un método para calcular el ruido de fase es utilizando la fórmula

$$L(f) = 10 * \log \frac{P_n}{P_s} \quad (1.6)$$

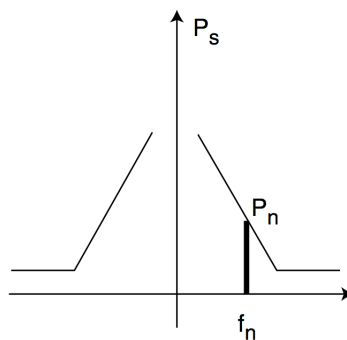


Figura 1.9: Interpretación del ruido de fase.

Donde P_n es el ruido normalizado de banda lateral en un ancho de banda de $1 Hz$ a un offset de frecuencia con respecto a la portadora, P_s es la potencia de la señal de la frecuencia portadora, El ruido de fase de banda lateral única se expresa en dBc mide en un ancho de banda de $1Hz$ [dBc(Hz)] a un offset de frecuencia f_n con respecto a la portadora.

Si el oscilador está configurado para ser un VCO, el ruido de fase dentro del ancho de banda del lazo puede mejorar. Fuera del ancho de banda del lazo, el ruido de fase está determinado únicamente por el resonador del oscilador, como se ve en la Figura 1.10, mostrando que el ruido de fase del VCO es controlado por el ancho de banda del PLL

(*Phase-locked Loop*).

La condición máxima, o un mejor ruido de fase (de forma ideal) para obtener en un circuito esta definido como $10 * \log \frac{P_{output}}{kT}$ a una temperatura ambiente calculada para kT de $(-174dBm/Hz)$ a una potencia de salida típicamente entre 0 dBm y 30 dBm (P_{output} = potencia de la señal y kt = producto de la constante de Boltzman y la temperatura). De esta manera el circuito tiene un bajo ruido de fase. Este fenómeno se observó por primera vez por Leeson en 1966 [9] y a sido la base de todos los modelos conceptuales, su aproximación con algunos términos adicionales, constituye un método útil de caracterizar un oscilador.

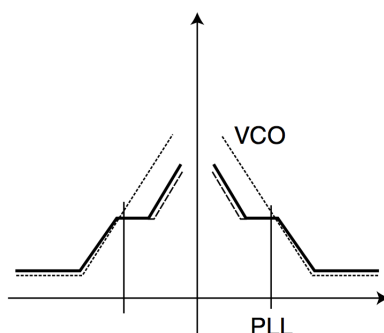


Figura 1.10: Ruido de fase en un VCO controlado por un PLL.

De nuevo, si una señal fuerte alimenta al sistema de comunicación, se mezclará con las bandas de ruido del oscilador y producirá una señal de ruido en uno o más canales adyacentes. Este efecto desensibiliza o bloquea el canal de uno o más canales adyacentes. El mezclado recíproco (*Reciprocal mixing*) es un término descriptivo, que muestra el ruido de fase del oscilador en un espacio dado, está siendo mezclado como un efecto no deseado al canal deseado. [1].

Como ya se ha mencionado el ruido de fase en osciladores es un problema muy importante que determina la capacidad de los sistemas de comunicación actuales. La presencia de ruido de fase en los sistemas limita la sensibilidad de los dispositivos. Si un sistema utiliza un oscilador ruidoso para el desplazamiento en frecuencia, el canal deseado puede quedar enmascarado por el ruido de fase de un canal de interferencia no deseado más potente. También se puede dar el caso que un transmisor ruidoso puede interferir en la detección de receptores cercanos. Si la potencia de transmisión es mucho mayor que la de señal recibida por un receptor cercano, la señal recibida, aún siendo ideal, será distorsionada por el ruido de fase del transmisor.

1.8.1. Medición del ruido de fase

La mayoría de los métodos utilizados para medir el ruido de fase de un oscilador, consisten en medir la desviación en fase o frecuencia de la fuente bajo prueba, bien en el dominio del tiempo, bien en el dominio de la frecuencia. Como el tiempo y la frecuencia están relacionados, todos estos términos lo estarán también. No obstante el ruido de fase de un oscilador se describe mejor en el dominio de la frecuencia, donde la densidad espectral de las fluctuaciones en la fase, por unidad de ancho de banda, se caracteriza midiendo el ruido en las bandas laterales, a cada uno de los lados de la frecuencia central de la señal de salida.

El ruido de fase en banda lateral única se especifica en dBc/Hz a un offset determinado con respecto a la portadora. En este caso (1.11), la medida se ha realizado midiendo la variación de potencia respecto a la portadora de los componentes que se encuentran a un offset de la misma entre 100Hz y 100KHz. Una idea de los resultados teóricos que se obtiene al hacer esta medida se puede observar en la figura 1.11. Como referencia, podemos señalar, un nivel de ruido de -110 dBc/Hz a un offset de 1kHz respecto de la portadora.

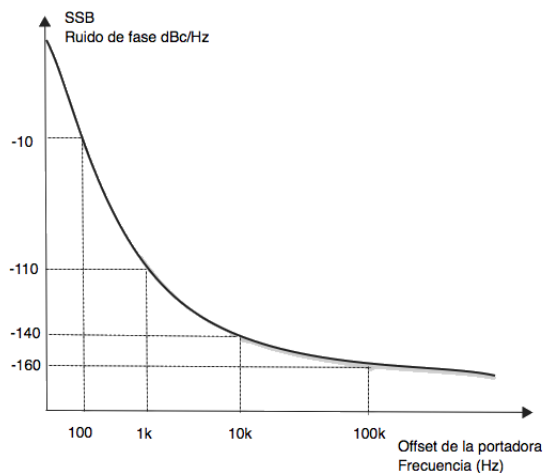


Figura 1.11: Gráfica del ruido de fase.

De manera práctica el ruido de fase se puede medir usando un analizador de espectro sí, el ruido de fase del dispositivo bajo prueba es grande con respecto al oscilador local del analizador de espectro. Se debe tener cuidado de que los valores observados son debidos a la señal medida y no el factor de forma de los filtros del analizador de espectro. La Medición basada en un analizador de espectro puede mostrar el poder de eliminación de ruido de muchas décadas de frecuencia, por ejemplo 1 Hz a 10 MHz. La pendiente con desplazamiento en frecuencia en diferentes regiones puede proporcionar pistas sobre el origen del ruido, por ejemplo, bajo los el ruido *flicker* decreciente a 3 dB por década.

El ruido de fase es un dato muy importante para evaluar el comportamiento de un

oscilador, de acuerdo con la fórmula de Lesson el comportamiento del ruido de fase puede ser modelado tomando un enfoque empírico. El modelo de Lesson puede resumirse en los siguientes pasos [12]:

- El oscilador se puede descomponer fundamentalmente en dos cuadripolos separados. Uno de ellos es el que tiene el elemento activo, y por tanto el que introduce el ruido electrónico. El segundo cuadripolo es el que contiene el resonador (LC, cristal...), que actúa de filtro.
- El ruido que introduce el elemento activo consta de un ruido blanco, y un ruido Flicker en baja frecuencia. La frecuencia de corte del ruido Flicker, f_c , varía de un dispositivo a otro, pero suele estar entre 10 Hz y 10 kHz. En esta f_c del ruido cambia de una característica $1/f$ a una característica plana. El ruido global será menor cuanto menores sean el factor de ruido y la frecuencia de corte del ruido Flicker.
- El resonador se caracteriza como un filtro pasa bajas para la perturbación de ancho de banda $f_0/2Q$. Los componentes de ruido que caigan dentro del ancho de banda del resonador se retroalimenta a la entrada del elemento activo, y por tanto la densidad espectral en esas frecuencias es más elevada. Cuanto mayor sea el Q del circuito menor será su ancho de banda, y por tanto menor será la retroalimentación del ruido.

Con base en estas ideas el modelo de Lesson se puede representar en la siguiente expresión:

$$L(f_{fm}) = \frac{2kTR_{eq}F}{V_0^2} \left(\frac{f_0}{2Qf_m}\right)^2 \left(1 + \frac{\Delta f_{\frac{1}{f^3}}}{f_m}\right) \quad (1.7)$$

Donde:

- k Constante de Boltzman
- T Temperatura de referencia (grados kelvin)
- V_0 Amplitud a través del tanque LC
- R_{eq} Resistencia equivalente del tanque
- f_0 Frecuencia portadora
- f_m Frecuencia de desplazamiento
- Q Factor de calidad del tanque LC
- $\Delta f_{\frac{1}{f^3}}$ Ruido ruido flicker

- F es el factor de ruido

El modelo de Lesson coincide básicamente con los datos experimentales que se obtienen en la práctica. El inconveniente que tiene es que no siempre es posible conocer todos los datos necesarios. Pese a ello es una herramienta muy potente para el diseño de osciladores de elevada calidad.

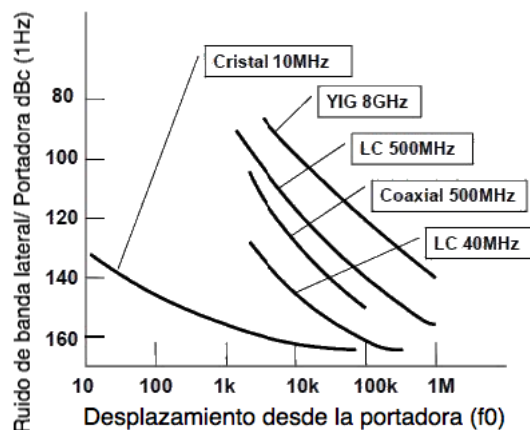


Figura 1.12: Ejemplos de ruido de fase en algunos osciladores.

1.8.2. Ruido en un VCO

De forma ideal, la salida de un oscilador produce únicamente una frecuencia, la frecuencia fundamental, también conocida como portadora. En el dominio del tiempo, la señal es una onda senoidal pura, sin fluctuaciones mientras que en el dominio de la frecuencia, la señal obtenida es una línea espectral.

En la práctica, no es posible obtener señales periódicas puras y, por tanto, el ruido y los dispositivos parásitos generan inestabilidad, distorsión, modulación etc, que sumados a la señal de salida, provocan que sea afectada mostrando fluctuaciones en fase y amplitud. Por lo anterior se puede decir que el ruido creado afecta a la señal de salida presentando un derrame espectral alrededor de la portadora y degradando su pureza espectral.

Para tener más claro esta cuestión se debe diferenciar entre las fuentes de ruido físicas, tales como resistencias y transistores, y sus efectos en la salida del oscilador. Para esto se modela un oscilador con una señal de salida en voltaje con tres parámetros, amplitud $A(t)$, frecuencia ω_0 y fase $\Phi(t)$ (ecuación 1.8):

$$V(t) = A(t) \cos(\omega_0 * t + \Phi(t)), \quad (1.8)$$

cada uno de los cuales puede contener un elemento aleatorio, $\alpha(t)$ y $\theta(t)$ (ecuación 1.9),

$$V(t) = [A_0 + \alpha(t)] \cos(\omega_0 * t + \Phi_0 + \theta(t)). \quad (1.9)$$

Los elementos aleatorios están relacionados con las fuentes de ruido físicos a través de una función de transferencia, existiendo una relación entre las fuentes de ruido y las salidas de *jitter* o ruido de fase. En general, se puede despreciar tanto el ruido de amplitud como sus contribuciones en la densidad espectral de potencia de la señal de salida, son muchos más pequeñas que las contribuciones de fase, $\theta(t)$.

Existen dos maneras de medir las fuentes de ruido en un VCO: En el dominio del tiempo se representa como *jitter* y en el dominio de la frecuencia, en el que se representa como ruido de fase.

Dominio en el tiempo - *jitter*

El error de fase en el dominio del tiempo, es representado como *jitter*. En la figura 1.13 se muestra el error de fase en un ciclo de reloj en comparación con un reloj ideal. El error de fase es un proceso aleatorio descrito por su varianza, σ^2 . Se puede decir que las mediciones en el dominio del tiempo, determinado por la varianza σ^2 describe completamente el error de fase en la señal.

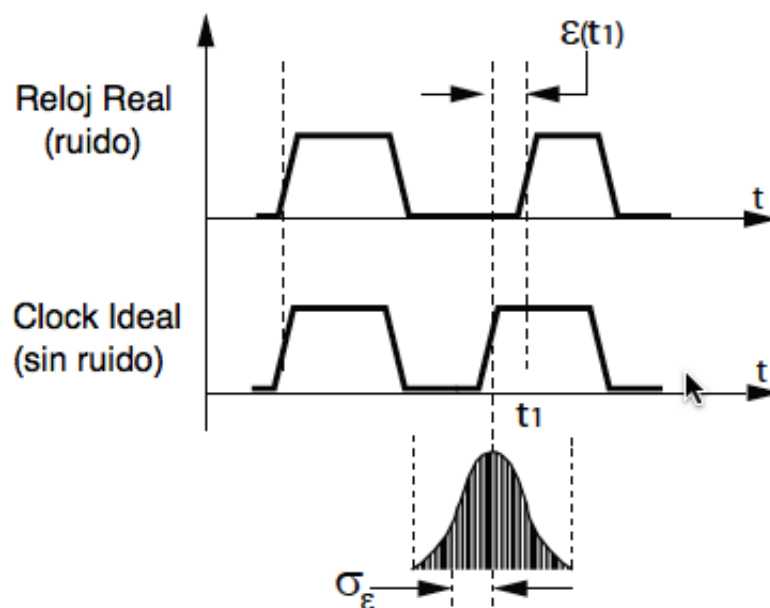


Figura 1.13: Fase aleatoria en el dominio del tiempo, *jitter*.

El *jitter* es una incertidumbre o aleatoriedad en el tiempo de los eventos. En el caso de un sintetizador de frecuencias, los eventos de interés son las transiciones en la señal de salida. Uno de los modelos con *jitter* en una señal empieza con una señal libre de ruido $v(t)$ y un desplazamiento estocástico $j(t)$ [13], representándose por la ecuación 1.10.

$$Vn(t) = v(t + j(t)) \quad (1.10)$$

Por simplicidad, j se asume que debe ser un proceso gaussiano de media cero, pero esto puede ser no estacionario. Además, v podría asumirse como T -periódico.

Existen dos tipos de circuitos que generan un diferente tipo de jitter. Los circuitos accionados (driven circuits) muestran una modulación en fase o *jitter* de PM (*phase modulation*), los circuitos autónomos (autonomous circuits) muestran una modulación en frecuencia o *jitter* de FM (*frequency modulation*). Tomemos por ejemplo un sintetizador de frecuencia, los bloques de circuito como el detectador de fase (PFD), la bomba de carga (CP), el divisor de frecuencia (FD) son circuitos accionados, éstos necesitan de una señal de entrada para hacer una operación, los bloques como el oscilador y el VCO no necesitan de una señal de entrada para realizar una operación, estos generan una señal por ellos mismos, por lo anterior son llamados circuitos autónomos. En la tabla 1.1 se presentan las características básicas del *jitter* PM y FM.

<i>Jitter</i>	Circuitos	J^*
PM	Accionados	$\frac{\sqrt{\text{var}(n_v, t_c)}}{v(t_c)}$
FM	Autónomos	\sqrt{aT}
*Varianza del <i>Jitter</i>		

Tabla 1.1: Características del *Jitter*

El *jitter* de PM es una fluctuación de fase sincrónica generada por dispositivos accionados. En un PLL, el PFD, CP y EL FD; muestran este fenómeno. El *jitter* de PM se llama así porque se trata de una modulación en fase de la señal por un proceso aleatorio con media cero y varianza acotada. Por lo tanto, la frecuencia de la señal de salida esta acorde con la de la entrada, pero la fase de la señal de salida fluctúa al azar con respecto a la de la entrada.

El *jitter* de FM es generada por los dispositivos autónomos, tales como osciladores, que generan una salida por ellos mismos. En un PLL, la OSC y VCO muestran fluctuaciones de FM. *jitter* de FM se caracteriza por una aleatoriedad en el tiempo desde la última transición de salida, por lo que la incertidumbre de cuando se produce una transición se acumula con cada transición. Por lo tanto, en comparación con una señal libre de fluctuación, la frecuencia de una señal que muestra cambios de FM fluctúa al azar.

Dominio en la frecuencia - ruido de fase

El error de fase también puede ser representado en el dominio de la frecuencia por la densidad espectral de potencia de la salida de la señal llamado ruido de fase. En este método, sin embargo, se mide la fase indirectamente a través de la forma de onda de salida y por lo tanto se debe examinar la relación entre el proceso de fase aleatoria y la densidad espectral de potencia de la señal de voltaje de salida. El ruido de fase es un

tipo de ruido ciclo-estacionario y está estrechamente relacionado con la fluctuación de fase (*jitter*). Un tipo particularmente importante de ruido de fase es el producido por osciladores. El resultado de la existencia de ruido de fase en un oscilador, es que al estar presente al principio mismo de la generación de señal, toda trabajo que involucre a la señal incluirá el ruido, haciéndolo imposible de suprimir [13].

Recordando que v es una función T -periódico y formulando j como fase, entonces la ecuación 1.10 se reescribe como,

$$V_n(t) = v \left(t + \frac{\Phi(t)}{2\pi f_c} \right) \quad (1.11)$$

Donde $\Phi(t) = 2\pi f_c j(t)$ en radianes y $f_c = 1/T$. Hay varias maneras comunes de describir el ruido en este tipo de señal. Una manera común es con $S_\phi(f)$, la densidad espectral de potencia de ϕ ; relacionado, pero mucho menos común es 1.12.

$$S_\omega(f) = (2\pi f)^2 S_\phi(f) \quad (1.12)$$

La densidad espectral de potencia de $\omega = d\phi/dt$. $S_\phi(f)$ y $S_\omega(f)$ son conceptualmente útiles, pero no son directamente medibles porque ambos ϕ y ω no son cantidades observables; otra manera común de medir es con $S_v(f)$, la densidad espectral de potencia de v , por medio de un analizador de espectros. A menudo, cuando se mide un oscilador el ruido de fase, esta cercano a la frecuencia de oscilación f_c generando un derrame espectral que se representa como una función de offset de frecuencia y normalizado relativamente a la potencia del primer armónico de v 1.13, donde $f_m = f - f_c$.

$$L(f_m) = \frac{S_v(f_c + f_m)}{2 |V_1|^2} \quad (1.13)$$

Relacionando $S_\phi(f)$ y $L(f_m)$ se asume que $\phi(t)$ es pequeño, por lo cual se expande (1.11) usando la serie de Taylor;

$$v_n(t) = v(t) + \frac{dv(t)}{dt} \frac{\phi(t)}{2\pi f_c} \quad (1.14)$$

Modelando el ruido debido de *jitter* usando el ruido aditivo se obtiene:

$$v_n(t) = v(t) + n_v(t) \quad (1.15)$$

$$n_v(t) = \frac{dv(t)}{dt} \frac{\phi(t)}{2\pi f_c} \quad (1.16)$$

Donde $v(t)$ es periódica, esto se puede escribir como una serie de Fourier,

$$v(t) = \sum_{K=-\infty}^{\infty} V_k e^{j2\pi k f_c t} \quad (1.17)$$

donde $j = \sqrt{-1}$. Diferenciando en 1.17 y sustituyendo en 1.16 se obtiene,

$$n_v(t) = \frac{\phi(t)}{2\pi f_c} \sum_{K=-\infty}^{\infty} j2\pi k f_c V_k e^{j2\pi k f_c t} \quad (1.18)$$

$$n_v(t) = \phi(t) \sum_{K=-\infty}^{\infty} jk V_k e^{j2\pi k f_c t} \quad (1.19)$$

calculando la densidad espectral de potencia de n_v se logra

$$S_{n_v}(f) = \sum_{K=-\infty}^{\infty} |k V_k|^2 S_{\phi}(f - k f_c) \quad (1.20)$$

$$L(f_m) = \frac{S_{n_v}(f_c + f_m)}{2|V_1|^2} = \frac{1}{2} \sum_{K=-\infty}^{\infty} \left| \frac{k V_k}{V_1} \right|^2 S_{\phi}(f_m - (k-1)f_c) \quad (1.21)$$

Asumiendo que $S_{\phi}(f)$ cae rápidamente con el incremento de la frecuencia, entonces para $f_m \ll f_c$.

$$L(f_m) = \frac{1}{2} S_{\phi}(f_m) \quad (1.22)$$

Recordemos que varias suposiciones se hicieron en el desarrollo de esta aproximación. En particular, que $\phi(t)$ es pequeña y que S_{ϕ} a bajas frecuencias es mucho mayor que a las frecuencias cercanas de f_c y superior.

EL *jitter* FM está fuertemente relacionado con el ruido de fase del oscilador. Tanto el ruido de fase como *jitter* son diferentes maneras de describir el mismo suceso. En otras palabras, todos los osciladores exhiben un comportamiento que se conoce genéricamente como el ruido de fase del oscilador. Cualquier ruido en un sistema autónomo hará que la fase vaya a la deriva libremente, porque no hay señal de referencia con la que engancharse. Cuando las fluctuaciones de fase se miden en términos de desviación de tiempo durante un período, se refiere como *jitter* FM. Si se mide en términos de amplitud de la señal de ruido como una función de la frecuencia, que se conoce como ruido de fase del oscilador.

1.9. Estudio de los modelos de osciladores en estado del arte

El primer documento, acerca de las propiedades de ruido de un oscilador, fue escrito por Lesson [9] en 1966. Este artículo clásico sigue siendo extraordinariamente buena guía de diseño. La ventaja de este enfoque es que es fácil de entender y conduce a una buena aproximación del ruido de fase. El inconveniente es que el valor de la contribución de ruido flicker (ruido de parpadeo) que es necesario para la ecuación, la potencia de salida,

el factor de calidad (carga Q), siendo un parámetro que mide la relación entre la energía reactiva que almacena y la energía que disipa durante un ciclo completo de la señal y las condiciones del factor de ruido, son parámetros que no se conocen.

Otros trabajos, como el de Kurokawa [10], indican dónde se encuentra el punto de funcionamiento para un mejor ruido de fase, pero el valor del ruido de fase, como tal, no se conoce. El siguiente gran avance en el análisis de ruido en un oscilador proviene de Rizzoli [11], se basa en una matriz de correlación de ruido e incorpora distintas fuentes de ruido del dispositivo activo.

Comercialmente programas de simulación utilizan una topología fija para modelos con transistores. Algunos son el modelo de transistor bipolar Gummel-Poon, un transistor bipolar de heterounión (HBT), y los de arseniuro de galio de efecto de campo transistor (FET), así como semiconductor de óxido metálico (MOS) y modelos JFET. El último enfoque es una teoría general de ruido para circuitos arbitrarios, como se muestra por Lee et al [14], su modelo de ruido se basa en las propiedades variables en el tiempo de la forma de onda de corriente en el oscilador y el análisis de ruido de fase se basa en el efecto de impulso de ruido en una señal periódica.

Si un impulso se inyecta en el circuito sintonizado en el pico de la señal, causará una máxima modulación de amplitud y no una modulación de fase. Si un impulso es inyectado en un cruce por cero de la señal, no habrá modulación de amplitud pero sí, máxima modulación de fase. Si los impulsos de ruido se inyectan entre el cruce por cero y el pico, habrá componentes tanto de fase y modulación de amplitud. Basados en esta teoría y la intención de obtener el mejor ruido de fase, se debe adoptar una técnica para asegurarse de que se produzca cualquier impulso de ruido en un pico del voltaje de salida en lugar de en cualquier otro punto. Lee y Hajimiri introdujeron una función de sensibilidad de impulso (ISF), que es diferente para cada topología de un oscilador. Este ISF es una función adimensional periódica en 2π , tiene el valor más grande cuando la máxima modulación de fase se produce y tiene el valor más pequeño, cuando sólo la modulación de amplitud se produce. Este enfoque parece ser puramente matemático y carece de sentido práctico. El calcular el ISF es tedioso y depende de la topología de oscilador. La conversión de ruido no está claramente definido. Además, no hay ninguna ecuación matemática que pueda describir para el ruido de fase en términos de componentes del circuito, que puede diferenciarse para obtener tanto la potencia máxima y el mejor ruido rendimiento. Publicaciones recientes de Tom Lee han demostrado que el análisis de ruido para una topología determinada puede ser expresada y da buenos resultados una vez que todos los datos son conocidos, pero no conduce a reglas de diseño exactas [15]. Similar a la ecuación de Leeson, sufre el hecho que el rendimiento de ruido del dispositivo, la Q (factor de calidad), y la potencia de salida no se conocen a ciencia cierta. De hecho, algunos de los osciladores publicados por Lee y Hajimiri se puede "optimizar". Esta significa que el circuito oscilador publicado no tenía el mejor ruido de fase posible. Entonces se puede

considerar que optimizar un programa armónico de balance comercial, ayude a que el ruido de fase mejore de manera significativa. Por supuesto, un buen procedimiento de síntesis directa habría dado la respuesta correcta inmediatamente.

El oscilador por sí mismo puede ser descrito como un dispositivo de un puerto que suministra una resistencia negativa a la sintonización del circuito, que es ideal para determinar una mejor retroalimentación. Por otro lado, puede ser descrito como un dispositivo de dos puertos utilizando un resonador y un amplificador, y nos permite calcular el análisis completo de ruido. El segundo caso da una visión más clara del cálculo del ruido de fase. Por primera vez, este enfoque matemático mostró paso a paso el procedimiento, utilizando condiciones de gran señal para el diseño de un oscilador con buena potencia de salida (alta eficiencia) y bajo ruido de fase. Como un tercer caso, los valores para P_{out} , Q_1 Y F requeridos para la ecuación de Leeson son numéricamente determinados. Los tres casos proporcionan un excelente oscilador construido bajo estas condiciones de prueba y mediciones. En el método de análisis armónico de balance, hay dos técnicas en uso para convertir entre el modelo no lineal de dominio de tiempo y la evaluación dominio de la frecuencia de las corrientes armónicas de la red lineal. Una técnica es la casi periódica transformada discreta de Fourier (APDFT), y la otra es la multi-dimensional transformada rápida de Fourier (MFFT) utilizando derivaciones analíticas o cuasi-analíticas para evaluar la matriz jacobiana. La primera, con un método de muestreo aleatorio, tiene un típico rango dinámico de 75 a 80 dB, mientras que la segunda ofrece un rango dinámico superior a 180dB. En los diseños de mezcladores y análisis de intermodulación, que incluye el cálculo de ruido en circuitos osciladores, es importante ser capaz de predecir con precisión una pequeña señal en presencia de una señal grande. Para predecir con fiabilidad esto, la dinámica rango (la relación de una señal grande a una pequeña señal mínimamente detectable) necesita ser mayor de 175 dB. Se encontró que la técnica APDFT tiene un rango dinámico de 75dB, mientras que la MFFT, con derivados calculados analíticamente, se encontró que tiene un rango dinámico final de 190dB. Teniendo en cuenta el hecho de que en los cálculos el ruido de fondo en los osciladores es de 2174dBm/Hz es la referencia más baja y el nivel referencia puede ser tan alta como +20dBm se requiere un rango dinámico de hasta 190dB. Por lo tanto, es sin duda necesario un enfoque numéricamente.[1]

Estos fundamentos teóricos presentados acerca de los osciladores serán usados durante este trabajo para poder estructurar el modelo del oscilador controlado por voltaje. En el siguiente capítulo se plantean los modelos matemáticos y comportamentales para la realización del modelo.

Capítulo 2

Análisis de Modelos Matemáticos y Comportamentales para un Oscilador Controlado por Voltaje (VCO)

2.1. Oscilador Controlado por Voltaje

2.1.1. Oscilador ideal

Esencialmente la función de un oscilador es producir una señal periódica con ciertas propiedades. La repuesta ideal de un oscilador armónico con frecuencia angular ω_{osc} (rad/s) y una amplitud pico A (V) puede ser escrito como:

$$V_{out}(t) = A \cos(\omega_{osc}t) \quad (2.1)$$

En el dominio de la frecuencia, esto es equivalente a una línea espectral discreta con una altura (A) a la frecuencia angular (ω_{osc}). Esto quiere decir que toda la potencia de la portadora esta localizada en un ancho de banda infinitamente pequeño alrededor de (ω_{osc}).

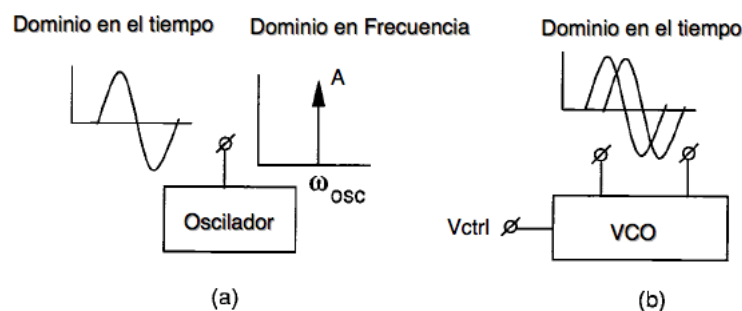


Figura 2.1: Salida de un oscilador ideal (a) y Salida de un VCO (b).

Un VCO descrito en la figura 2.1 es un oscilador cuya frecuencia de oscilación puede ser modificada usando un voltaje de polarización que se denomina voltaje de control. Un VCO ideal puede ser representado en 2.2.

$$V_{out}(t) = A \cos(2\pi(Kvco * Vctrl + F_o)t) \quad (2.2)$$

En 2.2 la fase inicial de V_{out} se supone que es cero. El Voltaje de control V_{ctrl} define la frecuencia y la constante $Kvco$ (Hz/V) determina la curva correspondiente al ancho de frecuencia (entonado). F_o es la frecuencia de oscilación con un $V_{ctrl}=0$ es decir que es la frecuencia inicial del VCO. La Ecuación 2.2 no incluye la propiedad de integración de un oscilador controlado por voltaje. La fase es la integral de la frecuencia de oscilación con respecto al tiempo. Se usa 2.2 para un V_{ctrl} no-continuo, que da como resultados saltos de fase en la señal de salida del oscilador. Para una salida de fase siempre continua, incluso si un V_{ctrl} es no-continuo en el oscilador, la respuesta está dada por la ecuación 2.3.

$$V_{out}(t) = A \cos(2\pi(Kvco \int_{-\infty}^t V_{ctrl}dt + F_o t)) \quad (2.3)$$

Como la entrada de control es un voltaje, el oscilador en la figura 2.1b es una oscilador controlado por voltaje (VCO).

2.1.2. Oscilador no ideal (real)

En la práctica, cualquier cosa que pueda cambiar debido a las no linealidades. El oscilador y sus propiedades no son la excepción. Un oscilador nunca tendrá una frecuencia de oscilación exacta requerida, debido a la presencia de dispositivos parásitos internos en el VCO o fuentes de ruido externas. Por lo cual, siempre se requerirá algún rango de entonado adicional para el rango deseado de frecuencia.

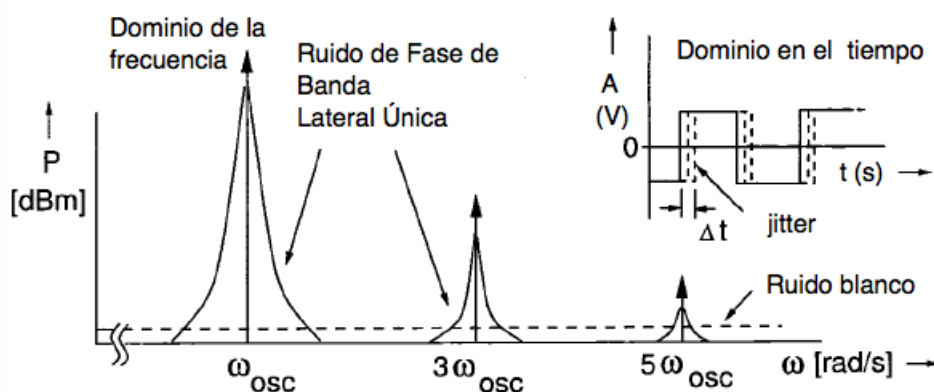


Figura 2.2: No linealidades en la señal portadora en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia.

El ruido de los dispositivos internos del oscilador y el ruido generado externamente (e.g. fuente de alimentación) corrompen la pureza espectral de la señal del oscilador. Es decir que la potencia de la portadora (F_o) está ahora distribuida en un ancho de banda finito alrededor de ω_{osc} y sus armónicos. La figura 2.2 muestra la frecuencia fundamental y dos armónicos de una onda cuadrada. El tipo de aplicación en el uso del oscilador determina si los armónicos en la señal de salida son necesarios. Por ejemplo si un oscilador es un generador de reloj, los armónicos son generalmente requeridos. En el caso, del cruce por cero en el dominio del tiempo son menos sensibles al ruido del circuito donde la señal de reloj es usada. La señal de salida de un oscilador por lo general tiene armónicos pares.

Lo que distingue de un oscilador ideal y uno real es el ruido de fase de banda lateral única, como se ilustra en la figura 2.2. Si bien la frecuencia total de la señal esta ubicada en ω_{osc} , algunas frecuencias lo están también presentadas en pequeños *offset* respecto a ω_{osc} (frecuencia fundamental). Este ruido de fase de banda lateral decrece con el incremento de *offset* respecto a ω_{osc} o sus armónicos. El ruido blanco llega a ser dominante en ciertos *offset* de frecuencias. En el dominio del tiempo el ruido de fase se menciona como *jitter* y se muestra en la parte superior derecha de la figura 2.2. Debido al *jitter* presente en el momento exacto del cruce por cero la onda cuadrada es estocástica, es decir que existen fluctuaciones en la señal. De tal forma que el oscilador ideal descrito en la ecuación 2.1 se modifica, para modelar el oscilador de forma real es decir con su ruido de fase $\theta(t)$ esto se muestra en la ecuación 2.4 [16].

$$V_{out}(t) = A \cos(\omega_{osc}t + \theta(t)) \quad (2.4)$$

2.1.3. Frecuencia, entonado y ganancia (K_{vco})

La frecuencia y el rango de entonado son especificaciones muy importantes teniendo un gran impacto en el nivel de dificultad cuando se desea diseñar un oscilador. Es primordial la forma de la frecuencia del VCO cuando el voltaje de control (V_{ctrl}) varía. Esta curva, frecuencia vs V_{ctrl} es mostrada en la figura 2.3, gracias a esta curva se pueden definir algunas características del VCO. Existe una zona central de la curva donde la frecuencia varía linealmente con el V_{ctrl} como se muestra con la linea recta mostrada en la figura 2.3.

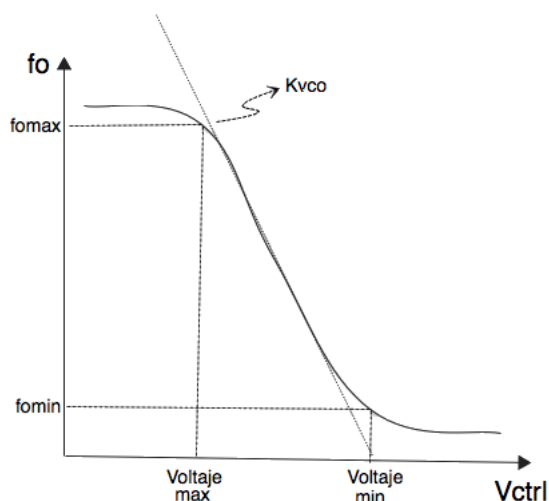


Figura 2.3: Curva del VCO frecuencia vs V_{ctrl} .

La zona linealizada comprende hasta donde la línea recta comienza a separarse de la curva. Los voltajes donde se producen estos límites son llamados voltaje máximo (V_{max}) y voltaje mínimo (V_{min}) y corresponden a los límites de frecuencia máxima y mínima (f_{max} y f_{min}). Uno de los parámetros definidos en el VCO es K_{vco} , la variación de sensibilidad y esta definido como:

$$K_{vco} = \left| \frac{d(f(V_{ctrl}))}{d(V_{ctrl})} \right| \quad (2.5)$$

Esta expresión puede ser aproximada como:

$$K_{vco} \approx \left| \frac{f_{max} - f_{min}}{V_{max} - V_{min}} \right| \quad (2.6)$$

Un VCO tiene un entonado constante (K_{vco}) el cual se especifica en Hz/V . Esta constante casi siempre se menciona como la ganancia del VCO. Por ejemplo, si el rango de entonado es 3.7 GHz a 4.2 GHz (para un satélite de comunicaciones) y el rango de voltaje disponible es de 3.5 V , su K_{vco} está sobre 142.85 MHz/V . Esta K_{vco} será más grande si el rango de entonado aumenta, para cubrir todo el ancho de banda en frecuencia. La frase *entonado constante* es en realidad un tanto engañoso, ya que rara vez es una constante en un VCO real. En la figura 2.1 muestra la curva de entonado de un VCO. Para una gran parte del rango de entonado, K_{vco} se mantiene en (f_{min}/V_{min}) . Sin embargo al final del rango de entonado, cuando los dispositivos parásitos empiezan a dominar, K_{vco} decrece ($f_{max}/V_{max} < f_{min}/V_{min}$).

2.1.4. Estructura de un VCO

La manera de realizar un VCO físicamente es reemplazando uno o varios de los componentes reactivos que determinan la frecuencia de un oscilador por elementos de valor variable. Elementos cuyo valor dependa de su voltaje de polarización, es decir que el valor del componente varíe con el voltaje aplicado. Habitualmente se reemplazan los condensadores y para sustituirlos tenemos de dos posibilidades: diodos varicap y capacitores MOS.

Un diodo semiconductor tiene asociado un capacitor en paralelo que depende de su voltaje de polarización. La dependencia del capacitor en el voltaje se muestra en la figura 2.4.

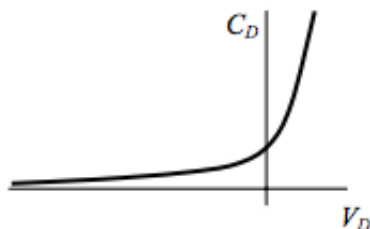


Figura 2.4: Dependencia de la capacidad del diodo varicap con el voltaje de polarización.

Sólo la zona de polarización inversa es útil, porque en directa el diodo es prácticamente un cortocircuito que se halla en paralelo con el capacitor. Los diodos de aplicación específica como condensadores variables se denominan varicaps, el símbolo se muestra en la figura 2.5. Por ejemplo el diodo varicap MV205 equivale a $C=16$ pF para $V_d = -1$ y $C=4$ pF para $V_d = -10$ [4].



Figura 2.5: Símbolo del varicap.

La otra posibilidad es emplear el capacitor variable de un condensador MOS cuando pasa de acumulación a fuerte inversión. La dependencia de esta capacidad con el voltaje de polarización se ha representado en la figura 2.6. La variación de esta capacidad con el voltaje aplicado es mucho mayor que la del diodo, por consiguiente, con menos variación de voltaje es posible tener un margen de rango de entonado mayor. Pero la incertidumbre del valor inicial debida a tolerancias en el proceso de fabricación hace que no sea la opción más adecuada.

Al realizar un esquema de oscilador en el VCO se debe cuidar de que el voltaje de polarización que se aplica al capacitor variable no cortocircuite el lazo de retroalimentación

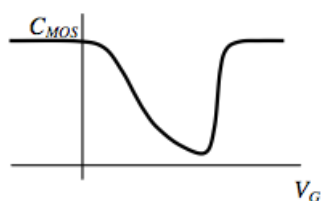


Figura 2.6: Variación de la capacidad del capacitor MOS.

en CA, si es necesario se puede aplicar en serie con el voltaje de control una resistencia de valor elevado limitando la corriente.

La figura 2.7 muestra un par de ejemplos típicos de VCOs, que están constituidos esencialmente por transistores, capacitores e inductores. El voltaje de control puede variar desde un valor negativo hasta V_{CC} como máximo, entonces, la frecuencia nominal de oscilación esta usualmente determinada por las propiedades del circuito que, dependiendo de la cantidad de dispositivos activos con los que cuente el oscilador, minimizará el ruido o tendrá un bajo costo [4].

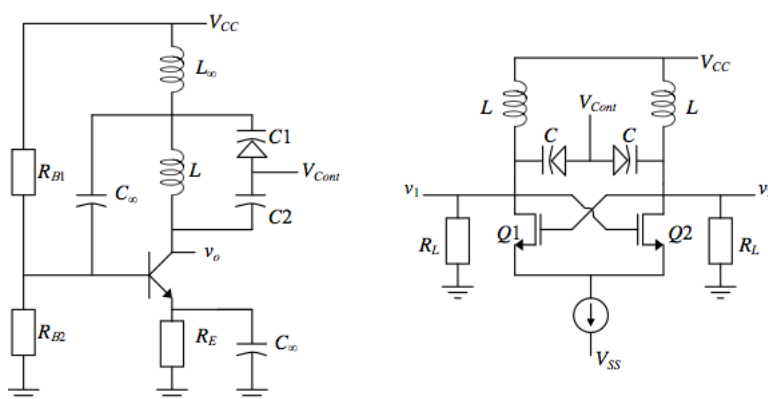


Figura 2.7: Ejemplos de VCO's.

Podemos definir que la manera eficaz pero no menos complicada para diseñar un VCO es utilizando dispositivos variables internos en el circuito ayudando a que la respuesta varíe con respecto al voltaje de polarización del dispositivo variable.

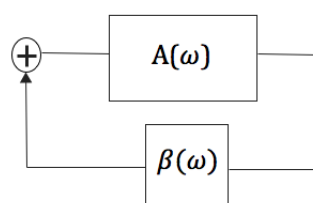
2.1.5. Oscilador tanque LC

Los tipos de VCOs que se han mencionado son llamados osciladores armónicos, estos son casi capaces de producir una oscilación sinusoidal pura y alta pureza espectral.

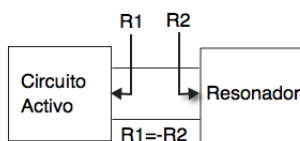
Estos osciladores pueden ser modelados de dos formas equivalentes: uno, es con el modelo de retroalimentación y la otra es el modelo de resistencia negativa. Ambas descripciones son equivalentes y dependen de la topología utilizada.

El primer modelo mostrado en la figura 2.8(a), consiste en un bloque de ganancia y otro de retroalimentación. Para que este circuito oscile tiene que obedecer el criterio de

Barkhausen. El otro modelo también es mostrado en la figura 2.8(b); esta representado por dos bloques, uno determina la frecuencia (Tanque LC) que es el resonador y el otro es el circuito activo que mantiene la amplitud. Para entender este modelo suponemos que el resonador es un simple tanque junto con sus resistencias parásitas, lo que el tanque por sí solo no puede oscilar indefinidamente porque una parte de la energía almacenada es disipada en la resistencia parásita en cada ciclo. La idea es que una red activa genere una impedancia negativa de la misma magnitud de la resistencia parásita. De forma breve se puede decir que la energía perdida por la resistencia parásita es restablecida por el circuito activo en cada ciclo, permitiendo una oscilación estable. Este modelo es llamado modelo de resistencia negativa por que la energía restaurada puede ser vista como una resistencia negativa que compensa la resistencia parásita del circuito tanque.



(a) Modelo retroalimentado



(b) Modelo con resistencia negativa

Figura 2.8: Modelos de osciladores.

Para un VCO del tipo Tanque LC con resistencia negativa su energía restaurada comprende uno o dos bloques de transistores MOS de acoplamiento cruzado. La compuerta (*gate*) de uno de los transistores esta conectado al drenaje (*drain*) del otro y viceversa, mientras que sus fuentes (*source*) están en corto circuito. La conductancia vista desde las terminales de drenaje de los dos bloques de transistores de acoplamiento cruzado es negativo. Existe una dependencia directa entre la polarización de estos transistores y el valor de la resistencia negativa de la energía restaurada en estos osciladores [18].

La frecuencia de salida del VCO es una función no lineal del voltaje de control. Sólo en un margen de variación pequeña para esta dependencia se puede aproximar para una función lineal.

Mostremos por ejemplo un sistema PLL (2.9), que esta constituido por un detector de fase, un filtro pasa bajas y un VCO, conectados a una retroalimentación negativa. El detector de fase produce un voltaje que, después de pasar por el filtro pasa bajas, se convierte en un voltaje de error, $u_e(t)$, aplicado a el control de entrada del VCO para

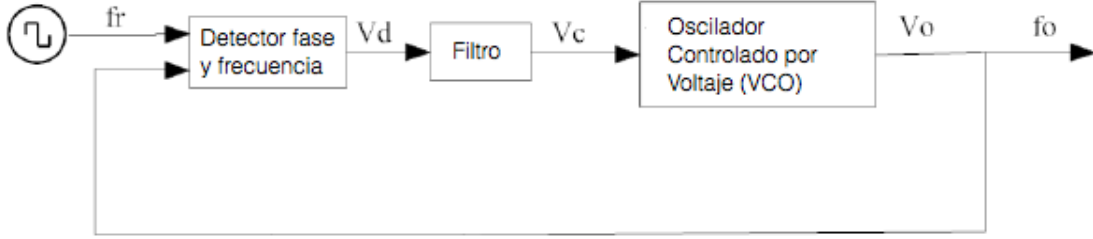


Figura 2.9: Modelo de un circuito amarre de fase (PLL).

establecer la frecuencia angular, ω . Cuando $u_e(t) = 0$, el VCO oscila a una frecuencia inicial, ω_0 , llamado el desplazamiento de frecuencia o la frecuencia de funcionamiento libre. La frecuencia de salida del VCO esta [17] dada:

$$\omega(t) = \omega_0 + G_{VCO}u_e(t) \quad (2.7)$$

La Variable G_{VCO} se define como:

$$G_{VCO} = \frac{d\omega}{du_e} = 2\pi \frac{df}{du_e} = 2\pi g_{vco} \quad (2.8)$$

Donde G_{VCO} es la ganancia de voltaje a radianes sobre segundo sobre volts $\left(\frac{rad/s}{volts}\right)$ y g_{VCO} es la ganancia del VCO de voltaje a frecuencia, en hertz sobre voltio $\left(\frac{Hz}{Volts}\right)$.

Considerando un voltaje sinusoidal con amplitud u_a , el argumento $\varphi(t)$ y una compensación u_{off} en DC obtenemos:

$$u_{VCO} = u_a \sin(\varphi(t)) + u_{off} \quad (2.9)$$

El argumento $\varphi(t)$ es la integral de tiempo de la frecuencia angular:

$$\varphi(t) = \int \omega(t)dt + \varphi(0) \quad (2.10)$$

Suponiendo ω es una constante y sustituyendo $\varphi(t)$ en $u(t)$ se obtiene la forma conocida:

$$u_{VCO} = u_a \sin(\omega t + \varphi(0)) + u_{off} \quad (2.11)$$

Sí ω no es una constante, la forma general es:

$$u_{VCO} = u_a \sin\left(\int \omega_t + \varphi(0)\right) + u_{off} \quad (2.12)$$

Remplazando $\omega(t)$ en la ecuación 2.1 y considerando $\varphi(0) = 0$, se obtiene la función de transferencia de un VCO dada por:

$$u_{VCO} = u_a \sin\left(\int (\omega_0 + G_{VCO}u_e(t))dt\right) + u_{off} \quad (2.13)$$

Después de modificar la ecuación 2.9 se obtiene:

$$u_{VCO} = u_a \sin\left(\omega_0 + G_{VCO} \int u_e(t)dt\right) + u_{off} \quad (2.14)$$

La ecuación 8 modela a un VCO en el análisis del tiempo, entonces podemos considerar que el VCO, es un sistema no lineal que podría ser linealizado en un cierto rango. Con este modelo es posible construir un VCO por lo que es importante tener en cuenta el ruido de fase de modelado para mantener una buena precisión y el tiempo de compensación en la simulación.

2.1.6. Acomplamiento cruzado de transistores nMOS con polarización resistiva

Esta topología consiste en dos transistores nMOS de acoplamiento cruzado conectado al circuito tanque por el drenaje y su polarización por una resistencia conectada a las terminales fuente de los transistores y tierra o también se puede dar el caso entre el circuito tanque y V_{DD} como se muestra en la figura 2.10(a) y 2.10(d). Una variante de esta topología es el circuito sin resistencia, el inconveniente es la dependencia directa de las propiedades del circuito con las fluctuaciones de las fuentes de voltaje y variaciones en los parámetros de la tecnología, un ejemplo de esto es que el voltaje V_{GS} modifica la corriente de polarización, observándose especialmente un valor no constante de esta corriente a través de un ciclo completo, provocando un incremento en el ruido de fase con respecto a otras topologías si el valor de la resistencia no esta bien elegida [18].

2.1.7. Acomplamiento cruzado de transistores nMOS con fuente de corriente MOS

Es una variante de la topología mencionada anteriormente pero en lugar de una resistencia se usa una fuente de corriente MOS. En la figura 2.10(b) se muestra la fuente nMOS y en la figura 2.10(e) está la fuente pMOS.

2.1.8. Acoplamiento cruzado complementario

Este circuito está compuesto por dos bloques de acoplamiento cruzado de un par de transistores pMOS y nMOS además de su respectiva fuente MOS. En la figura 2.10(c) el circuito mencionado con un fuente nMOS y en la figura 2.10(f) con una fuente pMOS.

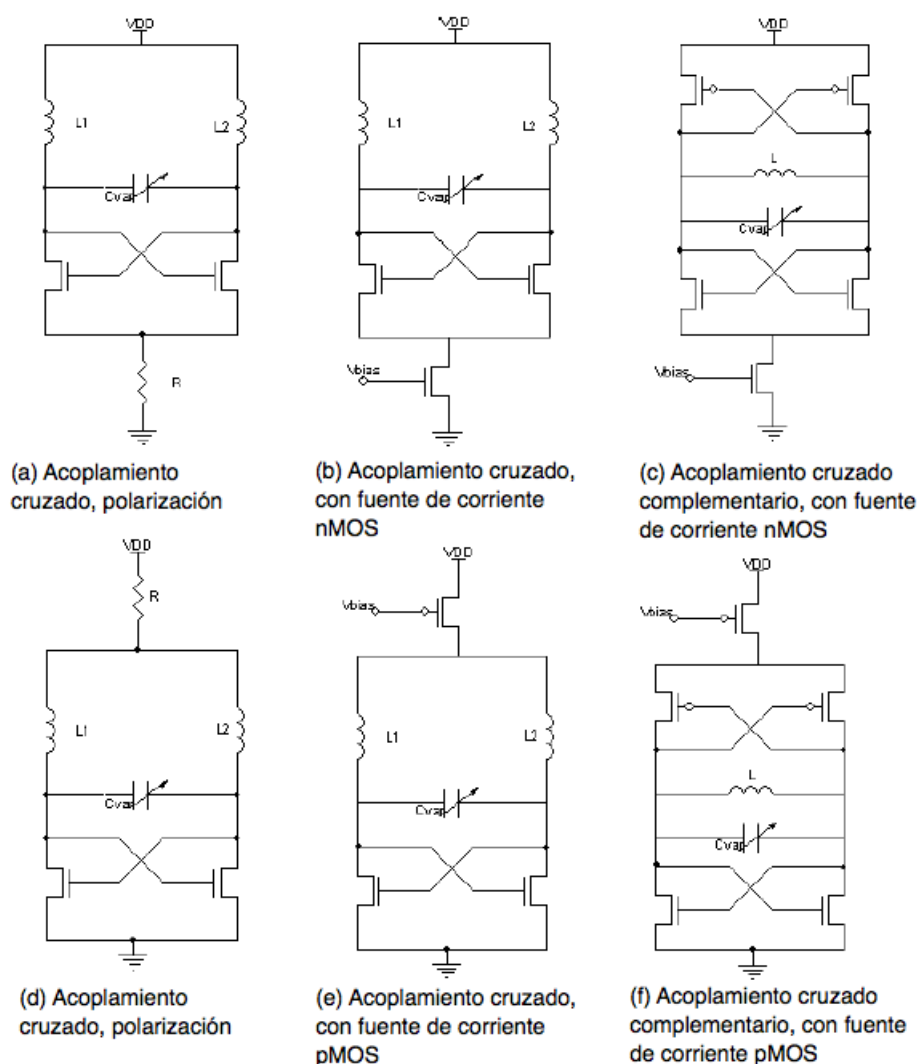


Figura 2.10: Modelos de osciladores tipo tanque LC.

Para lograr un desempeño óptimo en el circuito, se deben evaluar muchas características bajo varias condiciones. Como por ejemplo, un parámetro muy fundamental es la salida del VCO contra V_{ctrl} . Una extensión de este parámetro es el entonado de sensibilidad (Hz/V) denominado K_{vco} , Idealmente este valor es una constante, pero para un VCO real no lo es, ésta pendiente cambia como una función de la frecuencia.

2.1.9. VCO con oscilador en anillo

Antes de explicar que es un VCO con oscilador en anillo se explica primero que es un oscilador en anillo.

Un oscilador en anillo es un dispositivo compuesto por un número impar de compuertas NOT (inversor) donde su salida oscila entre dos niveles de voltaje, con un tiempo de retardo conectados en serie generando así la oscilación. Con un impar de inversores en el circuito se puede formar un lazo cerrado con retroalimentación positiva como los mostrados en la parte superior de la figura 2.11 a), donde la frecuencia de oscilación esta dada por la siguiente ecuación 2.15 .

$$f_{osc} = \frac{1}{n(t_{PHL} + t_{PLH})} \quad (2.15)$$

Los inversores CMOS que se muestran en la figura 2.11 b) están básicamente contruirdos por bloques de diseño de circuito digital. Cuando la entrada se conecta a tierra, la salida se mueve a VDD a través del transistor pMOS (M2). cuando la entrada se conecta a VDD, la salida se mueve a tierra a través del transistor NMOS (M1) generando la señal de salida del oscilador. El inversor CMOS tiene importantes características, por ejemplo, su salida de voltaje cambia de VDD a tierra, diferente a otras compuertas lógicas [19].

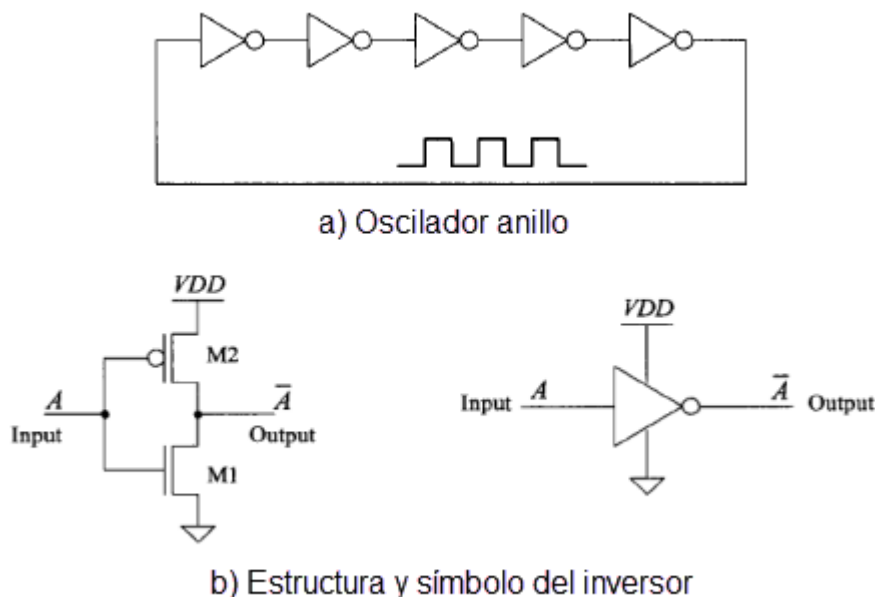


Figura 2.11: Estructura de un oscilador anillo.

Asumiendo que los inversores son idénticos y n es un número impar para inversores en el oscilador anillo. La suma de los retardos alto-bajo (t_{PHL}) y bajo-alto (t_{PLH}) se utiliza para calcular el periodo de la oscilación, ya que cada inversor se conmuta dos veces durante un único periodo de oscilación.

Abordando lo que es un VCO en anillo, este consiste básicamente en un oscilador anillo sólo que para generar en el entonado en frecuencia se obtiene con el diseño de un limitador de corriente agregado en uno de los inversores del oscilador, donde la corriente de polarización para los inversores es limitada por un par de transistores pMOS y nMOS, operando en saturación. La frecuencia de operación ésta determinada por el retardo de cada elemento y el número de elementos. Un ejemplo de este circuito se muestra en la figura 2.12 [20]. $V_{CTL}(P)$ y $V_{CTL}(N)$ son la entradas de control para el entonado de frecuencia conectadas a las compuertas de los transistores MP4 y MP2 (pMOS y nMOS), estos van conectados al circuito inversor entre drenaje y fuente (MP2 y MN1) y lograr el entonado.

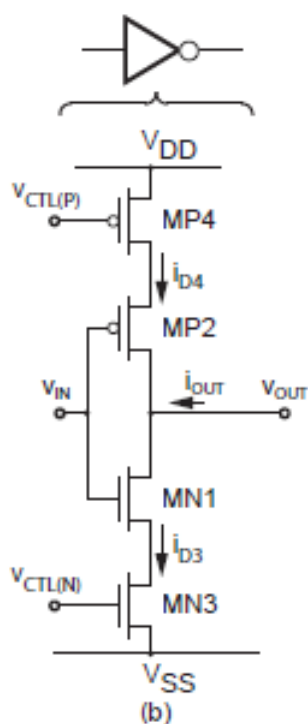


Figura 2.12: VCO en anillo.

Conociendo más de los tipos de VCOs, en su comportamiento, características, funcionamiento, componentes, topologías, es posible abordar los modelos comportamentales de los VCOs, se presentan en la siguiente sección.

2.2. Modelos comportamentales de un VCO

El progreso tecnológico obtenido en la última década en el marco de las comunicaciones, ha acrecentado la complejidad de los dispositivos de RF y microondas, en consecuencia ha ido de la mano el perfeccionamiento de las herramientas de diseño asistido por computadora (CAD) para simulación, demandando que presenten la mayor similitud posible con

el funcionamiento real del dispositivo. Para realizar estas simulaciones se diseñan modelos a nivel transistor o bien un modelo comportamental. Por lo general cuando se realiza un modelo a nivel transistor las simulaciones consumen mucho tiempo, porque toma cientos o miles de ciclos para alcanzar el estado estacionario. Una manera más práctica de simular un circuito es a través de un modelo comportamental.

La manera de realizar un modelo comportamental es a través de un lenguaje de descripción de hardware (HDL), estos lenguajes (Verilog-AMS, Verilog-A) permiten igualar el comportamiento del dispositivo mediante la descripción del circuito (modelo matemático) aproximándose notablemente a la función real del dispositivo, lo comentado disminuye considerablemente el tiempo de simulación en comparación con los modelos a nivel transistor.

Verilog-A es un lenguaje de descripción de hardware, es ampliamente utilizado por su flexibilidad, potencia y transportabilidad entre plataformas (*Hspice*, *Cadence*®, *Microwave Office*) de este lenguaje en la descripción de modelos de dispositivos de RF y microondas. Su uso en la descripción de hardware analógico, de alto nivel y su implementación en simuladores, muestra la mejor fidelidad posible a la realidad del funcionamiento de los dispositivos. Los modelos descritos con el lenguaje Verilog-A se comportan idénticamente que los modelos internos de cualquiera que sea el programa en el que son compilados, con la especial ventaja que a diferencia de los que ya se encuentran incluidos, se puede modificar fácilmente la descripción del dispositivo y por tanto realizar tantos cambios como se desee [22].

2.2.1. Modelo del VCO con *jitter*

Un VCO genera una onda sinusoidal o cuadrada cuya frecuencia es proporcional al nivel de señal de entrada (V_{ctrl}). Los modelos del VCO se construyen utilizando tres operaciones, como se muestra en la Figura 2.13. En primer lugar, la señal de entrada se escala para calcular la frecuencia de salida deseada. Entonces, la frecuencia está integrada para calcular la fase de salida. Por último, la fase se utiliza para generar la señal de salida deseada. La fase se calcula con *idtmod*, una función que proporciona integración seguida de una operación de módulo. Esto sirve para mantener la fase limitada, lo que impide una pérdida de precisión numérica que se produciría cuando la fase llegase a hacer grande después de un largo período de tiempo [13]. Las transiciones de salida son generadas cuando la fase pasa en $-\pi/2$ y $\pi/2$.

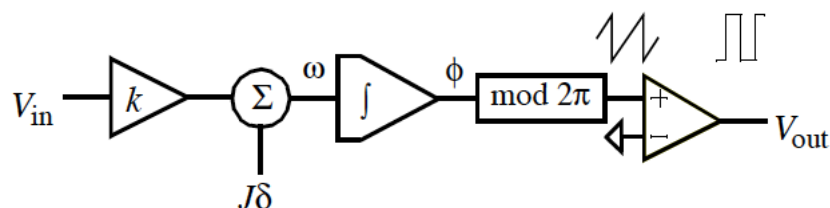


Figura 2.13: Diagrama a bloques del modelo comportamental de un VCO que incluye *jitter*.

El modelo comportamental de un oscilador controlado por voltaje con *jitter* usando Verilog-A se muestra en el siguiente listado [13]:

```

analog begin
    @(initial_step) seed = -561;
    // compute the freq from the input voltage
    freq = (V(in) - Vmin)*(Fmax - Fmin) / (Vmax - Vmin) +
        Fmin;

    // bound the frequency (this is optional)
    if (freq > Fmax) freq = Fmax;
    if (freq < Fmin) freq = Fmin;

    // add the phase noise
    freq = freq/(1 + dT*freq);

    //phase is the integral of the freq modulo 2p
    phase = 2*'M_PI*idtmod(freq, 0.0, 1.0, -0.5);

    //update jitter twice per period
    // 1.414=sqrt(K), K=2 jitter updates/period
    @(cross(phase + 'M_PI/2, +1, ttol) or
        cross(phase - 'M_PI/2, +1, ttol)) begin
        dT = 1.414*jitter*$dist_normal(seed,0, 1);
        n = (phase >= ?'M_PI/2) && (phase < 'M_PI/2);
    end

    // generate the output
    V(out) <+ transition(n ? Vhi : Vlo, 0, tt);
end
endmodule

```

El *jitter* se modela como una variación aleatoria de la frecuencia del VCO, sin embargo, el *jitter* se especifica como una variación en el periodo, por lo que es necesario relacionar la variación en el periodo con la variación de la frecuencia.

Conceptualmente, un modelo que incluye *jitter* debe ser tan eficiente como uno que no incluye, porque el *jitter* no aumenta la actividad de los modelos, sólo afecta a la temporización de los eventos particulares. Sin embargo, si el *jitter* causa que dos eventos que normalmente ocurren al mismo tiempo deben ser desplazados de manera que ya no son coincidentes, por lo cual, el simulador de circuitos tendrá que utilizar más puntos de tiempo para resolver los distintos eventos y así se ejecutará más lentamente. Por esta razón, es deseable combinar las fuentes de *jitter* en la medida posible. De lo contrario aumenta el tiempo en las simulaciones por este hecho.

2.2.2. Modelo del VCO con fuentes de ruido

Idealmente, la salida de un VCO debe ser linealmente relacionada al V_{ctrl} . Un VCO puede ser considerado como un transductor de voltaje a frecuencia. La salida de un VCO es una señal periódica, cuya frecuencia es una función lineal de el V_{ctrl} . Para un análisis simple, el VCO se toma como un sistema lineal invariante en el tiempo, frecuencia de salida $\omega_{out}(t)$ y un V_{ctrl} de entrada, mostrada en la ecuación 2.16 [26]:

$$\omega_{out}(t) = G_{VCO}V_{ctrl}(t) \quad (2.16)$$

La función de la transformada de Laplace se deriva se la siguiente ecuación 2.17,

$$\mathcal{L}[\omega_{out}(t)] = \omega_{out}(s) = G_{VCO}V_{ctrl}(s) \quad (2.17)$$

La salida de fase es 2.18:

$$\Phi_{out}(t) = \int_0^t \omega_{out}(\tau) d\tau = \int_0^t G_{VCO}V_{ctrl}(\tau) d\tau \quad (2.18)$$

y entonces se obtiene 2.19,

$$\mathcal{L}[\Phi_{out}(t)] = \Phi_{out}(s) = \frac{\omega_{out}(s)}{s} = \frac{G_{VCO}V_{ctrl}(s)}{s} \quad (2.19)$$

Por lo tanto la función de transferencia del VCO es 2.20

$$H_{vco}(s) = \frac{\Phi(s)}{V_{ctrl}(s)} = \frac{G_{VCO}}{s} \quad (2.20)$$

En 2.20 la G_{VCO} esta definida como

$$G_{VCO} = \frac{d\omega}{dV_{ctrl}} = 2\pi \frac{df}{dV_{ctrl}} = 2\pi K_{VCO} \quad (2.21)$$

Donde G_{VCO} es la ganancia del VCO en *rad/volts* y K_{VCO} es la ganancia del VCO en *Hz/volts*

La fase del VCO se puede calcular mediante la integración de la frecuencia y considerando un voltaje senoidal, de esta manera el VCO se puede describir a través de la relación de la desviación de fase en la salida del VCO y el V_{ctrl} obteniendo:

$$\Phi_{out}(t) = \int 2\pi K_{VCO} V_{ctrl}(t) dt \quad (2.22)$$

Donde el V_{ctrl} es el voltaje de control de entrada, K_{vco} es la ganancia del VCO y $\Phi_{out}(t)$ es la fase de salida. La ecuación 2.22 se modela en el siguiente listado [27].

```

analog begin
Vctrl=(V(in)-Vmin);
Kvco=(Ffin-Fini)/(Vmax-Vmin);
freq=Vctrl*Kvco+Fini;
phase=2*M_PI*idtmod(freq,0.0,1.0,-0.5);
sipa= sin(phase);
v(out)<+ sipa;
end

```

El comportamiento ideal de modelo, es decir, la característica lineal, puede ser modificado agregando una fuente de ruido al VCO, como se muestran en la figura 2.14.

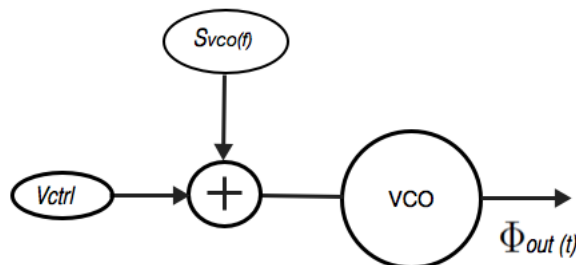


Figura 2.14: Descripción del ruido agregado al VCO.

La potencia total suministrada por la fuente de ruido (2.14) es igual a la varianza de una señal aleatoria que representa este ruido [27]:

$$\sigma^2(n) = \int_0^{\infty} S(f) df \quad (2.23)$$

Consideremos una fuente de ruido blanco, $S(f) = k$ y el ruido total entregado por la densidad espectral de potencia de ruido es determinada en 2.23. Esta integral no tiene una solución de forma cerrada, pero existe una manera para filtrar la fuente de ruido blanco. Una frecuencia límite es estimada como la más dinámica para la simulación. Por ejemplo la señal con una frecuencia de muestreo para obtener la amplitud espectral. Por lo cual si una señal de ruido blanco es muestreada a una frecuencia F_s , el total del valor eficaz

(rms) para la fuente de ruido debe ser:

$$\eta_{rms} = \sqrt{S(f)F_s} \quad (2.24)$$

Y la densidad espectral de potencia evaluado sólo necesita ser escalado de acuerdo con la ganancia de procesamiento, es decir que se encuentre en el valor del bin considerado.

La fuente de ruido del VCO puede ser descrito de manera comportamental en el siguiente listado [27]:

```

analog begin
@ (initial-step) begin seed = 23;
end
vrms= sqrt(power*Fsample);
randnum= $dist-normal(seed,0,1);
V(out) < + randnum*vrms;
end
    
```

2.3. Simulación de un modelo comportamental con *jitter* para un VCO

Para conocer los resultados en un modelo comportamental con *jitter* para un VCO [13], se realiza su simulación obteniendo: densidad espectral, entonado de frecuencia, variación de ganancia y ruido de fase, el VCO opera con una K_{vco} positiva. En la figura 2.15 se muestra la repuesta en salida del VCO para un tiempo de simulación de 20 ns.

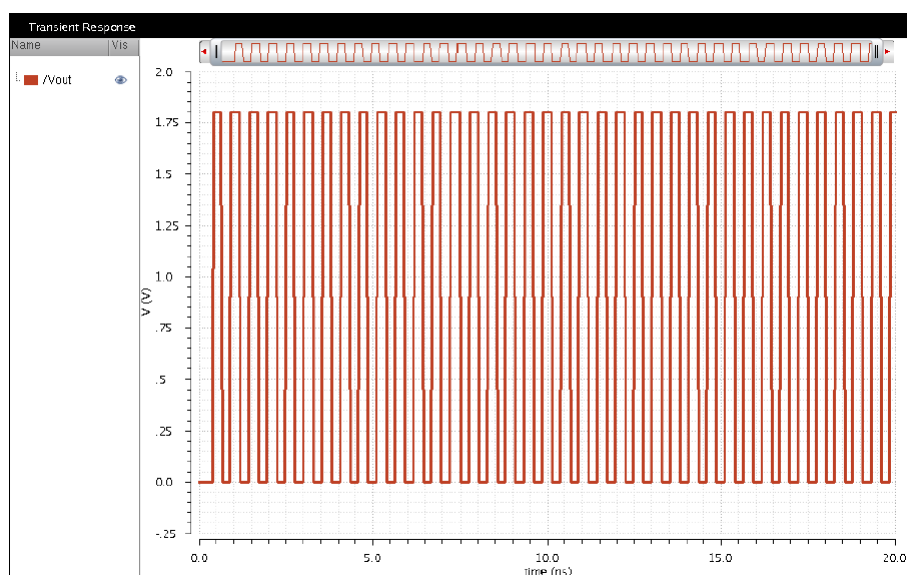


Figura 2.15: Señal de salida del VCO.

En la figura 2.16 se muestra la potencia de densidad espectral en la señal de salida

con una frecuencia fundamental de 1.54 GHz se aprecia un derrame espectral alrededor de la portadora que representan los armónicos y espurios en la señal, esto al agregar el *jitter* en el modelo.

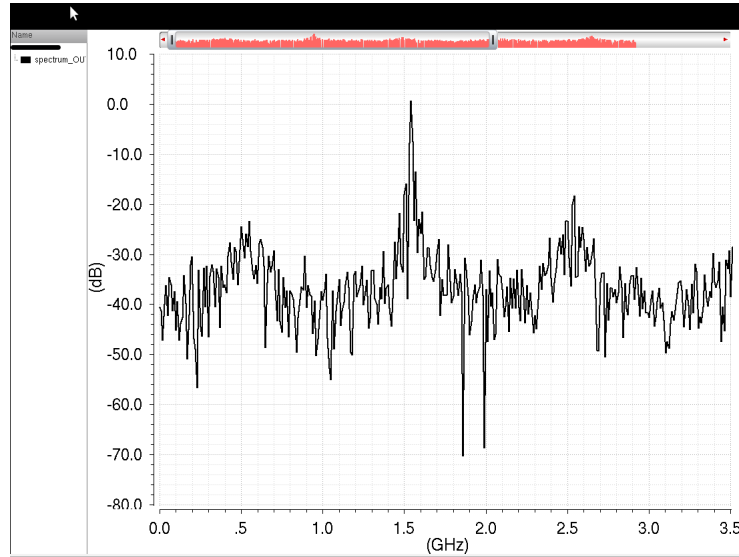


Figura 2.16: Potencia de la densidad espectral de salida del VCO.

En la figura 2.17 se representa el rango de entonado en frecuencia que brinda el VCO (parte superior de la gráfica) y la ganancia del VCO denominada K_{vco} (parte inferior de la gráfica). En la tabla 2.1 se muestran los valores de la simulación.

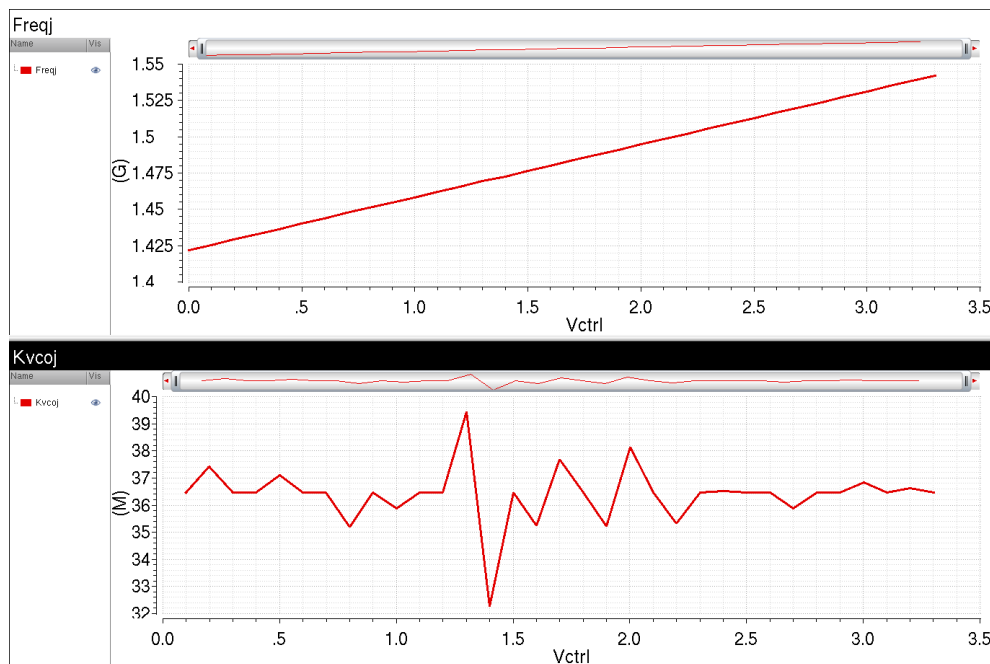


Figura 2.17: Rango de entonado en frecuencia y Ganancia del VCO.

En La tabla 2.1 se evalúan los resultados de la simulación con los características determinadas en el modelo. La diferencia en la el rango de frecuencia está determinada por el *jitter* presente en el modelo.

Comprobación del modelo	Características	Resultados
Voltaje de control	0-3.3 V.	0-3.3 V.
Rango de frecuencia.	1.42-1.54 GHz	1.423-1.5489 GHz
Kvco (ganancia del VCO)	36.36 MHz	36.5 MHz

Tabla 2.1: Características del modelo y resultado de las simulaciones

Finalmente en la figura 2.18 se muestra el ruido de fase del modelo, para obtener este resultado el VCO se mantuvo con un voltaje de control de 3.3 Volts mostrando una frecuencia 1.548 GHz en la señal de salida.

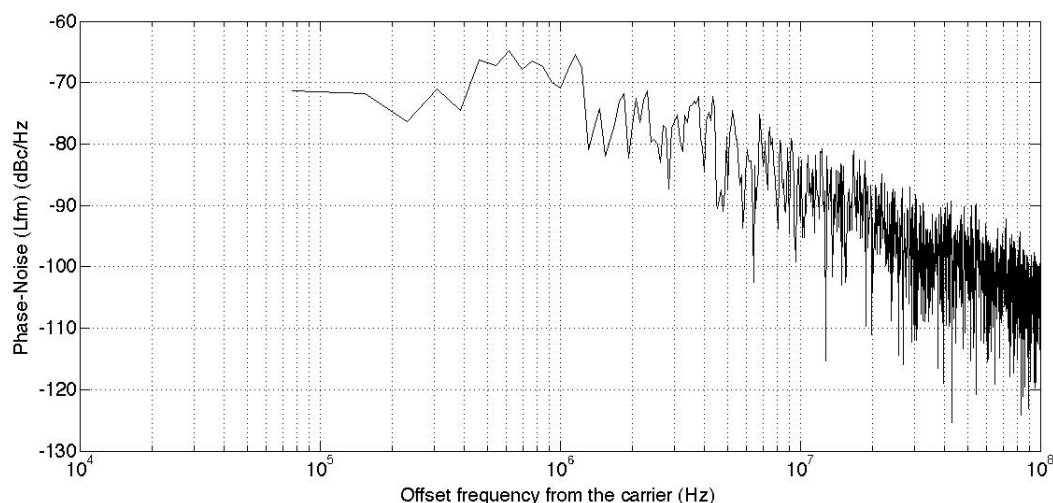


Figura 2.18: Ruido de fase del VCO con *jitter*.

Los modelos comportamentales considerados en el capítulo son obtenidos del estado del arte. Los modelos parten de un modelo lineal para posteriormente, mediante *jitter* (modelo tradicional usando la sentencia *transition*) o agregando fuentes de ruido, el modelo muestre un desempeño con características no lineales en su simulación y así obtener el ruido de fase más aproximado. En el siguiente capítulo se propone un nuevo modelo considerando ciertas características no lineales del VCO para el entonado en frecuencia y variación de la Kvco mostradas en las simulaciones.

Capítulo 3

Modelo de un VCO considerando las características no lineales del entonado en frecuencia y variación en ganancia (K_{vco}).

Al estudiar los modelos comportamentales del VCO en la literatura nos muestran que estos, parten de un modelo lineal y que al agregar ciertos retardos en la señal como *jitter* o fuentes de ruido en el voltaje de control adquieran un desempeño no lineal observándose en las simulaciones y mantener un funcionamiento deseado. En este capítulo se propone un modelo tomando en cuenta las características no lineales en el rango de entonado de frecuencia y variación del K_{vco} , presentándose en las simulaciones.

3.1. Diseño Asistido por computadora con Cadence.

El software Cadence Design Systems es el líder en el diseño electrónico de circuitos integrados, que cuenta con el paquete "Spectre® in a Virtuoso® Analog Environment" para realizar diseños a nivel comportamental, diseño de circuitos a nivel transistor y las simulaciones de estos diseños. Para familiarizarse con el software se ha usado un tutorial donde realiza el diseño de un inversor generando su esquemático, símbolo y finalmente su simulación todo esto a nivel transistor [45]. Para el diseño a nivel se eligió el lenguaje de descripción de hardware (*Hardware Description Language, HDL*). El lenguaje Verilog-A es ampliamente utilizado por su flexibilidad, potencia y transportabilidad entre plataformas de este lenguaje en la descripción de modelos de dispositivos de RF y microondas. Su uso en la descripción de hardware analógico, de alto nivel y su implementación en simuladores, muestra una máxima fidelidad posible a la realidad del funcionamiento de los dispositivos. Los modelos descritos con el lenguaje Verilog-A se comportan idénticamente

que los modelos internos de cualquiera que sea el programa en el que son compilados. Con la especial ventaja que a diferencia de los que ya se encuentran incluidos, se puede modificar fácilmente la descripción del dispositivo y por tanto realizar tantos cambios como interese.

Verilog-A se utiliza para crear y utilizar las descripciones de comportamiento analógico enfocándose en diseños de comportamiento de alto nivel y estructurando descripciones de los sistemas y componentes. El lenguaje permite que el comportamiento de cada modelo o módulo, se describa matemáticamente en términos de sus puertos y parámetros aplicados en instancia del modelo. Un módulo puede ser definido a un nivel de abstracción apropiado para el modelo y el análisis, incluyendo el diseño de arquitectura, y su verificación. Un Verilog-A es compatible tanto con un diseño top-down, así como la metodología de verificación bottom-up.

Verilog-A fue derivado de IEEE 1364 Verilog Hardware Description Language (HDL) y está destinado a describir el comportamiento en sistemas analógicos.

3.1.1. Modelo del VCO lineal

Para realizar el modelo del VCO se utiliza la ecuación 3.1 (obtenida anteriormente) usando la relación de salida en la desviación de fase y voltaje de control describiendo el comportamiento del VCO.

$$V_{out}(t) = \int 2\pi K_{vco} V_{ctrl}(t) dt \quad (3.1)$$

El modelo del VCO se ajusta a las características de los datos experimentales obtenidos, estos valores se muestran en la tabla 3.1

Voltaje de alimentación	3.3 V
Voltaje de control	0 a 3.3 V
Frecuencia inicial	1.54 GHz
Frecuencia final	1.42 GHz

Tabla 3.1: Características del modelo.

La ecuación 3.1 se puede modelar mediante Verilog-A, el listado es mostrado de la forma siguiente.

```
// VerilogA for TesisLib , VCO_lineal

analog begin

    Vctrl=(V(in)-Vmin);
    Kvco=(Ffin-Fini)/(Vmax-Vmin);
```

```
//compute the frequency from the input of voltage
freq=Vctrl*Kvco+Fini;

//bound of frequency
if (freq<Ffin)freq=Ffin;
if (freq>Fini)freq=Fini;

//VCO equation
phase=2*M_PI*idtmmod(freq,0.0,1.0,-0.5);
sipa=sin(phase);

//generate of output
V(out) <+ sipa;

end
endmodule
```

Se genera el esquemático del modelo, mostrado en la figura 3.1 con el cual se ejecutan las simulaciones.

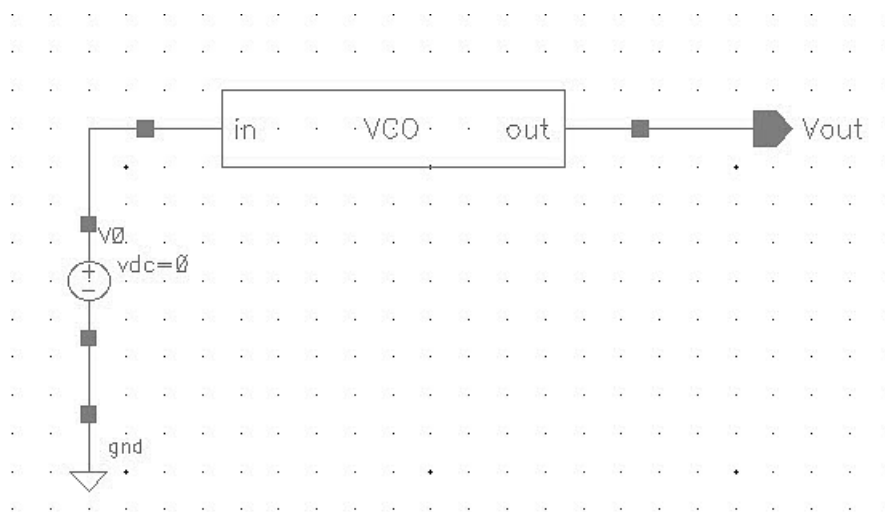


Figura 3.1: Esquemático del VCO.

Se realizó la simulación para obtener la salida del VCO y observar su comportamiento de oscilación, el cual se muestra en la figura 3.2. El tiempo de simulación es de 25 ns y un voltaje de control de 0 volts. Se observa en la simulación el comportamiento de salida del VCO que es una onda senoidal.

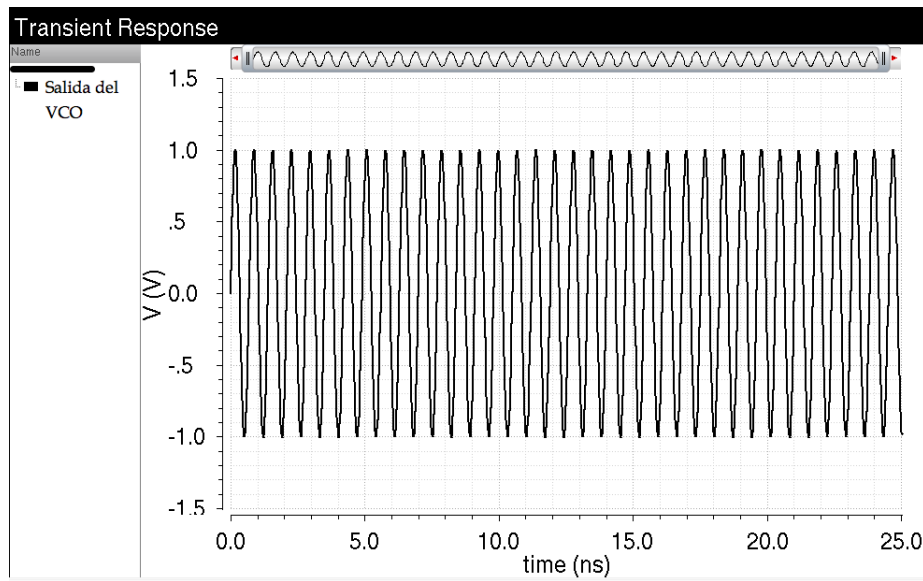


Figura 3.2: Señal de salida del VCO.

Mediante un análisis paramétrico con *Cadence* y utilizando las herramientas del simulador (*calculator*), se genera un barrido en el voltaje de control para observar el funcionamiento del modelo y obtener los parámetros que caracterizan al VCO. Se muestra en la figura 3.3 el rango de entonado en frecuencia y el rango de variación para K_{vco} .

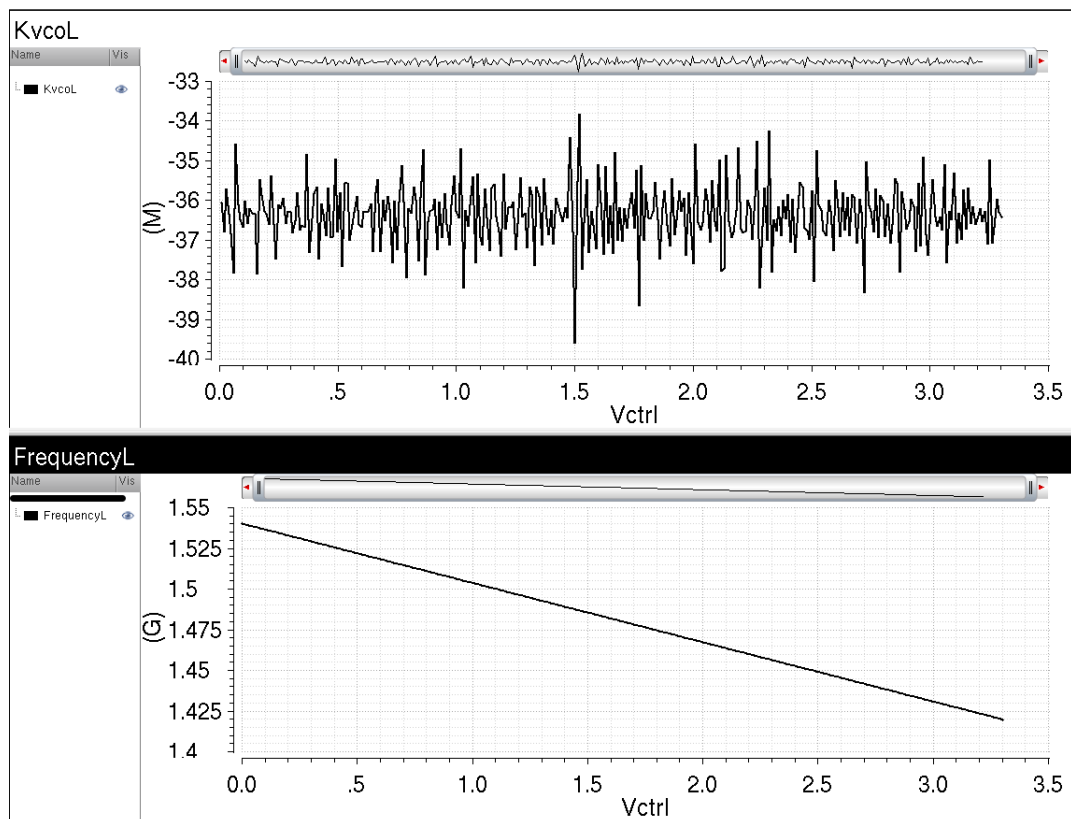


Figura 3.3: Variación de la K_{vco} (ganancia) y Entonado de frecuencia del VCO

En la parte superior (figura 3.3) se muestra la gráfica para K_{vco} donde se nota que es

aproximadamente de $36.5 \frac{MHz}{V}$, este valor es inversamente proporcional al ancho de banda del entonado de frecuencia y el voltaje de control. En la parte inferior (figura 3.3), se presenta el entonado en frecuencia cubriendo el rango requerido, con el voltaje de control establecido, siendo proporcional al voltaje de entrada. Esto ocurre porque el modelo que se está simulando es lineal.

Con las señales de salida del VCO se obtuvieron las densidades espectrales, con diferentes voltajes de control para mostrar el comportamiento del modelo; para un $V_{ctrl}=0$ se obtuvo en la figura 3.4, donde la portadora (frecuencia fundamental de la señal) se encuentra a 1.54 GHz, se puede observar alrededor de la portadora una pureza espectral alta, es decir con un derrame espectral muy bajo.

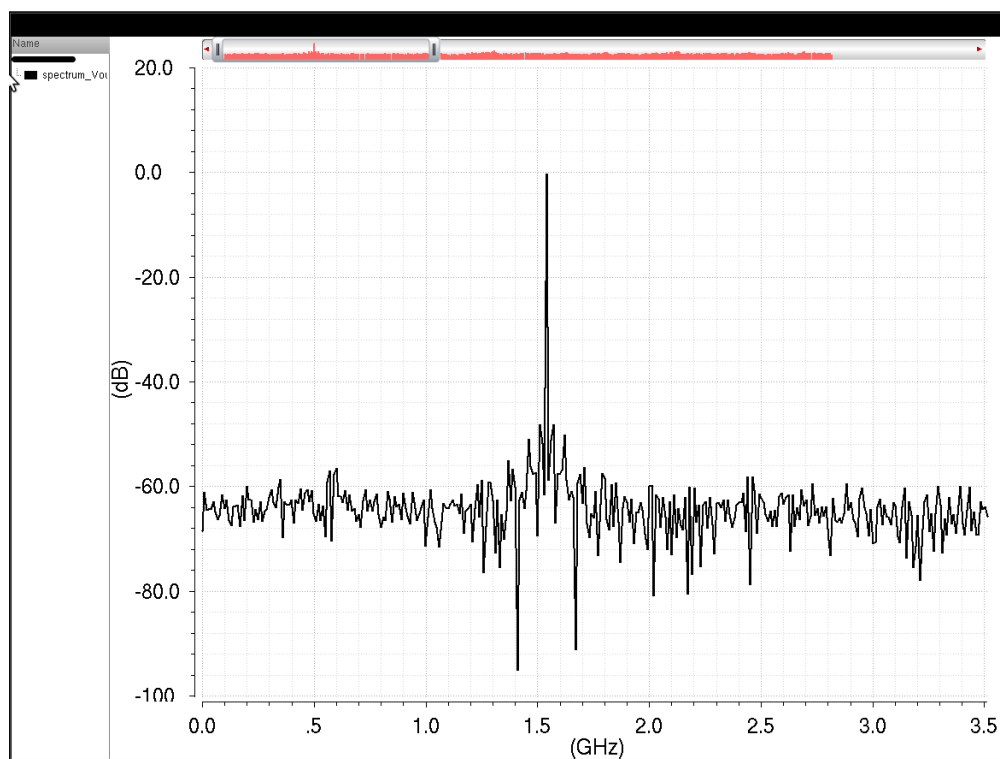


Figura 3.4: Pureza espectral de la señal con un $V_{ctrl}=0V$.

Para un $V_{ctrl}=1.65V$ la portadora está en 1.48 GHz mostrándose en la figura 3.5; de igual forma la pureza espectral para esta frecuencia fundamental es alta.

Con un $V_{ctrl}=3.3V$ la portadora cambia nuevamente, ahora se encuentra en 1.42 GHz con respecto a las características deseadas, mostrando en la figura 3.6 que mantiene una pureza espectral alta.

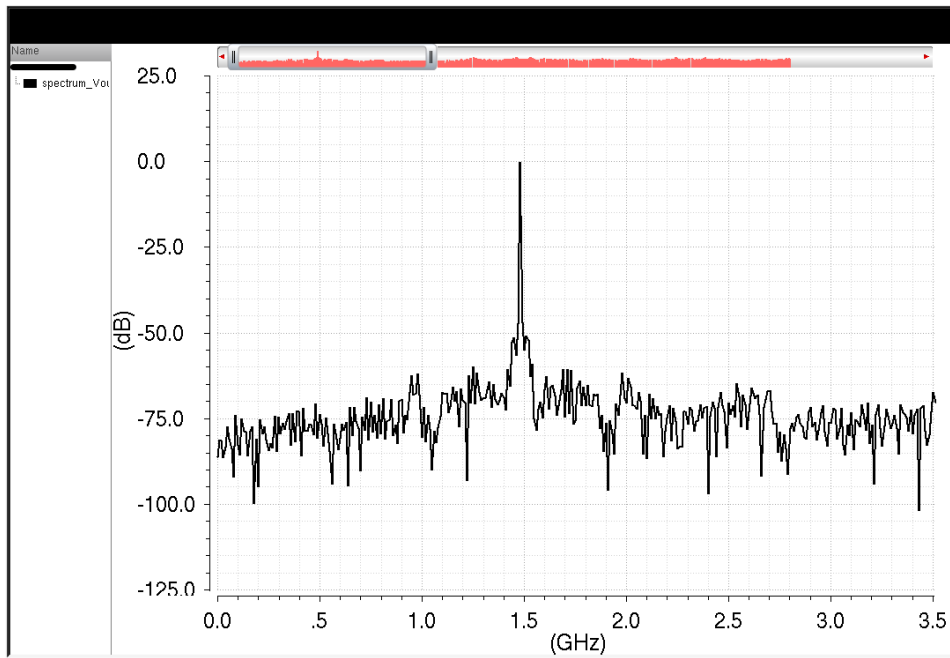


Figura 3.5: Pureza espectral de la señal con un $V_{ctrl}=1.65V$.

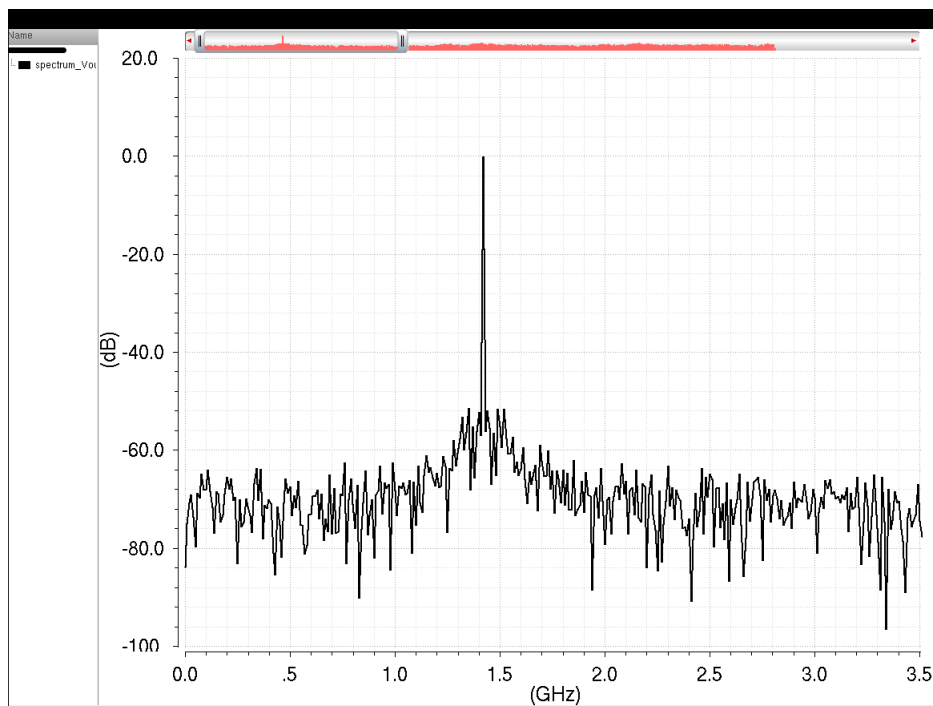


Figura 3.6: Pureza espectral de la señal con un $V_{ctrl}=3.3V$.

En la figura 3.7 se muestra el ruido de fase del modelo matemático (modelo lineal) del VCO. Se aprecia que el ruido es totalmente mínimo, generado por el procesamiento de la señal.

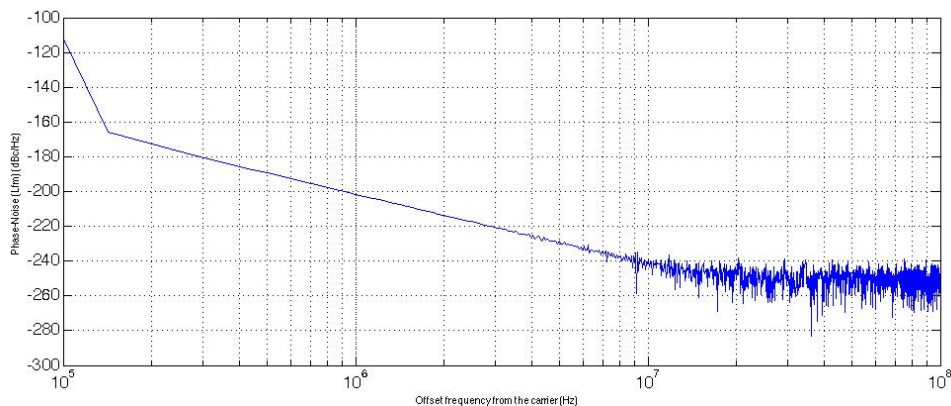


Figura 3.7: Ruido de fase modelo lineal.

El modelo mantiene un comportamiento lineal, no existen parámetros (fuentes de ruido o *jitter*) para que el modelo ofrezca un desempeño real; es decir, que no se ha agregado *jitter* o fuentes de ruido para mantener un comportamiento no lineal.

3.1.2. Modelo del VCO propuesto considerando las características no lineales.

Para obtener un comportamiento similar a los resultados experimentales se propone variar el valor del K_{vco} directamente en el modelo matemático para que los resultados obtenidos en las simulaciones como la variación de ganancia (K_{vco}) y rango de entonado en frecuencia, sean similares a los datos experimentales. Para esto se propone la siguiente ecuación 3.2.

$$K_{vco} = 2.7 * \left[\frac{F_{fin} - F_{ini}}{V_{max} - V_{min}} \right] * \exp^{(-V_{ctrl} * 0.3235)} \quad (3.2)$$

El primer valor constante 2.7, ayuda a mantener el rango de frecuencia establecido mientras que el segundo valor constante 0.3235 mantiene la frecuencia en el barrido del voltaje de control establecido. La función $\frac{F_{fin} - F_{ini}}{V_{max} - V_{min}}$ es el valor de K_{vco} del modelo lineal, para que el comportamiento sea apegado a lo real se multiplica por la constante matemática e ayudando a generar una señal exponencial en frecuencia y ganancia (K_{vco}). De esta manera el comportamiento del modelo cumple con las características obtenidas de los datos experimentales todavía sin agregar perturbaciones al modelo (*jitter*, fuentes de ruido).

El nuevo modelo propuesto se muestra en el siguiente listado, los valores para su funcionamiento son los mismos, sólo cambia la ecuación de la ganancia (K_{vco}) del VCO.

```

analog begin

    Vctrl=(V(in)-Vmin);
    Kvco=(Ffin-Fini)/(Vmax-Vmin);
    //Kvco propuesto
    Kvcoe=cons1*Kvco*exp(-Vctrl*cons2);
    freq=(Vctrl)*Kvcoe+Ffin;

    phase=2*'M_PI*idtmod(freq,0.0,1.0,-0.5);
    siph=sin(phase);
    V(out) <+ siph;

end
endmodule

```

Una vez realizado el modelo se efectúan la simulaciones, en la figura 3.8 se observan tanto el entonado de frecuencia como la variación de K_{vco} , mostrando un comportamiento con características no lineales. En la parte superior de la figura (3.8) se detalla el entonado de frecuencia y en la parte inferior la variación de K_{vco} , estas señales se obtienen con un barrido en el V_{ctrl} .

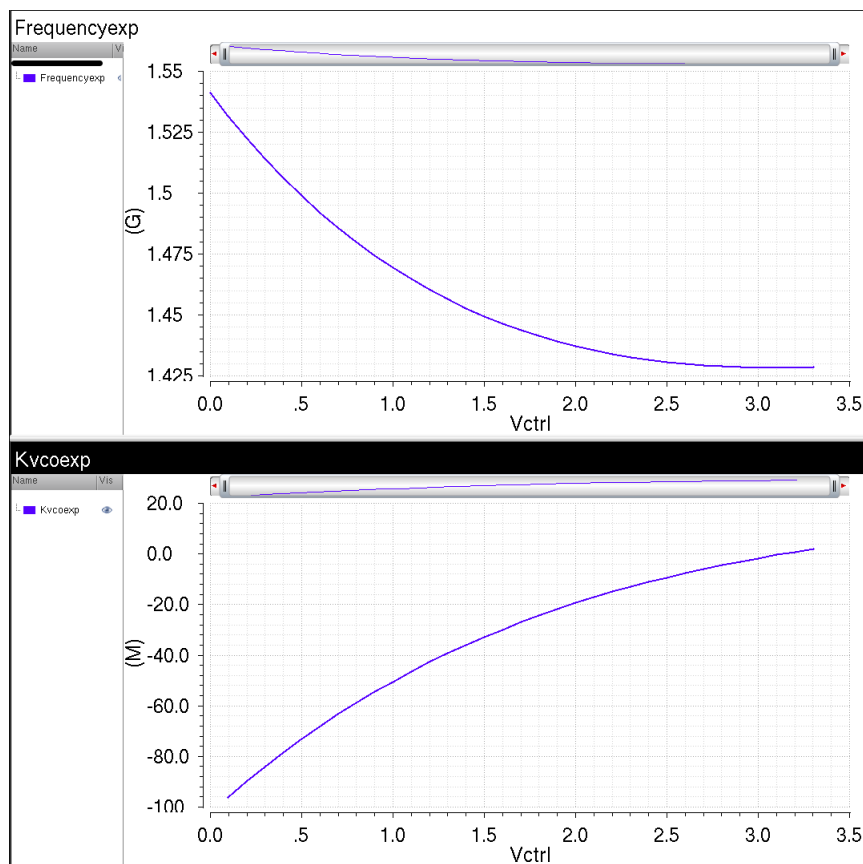


Figura 3.8: Gráfica del Entonado de frecuencia y Variación del K_{vco} .

También se detalla la densidad espectral para un $V_{ctrl}=0V$ (figura 3.9). Se observa que la nueva K_{vco} propuesta no afecta el modelo, encontrándose la portadora en 1.54

GHz manteniendo un derrame espectral mínimo alrededor de la portadora, sin llegar a afectarla.

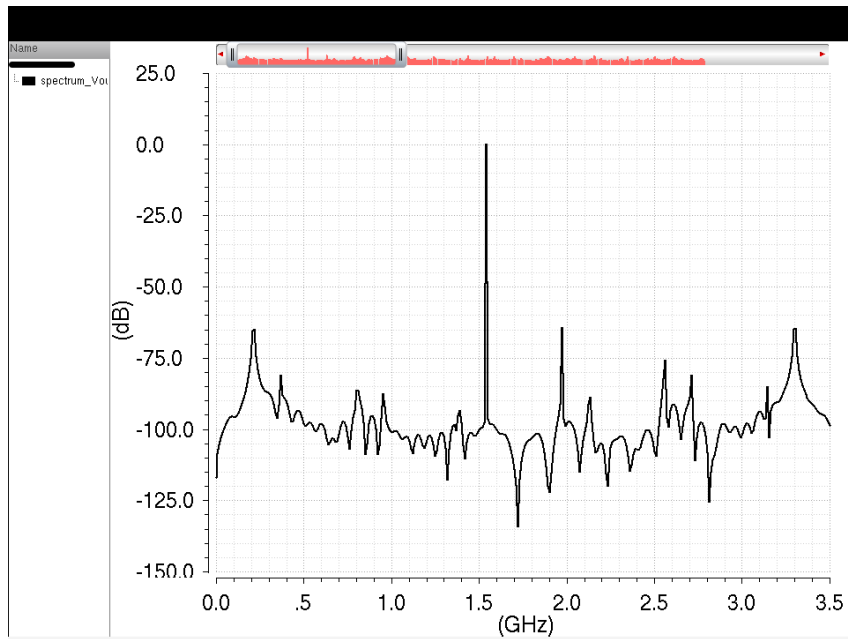


Figura 3.9: Pureza espectral de la señal con un $V_{ctrl}=0V$.

Para un $V_{ctrl}=3.3V$ la simulación se muestra en la figura 3.10; apreciamos una frecuencia fundamental de 1.42892 GHz, de igual forma se presenta un bajo derrame espectral alrededor de la portadora sin llegar a ser considerable.

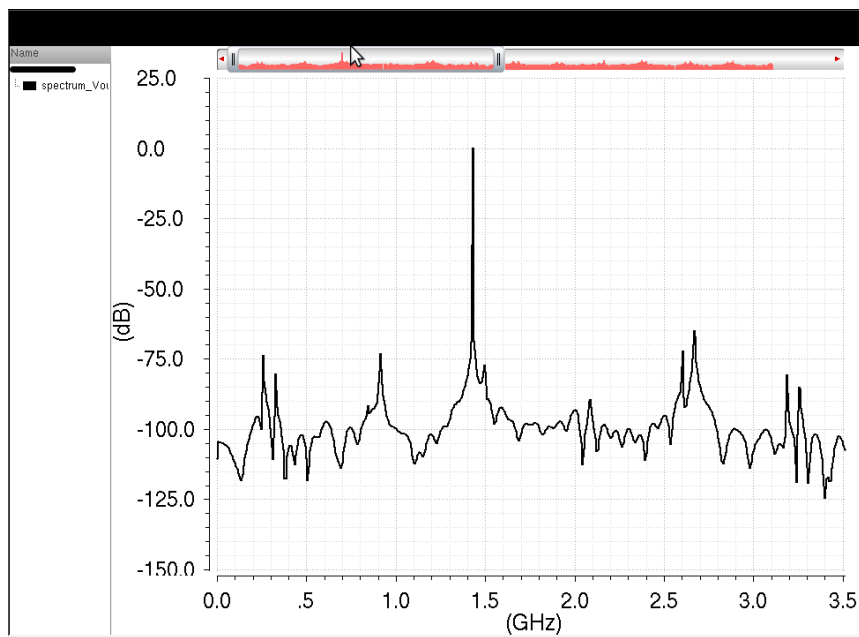


Figura 3.10: Pureza espectral de la señal con un $V_{ctrl}=3.3V$.

En la figura 3.11 se observa el ruido de fase para el modelo propuesto, mostrando un mínimo ruido con respecto a la portadora, manteniendo un comportamiento lineal.

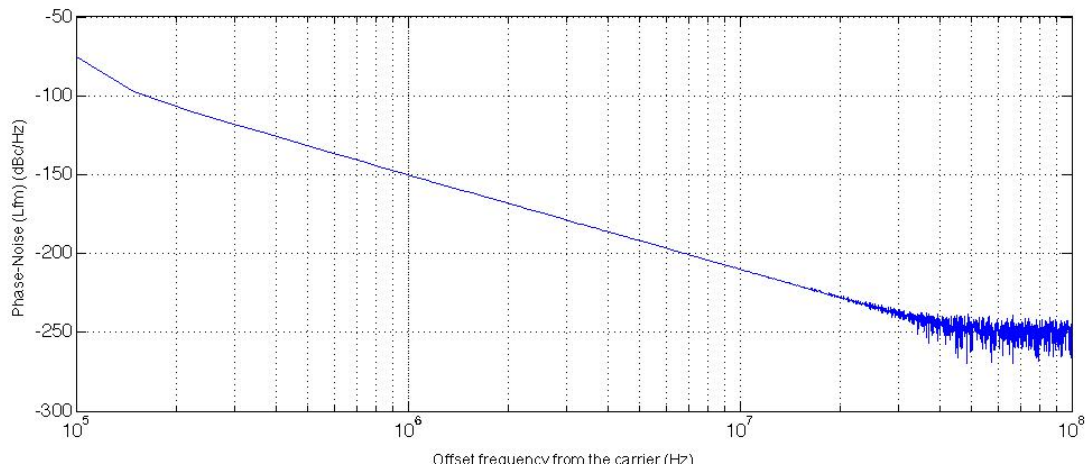


Figura 3.11: Ruido de fase del modelo propuesto.

Como se ha observado este modelo presenta un ligero comportamiento no lineal con respecto a su rango de entonado en frecuencia y variación de su K_{vco} , presentando un derrame espectral bajo y un tiempo de simulación similar con el modelo lineal. En la tabla 3.2 se realiza una comparación del tiempo de simulación de ambos modelos.

Modelos	Barrido	Vctrl=0	Vctrl=3.3
Modelo lineal	107s	78.8ms	86.6ms
Modelo propuesto	150s	90.2ms	88.1ms

Tabla 3.2: Comparación del tiempo de simulación en los modelos.

3.1.3. Modelo del VCO propuesto agregando una fuente de ruido

Existen dos maneras de agregar ruido a un modelo comportamental la primera es mediante *jitter* y la segunda es agregando fuentes de ruido. En este trabajo se elige agregar una fuente de ruido al modelo, porque cuenta con la ventaja disminuir considerablemente el tiempo de simulación y un buen desempeño a diferencia del *jitter* [27]. El modelo se aprecia en el siguiente listado.

```

analog begin

    /*add noise*/
    vrms= sqrt(pot*Fsample);
    randnum = $rdist_normal(seed,0,1);
    nois=vrms*randnum;

    /*VCO model*/
    Vctrl=(V(in)-Vmin)+nois;
    Kvco=(Ffin-Fini)/(Vmax-Vmin);
    Kvcoe=Cons1*Kvco*exp(-Vctrl*Cons2);
    freq=(Vctrl)*Kvcoe+Fini;

    phase=2*M_PI*idtmod(freq,0.0,1.0,-0.5);
    sipha=sin(phase);
    V(out) <+ sipha;

end
endmodule

```

En la figura 3.12 se muestra el entonado de frecuencia y la variación de la K_{vco} del modelo agregando una fuente de ruido.

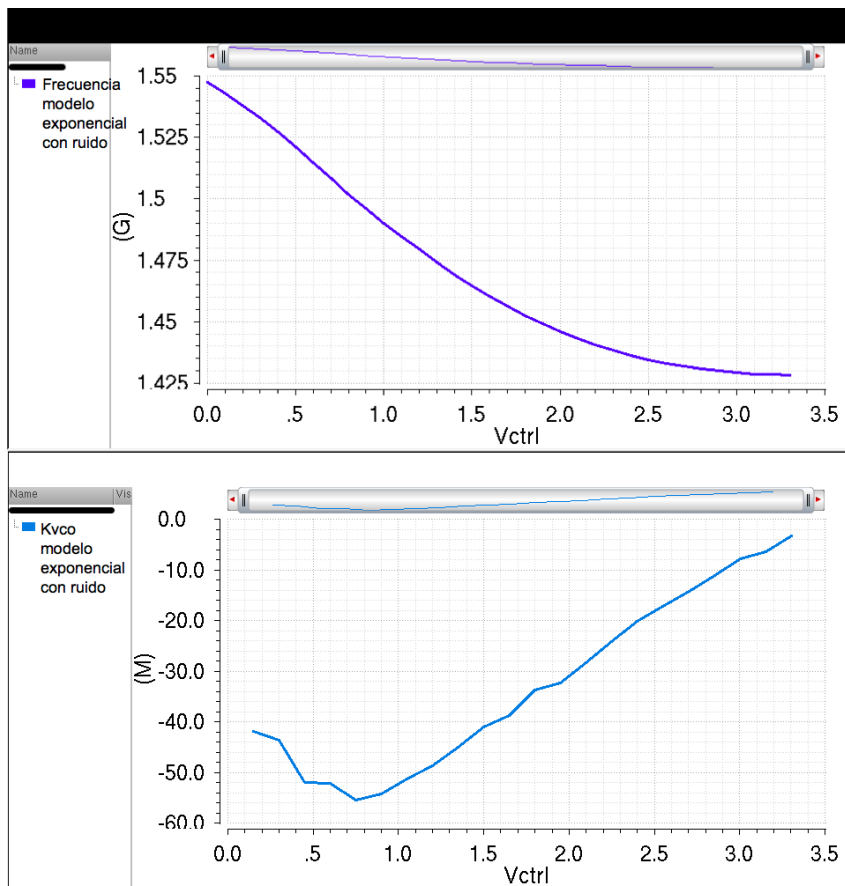


Figura 3.12: Entonado de frecuencia y variación de la K_{vco} con una fuente de ruido.

Como resultado (figura 3.12) el ancho de banda de la frecuencia es 1.545 GHz a 1.428 GHz, mientras su variación de K_{vco} es -39.2 MHz/V a -3.2 MHz/V . La salida de frecuencia del modelo del VCO propuesto más las fuentes de ruido agregadas, ofrece un comportamiento no proporcional al V_{ctrl} de manera que el desempeño del modelo es considerablemente similar al comportamiento de los datos experimentales encontrados en la literatura, mostrando una respuesta real.

En la figura 3.13 se aprecia la densidad espectral del VCO para un $V_{ctrl}=0$ observando un derrame espectral pronunciado alrededor de la portadora con valor de 1.544 GHz. El derrame espectral es por consecuencia del ruido agregado en el modelo, además la frecuencia ya no es la establecida para un voltaje de control de 0V.

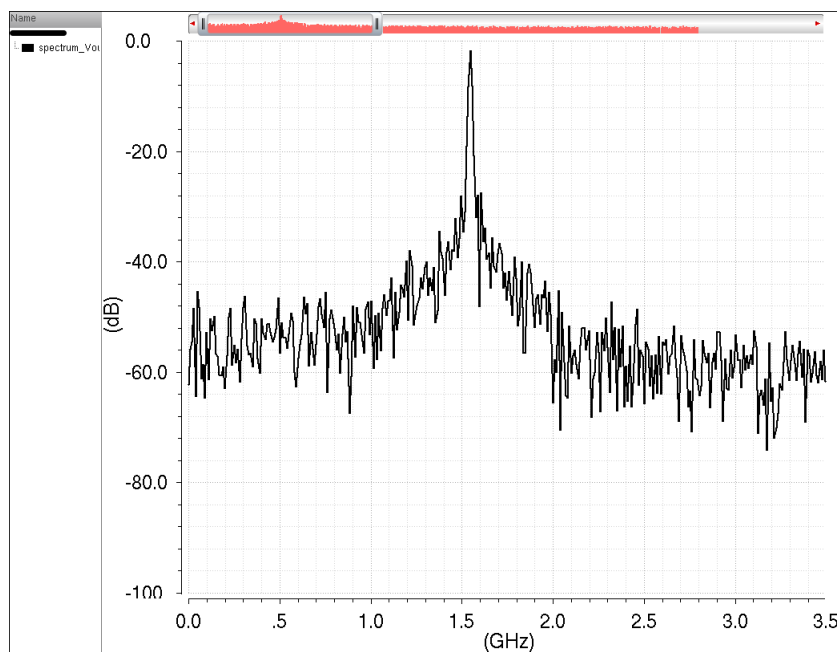


Figura 3.13: Derrame espectral de la señal con un $V_{ctrl}=0V$.

Un derrame espectral considerable se logra observar para un $V_{ctrl}=3.3$ a una frecuencia fundamental de 1.4285 GHz (3.14). También para este caso la frecuencia no es la establecida para el voltaje de control de 3.3V. El comportamiento del modelo es considerado no lineal por el ruido agregado, mostrando características no lineales en la densidad espectral y ruido de fase.

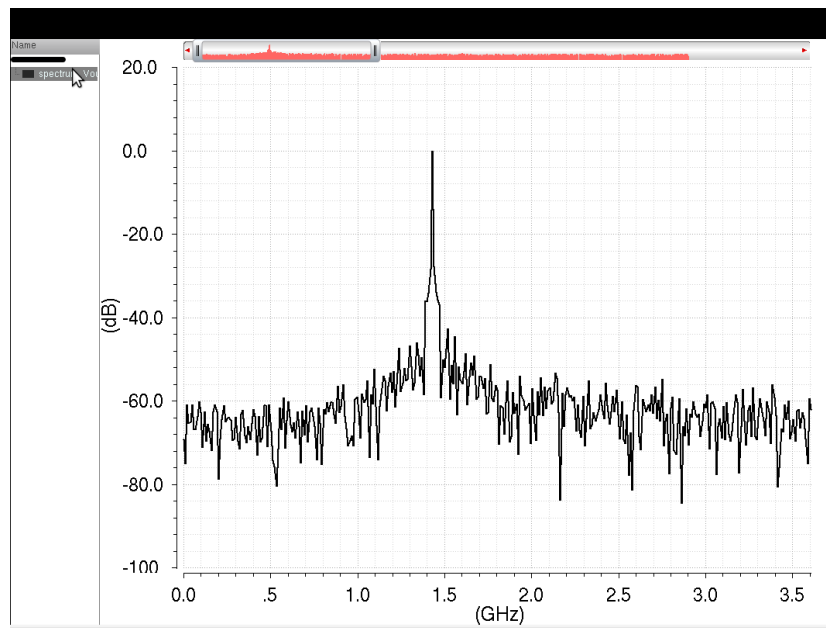


Figura 3.14: Derrame espectral de la señal con un $V_{ctrl}=3.3V$.

En la figura 3.15 se observa el ruido de fase del modelo propuesto agregando la fuente de ruido. El modelo tiene una característica muy similar a un VCO real.

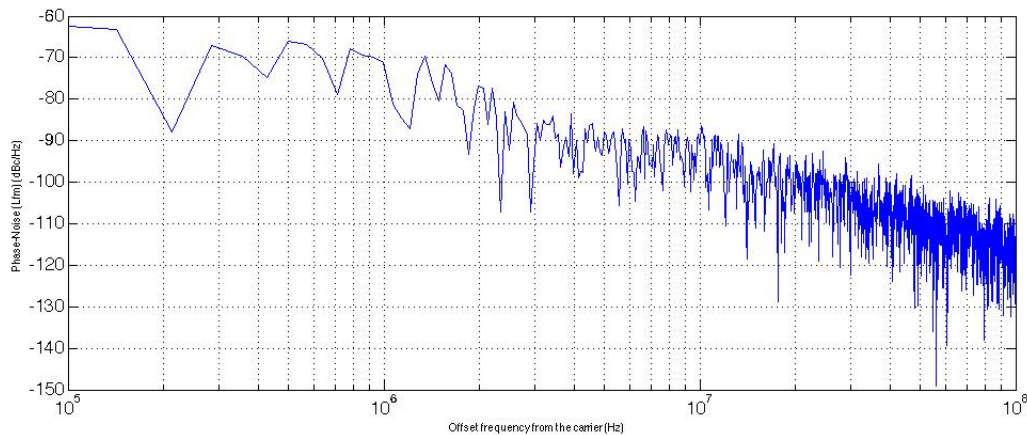


Figura 3.15: Ruido de fase del modelo exponencial con ruido

El modelo propuesto cumple con las características no lineales mostrándose en las simulaciones anteriores de entonado de frecuencia y variación de la K_{vco} mediante el barrido del voltaje de control. Al agregar una fuente de ruido al modelo se obtuvo una densidad espectral y un ruido de fase adecuado al comportamiento de un VCO real.

3.1.4. Comparación de los modelos Comportamentales

Se realizó una comparación de los modelos mencionados anteriormente (figura 3.16), mostrando el entonado de frecuencia y la variación del K_{vco} con ciertas diferencias. En la tabla 3.3, se detallan los valores en el rango de frecuencia y en la variación de la K_{vco} .

Tabla 3.3: Comparación de los modelos comportamentales.

Modelos	Lineal	Propuesto	Propuesto c/ruido
Rango de Voltaje	0-3.3V	0-3.3V	0-3.3V
Rango de Frecuencia	1.54-1.42GHz	1.54-1.4206GHz	1.544-1.4285
K_{vco}	$-36.3 \frac{MHz}{V}$	-103.84 to 1.959 $\frac{MHz}{V}$	-44.49 to -1.8302 $\frac{MHz}{V}$

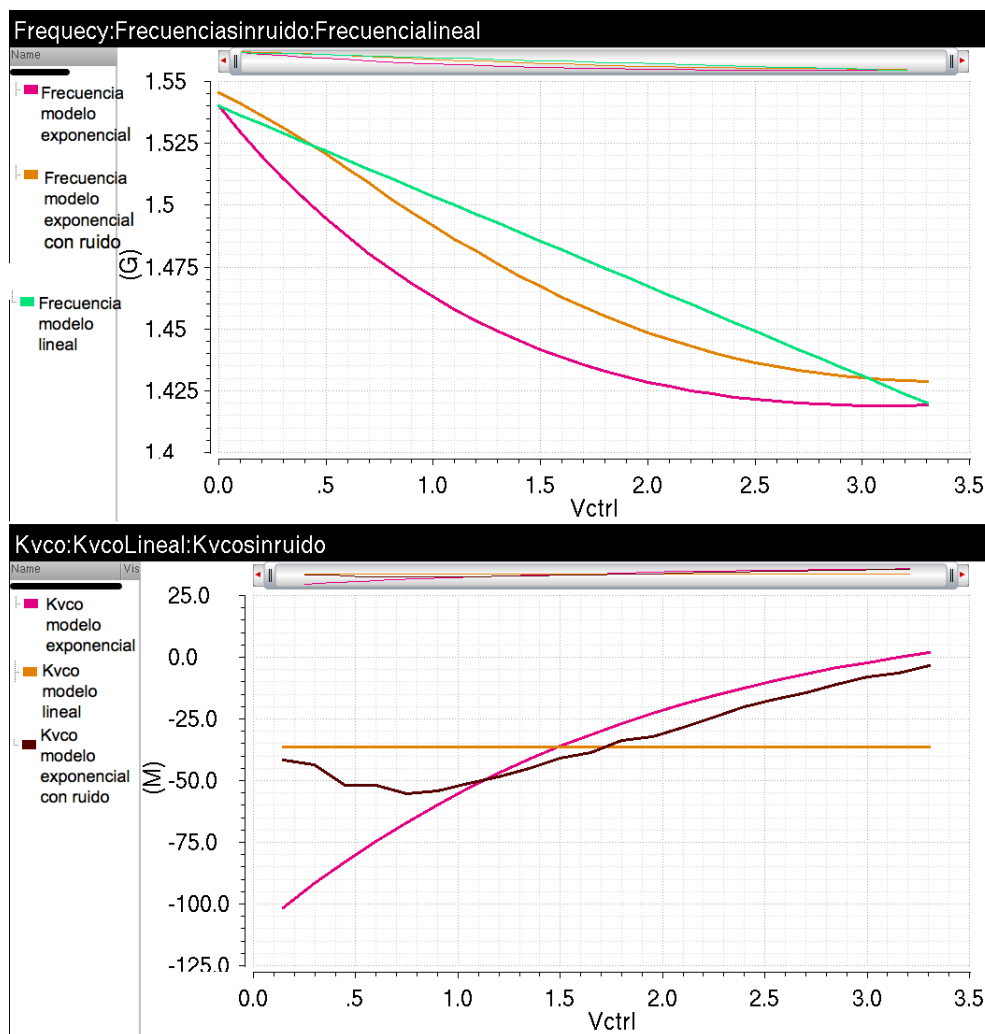


Figura 3.16: Comparación, entonado de frecuencia y Variación de la K_{vco}

En la figura 3.16 se muestra la comparación de los modelos, en la parte superior de la figura se compara el entonado de frecuencia y en la parte inferior la variación de ganancia. Verificando que el modelo propuesto con la fuente de ruido agregado parte de un comportamiento ideal a uno real. Ofreciendo un desempeño semejante a los VCOs reales.

En la figura 3.17 se realiza una comparación del ruido de fase del modelo exponencial y el modelo con la fuente de ruido agregado, La línea en color azul muestra el ruido de fase del modelo exponencial ofreciendo una bajo ruido esto por mantener características lineales, mientras que la línea de color rojo interpreta el ruido de fase el modelo propuesto agregando una fuente de ruido.

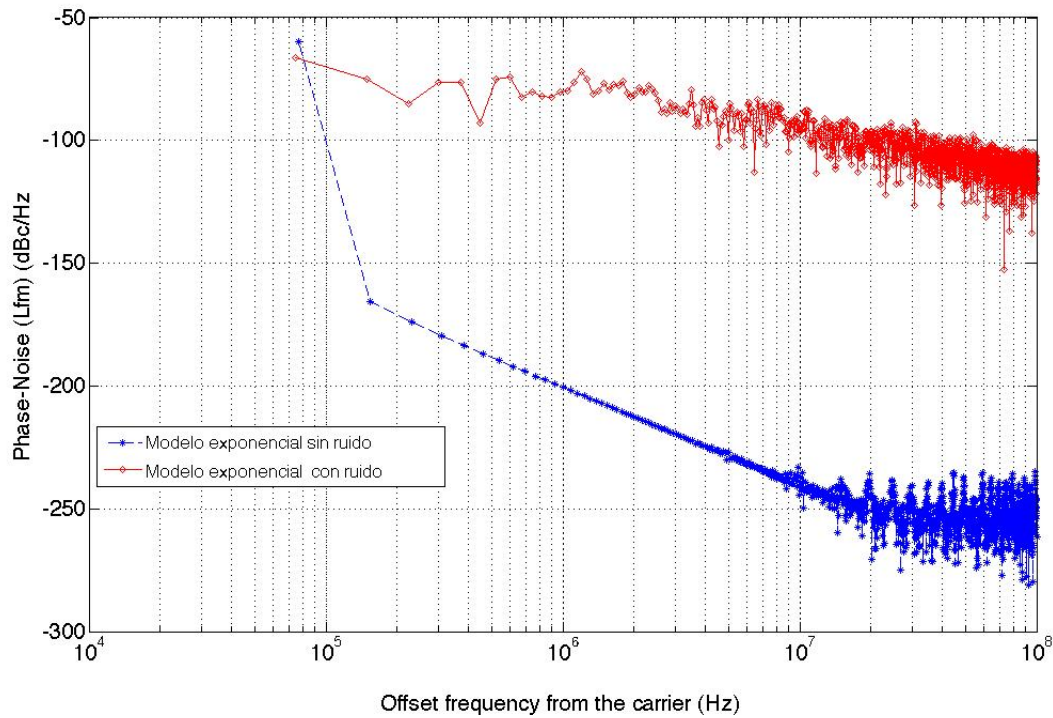


Figura 3.17: Comparación del ruido de fase de los modelos

En este capítulo se propuso un nuevo modelo de VCO con características no lineales manteniendo cierta particularidad lineal a lo cual se agrega una fuente de ruido al modelo, para obtener un ruido de fase con un buen desempeño aproximado a un VCO real. En el siguiente capítulo se realizará una validación de los resultados de la simulación con datos experimentales obtenidos de la caracterización de un VCO, para corroborar el desempeño del modelo propuesto.

Capítulo 4

Validación del modelo con resultados experimentales

Los recursos necesarios para la caracterización del VCO, se encuentran en el Laboratorio de Caracterización de Circuitos y Sistemas Electrónicos FCE BUAP. Los dispositivos existentes en el laboratorio se muestran en la figura 4.1. Se cuenta con una estación de pruebas para la caracterización de dispositivos a nivel nanométrico, microscopio, osciloscopio, fuentes de voltaje con bajo nivel de ruido y analizador de señales, entre otros aparatos de prueba.

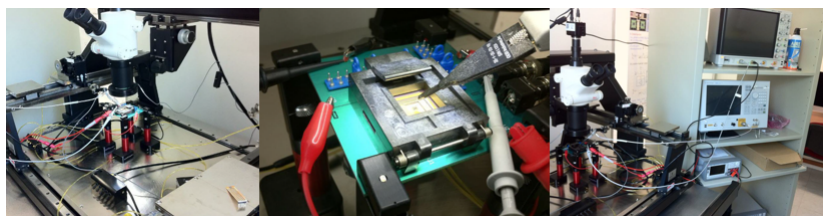


Figura 4.1: Instrumentos para la caracterización del VCO.

4.0.5. VCO en un sintetizador de frecuencias

El chip donde se van a realizar las mediciones es un circuito que contiene un sintetizador de frecuencia, que está preparado para realizar pruebas de rendimiento y medición de los dispositivos que conforman el circuito. Cabe mencionar que el chip es proporcionado por la Facultad de Ciencias de la Electrónica.

Existen sintetizadores de frecuencias que se clasifican en síntesis directa e indirecta, usándose principalmente el segundo. El sintetizador de frecuencia con el que se cuenta en el laboratorio es de síntesis indirecta basado en PLL, es uno de los más usados en los sistemas de comunicaciones. Está constituido principalmente por un lazo de amarre de fase (siglas en inglés PLL), esta configuración se compone por un detector de fase-frecuencia, (PDF), una bomba de carga (CP), un filtro pasa-bajas, (LPF) un oscilador

controlado por voltaje (VCO) y un divisor de frecuencias (FD) como se muestra en la figura 4.2, dispositivo al que se pretende caracterizar es el VCO, siendo uno de los principales bloques que forman el circuito.

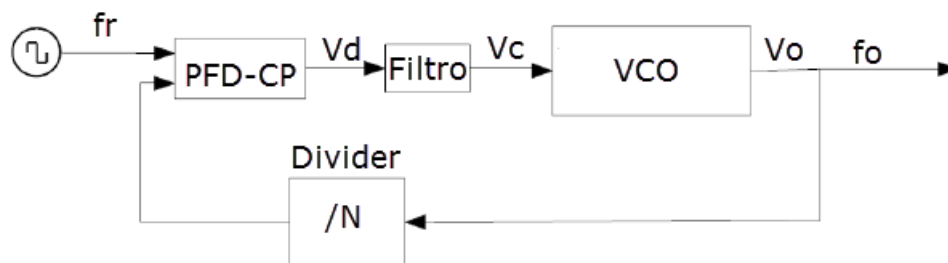


Figura 4.2: Sintetizador de frecuencia en base a un PLL.

4.0.6. Dispositivos de medición para la caracterización del VCO

Analizador de señal

Para poder realizar la caracterización en el VCO se utiliza principalmente un analizador de señales de la marca Agilent E5052B de la empresa Keysight Technologies, que se muestra en la figura 4.3, Este cuenta con las funciones necesarias para la caracterización de dispositivos de radio frecuencia (RF). Para familiarizarse con el instrumento se han realizado mediciones en el VCO mediante un tutorial ofrecido por la empresa Keysight Technologies [24]. El Agilent E5052B analizador de señal, está diseñado para ayudar a ingenieros de fabricación en una amplia gama de industrias electrónicas realizando pruebas de origen de la señal con mayor precisión, con un mayor rendimiento y menor costo. Proporciona un conjunto completo de funciones de medida para la caracterización completa de las señales de microondas y RF. El analizador de señales tiene seis funciones independientes básicas: como la medida de la fase de ruido, control de espectros, la frecuencia y la medición de potencia (prueba VCO), medición transitoria, la medición del ruido AM y la medición del ruido de banda base (LF). Cada una de las funciones de medición mencionadas, ofrece un rendimiento que es comparable o superior a la de los instrumentos y sistemas de prueba convencionales [24].

Fuente de Voltaje de bajo ruido

Una fuente de voltaje ideal tiene una impedancia de salida de cero *ohms* y la fuente de corriente ideal tiene una impedancia de salida infinito. En general, tal fuente ideal es adecuado para la caracterización de dispositivos. Sin embargo, en los entornos reales de aplicación, no se puede anticipar a tal condición ideal. Por lo tanto es posible que el dispositivo tenga problemas en la mediciones de los resultados. Y en una mala situación,



Figura 4.3: Analizador Espectral Agilent E5052B.

es posible que se pueda dañar el dispositivo a medir debido a la caída de voltaje. La caída de voltaje puede ser dada por una función de la corriente que varía en función de la resistencia de carga. Para evitar estas tareas molestas, se utiliza la fuente de voltaje Agilent B2961A que proporciona la función de resistencia de salida programable. Esto ayuda de manera significativa a una buena caracterización del dispositivo [25].



Figura 4.4: Fuente de Voltaje de bajo ruido, Agilent B2961A.

Estación de Pruebas

Una estación de pruebas se utiliza para la fijación y conexión de obleas, circuitos integrados, dispositivos electrónicos miniatura y materiales a equipos electrónicos de prueba para su caracterización eléctrica. Posee un sistema de fijación por vacío, microposicionadores en los ejes X-Y-Z con diversos tipos de soportes de puntas y puntas de contacto eléctrico de diferentes diámetros y un microscopio óptico. Cabe mencionar que la estación de pruebas cuenta con una suspensión neumática para eliminar las mínimas vibraciones generadas en el entorno.

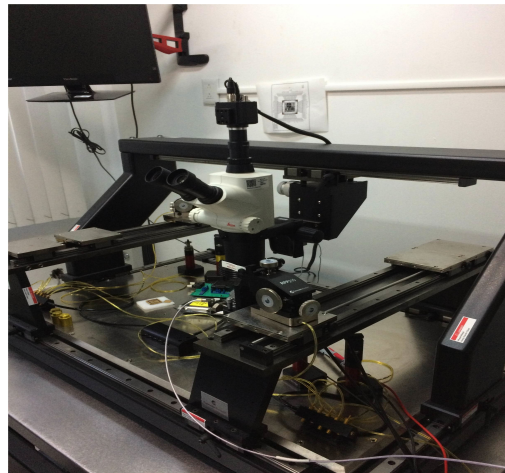


Figura 4.5: Estación de prueba.

4.0.7. Características eléctricas del circuito

En la tabla 4.1 se muestran las características eléctricas principales del VCO y el voltaje de polarización del circuito completo. Como se ha mencionado el VCO es un dispositivo que dependiendo del voltaje de entrada, ofrece una frecuencia a su salida. En esta tabla se indica un voltaje de control de 0 a 3.3 Volts manteniendo un rango de frecuencia a su salida de 1.42 a 1.54 Ghz aproximadamente.

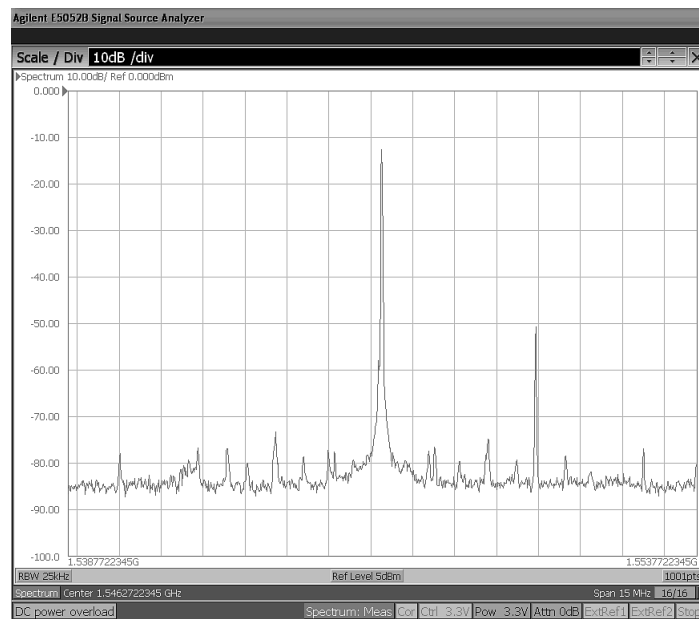
Voltaje de alimentación	3.3 V
Voltaje de control	0 - 3.3V
Rango de entonado de frecuencia	1.42-1.54 GHz

Tabla 4.1: Características eléctricas del VCO

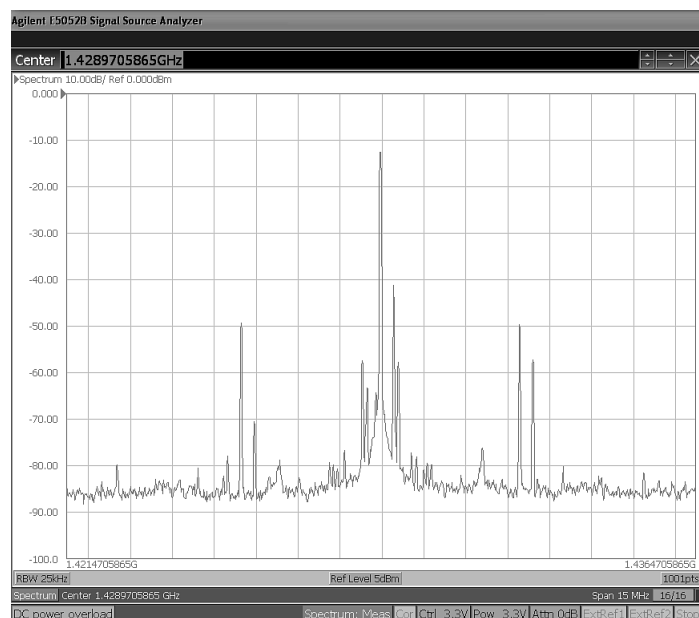
4.1. Mediciones del VCO

Las mediciones del VCO que se realizaron con el analizador de señales fueron las densidades espectrales y ruido de fase mostrando su frecuencia de salida con un voltaje de control establecido. También con los recursos que cuenta el analizador de señales se generó un barrido tanto en el voltaje de control como en el voltaje de polarización este último para observar el comportamiento en estado crítico; estableciendo el rango de frecuencia, la variación de la ganancia del VCO (K_{vco}), el consumo de corriente y potencia para cada medición.

Los resultados de las mediciones se muestran a continuación. En la figura 4.6 se muestra la densidad espectral del VCO con un V_{ctrl} (voltaje de control) de 0 Volts, podemos observar la frecuencia de la portadora encontrándose a 1.54627 GHz mostrando un derrame espectral alrededor de la portadora con algunos espurios.

Figura 4.6: Salida espectral con un V_{ctrl} de 0V.

Cuando se le aplica un V_{ctrl} de 3.3 Volts la densidad espectral que se genera tiene una frecuencia de la portadora de 1.42897 GHz mostrando un derrame espectral más prominente con espurios y sub-armónicos alrededor de la portadora esto se indica la figura 4.7.

Figura 4.7: Salida espectral con un V_{ctrl} de 3.3V.

En la figura 4.8 se muestra el ruido de fase para un V_{ctrl} de 0 volts, se puede apreciar el nivel de ruido con un valor cercano a -68dBc/KHz a un offset de 10 KHz y un ruido de fase de -123dBc/KHz a un offset de 1 Mhz respecto a la portadora.

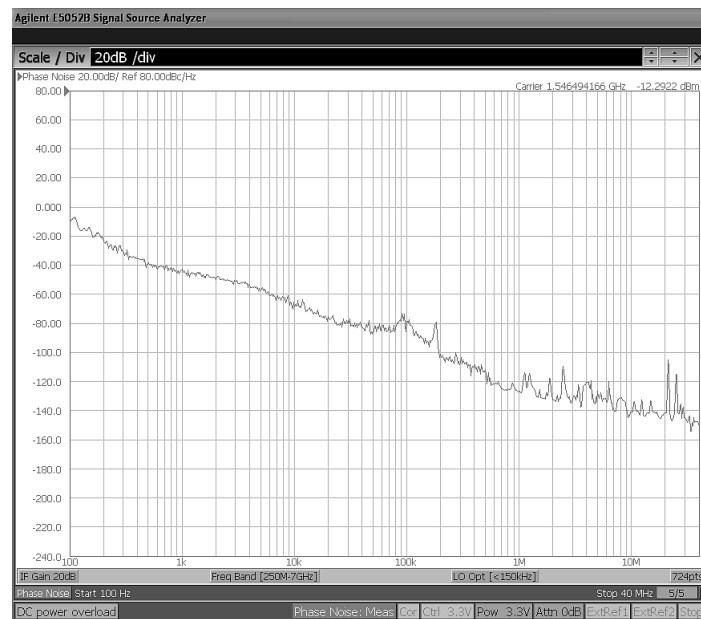


Figura 4.8: Ruido de fase con un Vctrl de 0V.

Para un Vctrl de 3.3 volts, mostrado en la figura 4.9, se tiene un ruido de fase de -77dBc/Khz a un offset de 10 KHz y un ruido de fase de -120dBc/Khz a un offset de 1 Mhz respecto a la portadora. El ruido de fase, al incorporarse a la oscilación en elementos no lineales, provoca un fenómeno llamado mezclado recíproco. como consecuencia, aparecen componentes espurios y subarmónicos en la señal, que degradan su naturaleza. Esto puede llegar a tal grado (aquí no es el caso) que el ruido puede llegar a obstaculizar la señal útil. Es necesario, por lo tanto que la señal de salida, que se obtiene del dispositivo tenga el menor de ruido posible.

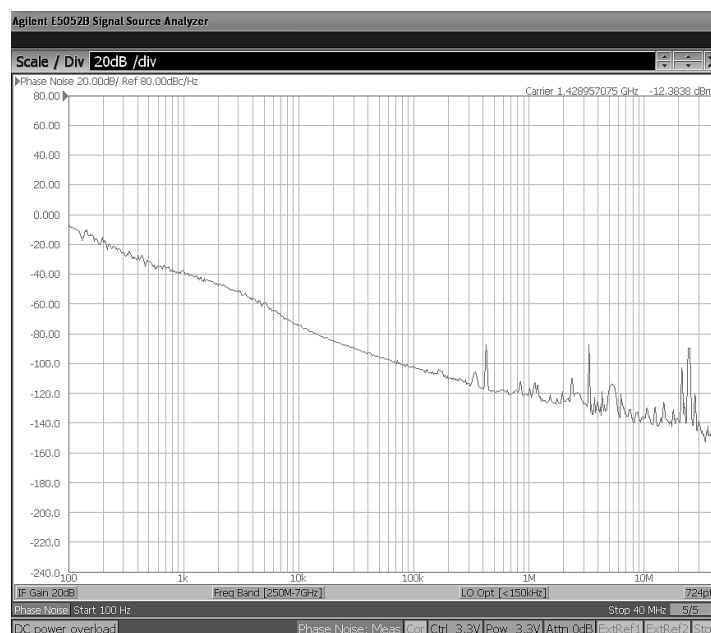


Figura 4.9: Ruido de fase con un Vctrl de 3.3V.

4.1.1. Barrido del Voltaje de control del VCO

Además del ruido de fase, existen parámetros que son esenciales y que se deben tomar en cuenta durante el diseño del VCO. Dos de ellos son el rango de entonado de frecuencia y la ganancia (K_{vco}), asimismo la variación de ganancia es un parámetro crítico que tiene un impacto en la estabilidad del dispositivo.

Con el analizador de señales se realizó un barrido en el voltaje de control del VCO, obteniendo los siguientes parámetros: Rango de frecuencia, potencia, consumo de corriente y variación de la ganancia.

En la figura 4.10 se muestra el rango de entonado de frecuencia, ubicándose en 1.54728 GHz para un voltaje inicial de 0 volts a 1.4289 GHz para un voltaje final de 3.3 volts; la curva en frecuencia que se genera cumple con las características eléctricas del dispositivo, ofreciendo el rango de frecuencia establecido.

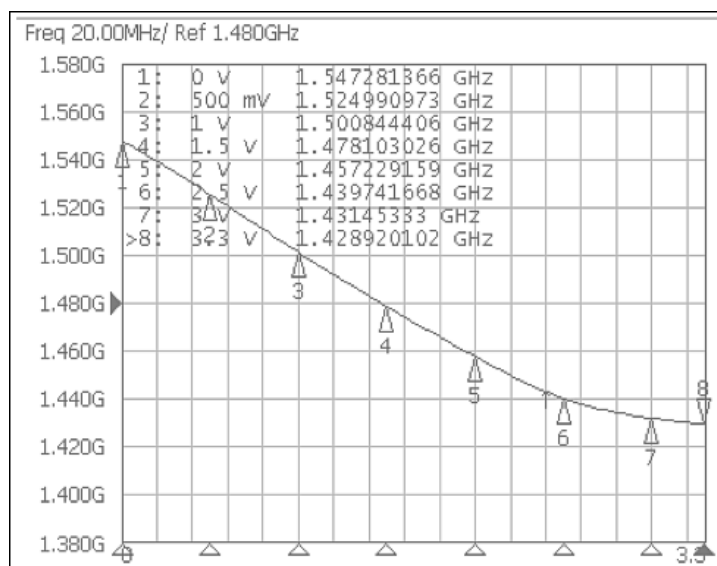


Figura 4.10: Rango de entonado de frecuencias del VCO.

En la figura 4.11 muestra la variación de ganancia (K_{vco}) generada por el barrido de voltaje en el V_{ctrl} establecido. Para un voltaje de 0 volts, su K_{vco} tiene un valor de -39.918 MHz/V fluctuando su valor hasta llegar a -7.717 MHz/V cuando el voltaje finaliza en 3.3 volts. La ganancia maneja un papel muy importante para el buen funcionamiento del VCO, se puede referir como la constante de entonado; dependiendo de su valor, proporciona un rango de entonado amplio o angosto.

Por lo regular los VCOs muestran un comportamiento con ganancia positiva, esto sucede al establecer una frecuencia mínima para el V_{ctrl} inicial y una frecuencia máxima para un V_{ctrl} final. Estos parámetros ofrecen una curva con un valor de menor a mayor en el entonado de frecuencia y una K_{vco} positiva, que irá aumentando hasta llegar al V_{ctrl} final. Para este caso los resultados presentados en este capítulo ofrecen datos opuestos, esto sucede porque los parámetros establecidos para el desempeño del VCO, en especial

la frecuencia de funcionamiento es a partir de un valor inicial máximo a un valor final mínimo. De igual forma al tener estas características el VCO la K_{vco} proporciona un valor negativo, variando su K_{vco} de un valor más negativo a un valor menos negativo como se muestra en la figura 4.11.

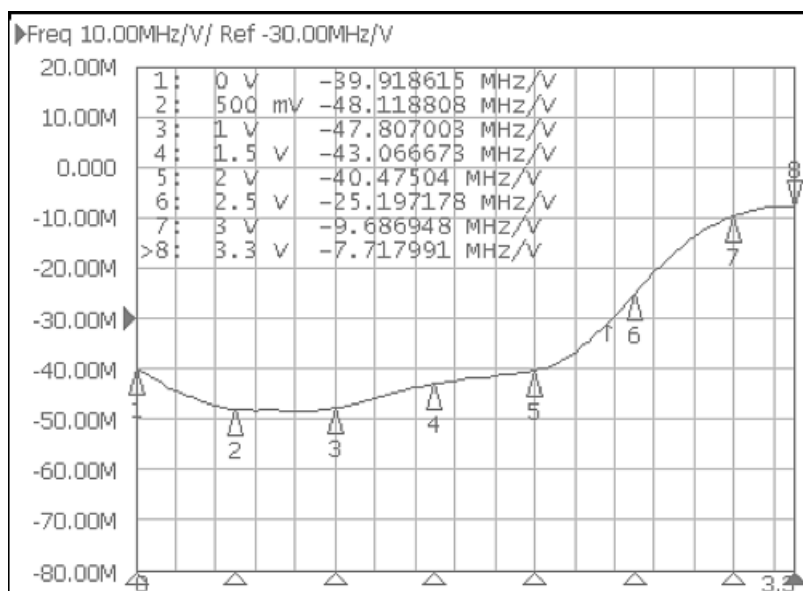


Figura 4.11: Variación de la ganancia (K_{vco}) del VCO.

En la figura 4.12 se muestran los resultados de la variación de la corriente durante el barrido de V_{ctrl} estableciendo un valor de referencia de $96.87mA$ teniendo un consumo de corriente bajo en el circuito.

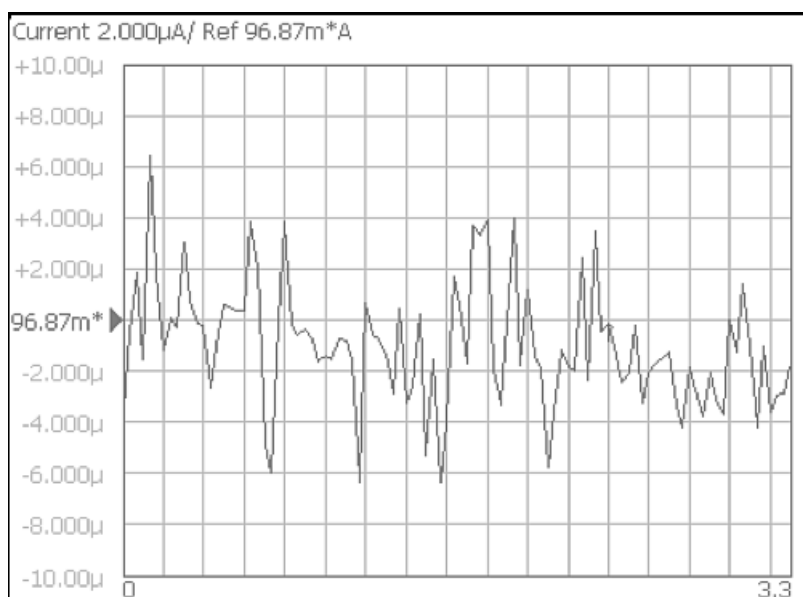


Figura 4.12: Variación de la corriente del VCO.

En la figura 4.13 se presenta la variación de la potencia de salida del VCO con respecto al V_{ctrl} , mostrando un valor de referencia de -12.35 expresada en *decibelios* relativa

a un *miliWatts* (*dBm*), que es aproximadamente 0.06 mW . Esta medida de potencia se utiliza en redes de radio, microondas y fibra óptica; de forma general en sistemas de comunicación como una medida conveniente de la potencia absoluta a causa de su capacidad para expresar tanto valores muy grandes como muy pequeños en forma corta. Es una manera conveniente, adimensional para medir la potencia, puesto que se hace referencia a los *watts*, es una unidad absoluta, que se utiliza en la medición de potencia absoluta. Por comparación, el decibelio (*dB*) es una unidad adimensional, que se utiliza para la cuantificación de la relación entre dos valores, tales como la relación señal-ruido.

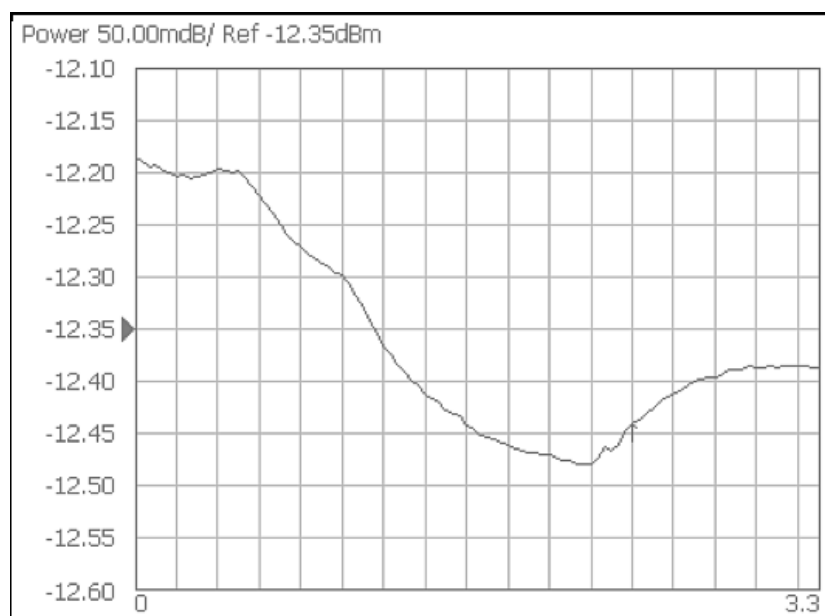


Figura 4.13: Variación de la potencia en dBm del VCO.

4.1.2. Comportamiento del VCO en un estado crítico

Para evaluar el comportamiento del VCO en un estado crítico, se puede inducir tal estado mediante temperatura, ruidos externos, voltaje de polarización, entre otros. Para este caso, se propone variar el voltaje de polarización con valores de $2V$ y $2.5V$ obteniendo como resultado el entonado en frecuencia y la variación de la K_{vco} para cada voltaje mencionado. Estos valores se muestran en las figuras 4.14 y 4.15.

En la figura 4.14 se muestran las curvas de entonado de frecuencia para cada valor de voltaje de polarización. Para un Voltaje de $2V$ la frecuencia de entonado va de 1.73 a 1.55 GHz mientras que para $2.5V$ va de 1.6 a 1.48 GHz , estas curvas dan resultados no establecidos en el entonado de frecuencia. Finalmente se muestra la curva con el V_{ctrl} ($3.3V$) establecido en la características eléctricas presentadas en la tabla 4.1. Realizando una comparación de las curvas, se observa que en las dos primeras, no se mantiene la frecuencia a los valores establecidos pero sus curvas conservan un comportamiento coherente que va de una frecuencia máxima a mínima, acorde al diseño del VCO.

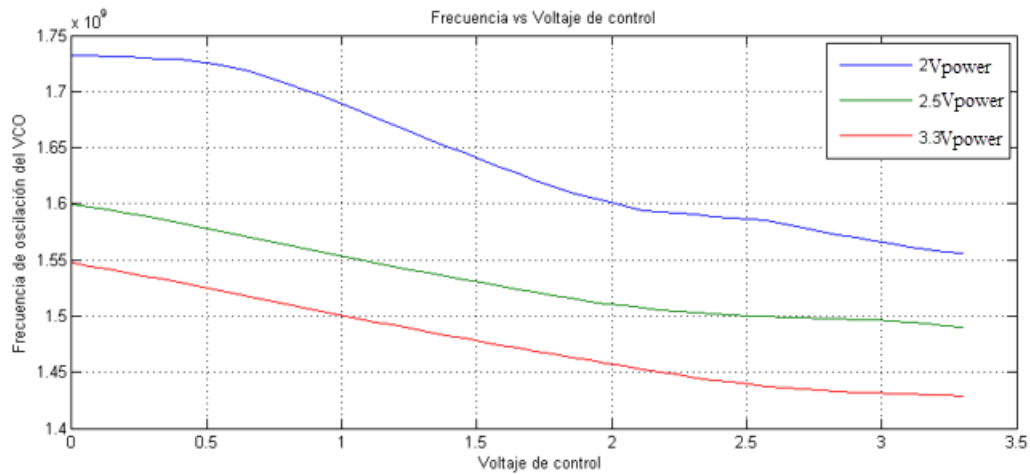


Figura 4.14: Entonado de frecuencia del VCO con diferentes voltajes de Polarización.

En la figura 4.15 se observan las variaciones de la ganancia (K_{vco}) con cada voltaje de alimentación del dispositivo en general. para un voltaje de alimentación $2V$ se observa que la curva de la K_{vco} fluctúa demasiado y no es coherente en comparación con la variación de la K_{vco} obtenida con el voltaje de alimentación establecida $3.3V$. Mientras que para un voltaje de alimentación $2.5V$ la curva mantiene un comportamiento coherente hasta llegar a un V_{ctrl} de $1.9V$, posteriormente la curva empieza a fluctuar presentando un comportamiento diferente con el voltaje de polarización establecido para el circuito.

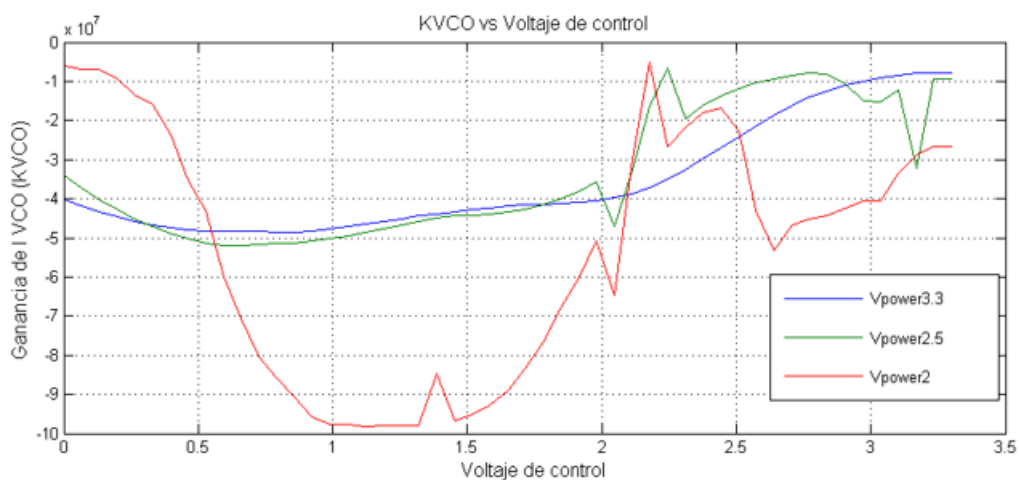


Figura 4.15: Variación del K_{vco} con diferentes voltajes de alimentación.

4.1.3. Comparación de los resultados experimentales del VCO con el estado del arte.

4.1.4. Diseños de VCOs en el estado del arte

Se realizó un estudio en el estado del arte de los diseños de VCOs para hacer una comparación de los resultados obtenidos. A continuación, se detallan algunos de los trabajos estudiados y se finaliza con una tabla para sus comparaciones.

En [28] un diseño de un VCO, el trabajo propuesto es un diseño de un tanque LC con tecnología *SiGe BiCmos* a $0.18 \mu\text{m}$, con un rango de entonado de 1.45 GHz a 2.02 GHz , el diseño mantiene un ruido de fase de -130 dBc/Hz @ 1 MHz y una ganancia del VCO de 65 MHz/V .

En [29] se presenta un diseño de un VCO con un técnica de conmutadores con tecnología CMOS a 130 nm ofreciendo un rango de entonado de $2.74\text{--}5.37 \text{ GHz}$, con un consumo de potencia de 6.5 mW usando 1.2 V como voltaje de alimentación y obteniendo un ruido de fase de 123.8 dBc/Hz @ 3 MHz de offset con una frecuencia en la portadora de 4.605 GHz .

En [30] se diseña un VCO tanque LC con tecnología CMOS a 65 nm , mostrando un medida de ruido de fase de -111 dBc/Hz @ 1 MHz de offset respecto a la portadora de 2.43 GHz con un voltaje de operación de 0.3 V

En [31] se presenta un VCO tanque LC usando una tecnología CMOS a 130 nm . los resultados demuestran un ruido de fase 124.13 dBc/Hz @ 1 MHz de offset respecto a la portadora de 6.72 GHz con un consumo de potencia de 2.3 mW .

En [32] un VCO-LC con tecnología CMOS a 180 nm , funcionando a 12.5 GHz con rango de entonado de $7,75\%$, siendo útil para aplicaciones en comunicaciones inalámbricas El ruido de fase es -117 dBc/Hz a 1 GHz de offset a una frecuencia de oscilación de 12.5 kHz . La disipación de potencia es 0.1114 mW para para un voltaje de alimentación de $1,8 \text{ V}$.

En [33] proponen dos diseños de osciladores controlados por voltaje (VCO) con inductores mutuamente acoplados y conmutadas para demostrar que el rango de sintonización de un VCO tanque LC puede mejorarse con sólo un pequeño aumento en el ruido de fase. Prestando especial atención a la disposición de los inductores para mantener Q (factor de calidad del LC Tanque) en toda la gama de entonado. Además, los diferentes métodos de ajuste capacitivo se comparan en base a datos simulados y medidos obtenidos a partir de estructuras de ensayo. Implementado en un proceso CMOS digital de 90 nm .

En [34], el trabajo presenta un método de control para lograr la variación de la K_{vco} en todo el entonado de frecuencias. El método propuesto se validó mediante el diseño y la simulación de un VCO con un rango de frecuencia de $12.2\text{--}21.3 \text{ GHz}$. El VCO alcanza un valor máximo de K_{vco} 172 MHz/V y una variación máxima de $1,6 K_{vco}$. Además, el diseño muestra un ruido de fase de -112 dBc/Hz @ 1 MHz de offset respecto a la

portadora. El VCO fue diseñado y simulado utilizando la tecnología CMOS de $28nm$. Este diseño consume una potencia máxima de $5,68mW$ a partir de una tensión de alimentación $1V$.

En [35] se presenta un VCO de cuadratura, que funciona a partir de una tensión de alimentación de $350mV$. El prototipo VCO de $5GHz$ fue fabricado en un proceso RF CMOS de $65nm$. El rendimiento del ruido de fase medida es $-137.1 dBc/Hz @3Mhz$ de offset respecto a la portadora, con una disipación de potencia de $2.1mW$.

4.1.5. Comparación de los resultados experimentales

Estos tipos de VCOs han sido ampliamente estudiados en los últimos años, y varios trabajos han mostrado resultados muy interesantes sobre el tema.

En tabla 4.2 se da una comparación de los VCOs estudiados en el estado del arte con los resultados experimentales obtenidos, tomando en cuenta; frecuencia de la portadora, tipo de proceso (tecnología), ruido de fase alcanzado a cierta frecuencia, voltaje de polarización (VDD).

VCO[Ref]	Proceso	Frecuencia [GHz]	Ruido de fase [dBc/Hz]	VDD [V]
[28]	0.13um	0.6	-123.6@1MHz	1.2
[28]	0.13um	1.0	-128.6@1MHz	1.2
[28]	0.13um	3.0	-138.6@1MHz	1.2
[36]	0.35um	2.45	-111@1MHz	3.0
[37]	90nm	2.4	-116.8@1MHz	1.2
[37]	130nm	2.4	-117.1@1MHz	1.2
[38]	65nm	3.37	-110.5@100kHz	2.1
[39]	0.18um	1.45-2.02	-130@1MHz	–
[40]	130nm	2.74-5.37	-123.8@3MHz	1.2
[41]	0.18um	13.5	-112@1MHz	1
[29]	65nm	2.4	-111@1MHz	0.3
[42]	130nm	6.72	-124.13@1MHz	–
[30]	180nm	2.4	-118.9@1MHz	1.2
[31]	65nm	5.0	-137.1@3MHz	0.35
[32]	0.18um	2.4	-123.8@1MHz	1.8
[43]	120nm	10	-117@1MHz	0.8
[33]	90nm	11.75	-106@1MHz	1.2
[34]	28nm	15	-112@1MHz	0.8
[35]	180nm	12.5	-117@1KHz	1.2
[44]	110nm	70.0	-78.67@1MHz	–
Resultados	0.35um	1.546	-123.8@1MHz	3.3
Resultados	0.35um	1.428	-120.8@1MHz	3.3

Tabla 4.2: Comparación de los resultados del VCO con el estado del Arte

Los resultados dependen de la tecnología utilizada, el tipo de varactores implementados

y frecuencia de trabajo. El rango de frecuencia dada es de 1 GHz a 12 GHz y el voltaje de control es de 0V a 3.3V. Los diseños ofrecen un bajo ruido de fase similar al de los resultados obtenidos de la caracterización mostrando su buen desempeño.

Obtenidos los datos experimentales de la caracterización del VCO y conociendo su comportamiento se procede a realizar una comparación con el modelo propuesto en el capítulo anterior.

4.2. Comparación de los datos experimentales y el modelo comportamental propuesto

En la figura 4.16 se muestra la comparación del rango de entonado en frecuencia del modelo comportamental propuesto con el de los datos experimentales, se observa que el modelo propuesto con fuente de ruido (línea roja) cumple con las características no lineales además que su desempeño es similar al de los datos experimentales.

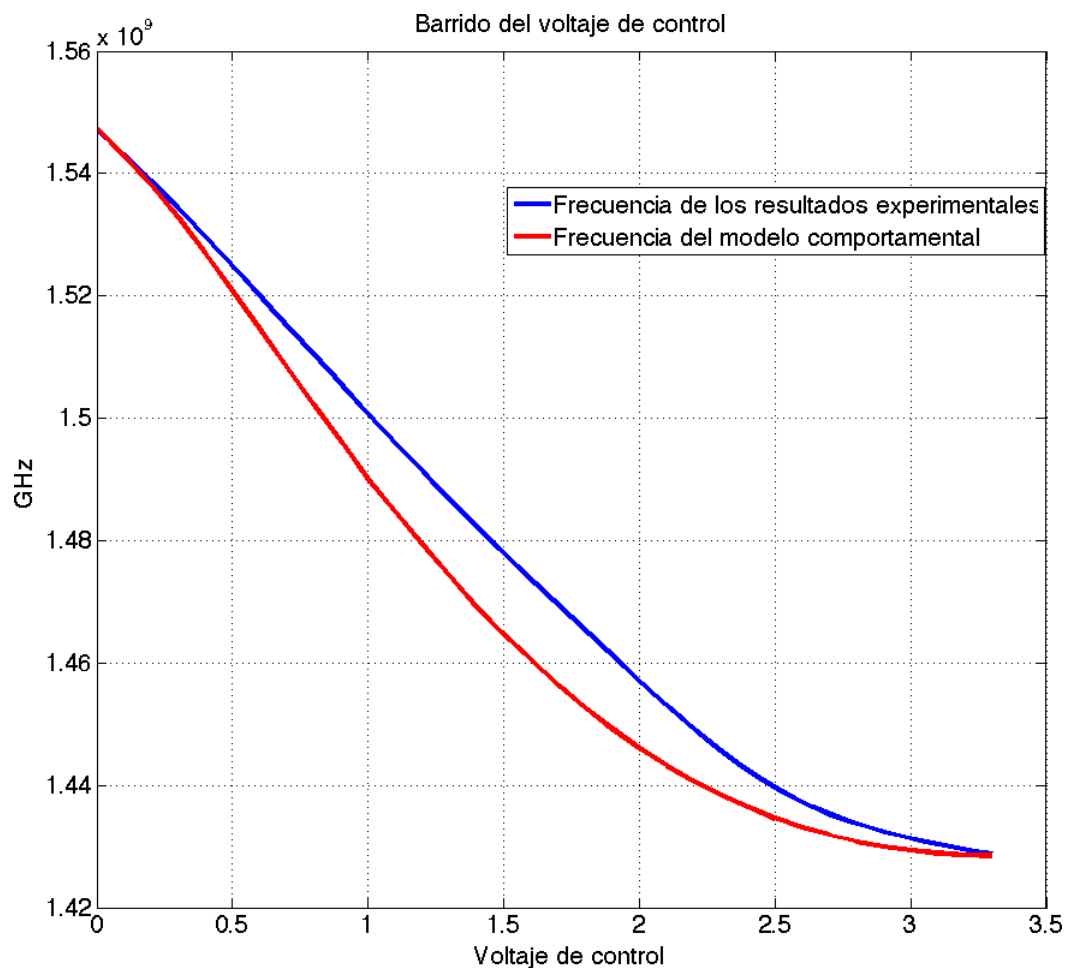


Figura 4.16: Comparación del rango de entonado de frecuencia del modelo propuesto con los resultados experimentales.

Para la variación del K_{vco} en en la figura 4.17 se muestra la comparación donde la línea roja es el modelo propuesto de igual forma cumple con las características deseadas, mostrando cierta concordancia a los datos experimentales corroborando el desempeño del modelo propuesto.

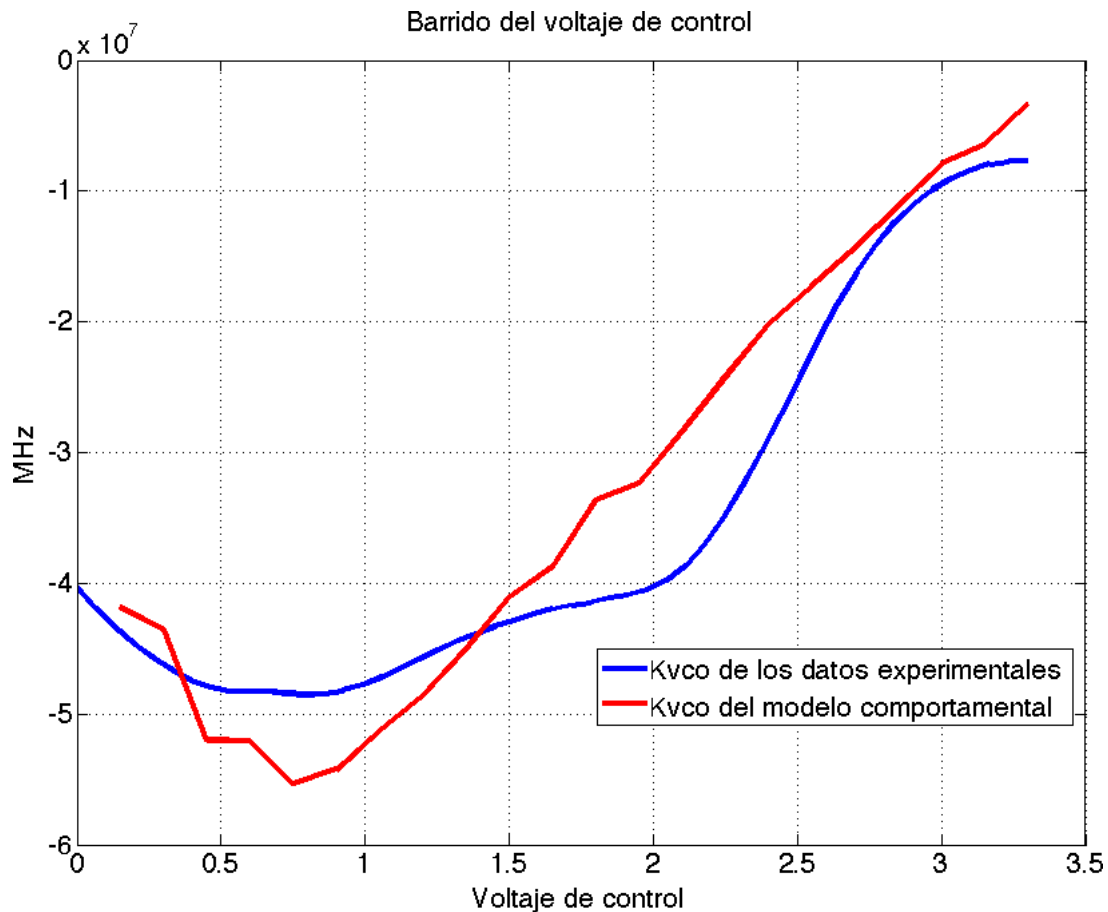


Figura 4.17: Comparación del K_{vco} del modelo propuesto con los resultados experimentales.

Para estos resultados, se realizó un análisis paramétrico de la señal para generar un barrido en el voltaje de control, obteniendo la frecuencia de salida en cada valor del voltaje de control. Tomando cada punto en 0.01 volts entre 0 y 3.3 volts.

En la figura 4.18 se muestra el ruido de fase del modelo propuesto comparado con el de los resultados experimentales. el ruido de fase de los datos experimentales se muestran en color rojo mientras que el del modelo comportamental en color azul mostrando congruencia entre las comparaciones. Para una frecuencia de 10 Mhz a 100 Mhz el ruido de fase se mantiene en un promedio de -140 dBc/Hz con respecto a la portadora. Para obtener el ruido de fase de la señal obtenida en la simulación se importaron los datos de Cadence a Matlab de igual forma para los datos experimentales se obtuvieron del analizador de señales.

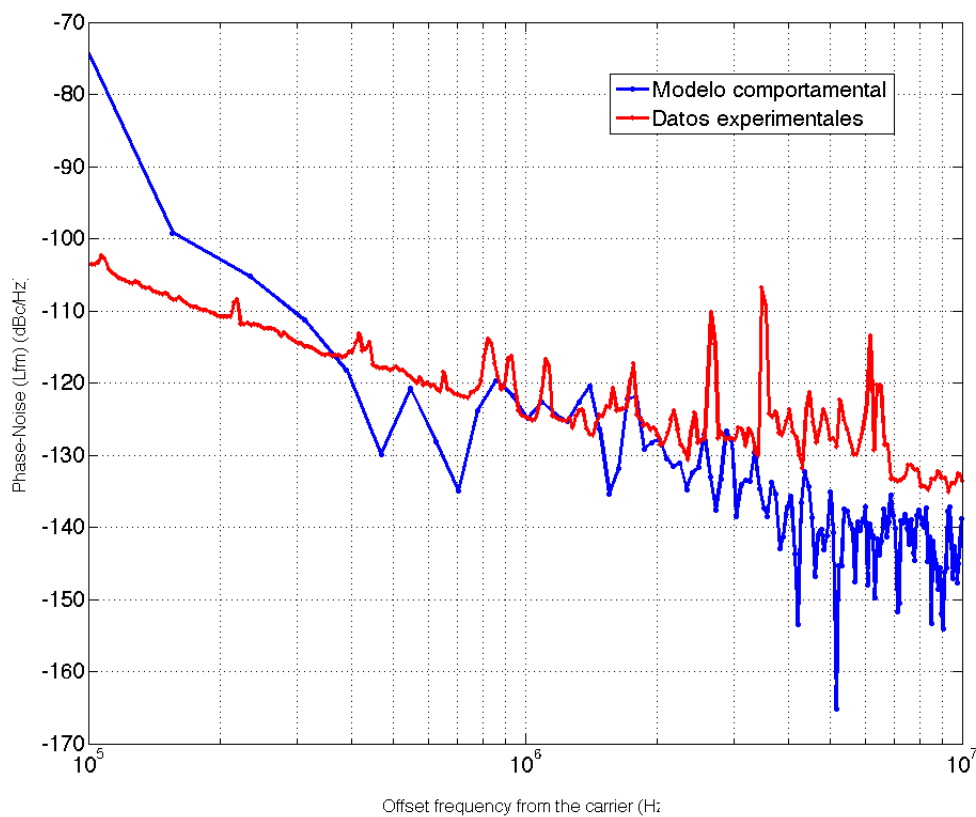


Figura 4.18: Comparación del ruido de fase del modelo propuesto con los resultados experimentales.

El modelo propuesto cumple con las características necesarias de un modelo real similar a los datos experimentales obtenidos. Por ejemplo entonado de rango en frecuencia, variación del K_{vco} y un bajo ruido de fase, ofreciendo este comportamiento se puede verificar que el modelo cumple con los objetivos establecidos en este trabajo.

Capítulo 5

Conclusiones

En el diseño de circuitos el método para realizar las simulaciones es mediante modelos a nivel transistor o comportamental. Dependiendo de la complejidad del circuito es el tiempo en que tarda en realizar la simulación, este detalle afecta considerablemente a los modelos a nivel transistor. Por lo cual una mejor opción es describir el comportamiento del circuito asegurando un buen desempeño, es utilizando un modelo comportamental.

Una forma fundamental para poder realizar los modelos comportamentales es a través de un lenguaje de descripción de hardware (HDL), generalmente partiendo de un modelo matemático. El uso de Verilog-A para realizar las simulaciones es muy conveniente en el diseño de circuitos esto por su portabilidad en diferentes plataformas y disminución en el tiempo de simulación.

Este trabajo presentó, una nueva manera de realizar un modelo comportamental en un VCO con características no lineales en entonado en frecuencia y variación en ganancia. En la literatura no se encuentra algún modelo que cumplan con esta particularidad hasta el momento.

El modelo es una nuevo procedimiento de interpretar el comportamiento del VCO usando una ecuación exponencial incluida en el modelo matemático, de tal modo que cumpla con las características no lineales de un VCO. Con base en esto, las simulaciones obtenidas del VCO presentan un desempeño no lineal en el entonado de frecuencia y variación de su ganancia (K_{vco}) pero al obtener la densidad espectral de potencia y ruido de fase de la señal, estas presentan algunas características lineales.

Para distorsionar la linealidad del modelo propuesto (obtener un ruido de fase adecuado) se realizó una revisión en el estado del arte para encontrar un método adecuado de asociar ruido al modelo inclinándose por agregar una fuente de ruido en el voltaje de control y de esta manera tener una predicción del ruido de fase.

El modelo comportamental del VCO propuesto con ruido aditivo, muestra un comportamiento con características no ideales, tanto en el entonado de frecuencia, variación de la ganancia y ruido de fase. Por lo cual se puede concluir que este modelo cumple con los objetivos propuestos en este trabajo. Además para hacer la validación de este modelo se realiza una comparación con los resultados experimentales obtenidos de la caracterización de un VCO.

Bibliografía

- [1] Ulrich L. Rodhe, Ajay Kumar Poddar, and Georg Böck “The Design of Modern Microwave Oscillators for Wireless Applications”, Technische Universität, Berlin. Edit. Wiley interscience, John Wiley and Sons, Inc. Pag. 01-15
- [2] Victor R. Gonzalez, Miguel A. Garcia y Guillermo Espinosa “Accurate Models for Frequency Synthesizer”, in Proc. IEEE ICECS 2008. Electronics, Circuits and Systems. Puebla, México. Sept 2008, Pag. 919-920
- [3] Tomasi, W. (2003). “Sistemas de comunicaciones electrónicas. Pearson educación”.
- [4] Eduardo García, A. Mateos “Departamento de difusión, Telemática, Sistemas Electrónicos de comunicación”, Capítulo 6. pag. 5-10.
- [5] Behzad Razavi, “RF Microelectronics”, University of California, Los Angeles. Edit. Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series Theodore S. Rappaport, Series Editor. Pag. 206-215.
- [6] J. Phillips, K. Kundert, “Noise in Mixers, Oscillators, Samplers, and Logic An Introduction to Cyclostationary Noise”, in: Proc. IEEE 2000
- [7] Constantino Pérez. “Amplificadores, Osciladores y Mezcladores”. Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria. Capítulo 4. Pag. 132.
- [8] Ferre-Pikal, E. S., Vig, J. R., Camparo, J. C., Cutler, L. S., Maleki, L., Riley, W. J., ... and White, J. D. (1997, May). Draft revision of IEEE STD 1139-1988 “standard definitions of physical quantities for fundamental, frequency and time metrology-random instabilities”. In Frequency Control Symposium, 1997., Proceedings of the 1997 IEEE International (pp. 338-357). IEEE.
- [9] Lee, D. B. (1966). “A simple model of feedback oscillator noises spectrum”. Proc. IEEE, 54, 329-330.
- [10] Kurokawa, K. (1968). “Noise in synchronized oscillators”. IEEE Transactions on microwave theory and techniques, 16(4), 234-240.

-
- [11] Rizzoli, V., Mastri, F., and Masotti, D. (1992). "General-purpose noise analysis of forced nonlinear microwave circuits. In military microwaves" (pp. 293-293). microwave exhibitons and pub.
- [12] Sánchez, E. J. Á., and Guadalupe, J. L. T. (2013). "Tutoriales multimedia para sistemas de telecomunicación". 2013
- [13] Kundert, K. (2001). "Modelling and Simulation of Jitter in PLL Frequency Synthesizers", Cadence Design Systems.
- [14] Lee, T. H., and Hajimiri, A. (2002). "Linearity, Time Variation, and Oscillator Phase Noise". RF and Microwave Oscillator Design, ed. M. Odyniec, Artech House.
- [15] Lee, T. H. (2003). "The design of CMOS radio-frequency integrated circuits". Cambridge university press.
- [16] Sansen, W., Huijsing, J., and van de Plassche, R. J. (Eds.). (2012). "Analog circuit design: MOST RF circuits, sigma-delta converters and translinear circuits". Springer Science and Business Media.
- [17] B. Lojko, P fuchs. "A Contribution to the VCO modeling and simulatio". Dept. of radio electronics, Slovak University of Technology. Bratislava, Slovak Republic, IEEE 2009
- [18] Fiorelli, R. (2005). "Low power integrated LC voltage controlled oscillator in CMOS technology at 900MHz". (Doctoral dissertation, Universidad de la República Montevideo, Uruguay).
- [19] Baker, R. J. (2008). "CMOS: circuit design, layout, and simulation". (Vol. 1). John Wiley and Sons.
- [20] McNeill, J. A., and Ricketts, D. (2009). "The designer's guide to jitter in ring oscillators". Springer Science and Business Media.
- [21] Victor R. Gonzalez, Jesús M. Muñoz, Guillermo V. Espinosa "Verilog-A Description for Fast Simulation with Noise Sources on Fractional Frecuency Synthesizers." in Proc. IEEE ICECS 2015. Electronics, Circuits and Systems. Puebla, México. April 2015.
- [22] Zamanillo, J. M., López-Espí, P. L., Zamanillo, I., Torres, R., Mediavilla, A., and Pérez-Vega, C. (2008). "Modelado de dispositivos activos de microondas utilizando código Verilog-A". Revista Española de Electrónica, (649), 58-60.
- [23] D. B. Leeson, "A simple model of feedback oscillator noise spectrum," in Proceedings of the IEEE, vol. 54, no. 2, pp. 329-330, Feb. 1966. doi: 10.1109/PROC.1966.4682.

-
- [24] Keysight Technologies *E5052B* Signal Source Analyzer 10 MHz to 7 GHz, 26.5 GHz, or 110 GHz “Chapter 6 Quick Star” Published in USA, August 3, 2014.
- [25] Agilent B2961A/B2962A, “Low Noise Power Source. Programmable Output Resistance Using VI Emulation Mode”, Agilent Technologies.
- [26] Cadence Design Systems “Mixed-Signal Circuit Simulation Guide using Cadence Virtuoso IC6.16” ECE 546 - Advanced Signal Integrity, spring 2014.
- [27] Gonzalez-Diaz, V. R., Munoz-Pacheco, J. M., Espinosa-Flores-Verdad, G., and Sanchez-Gaspariano, L. A. (2016). “A Verilog-A Based Fractional Frequency Synthesizer Model for Fast and Accurate Noise Assessment”. *Radioengineering*, 25(1), 89-97.
- [28] Vaananen, P., Mikkola, N., and Helio, P. (2006). “VCO design with on-chip calibration system”. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 53(10), 2157-2166
- [29] Yang, X., Uchida, Y., Xu, K., Wang, W., and Yoshimasu, T. (2013, November). “2.4 GHz-band ultra-low-voltage class-C LC-VCO IC in 65 nm CMOS technology”. In *2013 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)* (pp. 325-327). IEEE.
- [30] Xu, X., Yang, X., and Yoshimasu, T. (2015, June). “2.4-GHz band ultra-low-voltage LC-VCO IC in 180-nm CMOS”. In *Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC), 2015 IEEE International Conference on* (pp. 13-16). IEEE.
- [31] Roy, A. G., Dey, S., Goins, J., Mayaram, K., and Fiez, T. S. (2014, September). “A 350 mV, 5 GHz class-D enhanced swing quadrature VCO in 65 nm CMOS with 198.3 dBc/Hz FoM ”. In *Proceedings of the IEEE 2014 Custom Integrated Circuits Conference* (pp. 1-4). IEEE.
- [32] Xian, L., Wenyuan, L., and Zhigong, W. (2010, September). “A wide tuning range LC-VCO using switched capacitor array technique”. In *2010 International Symposium on Signals, Systems and Electronics (Vol. 1, pp. 1-4)*. IEEE.
- [33] Demirhan, M., Bruss, S. P., and Spencer, R. R. (2008). “Design of wide tuning-range CMOS VCOs using switched coupled-inductors”. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 43(5), 1156-1163.
- [34] Abdelfattah, M., Hamkari, A., and Abugharbieh, K. (2013, December). “A 21 GHz wide frequency tuning range LC VCO with low KVCO”. In *Electronics, Circuits, and Systems (ICECS), 2013 IEEE 20th International Conference on* (pp. 913-916). IEEE.

- [35] 14Solanki, D., Chandel, R., Alam, T., and Nishad, A. (2011, February). "Design of LC-VCO for low power narrowband electronic applications. In *Wireless Communication, Vehicular Technology, Information Theory and Aerospace and Electronic Systems Technology (Wireless VITAE)*", 2011 2nd International Conference on (pp. 1-4). IEEE.
- [36] 4dos Anjos, A., Pabón, A. A., and Van Noije, W. (2012, February). "2.45 GHz low phase noise LC VCO design using flip chip on low cost CMOS technology". In *Circuits and Systems (LASCAS)*, 2012 IEEE Third Latin American Symposium on (pp. 1-4). IEEE.
- [37] 6Siwec, K., Borejko, T., and Pleskacz, W. A. (2012, April). "LC-VCO design automation tool for nanometer CMOS technology". In *Design and Diagnostics of Electronic Circuits and Systems (DDECS)*, 2012 IEEE 15th International Symposium on (pp. 68-73). IEEE.
- [38] 8Sun, Y., Yu, X., Rhee, W., Ko, S., Choo, W., Park, B. H., and Wang, Z. (2010). "Dual-Path VCO Design With Partitioned Coarse-Tuning Control in 65 nm CMOS". *IEEE microwave and wireless components letters*, 20(3), 169-171.
- [39] 9Tian, M., Wang, Z., and Xu, J. (2014, August). "Design of a CMOS LC-VCO with low phase noise for UHF RFID reader". In *Radio-Frequency Integration Technology (RFIT)*, 2014 IEEE International Symposium on (pp. 1-3). IEEE.
- [40] 10Li, J., Xu, N., Sun, Y., Rhee, W., and Wang, Z. (2015, January). "A 6.5 mW, wide band dual-path LC VCO design with mode switching technique in 130nm CMOS". In *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, 2015 IEEE 15th Topical Meeting on (pp. 7-10). IEEE.
- [41] 11Chen, X. S., Chen, Y. T., and Chuang, H. R. (2008, December). "A 1-V low-voltage 12-GHz VCO in 0.18-um CMOS technology". In *2008 Asia-Pacific Microwave Conference* (pp. 1-4). IEEE.
- [42] 13Aqeeli, M., Hu, Z., and Muvianto, C. (2013, June). "A Novel 6.72 GHz Low Phase Noise Voltage-Controlled Oscillator Adopting Metal-Oxide-Metal Capacitors Using 130nm CMOS Technology". In *Computational Intelligence, Communication Systems and Networks (CICSyN)*, 2013 Fifth International Conference on (pp. 101-106). IEEE.
- [43] 7Bangli Liang, D Chen, H Guo, B Wang, Zhigong Wang, T Kwasniewski, (2010). "Analyze and design a 10 GHz-0.8-V DD -117dBc/Hz quadrature LC-VCO in 120nm CMOS technology", *The 2010 International Conference on Green Circuits and Systems* 420 - 423.

-
- [44] Lee, J., and Moon, Y. (2014, June). “A design of low power 70GHz CMOS VCO for wireless communication system”. In *Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC)*, 2014 IEEE International Conference on (pp. 1-2). IEEE.
- [45] Cadence Design Systems “Foundry Design Kit (FDK) for OpenAccess User Guide” Copyright © UMC, 2014 Version 1.3.