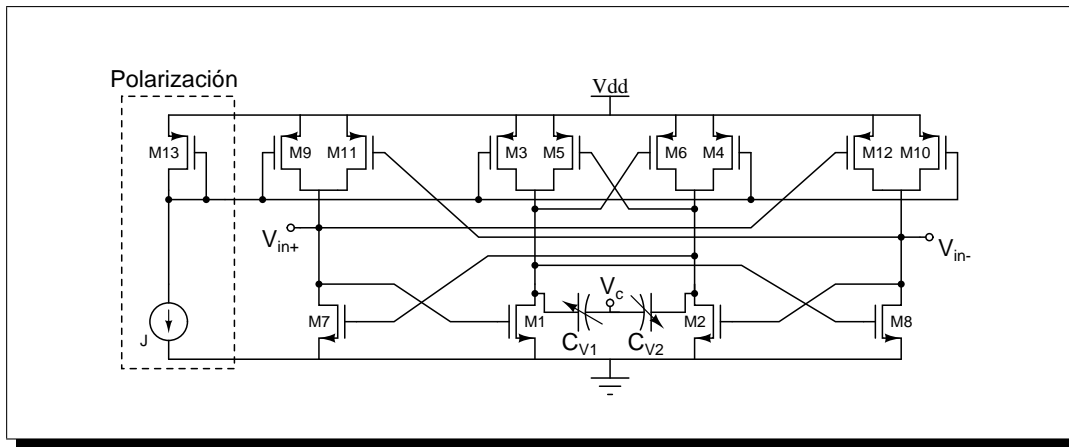


DISEÑO DE UN INDUCTOR ACTIVO AJUSTABLE E INTEGRABLE EN TECNOLOGÍA *CMOS*.



Jeffer Mauricio Rueda Díaz

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICOMECAÑICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES

Bucaramanga – 2012



UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER

Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones

Perfecta combinación entre Energía e Intelecto



DISEÑO DE UN INDUCTOR ACTIVO AJUSTABLE E INTEGRABLE EN TECNOLOGÍA *CMOS*.

Jeffer Mauricio Rueda Díaz

Trabajo de grado para optar por el título de Ingeniero Electrónico

Director

MSc. RICARDO ASTRO BOHÓRQUEZ

Codirector

MSc. JAIME GUILLERMO BARRERO PÉREZ

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICOMECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES

Bucaramanga – 2012

“Estar preparado es importante, saber esperarlo es aún más, pero aprovechar el momento adecuado es la clave de la vida.”,

Arthur Schnitzler

Agradecimientos

Me gustaría tomar esta oportunidad para expresar mi más sincera gratitud al grupo de investigación CIDIC por brindarme la oportunidad de conocer el mundo del diseño de circuitos integrados, y a Ricardo Astro mi director de proyecto, por sus aportes y sugerencias, sin las cuales este trabajo no habría sido posible.

Quiero agradecer a mis padres por el apoyo incondicional que me han brindado a lo largo de mi vida, por el sacrificio que han hecho para darme todo lo que he requerido en mi formación, como también el amor y cariño que hacen falta en un camino difícil.

Un agradecimiento especial a mis compañeros, el Alesis y el Yesi, cuya ausencia hubiese significado un final de carrera muy aburrido y deprimente. Al *root*, quien gracias a sus conocimientos en programación me fue posible seguir adelante con mi carrera, y por último a Pepo por darle humor a lo que resta del grupo de investigación.

Jeffer M. Rueda

RESUMEN

TÍTULO:

DISEÑO DE UN INDUCTOR ACTIVO AJUSTABLE E INTEGRABLE EN TECNOLOGÍA *CMOS*¹

AUTOR: JEFFER MAURICIO RUEDA DÍAZ²

PALABRAS CLAVE: Inductor activo, factor de calidad, frecuencia de autorresonancia, *VCO*, ruido de fase, rango de entonado.

DESCRIPCIÓN:

El rápido crecimiento del mercado de las comunicaciones inalámbricas ha permitido la coexistencia de diversos servicios en múltiples rangos de frecuencia. Para que varios servicios puedan ser integrados en un sistema, este debe contar con módulos de radiofrecuencia multiestándar. Uno de los inconvenientes para el diseño de esta clase de sistemas es encontrar una estructura de oscilador integrado capaz de ofrecer un amplio rango de frecuencias.

Este documento introduce el uso de inductores activos como una alternativa para el mejoramiento de las especificaciones de un oscilador controlado por tensión (*VCO*). Luego, a partir de la caracterización de sus factores de desempeño, se plantea una metodología de diseño que permita obtener inductores con alto factor de calidad y bajo ruido. La estructura propuesta para el inductor permite ajustar las pérdidas del circuito hasta un factor de calidad de 989 a una frecuencia de 1.6 GHz presentando un voltaje efectivo de ruido de $48.65 \mu V_{RMS}$ y trabajando como inductancia en un rango de frecuencias entre 115 MHz a 2.75 GHz.

Por último, se comprueba que el inductor activo presenta las características adecuadas para formar parte de un *VCO* de tanque resonante. La estructura de este circuito es seleccionada para mantener las condiciones de tensión requeridas por el inductor. El oscilador diseñado presenta un rango de frecuencias entre 620 MHz y 1.6 GHz, presenta ruido de fase de hasta -108 dBc/Hz @ 1MHz y tiene tres mecanismos de entonado que ofrecen un control robusto de la señal de salida del *VCO* mientras consume 26.4 mW.

¹Proyecto de Grado

²Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones.

Director MSc. Ricardo Astro Bohórquez.

ABSTRACT

TITLE:

DESIGN OF AN ADJUSTABLE ACTIVE INDUCTOR INTEGRATED ON *CMOS* TECHNOLOGY³

AUTHOR: JEFFER MAURICIO RUEDA DÍAZ ⁴

KEYWORDS: Active inductor, quality factor, self-resonant frequency, *VCO*, phase noise, tuning range.

DESCRIPTION:

The fast growth of the wireless communication market has led to the coexistence of diverse services on multiple frequency bands. In order to integrate these services in a system, multistandard radiofrequency band modules are required. An inconvenient with the design of this kind of systems is to find an structure of integrated oscillator able to provide a wide frequency range.

This document introduces the use of active inductors as an alternative for optimizing the *VCO*'s performance. From the characterization of its performance factors, a design methodology is proposed to obtain active inductors with low noise and high quality factor. The proposed structure of inductor can adjust its resistive losses, resulting in a quality factor of 989 @ 1.6 GHz, with an effective noise voltage of $48.65 \mu V_{RMS}$ and working as an inductance in a frequency range between 115 MHz and 2.75 GHz.

Lastly, the proposed active inductor is proved in the resonant tank of a *VCO*. The structure of the oscillator is selected to provide optimal conditions of bias to the active inductor. The *VCO* shows a tuning range of 980 MHz, from 620 MHz to 1.6 GHz, a phase noise up to -108 dBc/Hz @ 1MHz and uses three tuning mechanisms that offers robust control on the output signal while consuming 26.4 mW.

³Degree project

⁴Physical-Mechanical Engineering Faculty. Electrical, Electronics and Telecommunications School.
Advisor MSc. Ricardo Astro Bohórquez.

Contenido

1. Introducción	13
1.1. Inductores activos	14
1.2. Factores de desempeño	16
1.3. Estado del arte	19
2. Diseño del Inductor Activo	22
2.1. Caracterización de los inductores activos	23
2.2. Topologías	26
2.3. Metodología de Diseño	31
2.4. Resultados	36
2.5. Resultados Post-layout	39
3. Diseño del VCO	42
3.1. Caracterización de los Osciladores	43
3.2. Topologías	46
3.3. Diseño	49
3.4. Resultados	51
3.5. Resultados Post-layout	55
4. Conclusiones y Observaciones	58
4.1. Recomendaciones para trabajos futuros	59

Lista de Figuras

1.1. Girador-C con pérdidas [1].	15
1.2. Diagrama de Bode para una red RLC [1].	16
2.1. Mejoramiento de Q con resistencia negativa en paralelo [1].	25
2.2. Ruido en un Girador-C [1].	25
2.3. Uyanik-Tarim [2].	27
2.4. Karsilayan-Schaumann [3].	28
2.5. Yodprasit-Ngarmnil [4].	29
2.6. Lu-Hsieh [5].	30
2.7. Inductor Activo Propuesto.	31
2.8. Equivalente en pequeña señal de un transconductor.	32
2.9. Equivalente en pequeña señal del inductor activo.	33
2.10. Voltaje de ruido referido a la entrada.	35
2.11. Metodología desarrollada para el diseño de un inductor activo.	36
2.12. Fase y magnitud de la impedancia del inductor activo.	38
2.13. Densidad de ruido periódico en el inductor activo.	39
2.14. Layout del inductor activo propuesto.	41
3.1. Compensación de pérdidas resistivas.	43
3.2. Formación de ruido en osciladores.	44
3.3. Resonancia en el tanque [1].	45
3.4. Par cruzado simple.	47
3.5. Par cruzado complementario.	48
3.6. Control de pares cruzados complementarios.	49
3.7. Configuración de oscilador seleccionada [6].	50
3.8. Escalón positivo de la señal de control.	52
3.9. Escalón negativo de la señal de control.	52
3.10. Ruido de fase a 1.8 GHz.	53

3.11. Control de frecuencia.	54
3.12. Layout del <i>VCO</i>	56
3.13. Control de frecuencia <i>post-layout</i>	57
3.14. Escalón de la señal de control.	57

Lista de Tablas

1.1. Comparación entre trabajos representativos en el diseño de inductores integrables.	21
1.2. Comparación entre trabajos representativos en el diseño de $LC - VCOs$.	21
2.1. Dimensiones de los transistores del inductor activo.	37
2.2. Desempeño del inductor activo.	39
2.3. Desempeño <i>post-layout</i> del inductor activo.	40
3.1. Dimensiones de los transistores en el oscilador.	51
3.2. Resumen de desempeño del VCO con tanque activo.	54
3.3. Comparación del diseño realizado con otros VCO de tanque activo	55

Capítulo 1

Introducción

El campo de las comunicaciones inalámbricas avanza conforme a la demanda de nuevos sistemas de alto desempeño que puedan dar soporte a varias aplicaciones. Para lograrlo, las tendencias tecnológicas actuales buscan integrar múltiples sistemas en un *chip*, incrementando funcionalidad y eficiencia a un costo reducido. Sin embargo, debido a que existe una variedad de servicios en bandas de frecuencia que van desde algunos cientos de megahertz a múltiples gigahertz, es necesario contar con sistemas que puedan dar soporte a diversos estándares de comunicación.

Para que un sistema se considere multiestándar, este debe operar en una amplia banda de frecuencias definida principalmente por el sintetizador de frecuencia, con un oscilador como celda núcleo. Generalmente, la frecuencia del oscilador se ajusta por medio de una señal de corriente o tensión, siendo esta última el método más común en aplicaciones comerciales gracias a que es más fiable. Dependiendo de su rango de entonado, el sistema podrá trabajar en un mayor ancho de banda. Aún así, el diseño de un oscilador contempla limitantes de desempeño que no le permiten tener un rango de entonado amplio.

Lograr el desempeño adecuado en un VCO ¹ implica compromisos exigentes, difíciles de alcanzar entre especificaciones de diseño como rango de entonado, ruido de fase, rango de excursión de salida, acople de impedancias, distorsión y consumo de potencia. Para la mayoría de aplicaciones en radiofrecuencia, los osciladores que mejor balancean estos compromisos son los $VCOs$ con tanque LC pasivo. Los inductores pasivos permiten alcanzar altas frecuencias de operación con bajo nivel de ruido. Sin embargo, el uso de esta clase inductores en sistemas integrados presenta limitantes debido a sus bajos factores de calidad, inductancia no ajustable, alta capacitancia parásita, y un consumo notable de área.

¹Término en inglés para *Voltage Controlled Oscillator*.

La sintonización de frecuencia en el tanque LC pasivo se efectúa a través de varactores con un rango de entonado inferior al 30% [7]. Debido a que este tipo de aplicaciones normalmente operan en banda angosta, no se requiere mayor rango de entonado que el provisto por este tipo de osciladores. Para superar esta limitante, y así obtener un sistema con soporte multiestándar, se han propuesto diversas alternativas como el uso de bancos de inductores y capacitores conmutados e inductores activos. El uso de inductores conmutados representa al igual que un solo inductor de espiral, un consumo considerable de área, además de requerir etapas complejas para el control de la conmutación y un bajo desempeño en el ruido de fase provocado por el incremento del rango de entonado, tal como se concluye en [8].

La estrategia más atractiva para reemplazar al inductor pasivo es la emulación de su respuesta en frecuencia con el uso de topologías basadas en transistores MOS (inductores activos). Estas configuraciones presentan ventajas de área reducida, valor ajustable de inductancia, compatibilidad con tecnología digital $CMOS$ y mejores factores de calidad. Sin embargo, los inductores activos presentan desventajas provenientes de los transistores MOS tales como alto ruido, consumo de potencia y un rango dinámico limitado. Superar estas limitantes para proporcionar un oscilador con un alto rango de entonado y un nivel aceptable de ruido de fase constituye el objetivo de este trabajo, de esta manera se justifica el uso de inductores activos como alternativa para ofrecer sistemas multiestándar de buen desempeño.

1.1. Inductores activos

Circuitos como osciladores, amplificadores de bajo ruido y filtros son los que normalmente hacen uso de los inductores activos. Cada uno de estos circuitos requiere que el inductor activo presente un buen desempeño en ciertos factores para reducir su influencia sobre el desempeño final del sistema. Debido a esto, se explican los principios de funcionamiento del inductor activo, para identificar estos factores y así aplicar métodos de optimización que permitan obtener un desempeño satisfactorio.

Emular un comportamiento inductivo de forma activa es producto de invertir la relación $I-V$ de un capacitor. Esto se logra con la configuración Girador-C tal como se muestra en la Figura 1.1(a). El efecto deseado se obtiene gracias al sistema de realimentación negativa que forman los dos transconductores conectados *back-to-back*. El valor de la inductancia sintetizada es proporcional a la capacitancia de integración conectada ($C1$), e inversamente proporcional al producto de las transconductancias como se muestra en la Ecuación 1.1. Sin

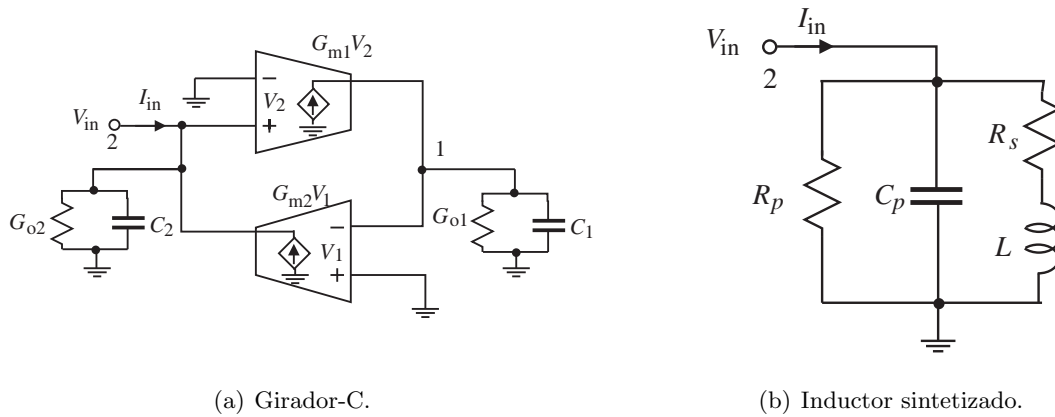


Figura 1.1: Girador-C con pérdidas [1].

embargo, debido a los efectos parásitos del circuito como impedancias finitas de salida en los transconductores (G_{o1} y G_{o2}) y carga capacitiva ($C2$), no solo se sintetiza una inductancia sino una red pasiva RLC (Figura 1.1(b)) en donde sus valores están dados por las expresiones en 1.1.

$$R_p = \frac{1}{G_{o2}}$$

$$C_p = C_2$$

$$R_s = \frac{G_{o1}}{G_{m1}G_{m2}}$$

$$L = \frac{C_1}{G_{m1}G_{m2}}$$

(1.1)

La red RLC que caracteriza al inductor activo no presenta un comportamiento inductivo en todo el rango de frecuencias, tal como se muestra en la Figura 1.2. Existe una banda inductiva determinada por la frecuencia de autoresonancia y la frecuencia del cero. Estas frecuencias se estiman por medio de las expresiones en la Ecuación 1.2 que resultan de la naturaleza de segundo orden de la red. Podemos concluir que si se desea aumentar el rango inductivo de frecuencias, se debe reducir R_s y C_p , que son los efectos parásitos de pérdidas resistivas y carga capacitiva de los transconductores respectivamente.

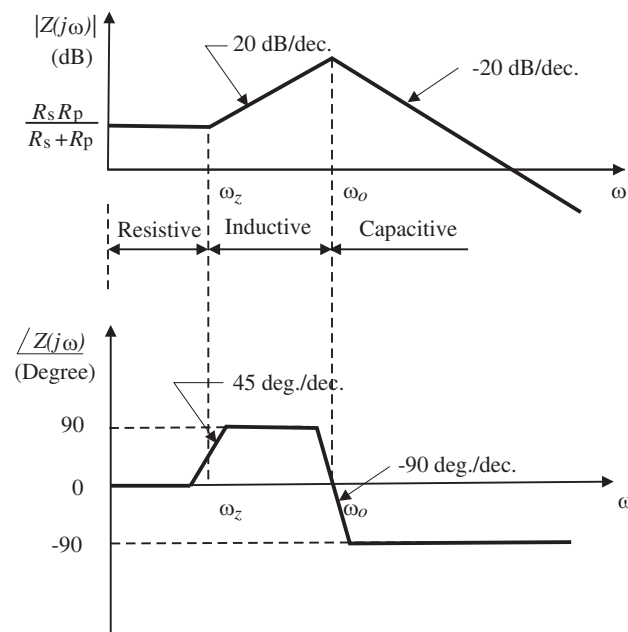


Figura 1.2: Diagrama de Bode para una red RLC [1].

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{LC_p}} \quad (1.2)$$

$$\omega_z = \frac{R_s}{L} = \frac{G_{o1}}{C_1}$$

1.2. Factores de desempeño

Con el fin de diseñar un inductor activo orientado a un VCO , se describe a continuación el modo en que ciertos factores de desempeño del inductor afectan las características más importantes del oscilador. Un análisis de cada uno de estos factores ofrece herramientas para determinar las limitantes en el diseño, y adicionalmente, mostrar las contribuciones de los inductores activos en algunos aspectos de desempeño del sistema.

■ Factor de Calidad

El factor de calidad de un inductor cuantifica la razón entre su energía magnética almacenada y sus pérdidas óhmicas en un ciclo de oscilación. Este factor para inductores pasivos es independiente del voltaje y la corriente al que son sometidos, debido a que normalmente su valor de inductancia es constante. La propiedad anterior no aplica en los inductores activos, debido a que su inductancia depende de diversos factores como fluctuaciones en el punto de polarización, ruido, temperatura y nivel de señal a la entrada. El factor de calidad entonces se hace dependiente de las condiciones de voltaje y corriente a las que es sometido el inductor.

Entre menor sean las pérdidas óhmicas del inductor mayor será su factor de calidad. Generalmente, los inductores de espiral no alcanzan altos factores de calidad (un máximo de 43.3 [9]) debido a que presentan pérdidas resistivas que aumentan con la frecuencia de operación, causadas por el efecto piel y las corrientes Eddy. Por su parte, en los inductores activos las pérdidas resistivas se pueden compensar por medio de las transconductancias, lo que permite definir por diseño, factores de calidad mucho más altos que en los pasivos. Se debe entonces considerar la variación que presenta el factor de calidad en inductores activos para así definir un rango aceptable de valores una vez el inductor se use en un oscilador.

En osciladores de tanque LC , el factor de calidad es determinante para definir el ruido en fase. Razavi demostró que para disminuir el ruido de fase del oscilador se debe incrementar el factor de calidad del tanque, tal como se muestra en la Ecuación 1.3 [10].

$$|H_c(\omega_0 + \Delta\omega)|^2 \approx \frac{1}{4Q^2(\omega_0)} \left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega}\right)^2 \quad (1.3)$$

■ Ruido

En inductores pasivos el ruido generado por el camino metálico en espiral solo depende de la temperatura y el valor resistivo que presenta. Esto provoca que el ruido en el inductor no sea un problema de cuidado exceptuando cuando la resistividad de la espiral aumenta considerablemente en altas frecuencias.

El caso de los inductores activos es distinto. La dependencia de variables como la inductancia, el factor de calidad y la frecuencia de resonancia respecto al valor de transconductancias del girador los hace sensibles al ruido. Su reducción se convierte en un requisito indispensable para que el inductor pueda ser útil en un oscilador con restricciones exigentes en ruido de fase.

■ Rango de entonado

Entre las características más importantes del inductor activo, encontramos sus mecanismos de ajuste y su banda inductiva, factores determinantes para lograr un rango de entonado apreciable. A diferencia del inductor de espiral cuyo valor inductivo no puede variar, en un inductor activo este es un proceso más fácil de efectuar, ya que su valor depende de las transconductancias de los transconductores de la red girador-c y de la capacitancia de integración.

En osciladores LC con inductores de espiral, el método empleado para modificar la frecuencia de oscilación es el ajuste de la capacitancia del tanque utilizando varactores. Sin embargo, para las aplicaciones que requieran una mayor banda de frecuencia se necesitan métodos distintos de sintonización, como los que ofrece un inductor activo. En estos, el cambio de inductancia por ajuste de transconductancias se efectúa variando el punto de operación DC de los transconductores. Este método ofrece un alto rango de entonado limitado por la condición de saturación en los transistores de la red. Adicionalmente, se pueden realizar cambios en la inductancia por medio de la capacitancia de integración si esta es un varactor, lo cual ofrece un control fino de la inductancia gracias al bajo rango de entonado de estos dispositivos.

■ Potencia

Los inductores de espiral no consumen potencia estática, mientras que los inductores activos si lo hacen, debido principalmente a las corrientes de polarización de sus transconductores. Esta potencia se hace considerable cuando los inductores son diseñados para trabajar en altas frecuencias, ya que para hacerlo, la inductancia debe ser baja y por lo tanto las transconductancias deben aumentar. En osciladores, el consumo de potencia debe considerar el gasto de energía que representa un inductor activo. Para evitar excesos en este, se debe escoger una topología de inductor activo que se ajuste a los requerimientos del sistema.

■ Linealidad

Mientras los transconductores del inductor activo se mantengan con un comportamiento lineal, estos no tendrán transconductancias variables con la señal. Esto solo se puede cumplir mientras se mantenga a los transistores del inductor polarizados en saturación y la condición de señal sea pequeña. Sin embargo, cuando este tipo de redes se usan en osciladores, los inductores no suelen tener condiciones para trabajar en pequeña señal, y las transconductancias del

girador varían, afectando de manera sensible la forma de onda del oscilador. Es por esto que el diseño robusto de un inductor debe tener en cuenta cambios de transconductancia, sin que los transistores salgan de las regiones para las que fueron diseñados, y así mantener cambios despreciables en la señal de salida del inductor.

1.3. Estado del arte

Con la creciente popularidad de las comunicaciones inalámbricas, se ha incrementado la investigación en el diseño de circuitos integrados para radio frecuencia, por lo que es natural que exista un mayor interés en el desarrollo de inductores activos. Aún cuando su implementación sigue siendo un reto, estos inductores demuestran tener potencial para sistemas de comunicaciones que requieren operar en bandas de frecuencia mayores a lo que actualmente se puede ofrecer con inductores pasivos. Para contextualizar las tendencias del diseño de inductores activos y *VCOs* basados en estos, se presentan en las Tablas 1.1 y 1.2 la comparación entre distintos trabajos representativos de los mismos.

En el diseño de inductores de espiral, la frecuencia de autoresonancia y el factor de calidad son dos variables que definen su desempeño. Estos factores pueden ser mejorados respectivamente disminuyendo efectos parásitos como resistencia en serie y efecto piel, utilizando inductores apilados o con caminos de metal grueso, y acoplamiento de capacitancias, evitando superposición de las capas metálicas del inductor. Con tecnología de cerámicos de baja temperatura [9], se ha reportado el mejor factor de calidad alcanzado por esta clase de inductores, utilizando un inductor semi-apilado para disminuir las capas superpuestas de los caminos de metal para no sacrificar la frecuencia de autoresonancia, que no obstante, sigue siendo baja.

Los inductores activos por su parte, no sufren de los mismos problemas que los inductores de espiral, sin embargo estos tienen limitantes que han impedido que sean usados a gran escala en sistemas de comunicación. Las principales figuras de mérito para inductores activos incluyen rango de frecuencias de operación (representado por su frecuencia de autoresonancia SRF^2), factor de calidad, rendimiento en ruido y potencia. Los diseños representativos de este tipo de circuitos solo llegan a concentrarse en uno o dos de estos factores mientras sacrifican propiedades como rango dinámico, voltaje de alimentación, bajo ruido o ancho de banda inductiva.

²*Self-Resonant Frequency.*

El inductor activo de bajo voltaje Uyanic-Tarim [2] se diseñó para ofrecer un alto factor de calidad mientras pueda ser usado en varias aplicaciones de radiofrecuencia. La banda inductiva que ofrece este diseño permite que este objetivo sea plausible, sin embargo el nivel de ruido que presenta puede hacer que no cumpla con los requerimientos de ruido de las aplicaciones a alta frecuencia. Más enfocado en disminuir los niveles de ruido, Santosh [11] aplicó un método de realimentación resistiva entre transconductores del girador, el cual demostró mediante una configuración semi-diferencial, que podía cancelar fuentes de ruido. El resultado final del diseño reportó la mejor figura de ruido hasta ahora, pero como se puede apreciar, presenta un factor de calidad y un rango inductivo menor a lo que muestran otros trabajos. Un diseño más balanceado se puede apreciar en el inductor activo Li-Gong [12], con un factor de calidad alto, un nivel de ruido aceptable y una banda inductiva amplia. El inconveniente de este inductor es que, debido a su estructura, conectando hasta cuatro transistores entre alimentación y tierra, no podrá ser usado en aplicaciones de bajo voltaje, además de poder disipar un nivel notable de potencia.

Cuando se diseñan osciladores a partir de inductores activos, las limitantes que degradan al inductor se ven reflejadas en factores del oscilador como el ruido de fase, rango de entonado y el consumo de potencia. De la misma forma, los problemas de selectividad de desempeño en las especificaciones del inductor se transfieren al diseño de osciladores. El oscilador Lu-Hsieh [5] es un ejemplo de esta dependencia, presentando un buen desempeño en ruido de fase, pero con escaso rango de entonado en comparación con otros osciladores como el de Mehrabian [13], el cual presenta el caso contrario, un amplio rango de entonado con un bajo desempeño en ruido de fase. La comparación de estos osciladores permite identificar el compromiso existente entre rango de entonado y ruido de fase, el cual también se observa en osciladores pasivos donde un incremento del rango de entonado usando inductores conmutados incrementa el ruido de fase [8]. Esta relación puede ser manejada modificando el consumo de potencia, reflejado en el oscilador Diclemente [14] que con un rango de entonado mayor al de Lu-Hsieh, presenta el mismo desempeño en ruido de fase, pero disipando mucha más potencia. Esto se debe a que también existe una relación de compromiso entre el consumo de potencia y el ruido en fase. El oscilador de tanque pasivo Hu-Herzel [15] consume mucha potencia aún cuando tiene un inductor de espiral, pero esto es debido a que su rendimiento en ruido lo hace adecuado para aplicaciones de comunicación satelital.

Ref.	Banda inductiva	Factor Calidad _{max}	Inductancia [nH]	Ruido	Tecnología	Año
[16]	0.007-2.97GHz	434	30.9	4.0 [nV/\sqrt{Hz}]	0.35 μ m	2002
[17]	4.3-5.5GHz	250	45	-	0.18 μ m	2007
[2]	0.3-7.32GHz	3900	38-144	3.1 [nV/\sqrt{Hz}]	0.13 μ m	2007
[12]	0.5-10.2GHz	3000	-	1.6 [nV/\sqrt{Hz}]	0.13 μ m	2010
[11]	0.6-3.8GHz	120	165-530	1.9 [pV/\sqrt{Hz}]	90nm	2010
[9]	0-1.83GHz	43.3	14.41	-	<i>Spiral</i> ³	2011

Tabla 1.1: Comparación entre trabajos representativos en el diseño de inductores integrables.

Ref.	Rango entonado [GHz]	Potencia disipada [mW]	Ruido de fase [dBc/Hz]	Tecnología	FOM [dB]	Año
[5]	0.5-3	28	-118	0.18 μ m	-2.35	2006
[18]	1.325-2.15	28	-86	0.18 μ m	-43.98	2007
[13]	3.8-7.4	29.1	-92.05	0.18 μ m	-25.3	2008
[14]	0.2-6.5	45	-118.5	0.18 μ m	4.62	2009
[19]	23-26	20	-112	Cuadratura	-5.3	2009
[8]	2.8-8.4	7.3	-92	Conmutado	-15.5	2009
[15]	8.8-9.4	32	-126	<i>Spiral</i>	21	2010

Tabla 1.2: Comparación entre trabajos representativos en el diseño de $LC - VCOs$.

Generalmente, para comparar el desempeño de los osciladores se utilizan figuras de mérito (FOM) como la de la Ecuación 1.4 [20], en donde P es la potencia disipada, T la temperatura, κ la constante de Boltzmann, $f_{max} - f_{min}$ el rango de entonado y $PN(f_{off})$ el ruido en fase en la frecuencia relativa f_{off} . Esta es una variable que permite determinar el circuito que mejor balancea las diferentes especificaciones evaluadas, y ofrece un criterio de selección para la implementación del mejor oscilador.

$$FOM = 10 \log \left[\frac{\kappa T}{P} \left(\frac{f_{max} - f_{min}}{f_{off}} \right)^2 \right] - PN(f_{off}) \quad (1.4)$$

³Inductor de espiral en tecnología *LTCC* (*Low temperature co-fired ceramics*).

Capítulo 2

Diseño del Inductor Activo

Inductores activos con amplias bandas de operación, bajo nivel de ruido y altos factores de calidad, son una herramienta útil en sistemas de comunicación multiestándar, más cuando los estándares de comunicación presentan especificaciones muy exigentes. Cumplir con estos requerimientos implica una clara comprensión del principio de operación del Girador-C, permitiendo definir sus factores de desempeño de forma precisa y ofreciendo criterios para la optimización de los mismos.

La topología seleccionada para los transconductores define varios factores de desempeño del inductor. Entre más simple sea, menor área y potencia disipada serán posibles, mientras se obtienen altas frecuencias de autoresonancia. Sin embargo, configuraciones típicas como seguidores de fuente, fuente común, o el par diferencial, no tienen mecanismos para reducir efectos parásitos en el transconductor. Por otra parte, debido a la necesidad de ofrecer una alternativa de entonado para osciladores, es necesario que el Girador-C presente algún mecanismo para entonar la inductancia en un amplio rango de valores. Muchas topologías no ofrecen esta capacidad, y otras tienen rangos de entonado muy bajos al finalizar su diseño, convirtiendo la selección de la estructura en una etapa crítica que define los límites de desempeño en el inductor activo.

En este capítulo se describe cómo las variables de los transconductores afectan el factor de calidad y el nivel de ruido en el inductor activo, además de proponer métodos para variar el valor de la inductancia emulada por el circuito. Con estas bases se exponen algunas topologías para contextualizar las capacidades que ofrecen, y finalizar con la selección y diseño de un inductor activo que brinde el mejor desempeño acorde a los requerimientos.

2.1. Caracterización de los inductores activos

Algunas de las figuras de mérito más importantes de los inductores activos tienen limitantes que pueden ser predeterminadas con solo considerar la estructura del circuito. Para ello, se describe la dependencia de estos factores respecto a las principales variables de diseño del inductor, además de concluir cómo deben ser modificadas para obtener el mejor desempeño.

■ Factor de calidad instantáneo

Debido a que el factor de calidad se determina de las condiciones de corriente y voltaje a las que es sometido el inductor activo, se usa el término de valor instantáneo para referirse al factor de calidad en condiciones de polarización estables, operando bajo el régimen de pequeña señal. La definición clásica del factor de calidad para un inductor se presenta en la Ecuación 2.1.

$$Q = \frac{\Im m[Z]}{\Re e[Z]} \quad (2.1)$$

Para evaluar este factor, la impedancia del inductor activo se deduce de la red RLC emulada por el Girador-C, obteniendo la siguiente expresión.

$$Z = \left(\frac{R_s}{C_p L} \right) \frac{s \frac{L}{R_s} + 1}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_p C_p} + \frac{R_s}{L} \right) + \frac{R_p + R_s}{R_p C_p L}} \quad (2.2)$$

Definida la expresión para la impedancia, se tiene que el factor de calidad está definido por la Ecuación 2.3.

$$Q = \left(\frac{\omega L}{R_s} \right) \frac{R_p}{R_p + R_s \left[1 + \left(\frac{\omega L}{R_s} \right)^2 \right]} \left[1 - \frac{R_s^2 C_p}{L} - \omega^2 L C_p \right] \quad (2.3)$$

Es importante observar que la expresión 2.2 tiene la forma de la Ecuación 2.4, en donde un factor de calidad alto hace que los polos del sistema sean puramente imaginarios. Para que esto se cumpla con la impedancia del inductor activo, se deben disminuir las pérdidas resistivas en serie R_s y de la misma forma, maximizar la resistencia en paralelo a la red R_p . La variación de L y C_p no se consideran debido a que estos elementos definen la frecuencia de autoresonancia de la red (ω_o). El análisis de la función del factor de calidad en la Ecuación 2.3 también lleva a esta misma conclusión.

$$H(s) = \frac{s + a}{s^2 + s\frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2} \quad (2.4)$$

Existen varios métodos para minimizar R_s partiendo de su definición en la Ecuación 1.1. Una reducción directa de G_{o1} implica un aumento del factor de calidad, el cual es resultado de transconductores con alta resistencia de salida. Un método alternativo se basa en incrementar las trasconductancias del Girador-C, las cuales son directamente proporcionales a la corriente con la que se polarizan los transconductores, resultando en un aumento del consumo de potencia estática. Incrementar el ancho de los transistores que conforman los transconductores también mejora sus transconductancias, pero esto conlleva a una disminución en la frecuencia de autorresonancia del inductor activo, ya que aumentan sus capacitancias parásitas.

Un tercer método para el incremento del factor de calidad consiste en conectar una resistencia negativa en paralelo a la red RLC . Para que este método sea efectivo, la resistencia negativa, que se sintetiza con una red de transistores en realimentación positiva, debe compensar las pérdidas resistivas de la red. Como se muestra en la Figura 2.1, R_s tiene un equivalente en paralelo, para lo cual se debe conocer el valor del factor de calidad como se ve en la Ecuación 2.5, lo que hace a este método de compensación un proceso iterativo. Debido a la naturaleza activa de la resistencia negativa (R_{comp}), este agrega una capacitancia extra C_{comp} que debe ser tomada en cuenta a la hora de calcular la frecuencia de autoresonancia de la red.

$$\hat{L} = L\left(1 + \frac{1}{Q^2}\right) \quad (2.5)$$

$$\hat{R}_p = R_s(1 + Q^2)$$

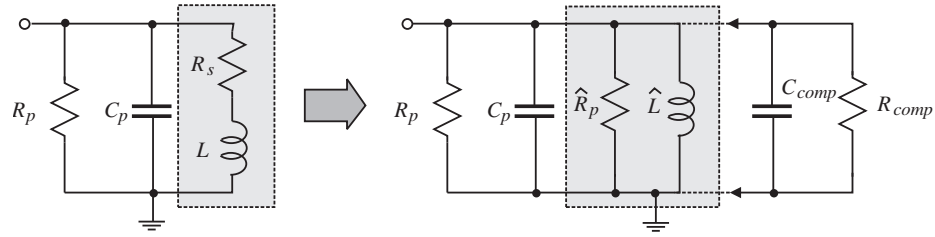


Figura 2.1: Mejoramiento de Q con resistencia negativa en paralelo [1].

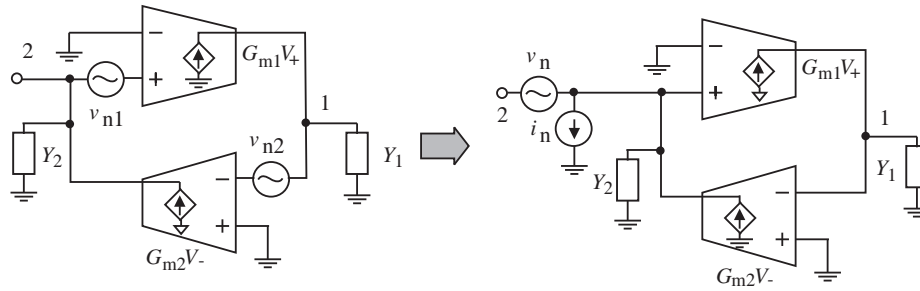


Figura 2.2: Ruido en un Girador-C [1].

▪ Ruido

En esta clase de circuitos, son los transistores quienes generan la mayoría del ruido, por lo que un análisis de este aspecto es fundamental para asegurar una operación del sistema acorde a la aplicación. Realizar el análisis de ruido al inductor activo precisa del conocimiento de la potencia del voltaje de ruido referida a la entrada (v_{n1} y v_{n2}) de cada uno de los transconductores, la cual depende de la topología de estos. Con esta información se puede deducir el nivel de ruido en la entrada del Girador-C, como se muestra en la Figura 2.2.

A partir de un análisis de pequeña señal en la entrada del inductor activo se deducen las expresiones en la Ecuación 2.6. Con esto se concluye que para reducir el nivel de ruido del inductor, aparte de minimizar la potencia de ruido de los transconductores, también se debe maximizar la resistencia en paralelo a la red R_p , y disminuir la capacitancia de salida del segundo transconductor.

$$\overline{V_n^2} = \overline{V_{n1}^2}$$

(2.6)

$$\overline{I_n^2} = |G_{o2} + j\omega C_2|^2 \overline{V_{n1}^2} + G_{m2}^2 \overline{V_{n2}^2}$$

■ Entonado de la inductancia

Los mecanismos que permiten variar la inductancia se basan en modificar variables tales como la capacitancia de integración del Girador-C o las transconductancias del mismo, como lo sugiere la Ecuación 1.1. El mecanismo de entonado se debe ser elegido cuidadosamente para no afectar la operación del inductor, ya que agregar dispositivos o tener puntos de polarización variables puede modificar desde factores de desempeño hasta la misma emulación del comportamiento inductivo.

Usar un varactor como la capacitancia de integración del Girador-C es un método común para obtener una inductancia variable. Dado que los varactores integrados ofrecen un rango máximo de entonado del 30%, su uso ofrece una variación fina de la inductancia para aplicaciones que requieran de un entonado preciso. El inconveniente que este método conlleva es la carga capacitiva que agrega el varactor, limitando la máxima frecuencia de autoresonancia.

La variación de transconductancias ofrece un rango de entonado más amplio y sensible comparado con los varactores, estando este limitado por la condición de saturación en los transistores del inductor activo. Un efecto secundario de este mecanismo surge debido a que el factor de calidad también depende de estas transconductancias, por lo que no se puede asegurar un desempeño constante con este tipo de entonado. Normalmente, la variación de transconductancias se usa para escoger bandas de frecuencia separadas por cientos de megahertz, por lo que se requiere de un entonado más fino para trabajar en estándares de frecuencia con bandas angostas.

2.2. Topologías

Para tener una idea de como algunos autores han enfrentado el problema de diseñar un inductor activo, con el potencial de obtener altos factores de calidad manteniendo bajos niveles de ruido, se presentan las topologías que han reportado los mejores resultados en estos factores de desempeño. Muchas de estas proponen técnicas especiales para optimizar las especificaciones del inductor, por lo que se analizan las ventajas y desventajas de su implementación. En esta sección se describen estas técnicas y como afectan al inductor activo considerando que la aplicación final es un *VCO*.

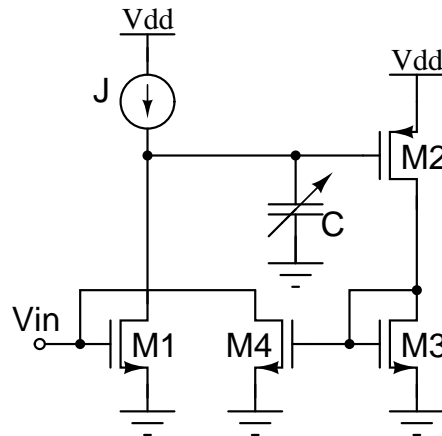


Figura 2.3: Uyanik-Tarim [2].

■ Uyanic-Tarim

De las topologías más simples, se encuentra el inductor activo Uyanic-Tarim [2]. Como se muestra en la Figura 2.3, la estructura es tan compacta que es atractiva para aplicaciones de bajo voltaje y consumo de potencia, ya que la mínima alimentación necesaria es de $v_{th} + 2v_{dsat}$. Además, se puede esperar un bajo consumo de área debido a la poca cantidad de transistores que conforman el circuito.

Considerando que dos transistores están relacionados directamente con la entrada del inductor, el circuito tiene el potencial de ser diseñado para presentar un bajo nivel de ruido. El varactor del circuito es el medio de entonado del inductor activo, además de aportar estabilidad al circuito, ya que se utiliza para introducir un polo dominante en el nodo de entrada al segundo transconductor. La fuente de corriente J permite controlar la transconductancia del primer transconductor, mientras se mantenga en saturación a todos los transistores del inductor, con el fin de obtener un entonado más amplio que el ofrecido por el varactor.

La simplicidad del circuito conlleva a bajos factores de calidad, ya que no ofrece resistencias considerables a la salida de los transconductores. Utilizar una fuente de corriente cascode para J o transistores compuestos para $M1$ y $M2$, transconductores del Girador-C, son métodos viables para obtener mejores factores de calidad, a costa de un rango dinámico reducido y un incremento en el nivel de ruido generado por la inclusión de más dispositivos activos en la estructura.

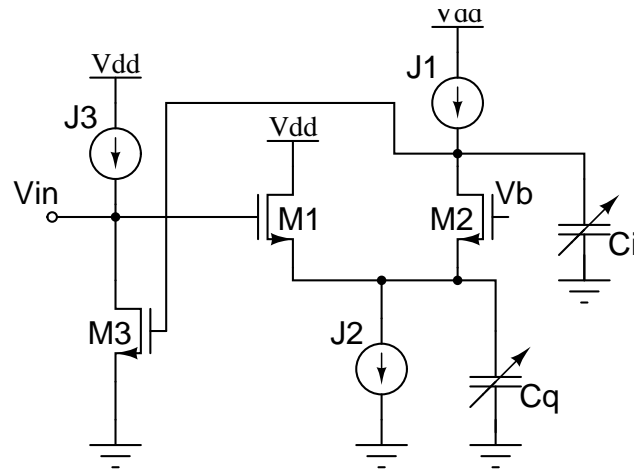


Figura 2.4: Karsilayan-Schaumann [3].

■ Karsilayan-Schaumann

Basado en una configuración semi-diferencial, el inductor activo Karsilayan-Schaumann [3] ofrece notables ventajas de entonado. Con dos varactores en nodos estratégicos (Figura 2.4) se puede entonar de forma independiente el factor de calidad y la inductancia de la red. Este mecanismo ofrece la posibilidad de diseñar un inductor activo con factores de calidad optimizados en todo el rango de entonado de la inductancia. Sin embargo, tales factores de calidad no serán altos, debido a que la topología no cuenta una estructura que permita altas impedancias a la salida de los transconductores, haciendo que, al igual que la anterior topología, se requiera incluir métodos para maximizar este factor.

El uso de esta topología permite relajar la especificación de ruido ya que el par semi-diferencial rechaza perturbaciones en modo común, aún cuando existen tres transistores que están directamente relacionados con la entrada, los cuales, en otro tipo de diseños conllevarían a desmejorar este factor. Uno de los defectos de la estructura se debe al transistor $M3$ que presenta un voltaje de *overdrive* alto, lo cual limita el rango dinámico del circuito.

Aún con las desventajas descritas, esta topología permite alcanzar frecuencias de autoresonancia altas, debido a que el par semi-diferencial y el segundo transductor con alto voltaje de *overdrive* logran altos valores de transconductancia. Obtener estos valores normalmente implica pagar un precio en potencia disipada, por lo que este compromiso se agrega a las consideraciones para diseñar este inductor.

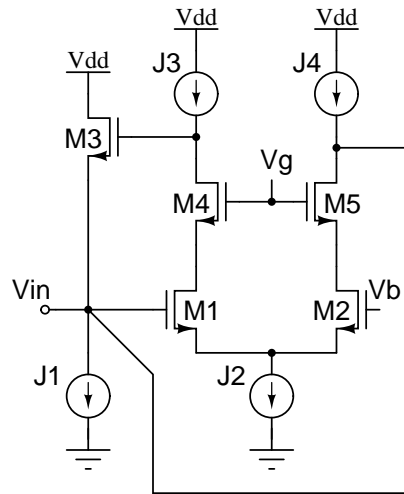


Figura 2.5: Yodprasit-Ngarmnil [4].

■ Yodprasit-Ngarmnil

Buscando incrementar el factor de calidad del inductor activo Karsilayan-Schaumman, se optó por incluir una resistencia negativa para maximizar la impedancia de salida de la red. El inductor Yodprasit-Ngarmnil [4] modifica el par semi-diferencial para implementar una red que permita la compensación de pérdidas resistivas a la entrada del circuito como se muestra en la Figura 2.5. La conexión entre el drenador de $M5$ y la tensión de entrada ofrece la realimentación positiva de señal suficiente para sintetizar una resistencia negativa en paralelo al inductor activo.

Adicional a los varactores del inductor Karsilayan-Schaumman para el entonado de la inductancia, existe ahora un mecanismo alternativo para entonar el factor de calidad. El voltaje v_g controla la transconductancia de los transistores en cascodo $M4$ y $M5$, y con ello el factor de calidad. Con este método de optimización, se han reportado factores de calidad tan altos como 12000 sin el uso de varactores, ya que el entonado de la inductancia se hace con las fuentes de corriente.

La topología hereda los problemas de rango dinámico del inductor base, pero para esta estructura, el reto de diseño se encuentra en la resistencia negativa, ya que se debe dimensionar para compensar por completo las pérdidas del circuito sin afectar la emulación del inductor. De igual manera, al tener que mantener todos los transistores saturados y presentando altas transconductancias, se espera un consumo considerable de potencia.

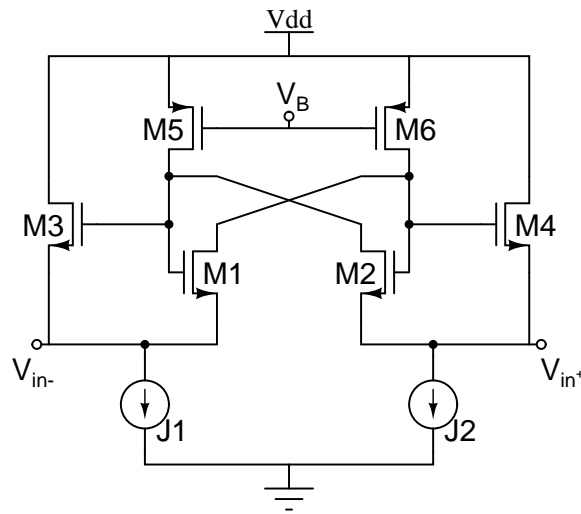


Figura 2.6: Lu-Hsieh [5].

▪ Lu-Hsieh

Hasta ahora se han mostrado inductores activos de entrada sencilla, que al emplearse en un *VCO*, cuyas configuraciones clásicas son diferenciales, se tendrían que usar dos de estos circuitos, duplicando el consumo de potencia en el tanque del oscilador. Debido a las ventajas de las configuraciones diferenciales, como el rechazo de perturbaciones en modo común y el hecho de poder sintetizar inductores flotantes, se presenta el inductor activo Lu-Hsieh [5].

De la Figura 2.6 se observa que el primer transconductor, formado por los transistores $M1$, $M2$, $M5$ y $M6$, tiene un par cruzado sintetizando una resistencia negativa, usada para minimizar la resistencia de pérdidas R_s . Realimentando la señal por medio del seguidor de fuente $M3$ y $M4$, se obtiene un inductor activo flotante. El entonado de la inductancia se hace a través de V_B , el cual controla las transconductancias de salida g_{ds5} y g_{ds6} . Estos transistores normalmente operan en triodo para proveer una resistencia ajustable. Un inconveniente con esta clase de entonado es que el factor de calidad depende de las transconductancias de compensación, ya que el par cruzado está diseñado para compensar un valor específico de estas.

Debido a que los transistores $M5$ y $M6$ operan en triodo, esta topología es adecuada para aplicaciones de bajo voltaje y bajo consumo de potencia. Por otra parte, diseñar este inductor para un bajo nivel de ruido requiere, como se describe en [5], que las transconductancias $g_{m1} - g_{m4}$ sean maximizadas, lo cual disminuye la frecuencia de autoresonancia del inductor.

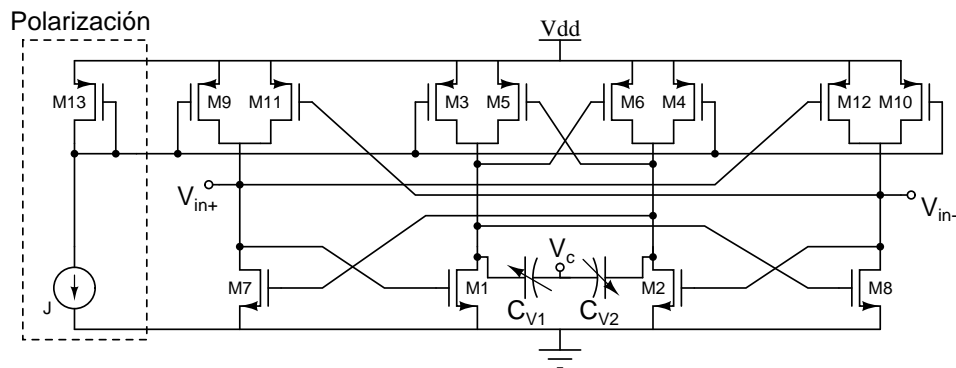


Figura 2.7: Inductor Activo Propuesto.

Esta topología ha sido usada en osciladores con los mejores desempeños en ruido, como los reportados por Lu-Hsieh [5] y Diclemente [14]. Las ventajas que conlleva esta clase de inductores respecto a su desempeño en ruido se basa en el rechazo de ruido en modo común, que los hace perfectos para su uso en *VCOs*, cuyas estructuras clásicas requieren de este tipo de configuraciones.

2.3. Metodología de Diseño

Se han descrito distintos métodos para mejorar las especificaciones del inductor realizando pequeñas modificaciones estructurales de la topología. Considerando las ventajas de una estructura simple como el inductor Uyanik-Tarim, las mejoras en el factor de calidad que puede ofrecer una resistencia negativa y el requerimiento de una configuración diferencial, el inductor activo propuesto se muestra en la Figura 2.7.

Aunque no se pueda presentar un circuito tan compacto como lo es el inductor Uyanik-Tarim, esta topología puede diseñarse para trabajar a bajos voltajes, ya que la mínima alimentación requerida es de $2v_{th}$. Los transistores *M1-M6* forman el primer transconductor, mientras que el segundo está compuesto por los transistores *M7-M12*, los cuales tienen la misma estructura, con la única diferencia de los varactores de carga. Cada uno de estos tiene un par cruzado que puede dimensionarse para obtener altos factores de calidad, ya que compensan las pérdidas resistivas a la entrada y salida de sus estructuras.

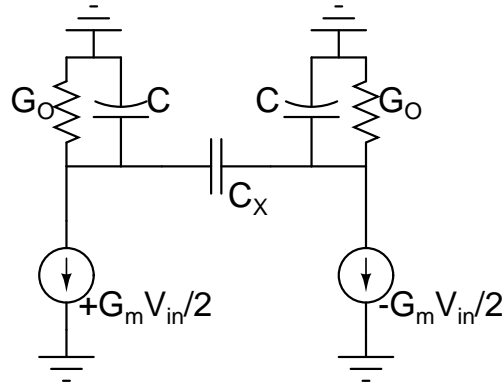


Figura 2.8: Equivalente en pequeña señal de un transconductor.

Un entonado fino del inductor se logra con los varactores C_1 y C_2 , los cuales permiten variar la inductancia sin afectar el factor de calidad. El entonado principal se hace variando la polarización del circuito, procurando que los transistores permanezcan en saturación, y considerando que este mecanismo tiene efectos sobre el factor de calidad y la estabilidad del circuito.

Para caracterizar el comportamiento del inductor activo flotante, en la Figura 2.8 se muestra el circuito simplificado en pequeña señal de un transconductor, aplicable a cualquiera de los dos que conforman al Girador-C. Las variables para el primer transconductor son definidas en la Ecuación 2.7. Debido a que el diseño del inductor considera dos transconductores idénticos, los valores mostrados son válidos para el segundo transconductor, con una diferencia en las cargas asociadas a C las cuales pueden incluir varactores o la carga que impone otro circuito dependiendo del caso.

$$C = C_{v1} + C_{gs8} + C_{dg1} + C_{dg3} + C_{dg5}$$

$$G_o = g_{ds1} + g_{ds3} - g_{m5}$$

(2.7)

$$G_m = g_{m1}$$

$$C_x = 2C_{gd5}$$

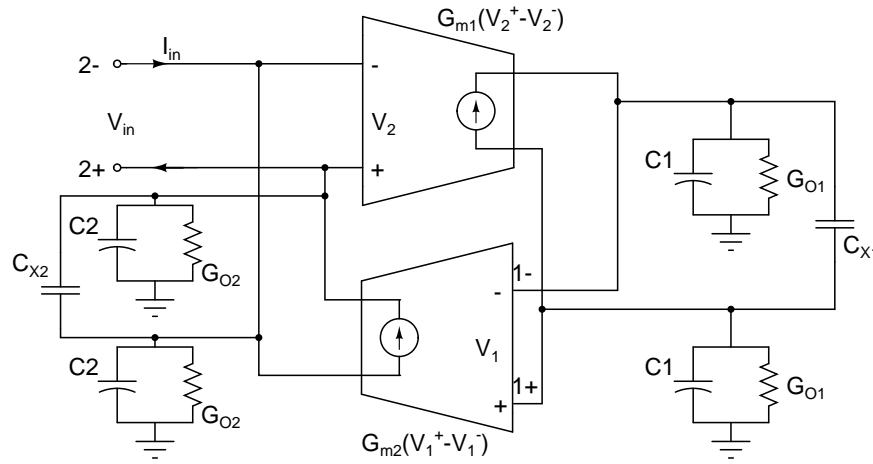


Figura 2.9: Equivalente en pequeña señal del inductor activo.

Una vez definidos los componentes del circuito simplificado en pequeña señal, se conectan los transconductores como se muestra en la Figura 2.9. Este esquema representa el Girador-C en pequeña señal, considerando las pérdidas de los transconductores y suponiendo transconductancias constantes. Como se describió en el primer capítulo, este circuito se representa por medio de una red RLC dada por la admitancia vista desde los nodos de entrada del inductor, como se muestra en la Ecuación 2.8.

$$Y = \frac{1}{\frac{G_{o1}}{2G_{m2}G_{m1}} + \frac{(C_1 + 2C_{x1})s}{2G_{m2}G_{m1}}} + \frac{G_{o2}}{2} + \left(\frac{C_2}{2} + C_{x2}\right)s \quad (2.8)$$

Los valores de los componentes en el equivalente *RLC*, se definen en la Ecuación 2.9.

$$\begin{aligned} R_p &= \frac{2}{G_{o2}} \\ C_p &= \frac{C_2}{2} + C_{x2} \\ R_s &= \frac{G_{o1}}{2G_{m2}G_{m1}} \\ L &= \frac{C_1 + 2C_{x1}}{2G_{m2}G_{m1}} \end{aligned} \quad (2.9)$$

Estas expresiones son el resultado de la caracterización del inductor activo, las cuales permiten identificar métodos para el mejoramiento de las especificaciones del circuito. Por ejemplo, como lo sugiere la definición de R_s , para disminuir su valor y así obtener altos factores de calidad, se debe minimizar G_{o1} lo que requiere que exista una compensación de las resistencias en el primer transductor ($g_{m5} \approx g_{ds1} + g_{ds3}$).

La frecuencia de autoresonancia de la red depende del valor de la inductancia y la capacitancia como se muestra en la Ecuación 2.10. Reemplazando los valores obtenidos de la caracterización del inductor, se puede concluir que para alcanzar mayores frecuencias de autoresonancia se debe maximizar el valor de las transconductancias del Girador-C.

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{LC_p}}$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{4G_{m2}G_{m1}}{(C_2 + 2C_{x2})(C_1 + 2C_{x1})}}$$
(2.10)

Para caracterizar el ruido generado por el inductor, se encuentra el voltaje de ruido en cada transductor referido a la entrada, para después aplicar los resultado a la Ecuación 2.6. Primero se cortocircuita la entrada de un transductor para tener en cuenta solo las fuentes de ruido como se muestra en la Figura 2.10(a), el cual es un equivalente en pequeña señal de la mitad de un transductor. La potencia del voltaje de ruido referido a la salida se calcula por medio de la Ecuación 2.11.

$$v_{no}^2 = \left(\frac{1}{g_{ds1} + g_{ds3} - g_{m5}} \right)^2 (i_{nD1}^2 + i_{nD3}^2 + i_{nD5}^2)$$
(2.11)

Con este resultado, se remueven las fuentes de ruido de los transistores, y se aplica una tensión de ruido v_n a la entrada del transductor, como se muestra en la Figura 2.10(b). La potencia de ruido a la salida se calcula en la Ecuación 2.12.

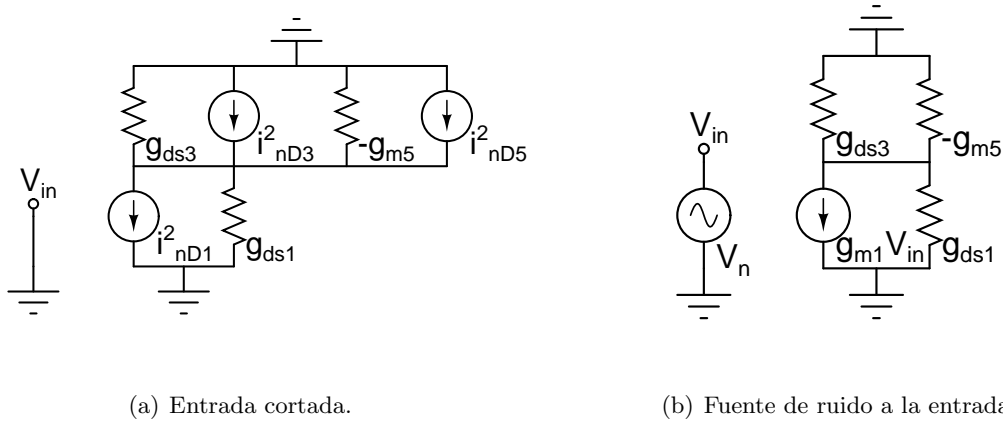


Figura 2.10: Voltaje de ruido referido a la entrada.

$$v_{no}^2 = \left(\frac{1}{g_{ds1} + g_{ds3} - g_{m5}} \right)^2 g_{m1}^2 v_n^2 \quad (2.12)$$

Igualando las Ecuaciones 2.11 y 2.12, se obtiene el ruido referido a la entrada como se muestra en la Ecuación 2.13.

$$v_n^2 = \frac{i_{nD1}^2 + i_{nD3}^2 + i_{nD5}^2}{g_{m1}^2} \quad (2.13)$$

A partir del resultado obtenido se puede concluir que el ruido de cada transconductor es inversamente proporcional al valor de su transconductancia. Maximizar esta variable conllevará a un menor nivel de ruido generado por el circuito, tal como se ha concluido en otros trabajos reportados en el estado del arte [5].

Resumiendo las consideraciones de diseño, se tiene que para obtener un alto factor de calidad se deben compensar las pérdidas resistivas de cada transconductor por medio de una resistencia negativa, o se puede diseñar para obtener altas transconductancias en el Girador-C. Altas frecuencias de autoresonancia se obtienen optimizando este mismo factor respecto a las capacitancias parásitas del circuito, permitiendo además obtener bajos niveles de ruido a la entrada del inductor activo. Esta metodología se presenta en la Figura 2.11.

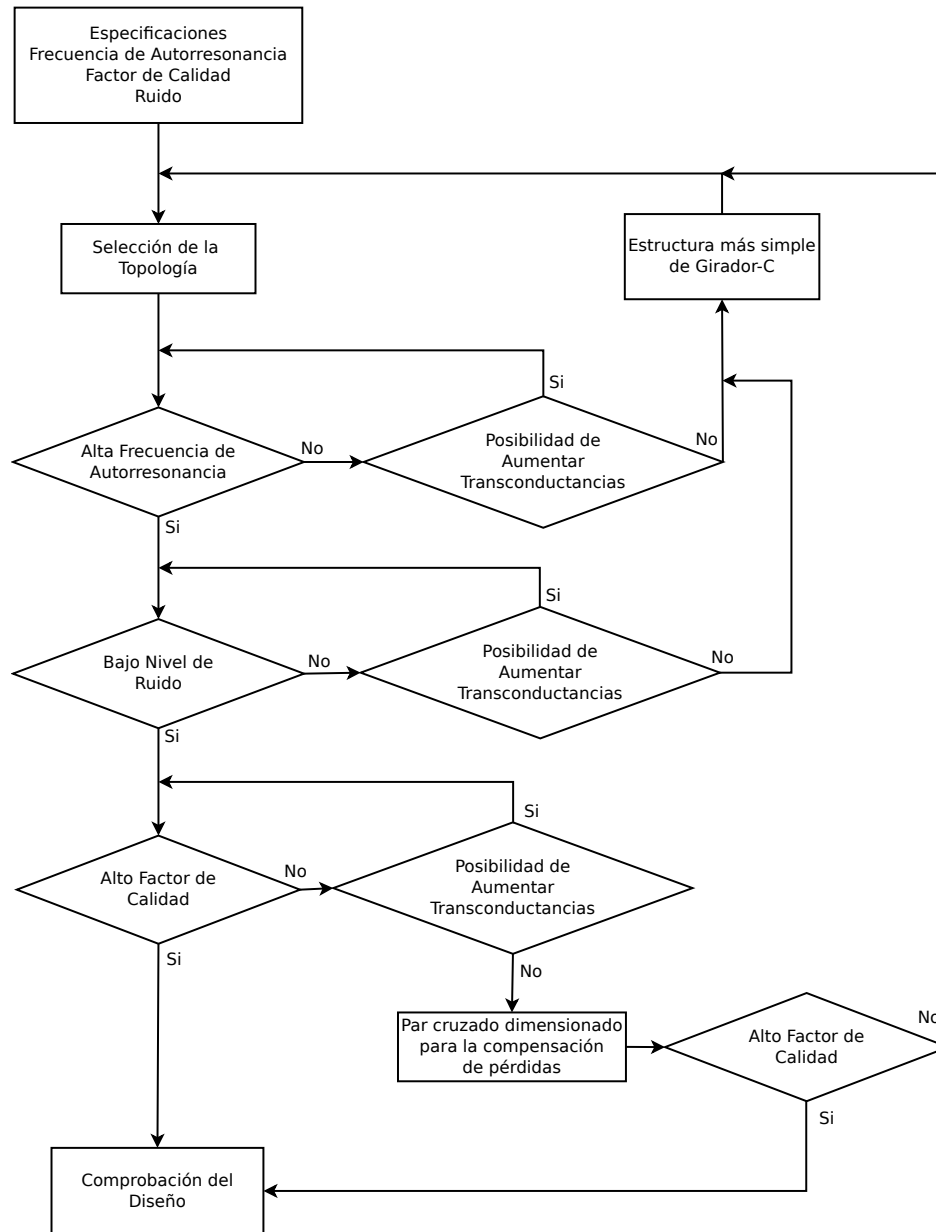


Figura 2.11: Metodología desarrollada para el diseño de un inductor activo.

2.4. Resultados

Teniendo en cuenta las consideraciones de diseño, restricciones y especificaciones de la sección anterior, en la Tabla 2.1 se muestran las dimensiones de los transistores para la estructura de la Figura 2.7. El circuito fue desarrollado en una tecnología $AMS\ 0.35\ \mu m$,

Transistores	Tamaño ($\mu m/\mu m$)
$M1, M2$	20/0.35
$M3, M4$	30/0.35
$M5, M6$	5/0.35
$M7, M8$	20/0.35
$M9, M10$	30/0.35
$M11, M12$	5/0.35

Tabla 2.1: Dimensiones de los transistores del inductor activo.

con mínima longitud de canal para los transistores como restricción de diseño de circuitos *RF*. Adicionalmente, la tecnología limita los anchos de canal a múltiplos de $5 \mu m$, ya que estos están plenamente caracterizados para su fabricación.

Cada par cruzado fue dimensionado para compensar las pérdidas de los respectivos transconductores. Cuando la compensación es ideal, se pueden alcanzar factores de calidad infinitos, sin embargo este no es el caso. Para determinar el factor de calidad máximo que puede presentar la estructura, se realiza un análisis de la impedancia que se ve desde la entrada diferencial del inductor activo. El factor de calidad resulta de evaluar la función tangente en la fase de la impedancia, por lo que entre más cerca se llegue a los noventa grados de fase, mayor será el factor de calidad del inductor activo.

En la Figura 2.12 se muestra el resultado de la caracterización de la impedancia del inductor activo cuando la tensión de control del varactor es de 0 V. Se puede observar la proximidad de la fase a los noventa grados, sugiriendo un alto factor de calidad, siendo el valor máximo alcanzado de 1146 a una frecuencia de 1.795 GHz. De la gráfica de magnitud se debe extraer el valor de la impedancia en la frecuencia de máximo factor de calidad, ya que este resulta de gran importancia cuando se usa el inductor activo en un oscilador, y para determinar las pérdidas resistivas a compensar con el fin de iniciar y sostener la oscilación. En este caso el valor obtenido es de 18.2 k Ω .

El circuito fue diseñado para presentar altas transconductancias que permitan obtener tanto bajos niveles de ruido como una alta frecuencia de autoresonancia. Dado que en altas frecuencias las capacitancias parásitas de los transistores afectan al circuito, se espera que el ruido generado por el inductor activo tenga forma pasa-bajas. Este efecto no se consideró en el diseño debido a que no es deseable obtener mayores capacitancias en el transconductor,

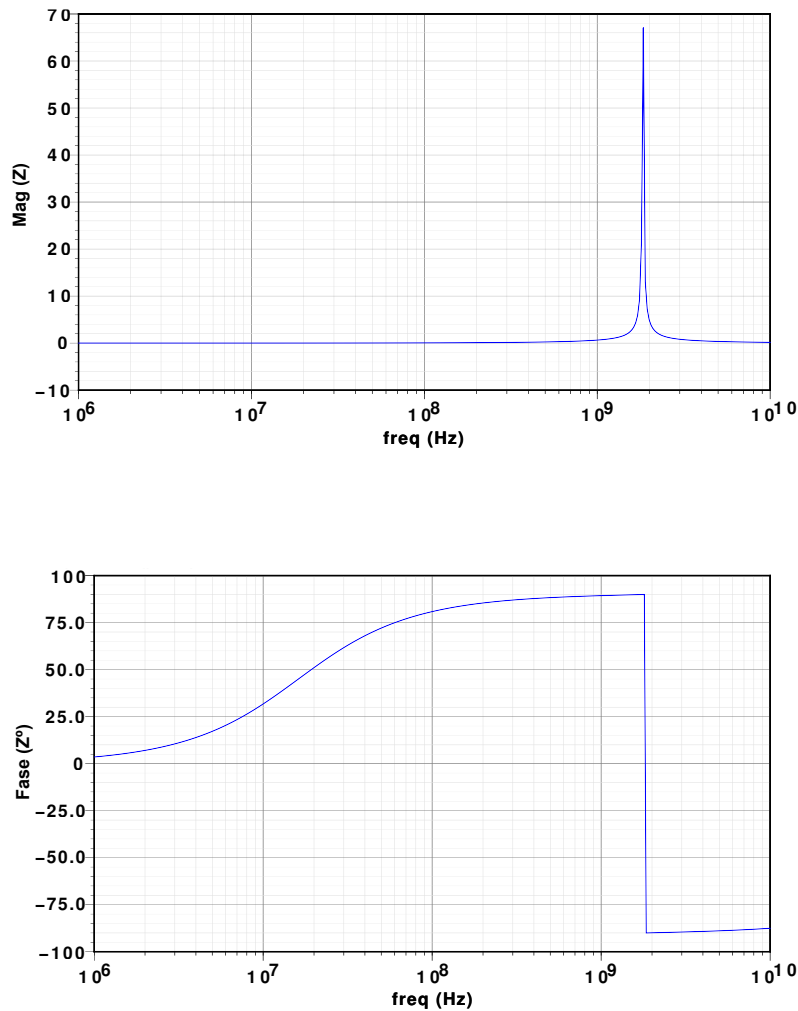


Figura 2.12: Fase y magnitud de la impedancia del inductor activo.

ya que esto reduce la banda inductiva del Girador-C. En la Figura 2.13 se muestra la densidad espectral de potencia del voltaje de ruido generado por el inductor activo, la cual es integrada en una banda de 500 MHz alrededor de 1.8 GHz dando un voltaje de $57.28 \mu V_{RMS}$ referido a la entrada.

Otros factores de desempeño se resumen en la Tabla 2.2. Se puede observar que el consumo de potencia es considerable alcanzando los 15.15 mW. El nivel de ruido obtenido tiene un valor aceptable comparado con trabajos reportados en el estado del arte, mientras que la banda inductiva, variando la tensión de control del varactor, muestra un rango de frecuencias que

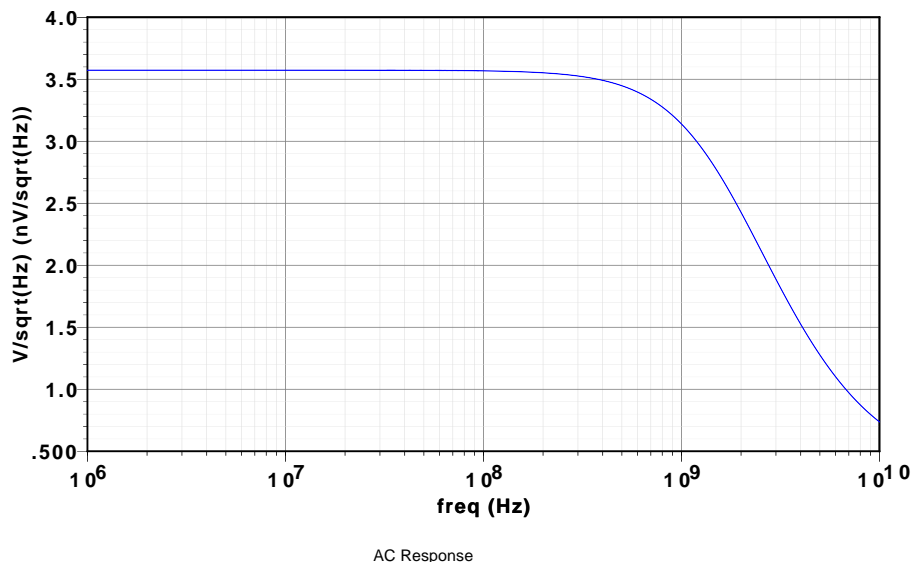


Figura 2.13: Densidad de ruido periódico en el inductor activo.

Variable	Valor
Tecnología	0.35 μm
Q_{Lmax}	1146@1.795 GHz
L (nH)	11.24-33.7
P_{dis}	15.15 mW@2.4 V
Banda inductiva	281.67 MHz - 3.33 GHz
Ruido (RMS)	57.28 μV

Tabla 2.2: Desempeño del inductor activo.

supera los 3 GHz tal como se espera en inductores activos. El factor de calidad alcanzado es mucho mayor al de un inductor pasivo, convirtiendo al circuito propuesto en una alternativa atractiva para implementar un *VCO* con soporte multiestándar.

2.5. Resultados Post-layout

El diseño del inductor activo finaliza con la creación de su *layout*, Figura 2.14. A partir de este, se podrá cuantificar el efecto de los elementos parásitos generados por las interconexiones y dispositivos. Con un diseño robusto del circuito y un *layout* trazado para minimizar elementos parásitos, se espera una mínima variación de las especificaciones del inductor respecto a la etapa *pre-layout*. El resumen de los resultados *post-layout* se presentan en la Tabla 2.3.

Variable	Valor
Q_{Lmax}	989.22@1.603 GHz
$L(\text{nH})$	14.01-35.32
P_{dis}	15.15 mW@2.4 V
Banda inductiva	115.5 MHz - 2.75 GHz
Ruido (RMS)	48.65 μV

Tabla 2.3: Desempeño *post-layout* del inductor activo.

Las capacitancias adicionales suponen una reducción en la banda inductiva y en la frecuencia donde se presenta el máximo factor de calidad. Esto se comprueba al obtener los resultados para estas especificaciones, teniendo un factor de calidad máximo de 989.22 a una frecuencia de 1.603 GHz bajo las mismas condiciones del análisis *pre-layout*, y una banda inductiva entre 115,5 MHz y 2.75 GHz. En resumen, el factor de calidad disminuyó un 13.7%, y el rango inductivo un 13.5%.

El aumento de las capacitancias vistas en los nodos del circuito provoca un incremento de la capacitancia de integración del Girador-C, por lo tanto, los valores de inductancia pasan a estar en un rango entre 14.01 nH y 35.32 nH. Este cambio también es indicador de la disminución de la frecuencia de autorresonancia del inductor activo.

Como fue descrito anteriormente, el ruido del inductor presenta un comportamiento de pasa bajas. Con el aumento en las capacitancias en el inductor, el ruido debe disminuir para altas frecuencias. Si se integra el ruido en una banda de 500 MHz alrededor de 1.8 GHz se obtiene un voltaje de 48.26 μV_{RMS} . Sin embargo, este valor incrementa a 48.65 μV_{RMS} si la integración se realiza alrededor de la frecuencia en donde se presenta el nuevo factor de calidad máximo.

De los resultados obtenidos se concluye que a pesar de los diversos elementos parásitos presentes, el inductor activo mantiene un desempeño aceptable, ya que tanto el factor de calidad como el nivel de ruido generado presentan variaciones aceptables, y en un rango similar al de diversos trabajos reportados en el estado del arte.

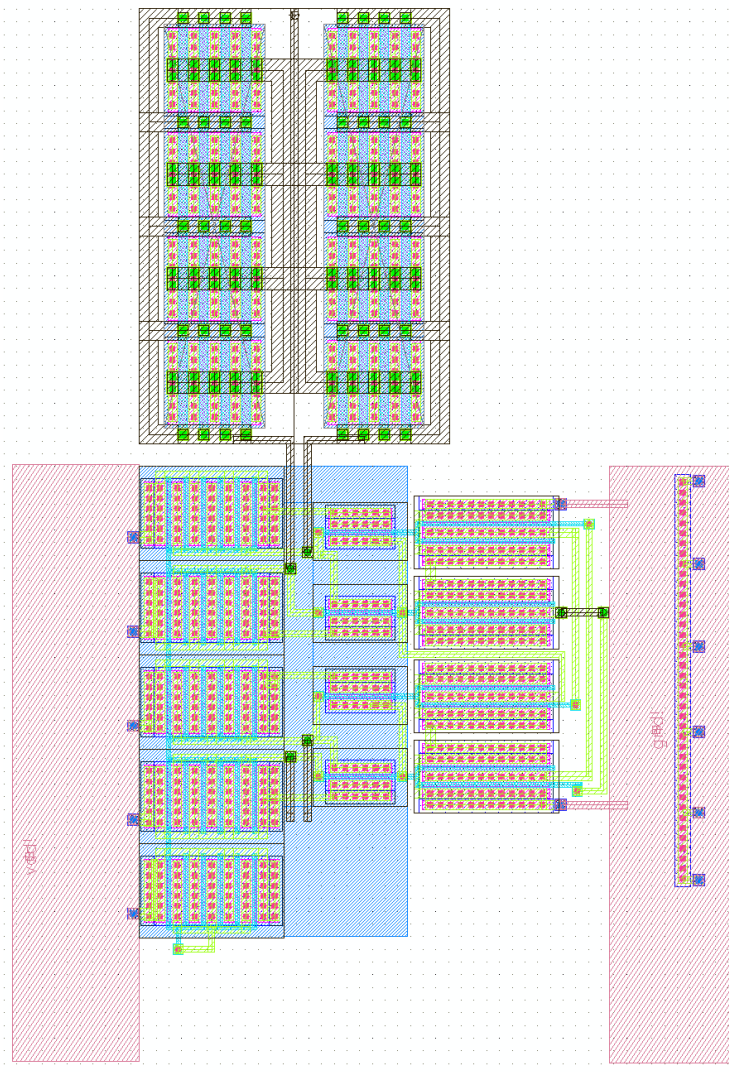


Figura 2.14: Layout del inductor activo propuesto.

Capítulo 3

Diseño del VCO

Los osciladores que usan tanques activos comprometen su desempeño a las especificaciones del inductor. Aún cuando el *VCO* soporte los efectos parásitos, su viabilidad en sistemas de radio frecuencia depende del nivel de ruido de fase generado, su rango de entonado y consumo de potencia.

Propiedades del *VCO* como velocidad de respuesta, frecuencia y amplitud de señal, además de sus mecanismos de control de frecuencia, son definidos por las características del tanque *LC*. Sin embargo, cuando el tanque es activo y presenta defectos derivados de sus transistores, agregar la estructura del oscilador puede empeorar las especificaciones del inductor, y por lo tanto, las propiedades del *VCO*. Para evitar estos efectos, se requiere una estructura de bajo ruido y efectos parásitos capaz de ofrecer un punto de polarización adecuado al inductor que le permita trabajar en regiones de tensión para las que fue diseñado.

Caracterizar el desempeño del oscilador es de gran utilidad para seleccionar estructuras que proporcionen condiciones óptimas para la operación del inductor. Las topologías más atractivas son aquellas que presentan mecanismos para el control de diversas variables del oscilador, ya que de este modo se puede ajustar la operación del circuito para que alcance las especificaciones requeridas.

Encontrar la topología de oscilador óptima para el inductor activo propuesto es el objetivo de este capítulo. Se consideran los factores que más afectan el desempeño del oscilador para escoger su estructura, se realiza el diseño incluyendo el inductor del capítulo anterior y se exponen los resultados.

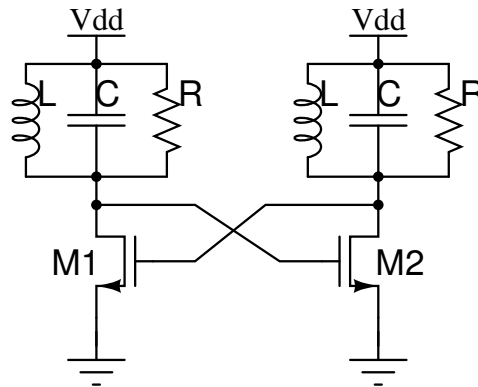


Figura 3.1: Compensación de pérdidas resistivas.

3.1. Caracterización de los Osciladores

Un circuito oscilador puede ser construido usando un tanque LC ideal. Con una excitación inicial, esta simple configuración puede generar una respuesta oscilatoria debido a los factores de calidad infinitos de sus componentes. Sin embargo, en tanques LC prácticos las pérdidas resistivas degradan la respuesta del circuito a una señal transitoria. Debido a esto, se utiliza una red de resistencia negativa tal como se muestra en la Figura 3.1. De esta forma, la respuesta del circuito será aproximada al comportamiento ideal, y se mantendrá la oscilación.

Los transistores que sintetizan la resistencia negativa deben dimensionarse para compensar las pérdidas resistivas del tanque y así obtener un alto factor de calidad (distinto al factor de calidad del inductor activo, pero dependiente). Cuando esto se cumple, las impedancias de salida de los transistores M_1 y M_2 son altas, resultando en una ganancia considerable por cada etapa del oscilador. Para dar inicio a la oscilación se requiere cierta ganancia en el oscilador, mientras que para mantener esta respuesta la resistencia negativa debe compensar de forma periódica las pérdidas resistivas del tanque.

La ganancia del oscilador define la amplitud de la señal de salida. Dada la dependencia de las especificaciones del inductor respecto a esta amplitud de señal, su valor define la mayoría de factores de desempeño del oscilador y la convierten en un factor de gran relevancia en la caracterización del VCO . Es por esta razón que las estructuras de osciladores que presenten un mecanismo para controlar la ganancia son una ventaja en el diseño de estos circuitos.

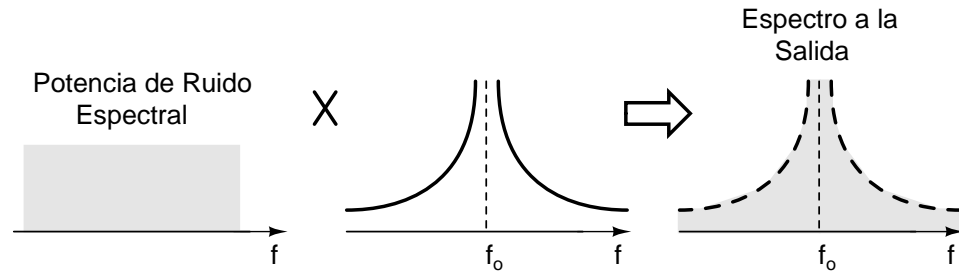


Figura 3.2: Formación de ruido en osciladores.

■ Ruido en Fase

Como todo circuito analógico, los osciladores son susceptibles al ruido. Este ruido, generado por sus propios dispositivos, provoca variaciones aleatorias tanto en la amplitud como en la frecuencia de la señal de salida. Las variaciones en frecuencia, caracterizadas por el ruido de fase, causan los mayores inconvenientes en las aplicaciones de radiofrecuencia, a diferencia del ruido en la amplitud el cual es un efecto muchas veces despreciable.

Normalmente, el ruido de fase es caracterizado en el espectro de frecuencias como una “falda” alrededor de la frecuencia portadora como se muestra en la Figura 3.2. Este efecto es resultado de la amplificación que aplica el oscilador al espectro del ruido cercano a la frecuencia de resonancia del tanque. Para cuantificar este ruido, se mide el nivel de potencia en un cierto *offset* de frecuencia respecto a la portadora, por lo cual se cuantifica en dBc.

A partir de la definición anterior, se pueden identificar dos aspectos importantes que influyen en el ruido de fase. El primero es la potencia de ruido generada por los dispositivos del oscilador. Disminuir este nivel de ruido requiere del diseño cuidadoso del tanque activo, siguiendo las recomendaciones de la caracterización del inductor. El segundo factor es la forma de la magnitud en frecuencia de la respuesta del oscilador, la cual está definida por la Ecuación 1.3. De esta definición se concluye que la pureza espectral del oscilador depende del factor de calidad del tanque.

Una forma alternativa de determinar la relación entre el factor de calidad y el ruido de fase se observa en la impedancia del tanque alrededor de la frecuencia de autoresonancia como se muestra en la Figura 3.3. Para que el circuito tenga una respuesta oscilatoria, se debe cumplir que la impedancia del mismo sea totalmente resistiva, es decir, con fase cero [21]. Cuando se

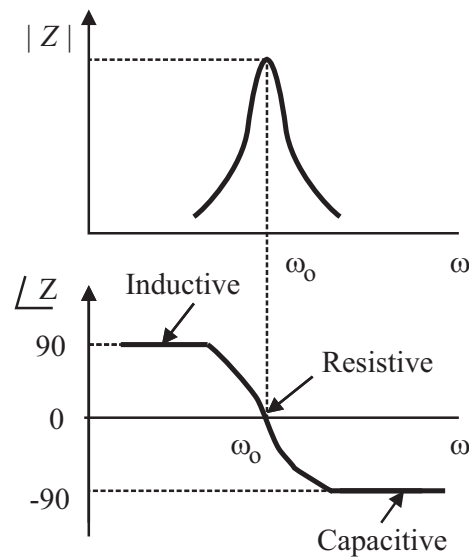


Figura 3.3: Resonancia en el tanque [1].

presentan variaciones aleatorias en la frecuencia del oscilador, la fase del tanque se desviará de cero, violando las condiciones de oscilación. Si el cambio en fase es muy pronunciado (la pendiente de la fase es alta cerca a la frecuencia de autoresonancia), el oscilador tenderá a regresar a su frecuencia original. Dado que esta pendiente depende directamente del factor de calidad del tanque, este se convierte en una medida de la oposición del oscilador a los cambios en la frecuencia de salida.

■ Linealidad

Los análisis realizados para caracterizar al inductor activo dependen de la linealidad del oscilador durante su operación. Debido a que esta clase de circuitos no trabajan en régimen de pequeña señal, la oscilación forzará a sus transistores a entrar en regiones para los que no fueron diseñados. Para el inductor activo, el efecto de trabajar sus transconductores en la región de triodo conlleva a obtener transconductancias menores, afectando el factor de calidad y disminuyendo la frecuencia de autoresonancia durante la parte del ciclo de trabajo del oscilador en que se violen estas condiciones.

La amplitud de la señal de salida define la linealidad del circuito, ya que cuando esta sobrepasa el rango dinámico del inductor, comienzan a presentarse los efectos no-lineales en el oscilador. Distintas estrategias pueden aplicarse para limitar la amplitud, entre las que se encuentra el control de la ganancia del oscilador, o ajustar la corriente de polarización del *VCO*.

■ Rango de entonado

Diseñar un *VCO* multiestándar requiere de mecanismos para variar la frecuencia de autoresonancia del tanque. El uso de un inductor activo con inductancia ajustable permite incrementar el rango de frecuencias del oscilador. Sin embargo, debido a que la sensibilidad de entonado de la inductancia es muy alta, se utilizan varactores en paralelo al tanque para ofrecer un mecanismo de entonado más preciso que el de un inductor activo.

Incluir varactores en el tanque conlleva a un sacrificio en la máxima frecuencia de oscilación. Sin embargo, en muchas aplicaciones las bandas en donde se ofrecen los servicios de comunicación no superan unos cientos de megahertz, por lo que en estos casos el entonado fino es un requisito para que el sistema sea práctico.

3.2. Topologías

Dependiendo de la estructura usada para implementar la resistencia negativa del oscilador, se obtienen diversos desempeños y especificaciones del circuito. La topología seleccionada para insertar un tanque activo debe balancear las condiciones de polarización que exige el circuito, los niveles de señal necesarios para evitar no linealidades y los requerimientos de ganancia y pérdidas por etapa del oscilador. De igual manera, la estructura debe ser simple con el propósito de no incrementar el ruido del inductor activo, y para no disminuir el rango de frecuencias producto de las capacitancias parásitas asociadas a los transistores del oscilador.

Algunas de las topologías propuestas en distintos trabajos brindan mecanismos de control que facilitan la modificación de variables de la estructura para forzar las condiciones de oscilación. La posibilidad de compensar óptimamente las pérdidas del tanque ante cualquier cambio en el comportamiento de sus dispositivos, o limitar la señal de salida ante la desestabilización del inductor activo respecto a sus regiones de operación, son también aspectos considerables en el diseño de esta clase de circuitos.

La estructura más simple de *VCO* se presenta en la Figura 3.4. Con sólo un par cruzado se busca compensar las pérdidas del tanque activo y ofrecer alta ganancia en cada etapa. A través de la fuente de corriente J , se pueden ajustar las transconductancias del par cruzado y con ello la resistencia negativa emulada, por lo que esta fuente se usa como un mecanismo de control para ajustar la compensación de pérdidas. Como se puede observar, el circuito usa dos inductores activos aterrizados (sintetizables con el orden correcto de inversión de

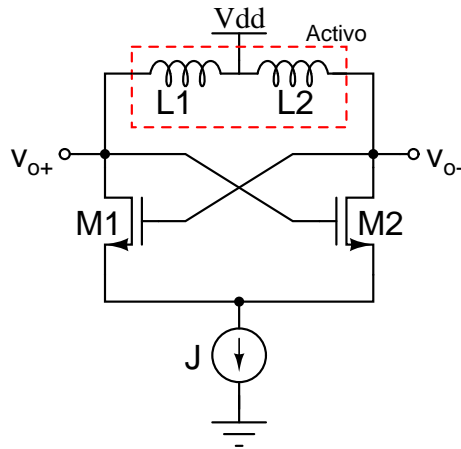


Figura 3.4: Par cruzado simple.

sus transconductores). Este tipo de inductores, junto con la corriente de cola conllevan a un sacrificio en el rango dinámico y el margen de tensión de la estructura, lo que indica que el circuito tendrá problemas de linealidad.

Una alternativa más atractiva para sintetizar una resistencia negativa se muestra en la Figura 3.5. Usar dos pares cruzados complementarios conlleva a un comportamiento más lineal del circuito con un mayor rango dinámico. Esto se debe a que, si la señal diferencial es muy alta o muy baja, alguno de los pares cruzados estará en saturación. Sin embargo, en este mismo aspecto se debe tener en cuenta que una señal con amplitud muy alta puede afectar negativamente el desempeño del tanque. Adicionalmente, esta configuración permite el uso de inductores activos flotantes, como el propuesto en este trabajo, para el tanque del oscilador.

Con el uso de dos pares cruzados se puede obtener una ganancia y resistencia negativa mayor para un mismo consumo de potencia comparada con la primera estructura. Sin embargo, una mayor ganancia en el oscilador implica cambios instantáneos notables del factor de calidad y la frecuencia de autoresonancia del tanque, lo cual es un efecto indeseado. Sin un control de amplitud, los rangos de la señal de salida suponen una operación no lineal que implica limitantes para describir de forma precisa el desempeño del circuito. Otro factor que degrada al circuito es la reducción del rango de entonado que provoca el par de transistores que se agregan al circuito, pero este efecto es despreciable comparado con los efectos perjudiciales de la no linealidad.

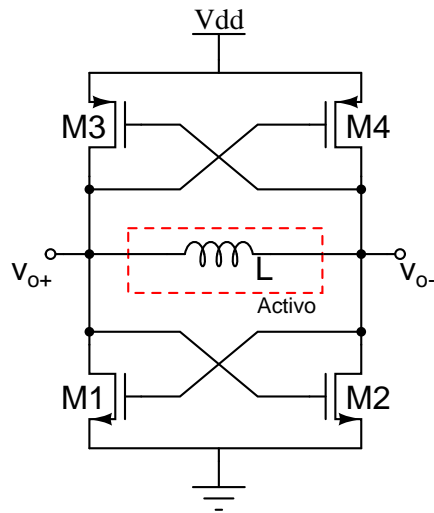
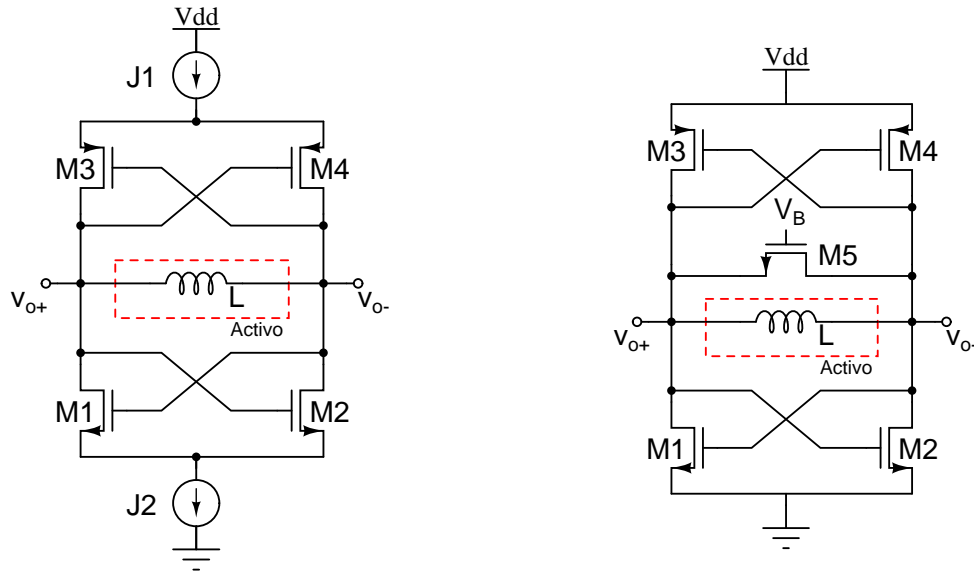


Figura 3.5: Par cruzado complementario.

Dado que la estructura anterior carece de mecanismos para controlar la ganancia y amplitud de salida, se presentan dos métodos para atacar estos aspectos, Figura 3.6. Con el uso de fuentes de corriente en cola, como se indica en la Figura 3.6(a), es posible limitar la amplitud del oscilador, debido a que existe un punto en la operación del circuito en que toda la corriente se verá en una de las ramas diferenciales, y la tensión a la salida no podrá aumentar, permitiendo controlar la señal para mantener el tanque activo trabajando en las regiones de tensión para las que fue diseñado. Sin embargo, este tipo de control requiere un aumento de la tensión de alimentación para soportar estas fuentes de corriente, lo que hace a este método poco atractivo para aplicaciones de baja tensión.

Una opción de control que no requiere aumentar la alimentación del circuito se muestra en la Figura 3.6(b), en donde M_5 es un transistor que opera en triodo para ofrecer una resistencia de valor variable. Con este método, se puede ajustar la ganancia del oscilador para cumplir con la condición de oscilación, sin afectar la linealidad. Por otra parte, se debe intentar reducir las pérdidas resistivas que el transistor de control introduce al tanque.

Mecanismos de control mal empleados afectan el desempeño de todo el sistema. Por ejemplo, si el control de amplitud genera niveles de señal muy reducidos, esto implica disminuir la potencia espectral de la frecuencia central del oscilador, incrementando el ruido en fase debido a que la potencia espectral de ruido no depende de la amplitud. De igual forma, el aumento desmesurado de la ganancia del oscilador con el fin de forzar las condiciones de oscilación



(a) Oscilador con control de corriente.

(b) Oscilador con control resistivo.

Figura 3.6: Control de pares cruzados complementarios.

conlleva a efectos no lineales durante la operación del circuito. Es por esto que los métodos aquí presentados deben coincidir con los requerimientos del diseño.

3.3. Diseño

Ninguna de las topologías presentadas hasta ahora proporciona las condiciones de operación requeridas por el inductor propuesto, por lo que se propone una variante de estas estructuras. Como se describió anteriormente, el inductor presenta un par cruzado tipo P que le permite alcanzar altos factores de calidad, pero no suministra la ganancia suficiente para iniciar la oscilación por sí mismo. Incluir este inductor activo en una estructura como la presentada en la Figura 3.5 genera un oscilador con tres pares cruzados, lo que representa un marcado exceso de ganancia y un circuito no lineal. El inductor activo necesita de solo un par cruzado complementario con un mecanismo de control que no afecte el margen de tensión del circuito, por lo que se seleccionó la topología de la Figura 3.7, en donde los transistores M_1 y M_2 sintetizan la resistencia negativa que permite la oscilación del circuito, y los transistores M_3 y M_4 controlan la ganancia del oscilador. Con el fin de ofrecer un entonado fino de la frecuencia en el oscilador se agregan los varactores C_1 y C_2 .

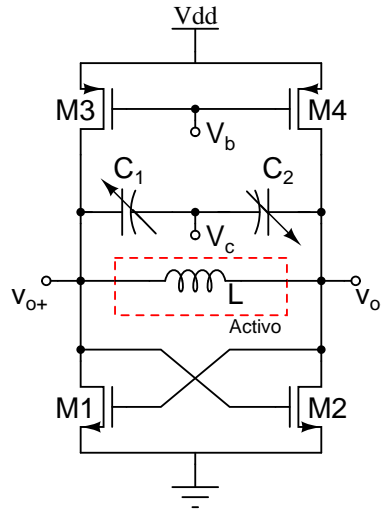


Figura 3.7: Configuración de oscilador seleccionada [6].

Una regla para que circuitos prácticos puedan iniciar la oscilación, se basa en dimensionar la resistencia negativa del oscilador para compensar una resistencia tres veces mayor a las pérdidas óhmicas del tanque [5]. Este es un método de compensación que considera cambios de las pérdidas resistivas provocados por la temperatura o el proceso de fabricación. Para la estructura seleccionada se debe satisfacer la Ecuación 3.1, en donde los valores presentados son variables del inductor activo.

$$g_{m1,2} = \frac{3}{R_P} \approx \frac{3}{2G_{o2}} \quad (3.1)$$

La ganancia del oscilador es controlada por V_b , el cual permite limitar la señal de salida cuando esta sobrepasa el rango dinámico del inductor activo y provoca efectos no lineales en el sistema. Este voltaje también debe ser seleccionado para ofrecer un punto de polarización adecuado en los nodos de salida, ya que de estos dependen varias especificaciones del inductor, por lo que el ajuste de este control se hace con cuidado.

Transistores	Tamaño ($\mu m/\mu m$)
$M1, M2$	20/0.35
$M3, M4$	40/0.35

Tabla 3.1: Dimensiones de los transistores en el oscilador.

3.4. Resultados

Las dimensiones de los transistores del oscilador se muestran en la Tabla 3.1. Este fue diseñado para satisfacer las condiciones de polarización del inductor activo propuesto, mientras proporciona la ganancia requerida para iniciar la oscilación. Estos requisitos y la compensación óptima de pérdidas en el tanque se logran cuando V_b hace que los transistores de control presenten una corriente entre 1.557 mA a 1.862 mA, lo que permite iniciar y mantener una señal a la salida del oscilador. Con corrientes por debajo de este rango, el par cruzado no conseguiría la transconductancia suficiente para iniciar la oscilación, y por encima del rango se afectaría la polarización del inductor activo, haciendo que este pierda las especificaciones para las que fue diseñado.

El rango de entonado ofrecido por este oscilador va desde 850 MHz a 2.09 GHz. El entonado principal se realiza por medio de los varactores que definen la capacitancia de integración del inductor activo. El entonado fino se hace con los varactores del tanque, los cuales tienen una menor influencia en la frecuencia de autorresonancia del oscilador. El *VCO* presenta un total de cuatro varactores, todos con el menor tamaño posible, los cuales presentan un rango de capacitancia entre 82 fF a 334 fF. De igual manera, la polarización del inductor activo puede variarse para obtener un tercer mecanismo de entonado, aunque este solo puede trabajar en un rango de corrientes desde 1.1 mA a 1.5 mA.

La potencia que consume el circuito es variable y dependiente de la corriente de polarización que se seleccione para el inductor activo. Dado que esta corriente está limitada a un rango de valores, la potencia que consume el circuito presenta valores entre 20.5 mW y 26.4 mW. Es por esto que se debe tener especial cuidado con este mecanismo de entonado, ya que además de cambiar la potencia disipada por el oscilador, afecta el factor de calidad del inductor.

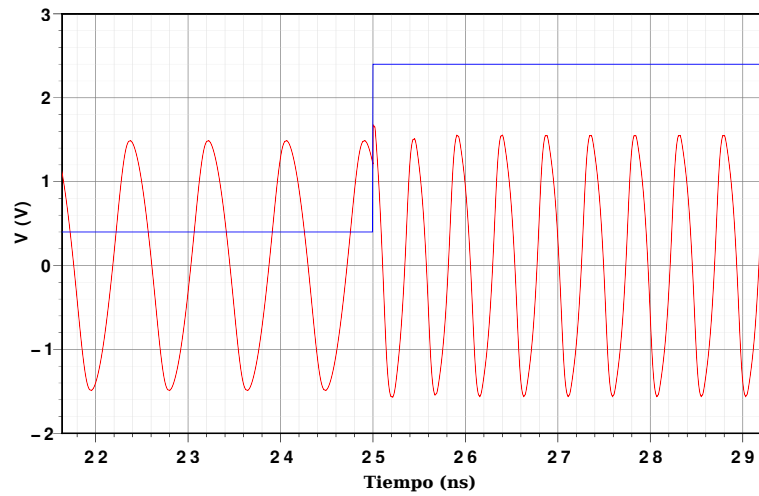


Figura 3.8: Escalón positivo de la señal de control.

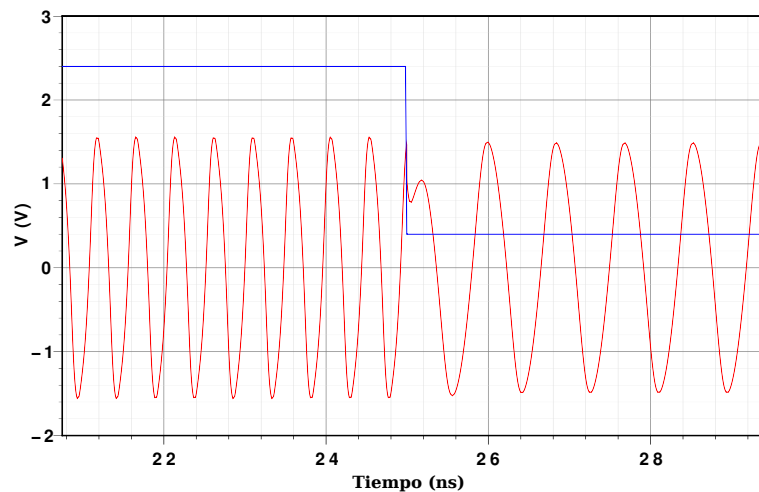


Figura 3.9: Escalón negativo de la señal de control.

En las Figuras 3.8 y 3.9 se muestra la respuesta transitoria de la señal de salida ante un cambio máximo en la tensión de control, y el esbozo de su frecuencia en el tiempo. A partir de este análisis, se pueden cuantificar los tiempos de asentamiento del oscilador. El tiempo de asentamiento para un escalón positivo de 2 V es 1.16 ns, mientras que para un escalón negativo de igual valor es de 1.45 ns. Estos son valores importantes para aplicaciones que cambien de forma dinámica la frecuencia del oscilador.

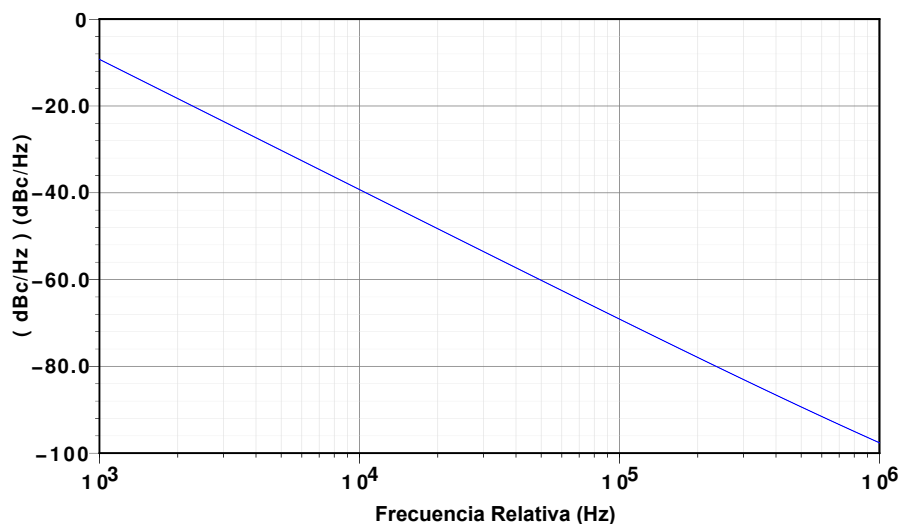
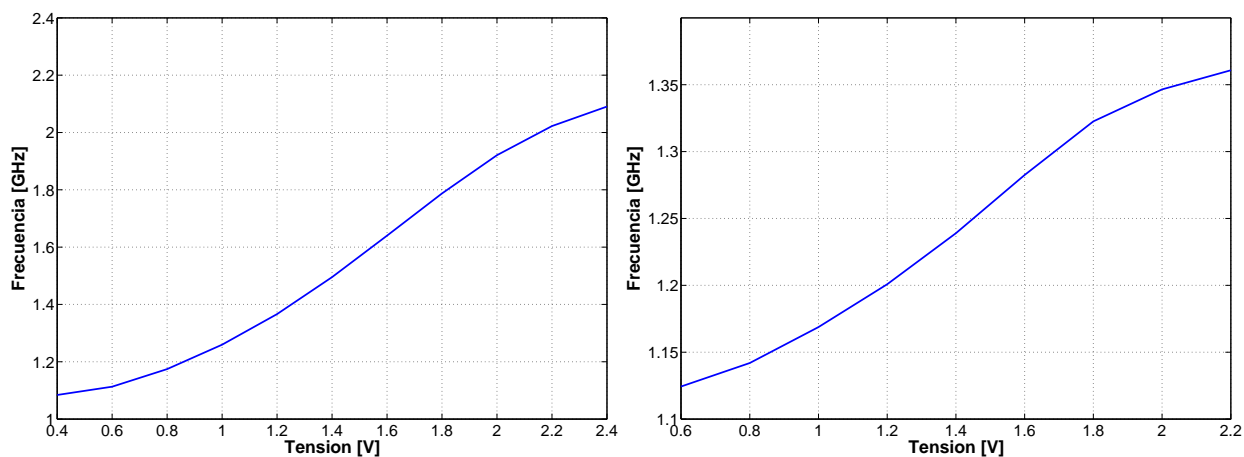


Figura 3.10: Ruido de fase a 1.8 GHz.

El desempeño en ruido de fase del circuito varía respecto a la frecuencia del oscilador. Cuando la salida es de 2.09 GHz el ruido de fase a una frecuencia de 1 MHz es de -95.5 dBc/Hz. El mejor desempeño ocurre a una frecuencia de autorresonancia de 850 MHz con un valor de -106 dBc/Hz. En la Figura 3.10 se muestra el ruido de fase relativo a una señal de salida de 1.8 GHz, la cual tiene un valor de -97.7 dBc/Hz en la misma frecuencia de *offset*. Comparado con trabajos reportados en el estado del arte, el oscilador propuesto obtiene un desempeño estándar para esta clase de circuitos.

El control de la capacitancia en los varactores no es totalmente lineal. El efecto de esta característica en la frecuencia del oscilador se puede observar en la Figura 3.11. Dado que el entonado principal se realiza con el valor de la inductancia del tanque (3.11(a)), se espera un constante de control alta, la cual, para el inductor activo diseñado tiene un valor de 612.81 MHz/V. El entonado fino de la frecuencia, que se muestra en la 3.11(b), proporciona una constante de control de 162.46 MHz/V, mucho menor que la ofrecida por el inductor, lo que la hace ideal para ajustar la frecuencia de una forma más precisa.

Para que los varactores presenten una relación lineal entre su capacitancia y la tensión de control, estos deben trabajar en un rango de voltajes entre 0.7 V a 2 V. El varactor que controla el valor inductivo del tanque es quien ofrece el mayor rango de entonado, con frecuencias entre 1.084 GHz hasta 2.09 GHz. La mínima frecuencia que puede alcanzar el oscilador (850 MHz) se obtiene cuando la corriente de polarización del inductor es 1.1 mA.



(a) Tensión de control de los varactores en el inductor. (b) Tensión de control de los varactores del tanque.

Figura 3.11: Control de frecuencia.

Especificación	Valor
Rango de entonado [GHz]	0.85 ~ 2.09
V_{DD}	2.4 V
Potencia DC [mW]	20.5 ~ 26.4
Ruido en Fase @ 1MHz [dB_c/Hz]	-95.5 ~ -106
FOM [dB]	-19.08

Tabla 3.2: Resumen de desempeño del VCO con tanque activo.

La comparación del oscilador diseñado con los trabajos reportados en la literatura se muestra en la Tabla 3.3. Solo se presentan los osciladores que tienen un tanque puramente activo, ya que estos son circuitos que tienen la ventaja de ahorrar área de silicio, factor que no es incluido en el FOM . Los resultados del VCO diseñado muestran que este es la tercera mejor opción en el estado del arte, demostrando que el inductor activo propuesto en el capítulo anterior es adecuado para su uso en esta clase de circuitos. En la Tabla 3.2 se resumen las especificaciones obtenidas en el diseño.

Ref.	Rango entonado [GHz]	Potencia disipada [mW]	Ruido de fase [dBc/Hz]	Tecnología	FOM [dB]	Año
[5]	0.5-3	28	-118	0.18 μm	-2.35	2006
[18]	1.325-2.15	28	-86	0.18 μm	-43.98	2007
[13]	3.8-7.4	29.1	-92.05	0.18 μm	-25.3	2008
[14]	0.2-6.5	45	-118.5	0.18 μm	4.62	2009
Este Trabajo	0.85-2.09	26.4	-106	0.35 μm	-19.08	2012

Tabla 3.3: Comparación del diseño realizado con otros VCO de tanque activo

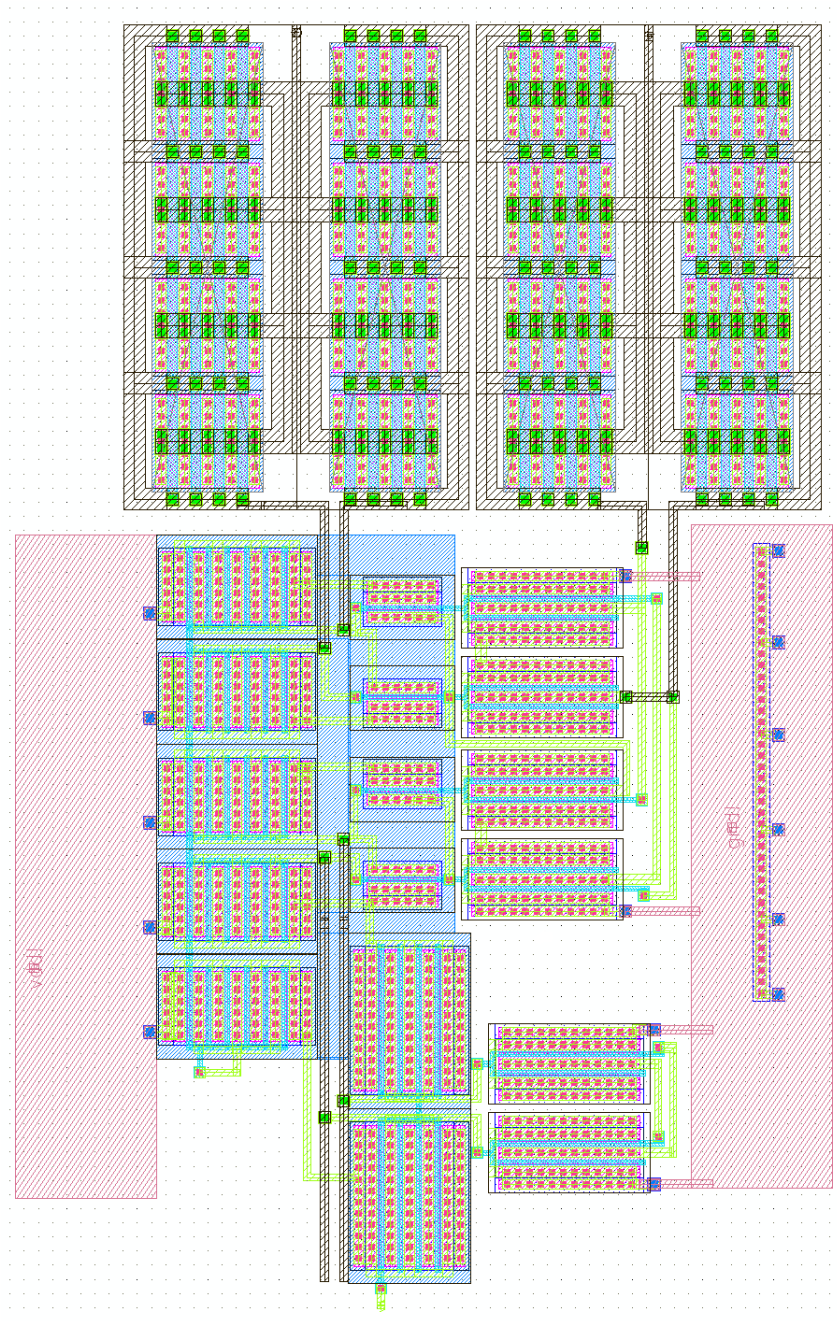
3.5. Resultados Post-layout

La verificación *post-layout* del VCO diseñado se efectúa a partir del *layout* mostrado en la Figura 3.12. Se tiene que el oscilador con tanque activo que ocupa un área $89 \times 59 \mu\text{m}^2$, la cual es mucho menor al de un inductor espiral, $205 \times 205 \mu\text{m}^2$, [22].

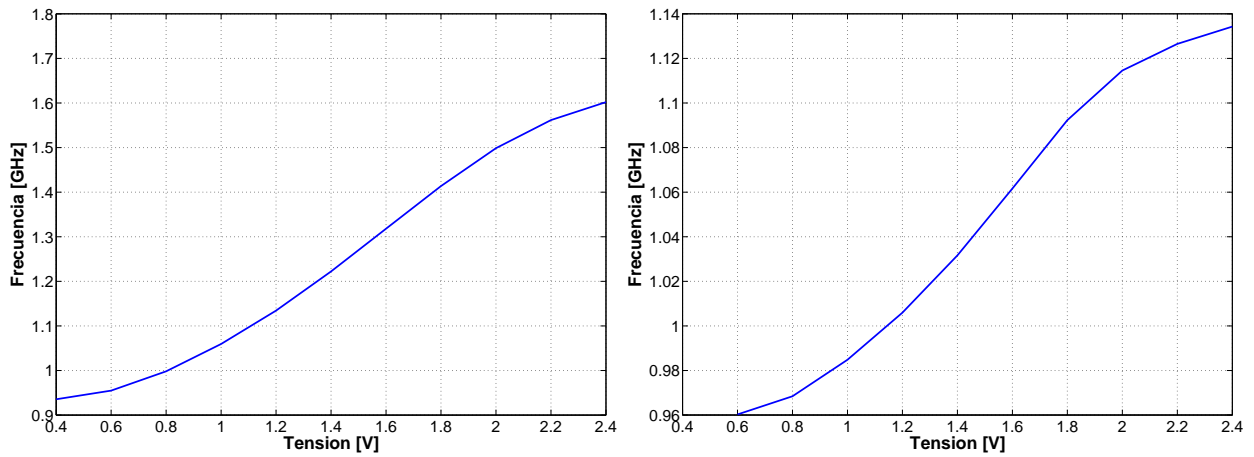
Considerando que los efectos parásitos capacitivos son los más influyentes sobre el rango de frecuencias del oscilador, se espera que este disminuya al realizar el análisis *post-layout* del circuito. El rango obtenido se encuentra entre 620 MHz y 1.6 GHz, lo que indica una reducción del 21 % en esta especificación respecto al obtenido en el *pre-layout*.

Tras una revisión detallada del *netlist* extraído del *layout*, se observó que los varactores son el causante de la reducción del rango de entonado, ya que a diferencia de los transistores, estos presentan caminos de metal anchos que agregan una capacitancia parásita cercana a 25 fF, lo cual representa un 30 % de la mínima capacitancia proporcionada por los varactores, y por tanto conlleva a una reducción casi proporcional de la máxima frecuencia de operación del oscilador.

Los resultados *post-layout* del inductor activo indican que con mayores capacitancias, menos ruido habrá a altas frecuencias. Por esta razón, el VCO un ruido de fase de $-98.5 \text{ dBc/Hz} @ 1\text{MHz}$ para una portadora de 1.6 GHz y $-108 \text{ dBc/Hz} @ 1\text{MHz}$ para portadora de 620 MHz, el cual es menor al obtenido en la etapa *pre-layout*. Este rango de frecuencias es el resultado del ajuste de la corriente de operación del inductor activo, la cual puede variar entre 0.83 mA y 1.49 mA, sin perjudicar el funcionamiento del VCO .

Figura 3.12: Layout del *VCO*.

Con capacitancias parásitas considerables en los varactores también se afectan las constantes de entonado del *VCO*. En las Figuras 3.13(a) y 3.13(b) se muestra que el entonado de la inductancia presenta una constante de 427.45 MHz/V, y el entonado fino por los varactores del tanque ofrece una constante de 126.62 MHz/V, lo cual significa una reducción del 30.24 % y 22 % respectivamente.



(a) Tensión de control de los varactores en el inductor. (b) Tensión de control de los varactores del tanque.

Figura 3.13: Control de frecuencia *post-layout*.

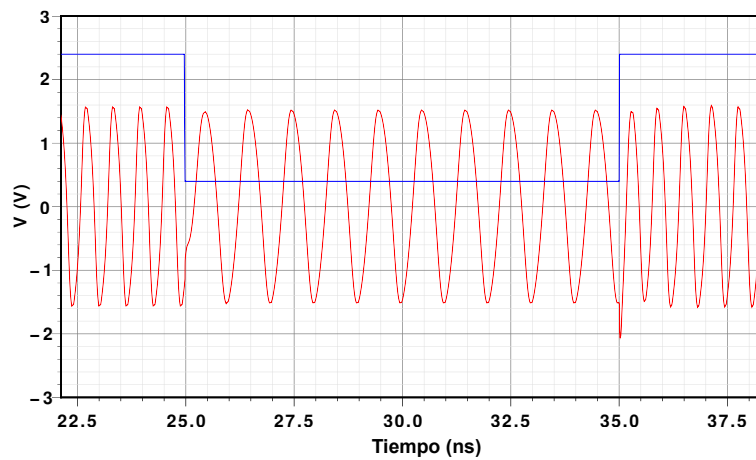


Figura 3.14: Escalón de la señal de control.

Los tiempos de asentamiento que ahora presenta el oscilador son, 2.237 ns para un escalón negativo de 2 V y 1.637 ns para un escalón positivo del mismo valor. El aumento del 50% en estos tiempos es efecto de las capacitancias que ahora considera el circuito. La respuesta del VCO a un cambio de tensión máxima de control se muestra en la Figura 3.14.

Capítulo 4

Conclusiones y Observaciones

A lo largo de este trabajo se expuso el uso de los inductores activos como una alternativa para incrementar el rango de entonado de un VCO y reducir el área del dado, manteniendo un ruido de fase aceptable. La caracterización de estos circuitos permitió desarrollar una metodología para su diseño, la cual plantea estrategias para disminuir los efectos parásitos del inductor sin sacrificar sus especificaciones.

Producto de la experiencia adquirida con el desarrollo de este trabajo, se presentan las siguientes observaciones y conclusiones:

- Se ha diseñado un inductor activo con inductancia y factor de calidad ajustable, adecuado para ser incluido en un VCO como parte del tanque resonante.
- Las especificaciones del inductor activo fueron optimizadas siguiendo una metodología de diseño que recopila las estrategias de distintos trabajos, confirmadas con la caracterización de los factores de desempeño. El resultado del desarrollo de la metodología fue una estructura de inductor con la capacidad de presentar alto factor de calidad, un amplio rango de frecuencias inductivas y un bajo nivel de ruido.
- El diseño del inductor activo fue validado con simulaciones *post-layout* para considerar el efecto de los elementos parásitos asociados al proceso de fabricación. Con esto se demostró que el circuito preserva el comportamiento inductivo, mientras sus especificaciones presentan una variación mínima respecto a la etapa *pre-layout*.
- A partir del diseño del inductor activo, se pudo deducir una fuerte dependencia entre sus especificaciones y condiciones de operación. Por esta razón, se realizó un estudio de estructuras simples para el oscilador, seleccionando la adecuada para proporcionar las condiciones óptimas de operación del inductor sin degradar las propiedades del VCO .

- Se diseñó un *VCO* con tanque activo, el cual presenta tres modos de entonado, un ruido de fase aceptable para esta clase de osciladores, entre -95.5dBc/Hz @ 1 MHz y -108dBc/Hz @ 1 MHz, un amplio rango de frecuencias de 980 MHz y un consumo de potencia de 26.4 mW.
- Se realizó el *layout* del *VCO*, con el cual se demostró el ahorro en área que los inductores activos representan. De igual manera se comprobó que las capacitancias parásitas del circuito son los efectos que más afectan los rangos de frecuencia del oscilador.
- El uso de varactores ofrece dos mecanismos para controlar la frecuencia del oscilador: un entonado principal con los varactores del inductor activo para escoger bandas de frecuencia, y un entonado fino con los varactores del tanque para trabajar en estas bandas. Sin embargo, cabe notar que su inclusión en el diseño introduce efectos parásitos que degradan las propiedades en frecuencia del circuito.
- Se pudo observar que esta clase de osciladores presentan una desventaja en ruido de fase comparado con los de un tanque pasivo, lo que los hace poco comunes en sistemas de comunicación. La investigación actual de inductores activos busca reducir los efectos del ruido en la frecuencia del oscilador, y así estos adquieran el respaldo para dominar las aplicaciones de radiofrecuencia.

4.1. Recomendaciones para trabajos futuros

- Para que un *VCO* de tanque activo sea un circuito robusto, se debe seguir una metodología de diseño que considere las variaciones del proceso de fabricación, temperatura, voltaje de alimentación y los efectos de *mismatch*. Por esta razón se propone estudiar y aplicar técnicas de compensación que permitan obtener un circuito robusto y confiable respecto a las variaciones mencionadas anteriormente.
- Dado que los inductores activos aterrizados presentan características sensibles al punto de operación y el nivel de señal a su entrada, como el factor de calidad y la frecuencia de autorresonancia, se propone realizar un diseño que presente un alto rango dinámico con estructuras *rail-to-rail* para lograr un circuito robusto ante tensiones de polarización variables.
- Comparados con los inductores activos, los transformadores activos tienen la capacidad de ofrecer un factor de calidad mucho mayor a costo de presentar inductancias grandes. Sin embargo, es sabido que configuraciones de *VCO* que usan transformadores activos

como tanque LC pueden alcanzar desempeños de ruido de fase comparables con los osciladores de tanque pasivo, por lo que se propone diseñar un transformador activo que se use en un VCO de bajo ruido de fase.

- Los inductores activos también son usados en otro tipo de aplicaciones de radiofrecuencia. Los filtros RF pasabandas que usan estos inductores se diseñan con una alta frecuencia central, un amplio rango de entonado de esta frecuencia y bajas pérdidas de inserción. Los LNA utilizan estos inductores con el propósito de presentar alta ganancia sin el uso de un inductor de espiral, el cual presenta un consumo considerable de área. Es por esto que se propone investigar el impacto de los inductores activos en los diversos circuitos que conforman los sistemas de comunicación.

Bibliografía

- [1] F. Yuan, *CMOS active inductors and transformers: principle, implementation, and applications*. Boston, MA: Springer US, 2008. [En línea]. Disponible: <http://books.google.com/books?>
- [2] H. Uyanik y N. Tarim, “Compact low voltage high-Q CMOS active inductor suitable for RF applications,” *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 51, No. 3, págs. 191–194, jun. 2007. [En línea]. Disponible: <http://www.springerlink.com/index/j816512512m63016.pdf>
- [3] A. I. Karsilayan, “A high-frequency high-Q CMOS active inductor with DC bias control,” *Circuits and Systems, 2000*, págs. 2–5, 2000. [En línea]. Disponible: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=951689
- [4] U. Yodprasit, “Q-enhancing technique for RF CMOS active inductor,” *Circuits and Systems, 2000.*, págs. 589–592, 2000. [En línea]. Disponible: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=857503
- [5] L.-H. Lu, H.-H. Hsieh, y Y.-T. Liao, “A wide tuning-range CMOS VCO with a differential tunable active inductor,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, No. 9, págs. 3462–3468, sep. 2006. [En línea]. Disponible: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1684139
- [6] R. Astro, *tesis de maestría, A PVT Compensated Active Inductor Based VCO on SOI CMOS Technology*. Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica (INAOE), 2011, Santa María Tonantzintla, Puebla, México.
- [7] J. Maget, M. Tiebout, R. Kraus, y D. Neubiberg, “Comparison of CMOS VCOs for UMTS Tuned by Standard and Novel Varactors in Standard 0.25 μm Technology,” *Electrical Engineering*, págs. 0–3.
- [8] M. Kossel, S. Member, T. Morf, P. Buchmann, M. L. Schmatz, C. Menolfi, y T. Toifl, “Switched Inductor With Wide Tuning Range and Small Inductance Step

- Sizes,” *Components*, vol. 19, No. 8, págs. 515–517, 2009. [En línea]. Disponible: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5175485>
- [9] I. Ukaegbu, K. Choi, J. Sangirov, T. Lee, y H. Park, “High inductance LTCC based spiral inductor with small area and high quality factor,” en *Advanced Communication Technology (ICACT), 2011 13th International Conference on*, No. 1. IEEE, 2011, págs. 819–823. [En línea]. Disponible: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=5745936
- [10] B. Razavi, “A Study of Phase Noise in CMOS Oscillators,” *October*, vol. 31, No. 3, págs. 331–343, 1996. [En línea]. Disponible: <http://www.ee.ucla.edu/~brweb/papers/Journals/BRMar96.pdf>
- [11] V. Santosh, E. Kamal, y E. Ezz, “Noise-Cancelling CMOS Active Inductor and Its Application in RF Band-Pass Filter Design,” *International Journal of Microwave Science and Technology*, vol. 2010, págs. 1–8, 2010. [En línea]. Disponible: <http://www.hindawi.com/journals/IJMST/2010/980957.html>
- [12] C. Li, F. Gong, y P. Wang, “Analysis and design of a high-Q differential active inductor with wide tuning range,” *Circuits, Devices & Systems, IET*, vol. 4, No. 6, págs. 486–495, 2010. [En línea]. Disponible: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=5624842
- [13] M. Mehrabian y A. Nabavi, “A 4 - 7GHz ultra wideband VCO with tunable active inductor,” *Ultra-Wideband, 2008. ICUWB*, vol. 2, págs. 21–24, sep. 2008. [En línea]. Disponible: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4653342
- [14] D. DiClemente y F. Yuan, “A wide frequency tuning range active-inductor voltage-controlled oscillator for ultra wideband applications,” en *Circuits and Systems, 2009. ISCAS 2009. IEEE International Symposium on*, No. 3. IEEE, may 2009, págs. 2097–2100. [En línea]. Disponible: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=5118208
- [15] K. Hu, F. Herzel, y J. C. Scheytt, “Fully integrated 9 GHz CMOS VCO with very low phase noise,” *Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, págs. 1899–1902, may 2010. [En línea]. Disponible: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5537939>
- [16] A. Thanachayanont y S. Ngow, “Low voltage high Q VHF CMOS transistor-only active inductor,” en *Circuits and Systems, 2002. MWSCAS-2002. The 2002 45th*

- Midwest Symposium on*, vol. 3. IEEE, 2002, págs. III–552. [En línea]. Disponible: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1187096
- [17] S. Seo, N. Ryu, y H. Choi, “Novel high-Q inductor using active inductor structure and feedback parallel resonance circuit,” *Frequency Integrated Circuits*, págs. 467–470, jun. 2007. [En línea]. Disponible: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4266473
- [18] G. Szczepkowski, G. Baldwin, y R. Farrell, “Wideband 0.18 μ m CMOS VCO using active inductor with negative resistance,” en *Circuit Theory and Design, 2007. ECCTD 2007. 18th European Conference on*, No. 6. IEEE, ago. 2007, págs. 990–993. [En línea]. Disponible: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4529765
- [19] S. Eun, C. Cho, y J. Lee, “A low power VCO using active inductor for low phase noise and wide tuning range,” *Conference, 2009. EuMC*, No. October, págs. 1255–1258, 2009. [En línea]. Disponible: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=5296574
- [20] D. Ham, S. Member, y A. Hajimiri, “Concepts and Methods in Optimization of Integrated LC VCOs,” vol. 36, No. 6, págs. 896–909, 2001. [En línea]. Disponible: <http://authors.library.caltech.edu/529/1/HAMIEEEJSSC01.pdf>
- [21] B. Razavi, *Design of Integrated circuits for optical communications*. McGraw-Hill, Inc. New York, NY, USA, 2003. [En línea]. Disponible: <http://portal.acm.org/citation.cfm?id=1594025>
- [22] J. E. Prada, *trabajo de grado, Diseño de un Oscilador para Radiofrecuencia Integrado en Tecnología CMOS*. Universidad Industrial de Santander, 2005, Bucaramanga, Colombia.