

**DISEÑO DE UNA CELDA *LMV* (*LNA-MIXER-VCO*) PARA  
RADIOFRECUENCIA, APLICANDO PROGRAMACIÓN  
GEOMÉTRICA.**

Luis Eduardo Rueda Guerrero

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

2010



UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones



# DISEÑO DE UNA CELDA *LMV* (*LNA-MIXER-VCO*) PARA RADIOFRECUENCIA APLICANDO PROGRAMACIÓN GEOMÉTRICA.

Luis Eduardo Rueda Guerrero

Trabajo de grado para optar por el título de Ingeniero Electrónico

Director

MSc. Élkim Felipe Roa Fuentes

Codirectores

MSc. Armando Ayala Pabón

Ing. Sergio A. Chaparro Moreno

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

2010

*Este trabajo está dedicado a mis padres y hermanos,  
por enseñarme lo que no se puede aprender  
en ninguna universidad.*

## AGRADECIMIENTOS

Agradezco a mis compañeros y amigos de universidad, Javier, Sergio, Jairo, Andrés, Villo, Warito y Diana, quienes me ayudaron en mi formación como profesional y como persona. A mi abuelita que fue mi segunda mamá en mi proceso universitario. A mi novia Any “la pequeña”, que me apoyó incondicionalmente. A mis amigos Mik’s, Boris, Loaiza y Camilo, porque no todo es estudio. A mis hermanos Marco y Migue, y a mis papás Herminda y Luis Eduardo que sin su aporte económico no hubiese sido posible mis estudios (ah bueno, y su amor).

Por último quisiera agradecer a mi director de proyecto Élkim, quien me brindó esta oportunidad, y a mis codirectores Armando y Sergio, que sin su ayuda no hubiese sido posible el desarrollo de este proyecto.

## TABLA DE CONTENIDO

<b>I</b>	<b>Introducción</b>	<b>11</b>
<b>II</b>	<b>La Celda LMV</b>	<b>12</b>
<b>III</b>	<b>Análisis de la celda <i>LMV</i></b>	<b>13</b>
	A Impedancia de Entrada y Ganancia . . . . .	13
	B Análisis de Ruido a la Salida . . . . .	14
	B.1 Factor de ruido de la etapa <i>LNA</i> . . . . .	14
	B.2 Factor de ruido de la etapa <i>MIXER</i> . . . . .	16
	B.3 Factor de ruido de la etapa <i>VCO</i> . . . . .	17
	C Ruido de Fase . . . . .	17
	D Condición para el Arranque de las Oscilaciones . . . . .	18
	E Frecuencia de Oscilación . . . . .	19
	F Amplitud de Oscilación . . . . .	19
	G Consumo de Potencia y Polarización . . . . .	19
<b>IV</b>	<b>Modelado</b>	<b>19</b>
	A Modelado de los Transistores . . . . .	19
	B Modelado de las Inductancias . . . . .	19
	C Modelado de los Varactores . . . . .	20
<b>V</b>	<b>Programa Geométrico</b>	<b>20</b>
	A Consideraciones . . . . .	20
	B Programa Geométrico en <i>CVX</i> . . . . .	21
	C Consideraciones Finales para el PG . . . . .	21
<b>VI</b>	<b>Especificaciones para los Estándares <i>Bluetooth</i> y <i>GSM-1800</i></b>	<b>22</b>
<b>VII</b>	<b>Resultados</b>	<b>22</b>
<b>VIII</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>22</b>
<b>IX</b>	<b>Recomendaciones</b>	<b>25</b>
	<b>Referencias</b>	<b>25</b>

## INDICE DE FIGURAS

1	El Oscilador LC. . . . .	12
2	<i>Self-Oscillating Mixer (SOM)</i> y celda <i>LMV</i> . . . . .	13
3	Arquitectura de la celda <i>LMV</i> . . . . .	13
4	Circuito equivalente para hallar la impedancia de entrada. . . . .	14
5	Circuito equivalente para hallar el ruido a la salida de la etapa del <i>LNA</i> . . . . .	15
6	Fuentes de ruido del <i>Mixer</i> y el <i>VCO</i> . . . . .	16
7	Fuentes de Ruido de la etapa del <i>Mixer</i> (también se coloca la fuente de ruido debido al acople entre la etapa del <i>VCO</i> y el <i>Mixer</i> ). . . . .	17
8	Fuentes de ruido de la etapa del <i>VCO</i> . . . . .	17
9	Circuito para el análisis de la etapa del <i>VCO</i> de la celda <i>LMV</i> . . . . .	18
10	Modelos para el Inductor y el Varactor. . . . .	18
11	Característica C-V. . . . .	20
12	Parámetros de desempeño de la celda trabajando en el estándar <i>Bluetooth</i> . . . . .	23
13	Parámetros de desempeño de la celda trabajando en el estándar <i>GSM-1800</i> . . . . .	24
14	Layout de la celda <i>LMV</i> para el estándar <i>Bluetooth</i> . . . . .	25

## INDICE DE TABLAS

I	Especificaciones de los Estándares <i>Bluetooth</i> y <i>GSM</i> . . . . .	22
II	Especificaciones del PG para los estándares <i>Bluetooth</i> y <i>GSM-1800</i> . . . . .	22
III	Resultados para los estándares <i>Bluetooth</i> y <i>GSM-1800</i> . . . . .	22
IV	Comparación de los resultados de la celda <i>LMV</i> para el estándar <i>Bluetooth</i> , con los trabajos desarrollados en el grupo <i>CIDIC</i> . . . . .	23
V	Comparación de los resultados de la celda <i>LMV</i> para el estándar <i>Bluetooth</i> , con <i>Front-Ends</i> de receptores encontrados en la literatura. . . . .	24
VI	Comparación de los resultados de la celda <i>LMV</i> para el estándar <i>GSM-1800 (DCS-1800)</i> , con <i>Front-Ends</i> de receptores encontrados en la literatura. . . . .	25

## RESUMEN

### TÍTULO:

DISEÑO DE UNA CELDA *LMV(LNA-MIXER-VCO)* PARA RADIOFRECUENCIA APLICANDO PROGRAMACIÓN GEOMÉTRICA\*

**AUTOR:\*\*** LUIS EDUARDO RUEDA GUERRERO

**PALABRAS CLAVE:** Celda *LMV*, *LNA*, *Mixer*, *VCO*, *Bluetooth*, *GSM*, Programación Geométrica.

### DESCRIPCIÓN

En este proyecto se plantea el diseño de la celda *LMV*, aplicando programación geométrica como herramienta de optimización.

En aras de presentar el problema de la fusión de varios bloques, se hace una discusión de las ventajas y desventajas de implementar esta técnica. Además, se hace un breve recuento de la evolución de la celda *LMV*, comenzando por el *VCO* diferencial *NMOS*, pasando por el *Self-Oscillating-Mixer*, hasta obtener la fusión de los tres bloques principales del *Front-End* de un receptor para radiofrecuencia, en un sólo circuito. Se realizaron análisis para el factor de ruido, ruido de fase, ganancia, impedancia de entrada, entre otros, para obtener restricciones compatibles con la formulación de un programa geométrico, con el fin de optimizar y asistir el diseño de la celda.

Se presentan los resultados para dos celdas *LMV*, obteniendo para el estándar *Bluetooth* una figura de ruido de 7,7 dB, un ruido de fase de -128,5 dBc/Hz, una ganancia de 27,8 dB y un coeficiente de reflexión de la tensión del puerto de entrada de -27 dB, disipando una potencia de 4,2 mW; para *GSM-1800* se obtuvo una figura de ruido de 6,93 dB, un ruido de fase de -131,5 dBc/Hz, una ganancia de 33,75 dB y un coeficiente de reflexión de la tensión del puerto de entrada de 27,3 dB, con un consumo de 19 mW. Para ambos estándares se trabajó en un proceso *CMOS* de 0,35 $\mu$ m.

---

\* Proyecto de Grado.

\*\* Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director MSc. Élkim Felipe Roa Fuentes. Codirectores Msc. Armando Áyala Pabón e Ing. Sergio Chaparro Moreno.

## SUMMARY

**TITLE:**

DESIGN OF THE LMV (LNA-MIXER-VCO) CELL FOR RADIOFRECUENCY, USING GEOMETRIC PROGRAMMING\*

**AUTHOR:\*\*** LUIS EDUARDO RUEDA GUERRERO

**KEYWORDS:** LMV Cell, LNA, Mixer, VCO, Bluetooth, GSM, Geometric Programming.

**DESCRIPCIÓN**

This project proposes the design of the LMV cell, using geometric programming as an optimization tool.

In order to introduce the problem of merging functional stages, a discussion of the advantage and disadvantage of implementing this technique is presented. In addition, a brief explanation of the evolution of the LMV cell is made, starting with the NMOS differential VCO, through the Self-Oscillating-Mixer, until the merger of the three main blocks of the Front-End of a receiver for radiofrequency, in one circuit.

Analyses for the noise factor, phase noise, voltage gain, input impedance, among others, were made to get limits compatible with the formulation of a geometric program in order to optimize and assist the design of the cell.

Results are presented for two LMV cells, obtaining a noise figure of 7,7 dB, a phase noise of -128,5 dBc/Hz, a voltage gain of 27,8 dB and an input port voltage reflection coefficient of -27 dB, with 4,2 mW of dissipated power, for the Bluetooth standard. For GSM-1800 was achieved a noise figure of 6,93 dB, a phase noise of -131,5 dBc/Hz, a voltage gain of 33,75 dB and an input port voltage reflection coefficient of 27,3 dB were obtained for GSM-1800, with 19 mW of power consumption. For both standards a 0,35 $\mu$ m CMOS process was used.

---

\* Bachelor's thesis.

\*\* Physics Mechanical Engineering Faculty. Electric, Electronic and Telecommunication School. Director MSc. Élkim Felipe Roa Fuentes. Codirectors Msc. Armando Áyala Pabón e Ing. Sergio Chaparro Moreno.

# Diseño de una Celda *LMV* (*LNA-Mixer-VCO*) para Radiofrecuencia Aplicando Programación Geométrica

Autor: Luis Eduardo Rueda Guerrero, Director: Élkim Roa Fuentes,  
Codirectores: Armando Ayala y Sergio Chaparro.

**Resumen**—En este proyecto se plantea el diseño de la celda *LMV*, aplicando programación geométrica como herramienta de optimización. En aras de presentar el problema de la fusión de varios bloques, se hace una discusión de las ventajas y desventajas de implementar esta técnica. Además, se hace un breve recuento de la evolución de la celda *LMV*, comenzando por el *VCO* diferencial *NMOS*, pasando por el *Self-Oscillating-Mixer*, hasta obtener la fusión de los tres bloques principales del *Front-End* de un receptor para radiofrecuencia, en un sólo circuito. Se realizaron análisis para el factor de ruido, ruido de fase, ganancia, impedancia de entrada, entre otros, para obtener restricciones compatibles con la formulación de un programa geométrico, con el fin de optimizar y asistir el diseño de la celda. Se presentan los resultados para dos celdas *LMV*, obteniendo para el estándar *Bluetooth* una figura de ruido de 7,7 dB, un ruido de fase de -128,5 dBc/Hz, una ganancia de 27,8 dB y un coeficiente de reflexión a la entrada de -27 dB, disipando una potencia de 4,2 mW; para *GSM-1800* se obtuvo una figura de ruido de 6,93 dB, un ruido de fase de -131,5 dBc/Hz, una ganancia de 33,75 dB y un coeficiente de reflexión a la entrada de 27,3 dB, con un consumo de 19 mW, en un proceso *CMOS* de 0,35  $\mu\text{m}$ .

**Palabras Claves**—Celda *LMV*, *LNA*, *Mixer*, *VCO*, *Bluetooth*, *GSM*, Programación Geométrica, Fusión de Bloques.

## I. INTRODUCCIÓN

EN el diseño de circuitos para aplicaciones inalámbricas, el consumo de potencia y la integración en un sólo *chip* son las principales especificaciones para garantizar que un dispositivo sea autónomo<sup>1</sup> y portátil. Cumplir con estos requerimientos y a la vez obtener un alto rendimiento, puede convertirse en un problema bastante complejo que necesite largos tiempos de diseño, lo que incrementa el costo final del dispositivo.

Una de las propuestas más recientes, consiste en la implementación de nuevas arquitecturas de circuito, las cuales permiten realizar la función de dos o más bloques, sin afectar considerablemente el comportamiento del sistema. De esta manera es posible mejorar algunas especificaciones, aunque otras pueden verse deterioradas, eliminando los acoples entre bloques, y disminuyendo el consumo de potencia [1],[2].

Una de las aplicaciones de mayor interés para la implementación de estas nuevas arquitecturas, corresponde a la cadena de procesamiento de señal analógica de un receptor de radiofrecuencia (*RF*) o *Front-End*. Este bloque se encarga de recibir las señales de la antena y trasladarlas

a banda base para su posterior procesamiento en el dominio digital. Básicamente está conformado por tres bloques: el amplificador de bajo ruido, *LNA*,<sup>2</sup> el mezclador de señal, o *Mixer*, y el oscilador local, normalmente implementado con un *VCO*,<sup>3</sup> oscilador controlado por voltaje. El *LNA* se encarga de recibir la señal proveniente de la antena y amplificarla, manteniendo una relación señal a ruido adecuada. Por su parte, el *Mixer* traslada la señal a frecuencias intermedias, *IF*,<sup>4</sup> o a banda base, multiplicando la señal de radiofrecuencia, ya procesada por el *LNA*, con una señal producida por el *VCO*.

En la literatura, existen topologías que integran las funciones *LNA-Mixer*[3], *Mixer-VCO*[4] y *LNA-Mixer-VCO*, la celda *LMV*[1]. Aunque éstas son ideales para alcanzar bajos consumos de potencia, plantear el diseño de un *Front-End* para un receptor en RF de ésta manera, es un problema bastante complejo comparado con el diseño de los circuitos por separado. La independencia de los bloques permite que los problemas sean abordados de manera particular. Así, se puede cumplir con los requerimientos globales del *Front-End*, alcanzando los objetivos individuales de cada etapa. Por ejemplo, en un receptor los principales aportes al ruido se deben a las primeras etapas de procesamiento de señal. Gracias a la ganancia de éstas, el ruido introducido por las siguientes, es menor en comparación; por ende, un criterio para reducir la figura de ruido total, *NF*,<sup>5</sup> es el diseño de un *LNA* con una ganancia alta.

La discusión de las ventajas y desventajas de diseñar fusionando bloques, es algo subjetivo; incluso alguien con gran bagaje en el diseño de circuitos RF podría decir que las ventajas de diseñar los bloques por separado son mayores, pero no podrá afirmar que la fusión de etapas no ofrece una respuesta acertada, y en algunos casos mejor. Con base en las diferentes conclusiones que se presentan en [2] y [5] se puede tener una idea de los pros y los contras de ésta forma de abordar el problema.

En este trabajo no se pretende catalogar a la celda *LMV* como el único circuito capaz de alcanzar un gran desempeño disminuyendo el consumo de potencia. Se quiere comprobar que la fusión de todos los

<sup>2</sup> Por sus siglas en inglés *Low Noise Amplifier*.

<sup>3</sup> Por sus siglas en inglés *Voltage Controlled Oscillator*.

<sup>4</sup> Por sus siglas en inglés *Intermediate Frequency*. Se define como *IF* a las frecuencias que se encuentran en el rango de las decenas de *MHz*.

<sup>5</sup> Por sus siglas en inglés *Noise Figure*.

<sup>1</sup> Período de tiempo en el que un dispositivo alimentado por una batería, funciona correctamente, antes de la siguiente carga.

bloques de RF en una sola celda, puede brindar una solución para la disminución de ésta especificación [1], [6], implementando la programación geométrica como herramienta de optimización.

El grupo de diseño de circuitos integrados CIDIC, de la Universidad industrial de Santander, ha explorado el diseño de estos bloques, desarrollando trabajos con el fin de plantear estrategias de diseño para estas etapas por separado [5], [7] e implementando algoritmos de optimización para una celda *LNA-Mixer*[2].

En este trabajo se plantea el diseño de dos celdas *LMV* aplicando programación geométrica, cumpliendo con los requisitos de los estándares *Bluetooth*<sup>6</sup> y *GSM* (Sistema Global para las Comunicaciones Móviles) en un proceso *CMOS* de  $0,35\mu\text{m}$ .

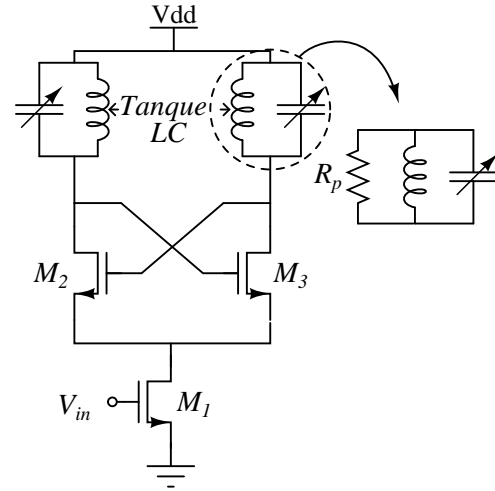
## II. LA CELDA LMV

La celda *LMV* encuentra sus orígenes en la topología clásica del tanque oscilador LC y en el *self-oscillating mixer* (*SOM*). El oscilador LC (Figura 1) se basa en la teoría de osciladores de resistencia negativa [8], donde se compensa la resistencia parásita de los tanques LC (Figura 1(e)). Para generar oscilaciones, es necesario que la resistencia total del tanque en el *start-up* (arranque) sea negativa, lo que ocasiona inestabilidad en el sistema [9]. Sin embargo, pasado un tiempo, los polos del sistema se trasladan al eje imaginario del plano *S* logrando oscilaciones sostenidas, lo cual se debe a las no-linealidades de los transistores *MOS*. En ese momento la resistencia de compensación cancela totalmente la resistencia del tanque LC, logrando que el voltaje en la salida sea aproximadamente una señal senoidal.

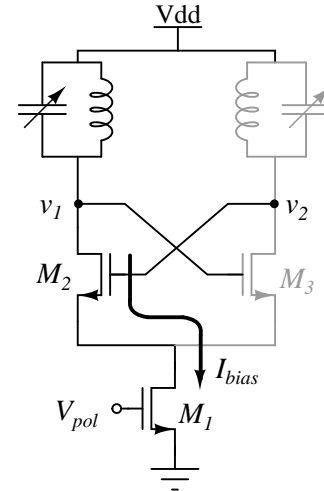
Luego del *start-up*, el circuito entra en un ciclo de conmutación entre los transistores  $M_2$  y  $M_3$ . El desfase de estos ciclos es de  $180^\circ$ , lo cual implica que mientras uno conduce toda la corriente de polarización, el otro se encuentra en corte (Figura 1(f)).

De lo anterior se puede apreciar como una señal de DC (la corriente o el voltaje de polarización) puede ser desplazada a frecuencias superiores. Del mismo modo, si la señal de entrada no es *DC*, sino *RF*, esta es trasladada a frecuencias bajas, como la banda de *IF*. Con lo anterior podría decirse que sólo basta con un oscilador para llevar las frecuencias de las señales de la banda de *RF* a *IF*; el problema radica en dónde sensar la señal de salida. No puede ser en los drenadores de los transistores  $M_2$ - $M_3$ , pues el filtro conformado por la carga inductiva y capacitiva atenúa de manera significativa la señal. De aquí surge la necesidad de utilizar una variación del oscilador LC conocido como *SOM*[4].

El *SOM* explota el parecido entre un oscilador de par diferencial (tanque LC) y una celda de *Gilbert* (*mixer*). Esto se debe a que el funcionamiento de ambos circuitos se basa en la conmutación de los transistores como



(e) Resistencia parásita del tanque.



(f) Conmutación del Oscilador LC.

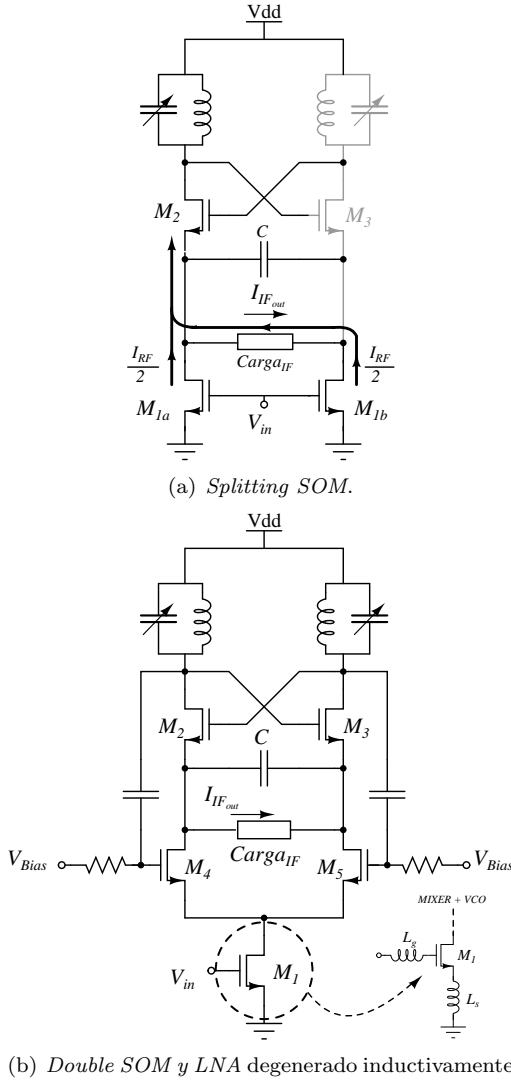
Figura 1. El Oscilador LC.

interruptores. Con esta arquitectura se puede tomar la señal desplazada a *IF* en la fuente de los transistores  $M_2$  y  $M_3$ , solucionando así el problema que se tenía con el oscilador.

La configuración utilizada para este fin se presenta en la Figura 2(a). La idea de este esquema es dividir el generador de corriente (transconductancia  $M_1$ ) sensando la salida en la carga de frecuencia intermedia, y separando esta etapa con la de radiofrecuencia por medio de un capacitor que presenta una alta impedancia en *IF*, y baja impedancia para *RF* (corto circuito), cerrando el lazo del oscilador. Lo anterior es importante porque la estructura del oscilador LC se mantiene, permitiendo la capacidad de sintonización de frecuencia e implementación de un *PLL*.

La conmutación se lleva a cabo de la siguiente manera: al igual que el oscilador LC, cuando el transistor  $M_2$  está conduciendo,  $M_3$  se encuentra en corte. Si esto ocurre, es decir, la conmutación se encuentra en la primera mitad del ciclo, la corriente de  $M_{1a}$  pasa directamente a  $M_2$ , mientras que la corriente de  $M_{1b}$  pasa por la carga *IF*,

<sup>6</sup> Especificación industrial para Redes Inalámbricas de Área Personal (*WPANs*) que posibilita la transmisión de voz y datos entre diferentes dispositivos mediante un enlace por radiofrecuencia segura y globalmente libre ( $2,4\text{ GHz}$ ).

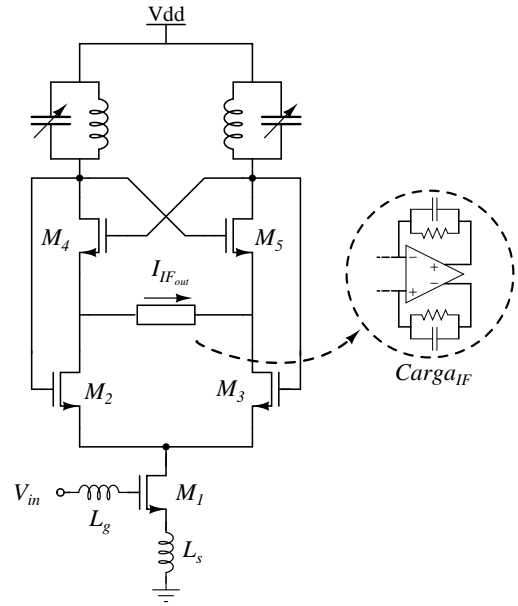
Figura 2. *Self-Oscillating Mixer (SOM)* y celda *LMV*

sensando en el primer período una señal proporcional a la corriente  $I_{RF}/2$ . En la siguiente mitad del ciclo, la corriente sensada proviene de  $M_{1a}$ , obteniendo como resultado la multiplicación de la señal *RF* por una onda cuadrada.

La implementación de la carga *IF* presenta dos variantes: alta impedancia o tierra virtual. Si la celda tiene una carga de frecuencia intermedia de alta impedancia, se dice que es una celda *LMV* en modo voltaje; si este no es el caso, la celda está en modo corriente.<sup>7</sup> El análisis de la carga más adecuada se presenta en [1], cuyos resultados son considerados para el diseño de la celda.

Por último, para obtener una ganancia de conversión del doble, se adiciona un nuevo par conmutado  $M_4$ - $M_5$  (Figura 2(b)), lo que incrementa el voltaje mínimo de alimentación. Este nuevo par, se encuentra en fase invertida con respecto a  $M_2$ - $M_3$ ; es decir, cuando  $M_2$  y  $M_5$  conducen,  $M_3$  y  $M_4$  están en corte, y viceversa, formando un camino que obliga

<sup>7</sup> Estos nombres hacen referencia al tipo de señal sensada.

Figura 3. Arquitectura de la celda *LMV*

a la corriente  $I_{RF}$  a fluir por la carga *IF*.

A partir de la integración del *mixer* y el *VCO* en una arquitectura *SOM*, se plantea la posibilidad de incluir el bloque correspondiente al *LNA* y así obtener una celda *LMV*. Si se degenera inductivamente el transconductor  $M_1$  ( $L_s$ ) y se agrega el inductor  $L_g$  para acoplar el circuito a la antena (como se observa en la Figura 2(b)), se obtiene el comportamiento de un *LNA*. Este esquema de transconductancia degenerada no es nuevo, en [2] y [3] se presenta una celda *LNA-MIXER*, donde el concepto es aplicado.

Por último se presenta en la Figura 3 la arquitectura utilizada para este proyecto. Se renombran los transistores para simplicidad de los análisis realizados en este trabajo. Al igual que en [1], se emplea como carga en *IF* la tierra virtual, modelada por un amplificador de salida diferencial con realimentación negativa. Al implementar este tipo de carga, no es necesario utilizar un capacitor para cerrar el lazo del *VCO*. El voltaje de polarización para los transistores  $M_2$  y  $M_3$ , se deriva directamente de los drenadores de los transistores  $M_4$ - $M_5$ , sin comprometer el desempeño de la celda.

### III. ANÁLISIS DE LA CELDA *LMV*

#### A. Impedancia de Entrada y Ganancia

Un análisis previo de estos parámetros, es realizado en [2] y [5]. Teniendo en cuenta el circuito en la Figura 4, se puede llegar a una solución analítica, para la impedancia de entrada, relativamente sencilla:

$$Z_{in} \approx Z_{Lg} + r_{g1} + Z_{gs1} + Z_{Ls} + g_{m1}Z_{gs1}Z_{Ls}, \quad (1)$$

siendo

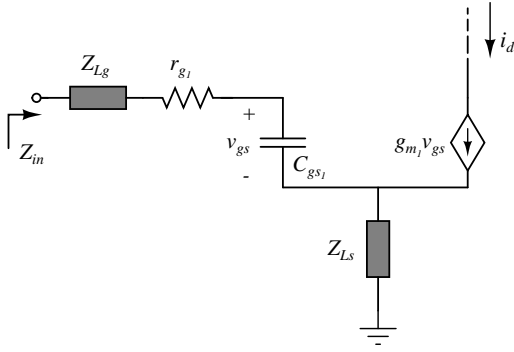


Figura 4. Circuito equivalente para hallar la impedancia de entrada.

$$Z_{Lg} = j\omega L_g + R_{Lg}$$

$$Z_{Ls} = j\omega L_s + R_{Ls}$$

$$Z_{gs1} = \frac{1}{j\omega C_{gs1}}$$

Para que haya máxima transferencia de potencia se debe cumplir

$$\Im\{Z_{in}\} = 0 \quad (2)$$

y

$$\Re\{Z_{in}\} = R_s, \quad (3)$$

donde  $R_s$  es la impedancia de la fuente. De las ecuaciones 2 y 3, se obtienen las siguientes relaciones:

$$\omega^2(L_g + L_s)C_{gs1} = 1 + g_{m1}R_{Ls} \quad (4)$$

$$R_s = R_{Lg} + R_{Ls} + r_{g1} + \frac{g_{m1}L_s}{C_{gs1}} \quad (5)$$

La ganancia de la celda puede ser dividida en dos partes: La etapa de transconductancia, y la etapa de mezclado de señal o del *mixer*.

Para la etapa de transconductancia (*LNA*) se tiene que

$$G_{LNA} \approx \frac{g_{m1}Z_{gs1}}{R_s + Z_{in}} [A/V], \quad (6)$$

donde  $Z_{in}$  es como se expresa en la ecuación 1.

La ganancia para la etapa del *mixer* es la relación entre la salida de frecuencia intermedia y la entrada en radiofrecuencia. Comunmente, esta ganancia es

$$G_{mixer} \approx \frac{2}{\pi} [A/A]. \quad (7)$$

Se puede obtener esta última relación si se supone que las corrientes de los drenadores de los transistores  $M_2$ - $M_3$  se comportan como ondas cuadradas ( $M_2$ - $M_3$  conmutando), para luego expresarlas en series de *Fourier*.

La ganancia del *mixer* se verá afectada por las capacitancias parásitas a la salida de la celda. Para mitigar este efecto, se decide trabajar la celda en modo corriente.<sup>8</sup>

La expresión de ganancia corriente-voltaje entre la corriente de salida de la celda y el voltaje de entrada en RF, puede obtenerse al multiplicar las relaciones 6 y 7, de donde:

$$G_{LMV} = \frac{i_{out}}{v_s} \approx G_{LNA} \cdot G_{mixer}. \quad (8)$$

Por último, considerando una impedancia de carga  $Z_{IF}$  que filtra las señales en la banda de *IF*, la ganancia voltaje-voltaje de la celda se expresa como

$$G_v \approx \frac{2g_{m1} \cdot R_{LOAD}}{\pi\omega C_{gs1} \left( R_s + R_{Lg} + R_{Ls} + r_{g1} + \frac{g_{m1}L_s}{C_{gs1}} \right)}, \quad (9)$$

donde  $R_{LOAD}$  es la resistencia asociada a la carga  $Z_{IF}$ . La anterior expresión es obtenida al reemplazar  $Z_{in}$  en 6, y esta última en 8.

### B. Análisis de Ruido a la Salida

El análisis de ruido de la celda puede dividirse en varias fases, cada una de las cuales revelará el aporte de cada etapa y de cada dispositivo dentro de la celda *LMV*. El factor de ruido total de doble banda lateral ( $F_{LMVD_{SB}}$ ) se define como la suma de los factores de ruido de cada fase a analizar, así

$$F_{LMVD_{SB}} = 1 + (F_{LNA} - 1) + (F_{mixer} - 1) + (F_{VCO} - 1), \quad (10)$$

donde el factor de ruido está definido como:

$$F = 1 + \frac{\overline{i_{n,o}^2}/\Delta f}{\overline{i_{v2,n,s}^2}/\Delta f}. \quad (11)$$

La anterior ecuación, define el ruido a la salida debido a las diferentes fuentes de ruido del circuito ( $\overline{i_{n,o}^2}/\Delta f$ ) con respecto al ruido producido por la fuente de entrada ( $\overline{i_{v2,n,s}^2}/\Delta f$ ). A continuación se presenta el análisis de ruido de la celda *LMV* por etapas.

#### B.1 Factor de ruido de la etapa *LNA*

En la Figura 5 se pueden distinguir las diferentes fuentes de ruido dentro de la etapa de transconductancia (*LNA*). El factor de ruido a la salida de este circuito es:

$$F_{LNA} = 1 + \sum_m \frac{\overline{i_{n,o\{m\}}^2}/\Delta f}{\overline{i_{v2,n,s}^2}/\Delta f}, \quad (12)$$

donde  $m$  equivale a la cantidad de fuentes de ruido dentro del circuito; mientras estas fuentes no estén correlacionadas, su efecto a la salida puede ser evaluado

<sup>8</sup> En el peor de los casos la ganancia bajará a la mitad, es decir  $1/\pi$ . El tratamiento matemático del por qué es mejor emplear la celda *LMV* en este modo, se expone en [1].

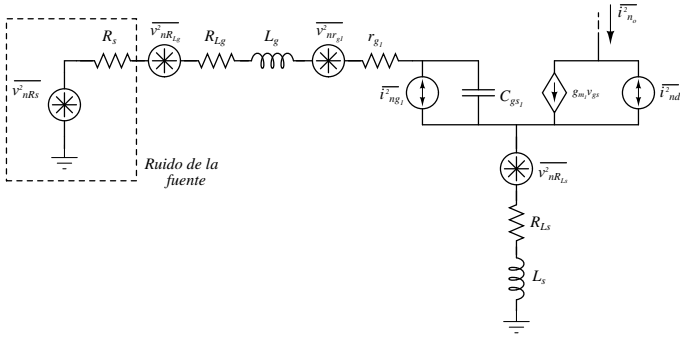


Figura 5. Circuito equivalente para hallar el ruido a la salida de la etapa del LNA.

por superposición (no es el caso para las fuentes de ruido asociadas al transistor). Teniendo en cuenta lo anterior, la ecuación 12, puede ser replanteada de la siguiente manera:

$$F_{LNA} = 1 + \frac{\overline{i_{Rn,o}^2}/\Delta f + \overline{i_{Mn,o}^2}/\Delta f}{\overline{i_{v_{n,s}}^2}/\Delta f}, \quad (13)$$

donde el primer término del numerador equivale a la densidad espectral de potencia del ruido<sup>9</sup> a la salida debido a las resistencias, mientras el segundo se debe al transistor  $M_1$ . El valor medio cuadrático producido por la fuente de ruido de voltaje, dentro de un ancho de banda  $\Delta f$  asociada a una resistencia, se define como:

$$\frac{\overline{V_{Rn}^2}}{\Delta f} = 4kTR, \quad (14)$$

donde  $k$  es la constante de Boltzmann y  $T$  es la temperatura absoluta (en Kelvin). Por otra parte, el ruido de la fuente referido a la salida de este circuito es,

$$\frac{\overline{i_{v_{n,s}}^2}}{\Delta f} = 4kTR_s \cdot |G_{LNA}|^2. \quad (15)$$

Con las dos relaciones anteriores, y considerando únicamente las fuentes de ruido de las resistencias parásitas para resolver el circuito de la Figura 5, se tiene

$$\frac{\overline{i_{Rn,o}^2}/\Delta f}{\overline{i_{v_{n,s}}^2}/\Delta f} = \frac{R_{Lg} + R_{Ls} + r_{g1}}{R_s}. \quad (16)$$

Para analizar el ruido que produce el transistor  $M_1$ , se debe tener en cuenta que las fuentes de ruido asociadas ( $\overline{i_{nd1}^2}/\Delta f$  e  $\overline{i_{ng1}^2}/\Delta f$ ) están correlacionadas. Si se resuelve el circuito de la Figura 5 considerando sólo las dos fuentes de ruido mencionadas, se puede encontrar un resultado a la salida de la forma:

$$i_{Mn,o} = x \cdot i_{nd1} + y \cdot i_{ng1}, \quad (17)$$

donde,

<sup>9</sup> En realidad esta no es la densidad espectral de potencia, sino una representación de ésta a través de una fuente con un valor medio cuadrático de voltaje (o de corriente) que expresa una medición del ruido producido por el elemento en un ancho de banda  $\Delta f$ , [10].

$$x = 1 - \frac{Z_{Ls} Z_{gs1} g_{m1}}{R_s + Z_{in}} \quad (18)$$

$$y = \frac{Z_{gs1} g_{m1}}{R_s + Z_{in}} (R_s + r_{g1} + Z_{Lg} + Z_{Ls}) \quad (19)$$

y la densidad espectral de potencia resulta:

$$\frac{\overline{i_{Mn,o}^2}}{\Delta f} = |x|^2 \cdot \frac{\overline{i_{nd1}^2}}{\Delta f} + |y|^2 \cdot \frac{\overline{i_{ng1}^2}}{\Delta f} + 2\Re\{x^* y \cdot c\} \cdot \sqrt{\frac{\overline{i_{nd1}^2}}{\Delta f} \frac{\overline{i_{ng1}^2}}{\Delta f}} \quad (20)$$

En esta última ecuación, el término  $c$  representa la correlación entre las dos fuentes de ruido (comúnmente  $c \approx -j0.395$ ). Los valores medios cuadráticos de las fuentes de ruido del transistor, dentro de un ancho de banda  $\Delta f$ , son [2]:

$$\frac{\overline{i_{nd}^2}}{\Delta f} = 4k\gamma T \cdot g_{ds0}, \quad (21)$$

$$\frac{\overline{i_{ng}^2}}{\Delta f} = 4kT\delta \cdot g_g, \quad (22)$$

donde,

$$g_g = \frac{w^2 C_{gs}^2}{5g_{ds0}}, \quad (23)$$

$$g_{ds0} = g_m + g_{mb} + g_{ds} \quad (24)$$

Como se plantea en [2] y [5], existe una relación entre  $g_{ds0}$  y  $g_m$ , definida como

$$\alpha = \frac{g_m}{g_{ds0}}. \quad (25)$$

$\alpha$  es prácticamente una constante para transistores de canal corto en saturación ( $\alpha \approx 0.8$ );

Teniendo en cuenta todo lo anterior, al resolver el circuito de la Figura 5, se encuentra que

$$\frac{\overline{i_{Mn,o}^2}/\Delta f}{\overline{i_{v_{n,s}}^2}/\Delta f} \approx \frac{\omega^2 C_{gs1}^2 R_s \gamma}{g_{m1}} \left[ \frac{1}{\alpha} \left( \frac{R_T}{R_s} \right)^2 + \left( \frac{R_T^2 + \omega^2 L_{gs}^2}{R_s^2} \right) \alpha \delta \right. \\ \left. - 0,79 \left( \frac{R_T}{R_s} \right)^2 \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right], \quad (26)$$

donde,

$$R_T = R_s + R_{Ls} + R_{Lg} + r_g, \quad (27)$$

$$L_{gs} = L_s + L_g. \quad (28)$$

Además, para hallar la ecuación 26, es necesario considerar que para valores cercanos a la frecuencia de resonancia, se cumple que:

$$1 - w^2 L_{gs} C_{gs1} \approx 0. \quad (29)$$

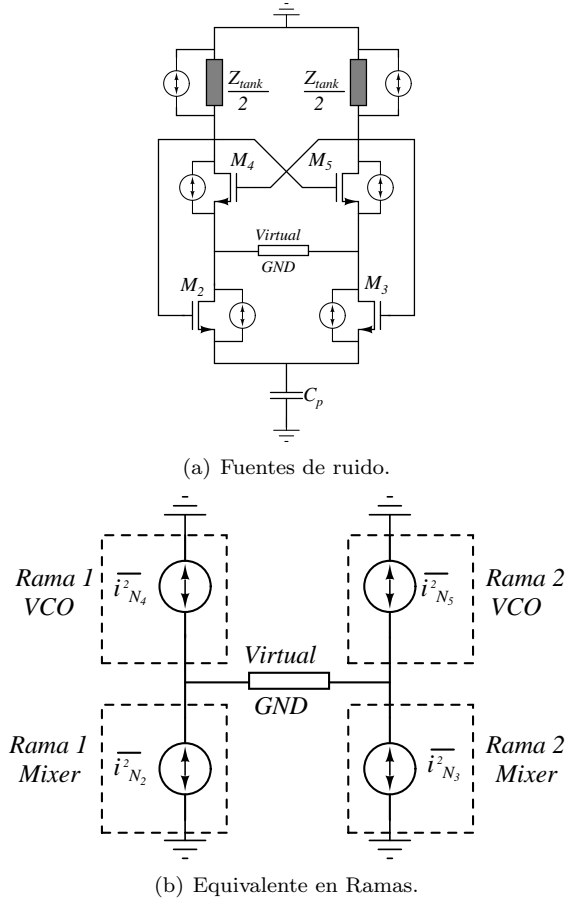


Figura 6. Fuentes de ruido del Mixer y el VCO.

Por último, reemplazando 16 y 26 en 13, se puede hallar una relación para el factor de ruido de la etapa LNA:

$$F_{LNA} \approx 1 + \frac{R_{Lg} + R_{Ls} + r_{g1}}{R_s} + \frac{\omega^2 C_{gs1}^2 R_s \gamma}{g_{m1}} \left[ \frac{1}{\alpha} \left( \frac{R_T}{R_s} \right)^2 + \left( \frac{R_T^2 + \omega^2 L_{gs}^2}{R_s^2} \right) \frac{\alpha \delta}{5\gamma} - 0,79 \left( \frac{R_T}{R_s} \right)^2 \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right] \quad (30)$$

## B.2 Factor de ruido de la etapa MIXER

El análisis del factor de ruido del mixer y del VCO se puede realizar de manera muy similar, si se tienen en cuenta los aportes de ruido de cada una de las ramas de estos circuitos, como se ilustra en la Figura 6.

Las fuentes de corriente que aparecen en el circuito de la Figura 6(b), son los equivalentes de Norton de cada una de las ramas. Entonces, el análisis del aporte de ruido de la etapa del mixer se puede llevar a cabo teniendo en cuenta el circuito de la Figura 7, y a partir de éste hallar los equivalentes de Norton. Para esto, en una primera instancia se considera sólo el aporte de ruido de los transistores  $M_2 - M_3$ ; los equivalentes de Norton para este caso, son

$$i_{N2} = \frac{-g_{m2} i_{nd3} + g_{m3} i_{nd2}}{g_{m3} + g_{m2}} \quad (31)$$

$$i_{N3} = \frac{-g_{m3} i_{nd2} + g_{m2} i_{nd3}}{g_{m3} + g_{m2}} \quad (32)$$

El ruido a la salida debido al par conmutado es el cuadrado de la resta de 31 y 32,<sup>10</sup> obteniendo

$$\overline{\frac{i_{Mn2,3}}{\Delta f}} = 8k\gamma T \bar{G} = 16k\gamma T \cdot \left( \frac{g_{m3} g_{m2}}{g_{m3} + g_{m2}} \right). \quad (33)$$

Como las transconductancias  $g_{m3}$  y  $g_{m2}$  varían con el tiempo (el punto de polarización cambia permanentemente), es necesario representar una transconductancia de gran señal que modele estos cambios. En [11] se desarrolla un análisis extenso de este valor, y se concluye que

$$\bar{G} = 2 \left( \frac{g_{m3} + g_{m2}}{g_{m3} \cdot g_{m2}} \right) = \frac{2I_B}{\pi V_{LO}}, \quad (34)$$

donde  $I_B$  es la corriente de polarización y  $V_{LO}$  es la amplitud del VCO. Reemplazando en 33, se tiene que

$$\overline{\frac{i_{Mn2,3}}{\Delta f}} = 8k\gamma T \bar{G} = 8k\gamma T \cdot \left( \frac{2I_B}{\pi V_{LO}} \right). \quad (35)$$

Por último, se obtiene el ruido producido a la salida debido a las resistencias de compuerta  $r_{g2,3}$ ; En [11], se analiza el ruido a la salida debido a las resistencias a la entrada del puerto del LO, como la resistencia de compuerta del par de transistores, y la resistencia de salida del VCO (este aporte se estudiará más adelante). La expresión que modela el ruido es

$$\overline{\frac{i_{rg2,3}^2}{\Delta f}} = 8kT r_{g2,3} \bar{G}^2 = 8kT r_{g2,3} \cdot \left( 4,64 \frac{\sqrt{K_{2,3} I_B^3}}{2\pi V_{LO}} \right), \quad (36)$$

donde  $K_{2,3} = 0,5\mu_0 C_{ox} \frac{W_{2,3}}{L_{2,3}}$ .

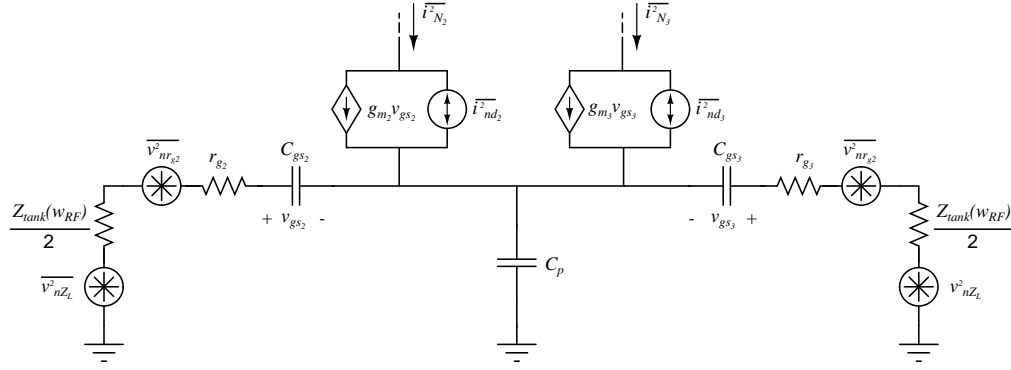
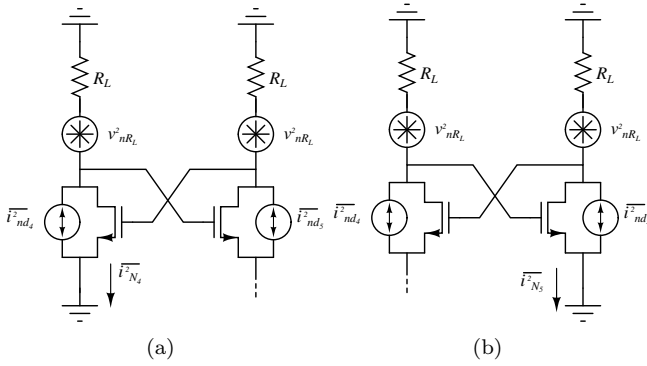
El ruido total aportado por la etapa de mezclado resulta de la suma de 35 y 36, y el factor de ruido se define como

$$F_{MIXER} \approx 1 + \left[ \frac{\pi\omega^2 (R_T C_{gs} + g_{m1} L_s)^2}{g_{m1}^2 R_s V_{LO}} \cdot \left( \gamma I_B + 1,16 r_{g2,3} \sqrt{K_{2,3} I_B^3} \right) \right]. \quad (37)$$

En este caso (así como para el VCO y la resistencia en la carga  $IF$ ), el ruido de la fuente de entrada referido a la salida es

$$\overline{\frac{i_{v_{n,s}}^2}{\Delta f}} = 4kT R_s \cdot |G_{LMV}|^2 \quad (38)$$

<sup>10</sup> Esto se debe entender como la suma de los cuadrados de las fuentes no correlacionadas, en este caso  $i_{nd2}$  y  $i_{nd3}$ . Se hace la resta para obtener la contribución total a la salida de ambas fuentes.


 Figura 7. Fuentes de Ruido de la etapa del *Mixer* (también se coloca la fuente de ruido debido al acople entre la etapa del *VCO* y el *Mixer*).

 Figura 8. Fuentes de ruido de la etapa del *VCO*.

### B.3 Factor de ruido de la etapa *VCO*

Como en el análisis de la etapa del *mixer*, el ruido aportado por el *VCO* se puede obtener resolviendo los circuitos de la Figura 8

Un análisis sencillo de estos dos circuitos, conduce a los siguientes resultados:<sup>11</sup>

$$\frac{\overline{i_{N4}^2}}{\Delta f} \approx \frac{\overline{i_{nd4}^2}}{\Delta f} + 4kTg_{m4}^2R_L = 4kT \cdot \left( \gamma \frac{g_{m4}}{\alpha} + g_{m4}^2R_L \right), \quad (39)$$

$$\frac{\overline{i_{N5}^2}}{\Delta f} \approx \frac{\overline{i_{nd5}^2}}{\Delta f} + 4kTg_{m5}^2R_L = 4kT \cdot \left( \gamma \frac{g_{m5}}{\alpha} + g_{m5}^2R_L \right). \quad (40)$$

El ruido a la salida debido al par de transistores es la suma de los cuadrados de las fuentes de corriente (la suma de 39 y 40), obteniendo

$$\frac{\overline{i_{Mn4,5}^2}}{\Delta f} = \frac{\overline{i_{N4}^2}}{\Delta f} + \frac{\overline{i_{N5}^2}}{\Delta f} = 8kT \cdot \left( \gamma \frac{g_{m4,5}}{\alpha} + g_{m4,5}^2R_L \right). \quad (41)$$

<sup>11</sup> Los análisis se realizaron en las frecuencias intermedias de salida ( $1MHz \sim 10MHz$ ), donde el equivalente de la impedancia del tanque es la resistencia parásita del inductor  $R_L$ , como se muestra en la Figura 8.

Por otra parte, el acople directo que hay desde la salida del *VCO* a las compuertas de los transistores que conforman el *mixer*, produce a la salida de la celda ruido generado por la resistencia vista hacia el *VCO* (Figura 7). El aporte al ruido producido por esta etapa es

$$\begin{aligned} \frac{\overline{i_{n,Z_L}^2}}{\Delta f} &= 4kT \cdot Z_{tank}(\omega_{RF}) \cdot \overline{G^2} \\ &= 4kT \cdot Z_{tank}(\omega_{RF}) \cdot \left( 2,32 \frac{\sqrt{K_{2,3}I_B^3}}{\pi V_{LO}} \right) \end{aligned} \quad (42)$$

Entonces, el ruido del *VCO* será la suma de 45 y 42, y su factor de ruido:

$$F_{VCO} \approx 1 + \left[ \frac{\pi^2 \omega^2 (R_T C_{gs} + g_{m1} L_s)^2}{2g_{m1}^2 R_s} \cdot \left\{ \gamma \frac{g_{m4,5}}{\alpha} + 1,16 \cdot Z_{tank}(\omega_{RF}) \cdot \frac{\sqrt{K_{2,3}I_B^3}}{\pi V_{LO}} + R_L \cdot g_{m4,5}^2 \right\} \right], \quad (43)$$

donde  $Z_{tank}(\omega_{RF}) \approx \frac{1}{g_{tank}}$ .

### C. Ruido de Fase

El análisis para el ruido de fase de la celda *LMV* se puede hacer de la misma manera que para un *VCO NMOS* diferencial. Esto es posible gracias a que la parte de la celda que trabaja en la región *IF* puede aislarse de la de *RF*, ya sea por medio de una capacitancia de acople (como en [1]), o con la carga de *IF*(tierra virtual).

El análisis se desarrolla igual como se hace en [12]. El circuito que se utiliza para hallar una expresión que caracterice el ruido de fase, se presenta en la Figura 9. Los modelos de inductancia y varactor se ilustran en la Figura 10.

La definición de ruido de fase de banda sencilla es [7], [12]:

$$L\{f_{off}\} = \frac{1}{8\pi^2 f_{off}^2 q_{max}^2} \cdot \sum_n \left( \frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f} \Gamma_{rms,n}^2 \right) \quad (44)$$

donde  $f_{off}$  es la frecuencia *offset* respecto a la frecuencia de oscilación central, y  $q_{max}$  es la carga máxima desplazada

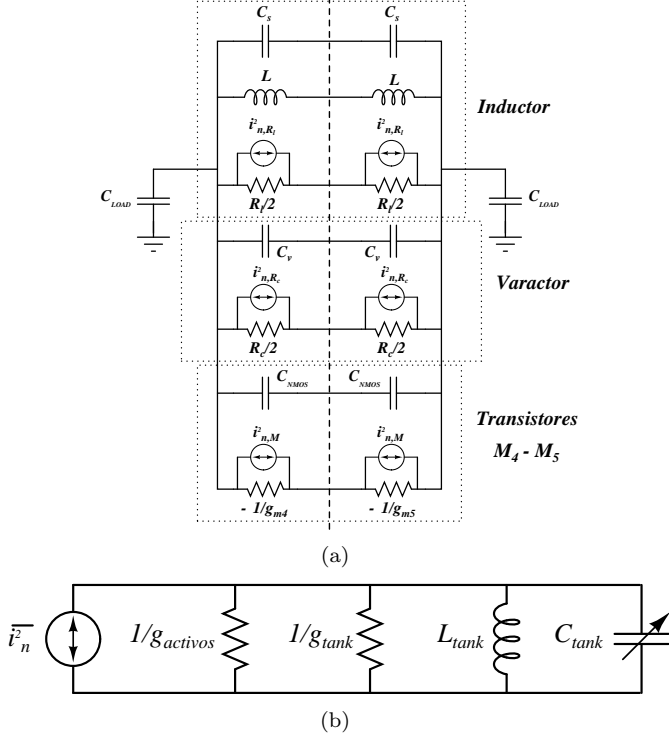


Figura 9. Circuito para el análisis de la etapa del VCO de la celda LMV.

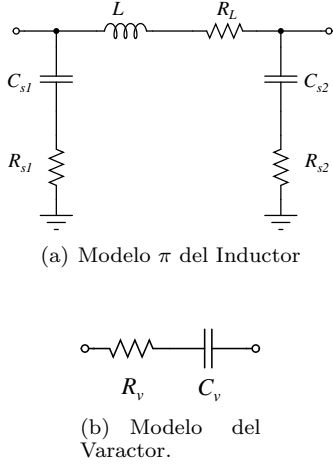


Figura 10. Modelos para el Inductor y el Varactor.

en el tanque ( $q_{max} = C_{tank}V_{LO} = V_{LO}/(\omega_0^2 L_{tank})$ ). La sumatoria de  $\overline{i_n^2}/\Delta f$ , cuantifica el aporte de todas las fuentes de ruido en el sistema (ruido de inductor, ruido de varactor, ruido de compuerta, ruido de drenador), ponderado por  $\Gamma_{rms,n}^2$  que es el valor RMS de la función de susceptibilidad para cada una de dichas fuentes de ruido. Generalmente, la función de susceptibilidad de las fuentes de ruido se asemeja a una función senoidal, por lo que  $\Gamma_{rms,n}^2 \approx 0,5$ .

El ruido de fase es hallado en su salida diferencial, es por esto que se presenta un equivalente diferencial del circuito 9(a) en 9(b). Donde:

$$\frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f} = \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{\overline{i_{n,Rl}^2}}{\Delta f} + \frac{\overline{i_{n,Rc}^2}}{\Delta f} + \frac{\overline{i_{nd4,5}^2}}{\Delta f} + \frac{\overline{i_{ng4,5}^2}}{\Delta f} \right) \quad (45)$$

$$g_{activos} = -\frac{g_{m4,5}}{2} \quad (46)$$

$$g_{tank} \approx g_L + g_v \quad (47)$$

$$L_{tank} = 2L \quad (48)$$

$$C_{tank} = \frac{1}{2}(C_s + C_v + C_{NMOS} + C_{load}) \quad (49)$$

$$C_{NMOS} \approx C_{gs4,5} + 4C_{dg4,5} \quad (50)$$

$$C_{load} \approx C_{gs2,3} + C_{dg2,3} \quad (51)$$

- $\overline{i_{nd}^2}/\Delta f$  y  $\overline{i_{ng}^2}/\Delta f$ , están dadas por 21 y 22, respectivamente. Además:

$$\frac{\overline{i_{n,Rl}^2}}{\Delta f} = \frac{4kT}{(Rl/2)} = 4kT(2g_L) \quad (52)$$

$$\frac{\overline{i_{n,Rc}^2}}{\Delta f} = \frac{4kT}{(R_c/2)} = 4kT(2g_v) \quad (53)$$

- $L$  y  $C_v$  son la inductancia y la capacitancia del varactor de una de las ramas del VCO.
- $C_{gs4,5}$ ,  $C_{dg4,5}$ ,  $C_{gs2,3}$  y  $C_{dg2,3}$  son los capacitores de compuerta-fuente y drenador-compuerta de los transistores  $M_4 - M_5$  (VCO) y  $M_2 - M_3$  (Mixer).
- $g_L$  y  $g_v$  son las conductancias parásitas del inductor y del varactor, respectivamente, y se representan:

$$g_L = \frac{1}{2} \left( \frac{R_L}{\omega_0^2 L} + \omega_0^2 C_s^2 R_s \right) \quad (54)$$

$$g_v = \frac{1}{2} \omega_0^2 C_v^2 R_v \quad (55)$$

siendo  $\omega_0$  la frecuencia de oscilación.

- $C_s$  y  $R_s$  describen una de las ramas del modelo  $\pi$  del inductor de la Figura 10(a).

Entonces, el ruido de fase resulta:

$$L\{f_{off}\} = \frac{4kT}{16\pi^2 f_{off}^2 q_{max}^2} \cdot \left[ \frac{1}{2} \left( \frac{R_L}{\omega_0^2 L} + \omega_0^2 C_s^2 R_s \right) + \frac{1}{2} \omega_0^2 C_v^2 R_v + \frac{g_{m4,5}}{\alpha} + \frac{\delta\alpha}{5} \cdot \frac{\omega_0^2 C_{gs}^2}{g_{m4,5}} \right] \quad (56)$$

#### D. Condición para el Arranque de las Oscilaciones

Tomando como referencia la Figura 9(b), sin tener en cuenta la fuente de ruido, se puede hallar una función de transferencia para el VCO, de la forma

$$Z_{eq} = \frac{s/C_{tank}}{s^2 + \frac{g_T}{C_{tank}}s + \frac{1}{L_{tank}C_{tank}}}, \quad (57)$$

donde,

$$g_T = g_{\text{tank}} + g_{\text{activos}}. \quad (58)$$

Como se explica en la sección II, para que el circuito pueda empezar a oscilar, se debe cumplir que

$$g_T < 0 \Rightarrow \frac{g_{m4,5}}{2} \geq \alpha_{lo} \cdot g_{\text{tank}}, \quad (59)$$

donde  $\alpha_{lo}$  es una constante que asegura que la transconductancia de los elementos activos sea más grande que la conductancia parásita del tanque; generalmente, este valor se encuentra entre 2 y 3 [12], [7].

### E. Frecuencia de Oscilación

La frecuencia de oscilación puede variar entre un rango definido de frecuencias, dependiendo de los valores máximo y mínimo de la capacitancia asociada al varactor. Considerando las ecuaciones 49 y 48 se puede obtener relaciones de frecuencia y capacitancia máxima y mínima:

$$\omega_{0_{min}}^2 = \frac{1}{L_{\text{tank}} C_{\text{tank}_{max}}} \quad (60)$$

$$\omega_{0_{max}}^2 = \frac{1}{L_{\text{tank}} C_{\text{tank}_{min}}} \quad (61)$$

Lógicamente, la frecuencia central es

$$\omega_{0_{cen}}^2 = \frac{1}{L_{\text{tank}} C_{\text{tank}_{cen}}} \quad (62)$$

### F. Amplitud de Oscilación

A la salida del *VCO* se induce un voltaje diferencial de amplitud

$$V_{LO} \approx \frac{2I_B}{\pi g_{\text{tank}}}, \quad (63)$$

debido a la onda cuadrada de corriente que fluye a través del tanque *LC*.  $I_B$  es la corriente de polarización del circuito.

Cuando la amplitud de oscilación está representada por la aproximación en 63, se dice que el *VCO* se encuentra trabajando en la región limitada por corriente, [12].

De igual forma, existe el caso en que la amplitud de oscilación se ve limitada por la tensión de alimentación; en la situación más extrema resulta en

$$V_{LO} \approx V_{dd}, \quad (64)$$

donde  $V_{dd}$  es la tensión de alimentación.

Los anteriores dos casos limitan el voltaje máximo de oscilación, pero también se deben tener algunas consideraciones para la mínima amplitud de oscilación que permita un correcto funcionamiento de la celda. En [2] y [5], se obtiene una expresión para este caso, esta es,

$$|V_{LO, min}| = \frac{\theta I_B}{2K} + \sqrt{\frac{\theta^2 I_B^2}{4K^2} + \frac{I_B}{K}}, \quad (65)$$

donde  $\theta$  es un parámetro de la tecnología (por lo general,  $\theta \approx 0,9$ ), y  $K = \mu_0 C_{ox} \frac{W}{2L}$ .

La condición del límite inferior de la amplitud de oscilación, está dada por el problema de tener encendidos simultáneamente los pares de transistores el menor tiempo posible, pues los aportes más significativos de ruido suceden precisamente cuando conducen al mismo tiempo, y si este evento se prolonga, el ruido será mayor (esto para los dos pares de transistores  $M_2$ - $M_3$  y  $M_4$ - $M_5$ ).

### G. Consumo de Potencia y Polarización

El consumo de potencia de la celda, está dado por,

$$P_{LMV} = I_B V_{dd}. \quad (66)$$

Para el análisis de polarización, se supone que en una primera instancia, todos los transistores del circuito deben encontrarse en saturación.

El voltaje de polarización se expresa como

$$V_{dd} \geq \frac{I_B}{2} R_L + V_{ds_{4,5}} + V_{ds_{2,3}} + V_{ds_1} + I_B R_{Ls}, \quad (67)$$

siendo  $V_{ds_{4,5}}$  y  $V_{ds_{2,3}}$  los voltajes drenador-fuente de los transistores  $M_4 - M_5$  y  $M_2 - M_3$ , respectivamente.

## IV. MODELADO

### A. Modelado de los Transistores

Para el caso de los transistores *NMOS* trabajando en radiofrecuencia, se generan datos con la herramienta *HSPICE*, adaptando el modelo *BSIM3v3* nivel 49 *MODNRF* de *SpectreRF* (*Cadence*),<sup>12</sup>.

Se generan modelos para algunas transconductancias, capacitancias, tensiones y resistencias de compuerta en el transistor *NMOS*. Todos estos modelos fueron representados por monomios de la forma,

$$g_x, C_x, V_x = K_x I_D^{\alpha 1_x} V_{DS}^{\alpha 2_x} W^{\alpha 3_x}, \quad (68)$$

donde  $K_x$ ,  $\alpha 1_x$ ,  $\alpha 2_x$  y  $\alpha 3_x$  son constantes que resultan del ajuste de datos;  $I_D$  es la corriente en el drenador;  $V_{DS}$  es la tensión drenador-fuente y  $W$  es el ancho del transistor.

Por otro lado, la resistencia de compuerta sólo depende del ancho del transistor (según la ecuación de *AMS* con la que se modela, presentada en [2]), por lo cual su modelo monomial es de la forma,

$$r_g = K_{rg} W^{\alpha_{rg}}. \quad (69)$$

Los errores de los modelos monomiales no sobrepasan el 8%.

### B. Modelado de las Inductancias

Se utiliza la herramienta *ASITIC* para desarrollar una base de datos de más de 1900 inductores.

Tomando como referencia el modelo  $\pi$  de la Figura 10(a), se hallan monomios para  $L$ ,  $R$ ,  $C_{s1}$ ,  $C_{s2}$ ,  $R_{s1}$  y  $R_{s2}$  de la forma

<sup>12</sup> Se debe realizar una adaptación de este modelo a *HSPICE*, pues esta herramienta no posee el modelo para radiofrecuencia de *Austria Microsystems*.

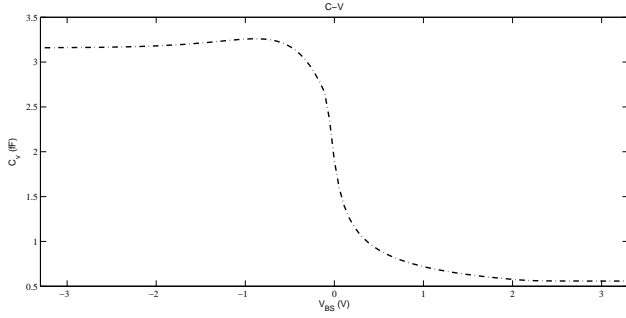


Figura 11. Característica C-V.

$$L_i, R_i, C_{si}, R_{si} = K_i D R_{out}^{\alpha 1_i} W_L^{\alpha 2_i} N^{\alpha 3_i}, \quad (70)$$

donde  $DR_{out}$  es longitud del inductor,  $W_L$  es el ancho del metal y  $N$  es el número de vueltas. En contraste con [2], se consideran las dimensiones de los inductores como las variables de los modelos monomiales, y no sus valores de resistencia e inductancia. Los errores de estos modelos no sobrepasan el 7%.

### C. Modelado de los Varactores

Según el modelo de varactor proporcionado por *AMS*, el varactor en esta tecnología es de tipo acumulación (varactor *A-MOS*, [7]).

A partir de variaciones en el ancho del varactor y el voltaje pozo-compuerta ( $V_{BG}$ ) en simulaciones realizadas en *Spectre*, se obtienen diferentes curvas C-V (Capacitancia-Voltaje), como la que se muestra en 11. En todas estas curvas, se puede distinguir una zona lineal que comprende entre  $-0.1V < V_{BG} < 0.1V$ , donde se toman en cuenta los puntos (para cada geometría) de capacitancia mínima, central y máxima, para así obtener modelos monomiales en cada caso. Los modelos obtenidos son:

$$C_{v_{min}} = 1,4263 \cdot 10^{-9} W_c \quad (V_{BG} = 0.1V) \quad (71)$$

$$C_{v_{central}} = 1,8986 \cdot 10^{-9} W_c \quad (V_{BG} = 0V) \quad (72)$$

$$C_{v_{max}} = 2,6402 \cdot 10^{-9} W_c \quad (V_{BG} = -0.1V) \quad (73)$$

donde  $W_c$  es el ancho del varactor.

Se recurre a la ecuación que se encuentra en el modelo del varactor de *AMS* (74) para obtener un modelo monomial (75).

$$R_v = R_G = \frac{5,615 \cdot 10^{-4}}{W_c} - 0,2749 \quad (74)$$

$$R_v = K_{rv} W_c^{\alpha_{rv}} \quad (75)$$

Los errores obtenidos por estos modelos son menores al 10%.<sup>13</sup>

<sup>13</sup> El error para la capacitancia es menor al 0,02%.

## V. PROGRAMA GEOMÉTRICO

### A. Consideraciones

Algunas consideraciones hechas en este trabajo, son tomadas de [2]:

- Se selecciona el factor de ruido como función objetivo.<sup>14</sup>
- El ruido *Flicker* es despreciado.
- Las ecuaciones 4 y 5 se replantean como desigualdades de la forma:

$$\frac{1 + g_{m1} R_{Ls}}{\omega_{RF} C_{gs1}} \leq \omega_{RF} L_{gs} \quad (76)$$

$$R_{Lgs} + r_{g1} + \frac{g_{m1} L_s}{C_{gs1}} \leq R_s \quad (77)$$

- Se obtiene una expresión monomial para 65 (esto para los dos pares de transistores  $M_2 - M_3$  y  $M_4 - M_5$ ) de la forma:

$$V_{LO, min_1} = K_{V_{LO}} I_D^{\alpha_{V_{LO}1}} W_{2,3}^{\alpha_{V_{LO}2}} \quad (78)$$

$$V_{LO, min_2} = K_{V_{LO}} I_D^{\alpha_{V_{LO}1}} W_{4,5}^{\alpha_{V_{LO}2}} \quad (79)$$

Se plantean entonces dos desigualdades:

$$V_{LO} \geq 2 \cdot V_{LO, min_1} \quad (80)$$

$$V_{LO} \geq 2 \cdot V_{LO, min_2} \quad (81)$$

Se decide agregar un factor de dos para garantizar que la amplitud de oscilación sea por lo menos el doble de  $V_{LOmin}$ .

- Se replantea la ecuación 30 para que pueda ser incluida en el PG (el signo negativo que aparece, se hace positivo y se evalúa el peor caso).

Adicionalmente, se plantean nuevas consideraciones, tomando en cuenta algunas especificaciones de la celda:

- Se adecuaron las ecuaciones 60 y 61, de tal manera que puedan ser expresadas como desigualdades de la forma[13]:

$$L_{tank} C_{tank_{max}} \geq \frac{1}{\omega_{0_{min}}} \quad (82)$$

$$L_{tank} C_{tank_{min}} \leq \frac{1}{\omega_{0_{max}}} \quad (83)$$

La primera expresión no puede ser implementada en el PG, por lo que es necesario adaptarla:

$$L \cdot C_{v_{max}} \geq \frac{1}{\omega_{0_{min}}} \quad (84)$$

<sup>14</sup> Aunque uno de lo objetivos de este proyecto es optimizar la potencia, se considera que se está alcanzando con el sólo hecho de implementar tres bloques funcionales en uno sólo.

- Las relaciones 63 y 64, se reescriben como desigualdades:

$$V_{LO} \leq \frac{2I_B}{\pi g_{tank}} \quad (85)$$

$$V_{LO} \leq V_{dd} \quad (86)$$

### B. Programa Geométrico en CVX

Terminada la formulación matemática y atendiendo a las consideraciones realizadas, se plantea el programa geométrico en la herramienta CVX. A continuación se muestra la forma del PG:<sup>15</sup>

- Variables:

$$I_B \ V_{ds1} \ V_{ds2} \ V_{ds4} \ W_1 \ W_2 \ W_4 \ DR_{outL} \ W_L \ N_L \ W_c \\ DR_{outL_{ss}} \ W_{L_{ss}} \ N_{L_{ss}} \ DR_{outL_{gs}} \ W_{L_{gs}} \ N_{L_{gs}} \ V_{dd} \ V_{LO}$$

- Minimizar:  $F_{LMVDSB}$

- Sujeto a:

$$P_{LMV} \leq P_{LMV_{max}}$$

$$L\{f_{off}\} \leq L\{f_{off}\}_{max}$$

$$G_v \geq G_{v_{min}}$$

$$V_{LO} \leq V_{dd}$$

$$V_{LO} \leq 2I_B/(\pi g_{tank})$$

$$V_{LO} \geq 2V_{LO_{min1}}$$

$$V_{LO} \geq 2V_{LO_{min2}}$$

$$(1 + g_{m1}R_{L_s})/(\omega_{RF}C_{gs1}) \leq \omega_{RF}L_{gs}$$

$$R_{L_{gs}} + r_{g1} + g_{m1}L_s/C_{gs1} \leq R_s$$

$$V_{dd} \geq V_{ds1} + V_{ds2} + V_{ds4} + R_{L_{ss}}I_B + R_L I_B/2$$

$$g_{m4,5} \geq 2 \cdot \alpha_{lo} \cdot g_{tank}$$

$$\omega_{0_{max}}^2 C_{tank_{min}} L_{tank} \leq 1$$

$$\omega_{0_{min}}^2 C_{v_{max}} L \geq 1$$

$$L_{gs} \geq L_{gs_{max}}$$

$$L_{gs} \leq L_{gs_{min}}$$

$$L_{ss} \geq L_{ss_{max}}$$

$$L_{ss} \leq L_{ss_{min}}$$

$$L \geq L_{min}$$

$$L \leq L_{max}$$

$$DR_{outL} \geq DR_{L_{min}}$$

$$DR_{outL} \leq DR_{L_{max}}$$

$$DR_{outL_{gs}} \geq DR_{L_{gs_{min}}}$$

$$DR_{outL_{gs}} \leq DR_{L_{gs_{max}}}$$

$$DR_{outL_{ss}} \geq DR_{L_{ss_{min}}}$$

$$DR_{outL_{ss}} \leq DR_{L_{ss_{max}}}$$

$$W_L \geq W_{L_{min}}$$

$$W_L \leq W_{L_{max}}$$

$$W_{L_{gs}} \geq W_{L_{gs_{min}}}$$

$$W_{L_{gs}} \leq W_{L_{gs_{max}}}$$

$$W_{L_{ss}} \geq W_{L_{ss_{min}}}$$

$$W_{L_{ss}} \leq W_{L_{ss_{max}}}$$

$$N_L \geq N_{L_{min}}$$

$$N_L \leq N_{L_{max}}$$

$$N_{L_{gs}} \geq N_{L_{gs_{min}}}$$

$$N_{L_{gs}} \leq N_{L_{gs_{max}}}$$

$$N_{L_{ss}} \geq N_{L_{ss_{min}}}$$

$$N_{L_{ss}} \leq N_{L_{ss_{max}}}$$

$$W_c \geq W_{c_{min}}$$

$$W_c \leq W_{c_{max}}$$

$$I_B \geq I_{D_{min}}$$

$$I_B \leq I_{D_{max}}$$

$$V_{ds1} \geq V_{ds1_{min}}$$

$$V_{ds1} \leq V_{ds1_{max}}$$

$$V_{ds2,3} \geq V_{ds2,3_{min}}$$

$$V_{ds2,3} \leq V_{ds2,3_{max}}$$

$$V_{ds4,5} \geq V_{ds4,5_{min}}$$

$$V_{ds4,5} \leq V_{ds4,5_{max}}$$

$$W_1 \geq W_{1_{min}}$$

$$W_1 \leq W_{1_{max}}$$

$$W_{2,3} \geq W_{2,3_{min}}$$

$$W_{2,3} \leq W_{2,3_{max}}$$

$$W_{4,5} \geq W_{4,5_{min}}$$

$$W_{4,5} \leq W_{4,5_{max}}$$

### C. Consideraciones Finales para el PG

En el apartado anterior se presenta la forma general del PG para asistir el diseño de una celda *LMV*. Sin embargo, algunas consideraciones adicionales se deben tomar en cuenta para el diseño final de los circuitos planteados en este trabajo.

- Para acoplar correctamente la entrada, son necesarios valores de  $L_g$  muy grandes, incompatibles con la tecnología *CMOS* 0,35 $\mu$ m, [2]. Es por esto que se implementa de manera *off-chip* (no se integra con el resto del circuito).<sup>16</sup>
- Pruebas en el PG contrastadas con resultados de simulación, demuestran que hay un mejor acople en la entrada si se desprecian la resistencia de compuerta  $r_{g1}$  y las resistencias parásitas de los inductores  $L_g$  y  $L_s$  ( $R_{L_g}$  y  $R_{L_s}$ , respectivamente). Esto puede explicarse de la siguiente manera: como algunos de los efectos capacitivos asociados al transistor de transconductancia  $M1$  no son tomados en cuenta, al despreciar los otros efectos parásitos se presenta una compensación en la impedancia final. Las restricciones que son alteradas en el PG son las de impedancia (naturalmente), quedando finalmente como restricciones igualdad:

$$\omega_{RF}^2 L_{gs} C_{gs1} == 1 \quad (87)$$

$$\frac{g_{m1}L_s}{C_{gs1}} == R_s \quad (88)$$

- Para encontrar una capacitancia de varactor adecuada para la frecuencia de interés, se cambian las restricciones de frecuencia máxima y mínima, por dos restricciones de dimensionamiento:

<sup>16</sup> En la actualidad, la mayoría de diseñadores implementan sus circuitos de esta manera [1]. Esto no hace variar mucho la estructura del PG, simplemente se quitan las restricciones de para este inductor, y su valor se dispone como una variable más.

<sup>15</sup> Si se desea conocer un poco más de la forma estándar de un programa geométrico, se puede consultar [14]

Parámetro	Bluetooth	GSM
$NF$ [dB]	$\leq 23$	$\leq 8,7$
$G_v$ [dB]	$\geq 21$	$\geq 20$
$PN$ [dBc/Hz] @ 3MHz	$\leq -128$	$\leq -133$
$P_{IIP3}$ [dBm]	$\geq -16,5$	$\geq -17$
Rango de Frecuencias [MHz]	2400 – 2480	1805,2 – 1879,8

TABLA I

ESPECIFICACIONES DE LOS ESTÁNDARES *Bluetooth* Y *GSM*.

$$C_v \geq \beta \cdot (C_{NMOS} + C_{load} + C_s) \quad (89)$$

$$\omega_0^2 == \frac{1}{L \cdot (1 + \frac{1}{\beta}) C_v} \quad (90)$$

donde  $\beta$  es un factor de proporcionalidad entre las capacitancias parásitas, y la capacitancia del varactor.<sup>17</sup>

## VI. ESPECIFICACIONES PARA LOS ESTÁNDARES *Bluetooth* Y *GSM-1800*

Aunque las especificaciones de los estándares *Bluetooth* y *GSM* para un *Front-End* no se encuentran consignadas en un documento formal, éstas pueden ser extraídas de los documentos que rigen las normas de calidad para los estándares mencionados. En [5] y en [15], se hace dicha extracción y se presentan las especificaciones mínimas para *Bluetooth* y *GSM-1800*, respectivamente.

Siendo así, en la Tabla I se enlistan las especificaciones con las que se trabajaron en este proyecto.<sup>18</sup>

## VII. RESULTADOS

A continuación se presentan los resultados obtenidos en simulación para la celda *LMV* cumpliendo con los estándares *Bluetooth* y *GSM*.

En la Tabla II, se presentan los límites impuestos para las variables del PG para *Bluetooth* y *GSM*, mientras que en la Tabla III se exponen los resultados del PG contrastados con los resultados de simulación en *SpectreRF* para cada uno de los estándares. Las gráficas de dichas simulaciones se pueden apreciar en las Figuras 12 y 13. En la Figura 14, se presenta el *Layout* realizado para la celda *LMV* para el estándar *Bluetooth*.<sup>19</sup>

En la Tabla IV se hace una comparación con los trabajos realizados en el grupo *CIDIC*, que preceden a este proyecto. En estos trabajos se presenta el diseño de un *LNA* y un *Mixer* por separado [5], una celda *LNA-Mixer* [2], y un *VCO* [7], todos para el estándar *Bluetooth* y en un proceso *CMOS* de  $0,35\mu\text{m}$ .

Por último, en las Tablas V y VI se comparan los resultados de las celdas *LMV* con diferentes *Front-Ends* encontrados en la literatura, para los estándares *Bluetooth* y *GSM-1800*, respectivamente.

<sup>17</sup> Este valor de  $\beta$ , puede ser hallado luego de correr el PG y observar cuanto es la relación entre estas capacitancias.

<sup>18</sup> Estas especificaciones no son las mismas utilizadas para el PG.

<sup>19</sup> Sólo se agrega la Figura de este *Layout* para simplicidad del documento. El *Layout* para *GSM* es similar.

Variable	Restricción		Variable	Restricción	
	Bluetooth	GSM		Bluetooth	GSM
$L_{ssmax}$ [nH]	0,75	0,7	$N_{L_{ssmax}}$	2,5	2,5
$L_{ssmin}$ [nH]	0,55	0,4	$W_{C_{min}}$ [ $\mu\text{m}$ ]	100	100
$L_{min}$ [nH]	3	3	$W_{C_{max}}$ [ $\mu\text{m}$ ]	1000	1000
$L_{max}$ [nH]	7	7	$I_{B_{min}}$ [mA]	1	0,8
$DR_{out,min}$ [ $\mu\text{m}$ ]	150	150	$I_{B_{max}}$ [mA]	6	9,3
$DR_{out,max}$ [ $\mu\text{m}$ ]	230	230	$W_{min}$ [ $\mu\text{m}$ ]	35	70
$W_{L_{min}}$ [ $\mu\text{m}$ ]	4,5	4,5	$W_{max}$ [ $\mu\text{m}$ ]	400	600
$W_{L_{max}}$ [ $\mu\text{m}$ ]	30	30	$V_{dd,max}$ [V]	3,3	3,3
$N_{L_{min}}$	1	1			
$N_{L_{max}}$	10	10			

TABLA II

ESPECIFICACIONES DEL PG PARA LOS ESTÁNDARES *Bluetooth* Y *GSM-1800*.

Parámetro	Bluetooth			GSM-1800		
	PG	SpectreRF		PG	SpectreRF	
		Pre <sup>a</sup>	Post <sup>b</sup>		Pre <sup>a</sup>	Post <sup>b</sup>
$P_D$ [mW]	6	4,2	4,4	18	18,7	18,96
$NF_{SSB}$ [dB]	7,77	7,2 <sup>c</sup>	7,66 <sup>c</sup>	7,41	6,6 <sup>c</sup>	6,93 <sup>c</sup>
$G_v$ [dB]	30,4	28,59	27,8	34,7	34,4	33,75
$PN$ [dBc/Hz] <sup>d</sup>	-127	-130,4	-128,5	-133	-132,3	-131,5
$\Re\{Z_{in}\}$ [ $\Omega$ ]	50	47,7	-	50	47,8	-
$\Im\{Z_{in}\}$ [ $\Omega$ ]	0	-2	-	0	-3	-
$S_{11}$ [dB]	-	-28,5	-27,03	-	-32,1	-27,6
$P_{IIP3}$ [dBm]	-	-	-13,54	-	-	-9,34

<sup>a</sup> *Pre-layout*<sup>b</sup> *Post-layout*<sup>c</sup> Simulado a 5 MHz en *IF*.<sup>d</sup> A 3 MHz de la frecuencia de la portadora.

TABLA III

RESULTADOS PARA LOS ESTÁNDARES *Bluetooth* Y *GSM-1800*.

## VIII. CONCLUSIONES

Dos celdas *LMV* fueron diseñadas para los estándares *Bluetooth*, y *GSM-1800*. Para la primera aplicación, se obtiene una figura de ruido de 7,7 [dB], un ruido de fase de -128,5 [dBc/Hz] disipando una potencia de 4,4 [mW]. Para el estándar *GSM*, se logra una figura de ruido de 6,93 [dB], un ruido de fase de -131,5 [dBc/Hz] con un consumo de 19 [mW].

Se utilizó la programación geométrica como herramienta de optimización y de asistencia en el diseño de la celda *LMV*.

Se demostró que el problema de diseño de una celda *LMV* puede ser planteado en un PG, y que éste último es capaz de resolver el circuito considerando las interdependencias entre los bloques funcionales, permitiendo obtener, un diseño que puede configurarse para cumplir con los parámetros de desempeño de diferentes estándares.

Se demostró que fusionar varios bloques funcionales en un sólo circuito, permite la reducción del consumo de potencia.

Se plantearon expresiones para el factor de ruido, ruido de fase y ganancia, entre otros, que modelan las dependencias existentes entre estos parámetros de desempeño y las características de los elementos asociados a la celda *LMV*.

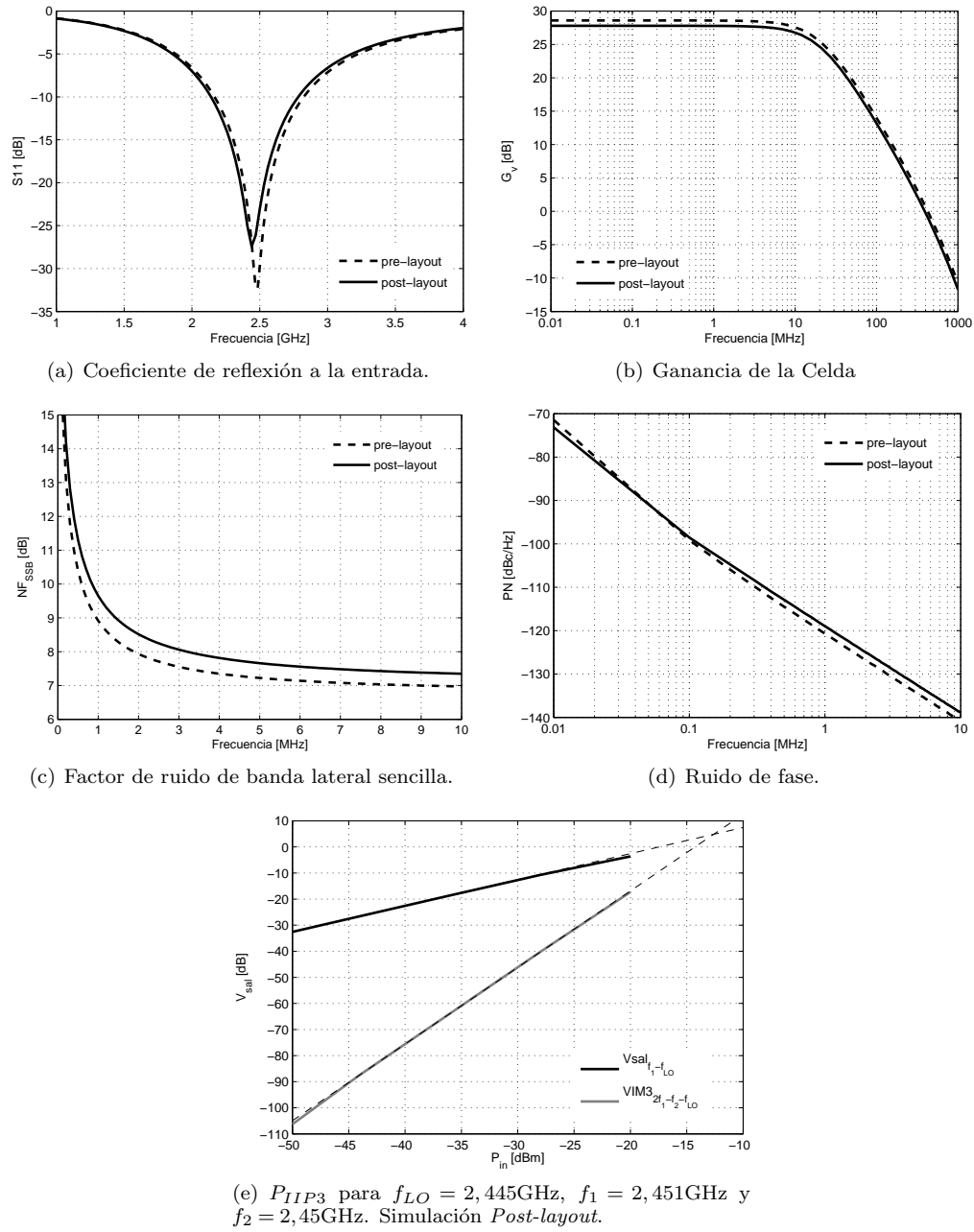


Figura 12. Parámetros de desempeño de la celda trabajando en el estándar *Bluetooth*.

Autor	$NF_{SSB}$ [dB]	$G_v$ [dB]	$P_{IIP3}$ [dBm]	$S_{11}$ [dB]	$PN$ [dBc/Hz]	$V_{DD}$ [V]	$P_D$ [mW]	Área [ $mm^2$ ]
Este Trabajo	9,65 <sup>b</sup>	27,5	-13,54	-27,03	-128,5 <sup>c</sup>	1,63	4,2	0,4 <sup>d</sup>
[2] <sup>a</sup>	9,64 <sup>b</sup>	21,5	-2,06	-28,7	-	3,3	8,67	0,93
[5] <sup>a</sup>	7,9 <sup>b</sup>	27	-14,4	$\leq -14,6$	-	3,3	15,6	1,2
[7]	-	-	-	-	-128 <sup>c</sup>	3,3	22	-

<sup>a</sup> Inductor  $L_g$  integrado.

<sup>b</sup> Simulado a 1 MHz en *IF*.

<sup>c</sup> Simulado a 3 MHz de la frecuencia de la portadora.

<sup>d</sup> Sin *pads*.

TABLA IV

COMPARACIÓN DE LOS RESULTADOS DE LA CELDA *LMV* PARA EL ESTÁNDAR *Bluetooth*, CON LOS TRABAJOS DESARROLLADOS EN EL GRUPO *CIDIC*.

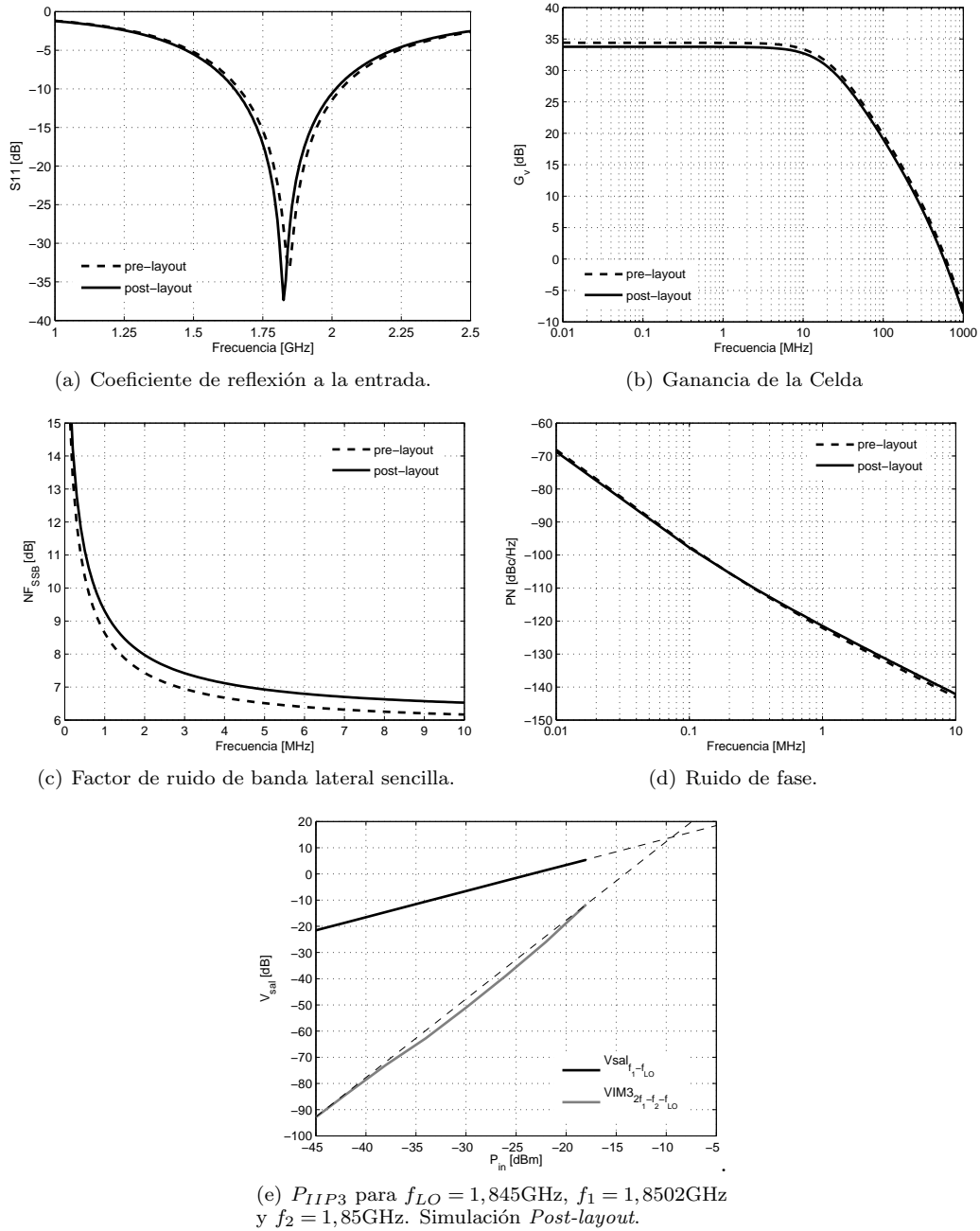


Figura 13. Parámetros de desempeño de la celda trabajando en el estándar *GSM-1800*.

Autor	$NF$ [dB]	$G_v$ [dB]	$P_{IIP3}$ [dBm]	$S_{11}$ [dB]	$PN$ [dBc/Hz]	$V_{DD}$ [V]	$P_D$ [mW]	Tecn. [ $\mu\text{m}$ ]
Este Trabajo	7,66	27,8	-13,54	-27,03	-128,5 <sup>a</sup>	1,63	4,4	0,35
[16]	29	59	-18	$\leq -13$	-	1	6/10 <sup>b</sup>	0,35
[17]	7,55	37	-18,4	-	-	1,2	8,7 <sup>c</sup>	0,13
[18]	16	67	-10,5	-32,5	-127 <sup>a</sup>	0,6	4/22,5 <sup>b</sup>	0,09

<sup>a</sup> Simulado a 3 MHz de la frecuencia de la portadora.

<sup>b</sup> Potencia de: sólo el *LNA* y los *Mixers* / Todo el *Front-End*.

<sup>c</sup> Potencia total del *Front-End*.

TABLA V

COMPARACIÓN DE LOS RESULTADOS DE LA CELDA *LMV* PARA EL ESTÁNDAR *Bluetooth*, CON *Front-Ends* DE RECEPTORES ENCONTRADOS EN LA LITERATURA.

Autor	$NF$ [dB]	$G_v$ [dB]	$P_{IIP3}$ [dBm]	$S_{11}$ [dB]	$PN$ [dBc/Hz]	$V_{DD}$ [V]	$P_D$ [mW]	Tecn.
Este Trabajo	6,93	33,75	-9,34	-27,6	-97 <sup>b</sup>	2,2	18,96	0,35 $\mu\text{m}$ CMOS
[19]	4,5	25,6	-19	$\leq -12,5$	-103 <sup>b</sup>	3	97,5 <sup>c</sup>	0,5 $\mu\text{m}$ Bipolar
[20]	4,6 <sup>a</sup>	79	-21	$\leq -10$	-	2,7	42 <sup>c</sup>	0,35 $\mu\text{m}$ BiCMOS
[21]	5,9 <sup>a</sup>	31	-15	$\leq -15$	-	2,7	89,1 <sup>c</sup>	0,25 $\mu\text{m}$ CMOS
[22]	5,2	13,5	28,5	-7,5	-32,5	1,2	24 <sup>c</sup>	0,13 $\mu\text{m}$ CMOS

<sup>a</sup> Figura de ruido de Doble Banda Lateral (*DSB*).

<sup>b</sup> Ruido de fase @ 100 kHz.

<sup>c</sup> Potencia total del *Front-End*.

TABLA VI

COMPARACIÓN DE LOS RESULTADOS DE LA CELDA *LMV* PARA EL ESTÁNDAR *GSM-1800* (*DCS-1800*), CON *Front-Ends* DE RECEPTORES ENCONTRADOS EN LA LITERATURA.

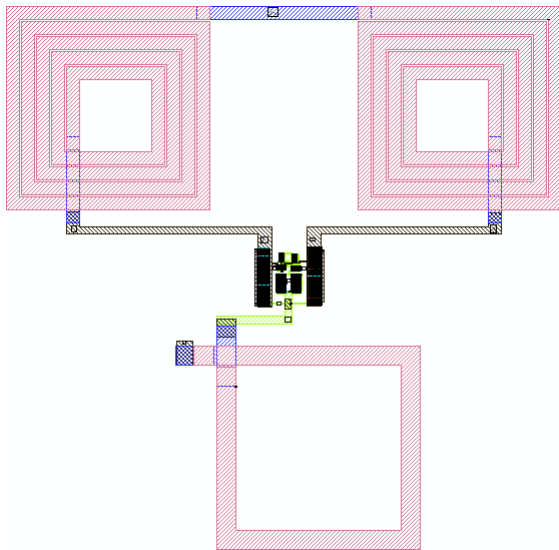


Figura 14. Layout de la celda *LMV* para el estándar *Bluetooth*.

## IX. RECOMENDACIONES

Para trabajos futuros se recomienda:

Considerar los efectos de ruido *Flicker* de los transistores, para obtener una expresión que modele de una mejor manera el ruido total de la celda.

Realizar consideraciones de linealidad que puedan ser expresadas en relaciones compatibles con Programación Geométrica.

Estudiar la viabilidad de una celda *LMV* para aplicaciones *multiestándar*.

## REFERENCIAS

- [1] A. Liscidini, M. Tedeschi, and R. Castello, "Single-Stage Low-Power Quadrature RF Receiver Front-End: The LMV Cell," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 12, pp. 2832–2841, Dec. 2006.
- [2] S. Chaparro, "Aplicación de la Programación Geométrica en el Diseño de un Amplificador de Bajo Ruido y un Mezclador de Señal para Radiofrecuencia, Integrados en Tecnología CMOS," Proyecto de pregrado de la Universidad Industrial de Santander, 2008.
- [3] H. Sjoland, A. Karimi-Sanjaani, and A. A. Abidi, "A Merged CMOS LNA and Mixer for A WCDMA Receiver," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 6, pp. 1045–1050, June 2003.
- [4] M. Ghanevati and A. Daryoush, "A Low-Power-Consuming SOM for Wireless Communications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 7, pp. 1348–1351, July 2001.
- [5] A. Ayala, "Diseño de un Amplificador de Bajo Ruido y un Mezclador de Señal para Radiofrecuencia, Integrados en Tecnología CMOS," Proyecto de pregrado de la Universidad Industrial de Santander, 2005.
- [6] A. Liscidini, M. Tedeschi, and R. Castello, "A 2.4 GHz 3.6mW 0.35mm<sup>2</sup> Quadrature Front-End RX for ZigBee and WPAN Applications," *Solid-State Circuits Conf. IEEE*, pp. 370–620, feb 2008.
- [7] J. Prada, "Diseño de un Oscilador Radiofrecuencia Integrado en Tecnología CMOS," Proyecto de pregrado de la Universidad Industrial de Santander, 2005.
- [8] T. H. Lee, *The Design of CMOS Radio Frequency Integrated Circuits*. Cambridge University Press, 2004.
- [9] D. Leenaerts, J. van der Tang, and C. Vaucher, *Circuit Design for RF Transceivers*. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [10] B. Razavi, *RF Microelectronics*. Prentice-Hall, 1998, ch. 5.
- [11] E. Terrovitis, "Analysis and Design of Current-Commutating CMOS Mixers," Ph.D. dissertation, University of California., Berkeley, 2001.
- [12] T. Hajimiri, A.; Lee, "Design Issues in CMOS Differential LC Oscillators," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 5, pp. 717–724, May 1999.
- [13] M. Hershenson, A. Hajimiri, S. Mohan, S. Boyd, and T. Lee, "Design and optimization of LC Oscillators," *IEEE/ACM International Conference*

- on *Computer-Aided Design. Digest of Technical Papers*, pp. 65–69, 1999.
- [14] J. Oliveros and D. Cabrera, “Aplicación de la Programación Geométrica en el Diseño de Amplificadores Operacionales Integrados en Tecnología CMOS.” Proyecto de pregrado de la Universidad Industrial de Santander, 2006.
- [15] J. Janssens and M. Steyaert, *CMOS Cellular Receiver Front-Ends*. Kluwer Academic Publishers, 2002, ch. 3.
- [16] W. Aboueldahab and K. Sharaf, “A 1.2V low power CMOS front end for bluetooth,” in *Solid-State and Integrated-Circuit Technology, 2008. ICSICT 2008. 9th International Conference on*, 20-23 2008, pp. 1520–1523.
- [17] V. Cheung and H. Luong, “A 1V 10-mW monolithic Bluetooth receiver in a 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS process,” in *Solid-State Circuits Conference, 2003. ESSCIRC '03. Proceedings of the 29th European*, 16-18 2003, pp. 687–690.
- [18] A. Balankutty, S.-A. Yu, Y. Feng, and P. Kinget, “A 0.6-V Zero-IF/Low-IF Receiver With Integrated Fractional-N Synthesizer for 2.4-GHz ISM-Band Applications,” *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 45, no. 3, pp. 538–553, march 2010.
- [19] J. Rogers, J. Macedo, and C. Plett, “A completely integrated 1.9 GHz receiver front-end with monolithic image reject filter and VCO,” in *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2000. Digest of Papers. 2000 IEEE*, 2000, pp. 143 –146.
- [20] J. Rynnanen, K. Kivekasl, J. Jussila, A. Parssinen, and K. Halonen, “Direct conversion receiver for GSM900, DCS1800, PCS1900, and WCDMA,” in *Electronics, Circuits and Systems, 2003. ICECS 2003. Proceedings of the 2003 10th IEEE International Conference on*, vol. 2, 14-17 2003, pp. 942 – 945 Vol.2.
- [21] M.-C. Kuo, C.-M. Hsu, C.-L. Ko, T.-H. Lin, and Y.-B. Lee, “A CMOS WLAN/GPRS dual-mode RF front-end receiver,” in *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2004. Digest of Papers. 2004 IEEE*, 6-8 2004, pp. 153 – 156.
- [22] A. Liscidini, M. Brandolini, D. Sanzogni, and R. Castello, “A 0.13  $\mu\text{m}$  CMOS front-end, for DCS1800/UMTS/802.11b-g with multiband positive feedback low-noise amplifier,” *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 41, no. 4, pp. 981 – 989, april 2006.