



BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA

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

Tesis presentada para obtener el grado de:

Maestro en Ingeniería Electrónica

**Síntesis y Diseño de un Front-End para Radio Pulsada de
Banda Ultra-Ancha**

Presenta:

Lic. Alejandra Díaz Armendáriz*

Director de Tesis:

Dr. Victor Rodolfo González Díaz

Asesor de Tesis:

Dr. Luis Abraham Sánchez Gaspariano

Asesor Externo:

Dr. Alejandro Israel Bautista Castillo

Tabla de Contenido

Abreviaciones, siglas y acrónimos	VIII
1 Introducción	IX
Introducción	IX
Objetivos	XI
Objetivo general	XI
Objetivos específicos	XI
Justificación	XII
Estado del Arte	XII
Organización de la tesis	XIII
2 Marco teórico	1
2.1 Principios y orígenes de Banda Ultra-Ancha	1
2.2 Ventajas	3
2.3 Desafíos	4
2.4 Clasificación de sistemas de banda ultra-ancha	5
2.4.1 Dispositivos de comunicaciones	5
2.4.2 Dispositivos de imagen	6
2.4.3 Sistemas de radar vehicular	6
2.4.4 Aplicaciones de banda ultra-ancha	6
2.5 Tipos de pulsos usados en banda ultra-ancha	7
2.5.1 Pulso gaussiano	8
2.5.2 Monociclo gaussiano	8
2.5.3 Doble pulso gaussiano	9
2.5.4 Triple pulso gaussiano	9
2.6 Modulaciones usadas en IR-UWB	10
2.6.1 Modulación por amplitud de pulso	10
2.6.2 Modulación por posición de pulso	11
2.6.3 Modulación pulsada bifásica	11
2.7 Conclusiones	12

3	Síntesis de un transmisor para UWB-IR con RF Blockset de Simulink/Matlab	13
3.1	Simulink	13
3.1.1	Modulador Sigma-Delta	13
3.1.2	Codificador	15
3.2	Librería especializada de RF	16
3.2.1	Bloque de configuración RF	16
3.2.2	Mezclador	17
3.2.3	Onda continua	19
3.2.4	Analizador de espectro	21
3.3	Simulación comportamental	21
3.4	Ambiente de trabajo Cadence	23
3.4.1	Modulador $\Sigma\Delta$ en Verilog-A	24
4	Diseño del Oscilador controlado por voltaje	27
4.1	Conceptos básicos	27
4.2	Clasificación	30
4.3	Oscilador de anillo controlado por voltaje	31
4.3.1	Celda de cargas simétricas	31
4.4	Diseño del oscilador	33
4.5	Resultados de Simulación	34
4.6	Layout	36
4.7	Conclusiones	38
5	Diseño del Power Upconverter	39
5.1	Conceptos básicos de no linealidad	39
5.2	Cancelación de no linealidades	40
5.2.1	Productos de distorsión	40
5.2.1.1	Armónicos	40
5.2.1.2	Intermodulación	41
5.2.2	Técnicas de dos trayectorias	42
5.2.2.1	Diferencial	42
5.2.2.2	Rechazo de imagen	42
5.2.3	Principio de cancelación	44
5.2.4	Influencia de disparidades	44
5.3	Principios del Power Upconverter	45
5.3.1	Transmisión en RF	45
5.3.2	Amplificador de potencia	46
5.3.3	Cambio de fase	47

5.3.4	Cambio de fase por medio de un mezclador	47
5.4	Power Upconverter	48
5.4.1	Efectos de combinar el amplificador y el mezclador	48
5.5	Diseño del circuito	50
5.5.1	Power Upconverter diferencial	50
5.5.2	Dimensionamiento de los transistores	50
5.6	Resultados de Simulación	53
5.7	Layout	55
5.8	Conclusiones	55
6	Conclusiones y trabajo futuro	57
6.1	Resumen y conclusiones	57
6.2	Recomendaciones	58
6.3	Trabajo futuro	58
	Bibliografía	59
	Apéndices	63
A	Código de Verilog-A	63
A.1	XOR	63
A.2	Flip-Flop D	64
A.3	Ruido blanco	65
A.4	Comparador	65
B	Artículos Resultantes	67
C	Estancia	79

Índice de Figuras

1.1	Espectro de UWB y bandas cercanas.	X
2.1	Línea del tiempo de banda ultra-ancha.	1
2.2	Respuesta en frecuencia al variar duración de la señal en tiempo [1].	2
2.3	Arquitectura tradicional y arquitectura de banda ultra-ancha.	4
2.4	Máscara espectral de dispositivos de comunicaciones UWB para interiores y exteriores.	6
2.5	Máscara espectral para dispositivos de imagen.	7
2.6	Máscara espectral para sistemas de radar vehicular.	8
2.7	Pulso gaussiano.	9
2.8	Monociclo gaussiano.	9
2.9	Doble pulso gaussiano.	10
2.10	Triple pulso gaussiano.	10
2.11	Modulación por amplitud de pulso.	11
2.12	Modulación por posición de pulso.	11
2.13	Modulación pulsada bifásica.	12
3.1	Bloque de Simulink de codificador $\Sigma\Delta$. Se remarca en recuadro rojo la sección del convertidor y en azul la del codificador.	14
3.2	Respuesta en tiempo y frecuencia de bloque de Simulink del codificador $\Sigma\Delta$	15
3.3	Bloque de codificación del codificador $\Sigma\Delta$	15
3.4	Respuesta en tiempo y frecuencia de bloque de Simulink del codificador $\Sigma\Delta$ una vez pasado por el proceso de codificación.	16
3.5	Ventana de configuración de bloque de configuración RF.	17
3.6	Bloque de mezclador de la librería RF.	17
3.7	Ventana de configuración del mezclador.	18
3.8	Bloque de generador de onda continua de la librería RF.	19
3.9	Ventana de configuración del generador de onda continua.	21
3.10	Respuesta en tiempo y frecuencia de oscilador local.	22
3.11	Analizador de espectro.	22
3.12	Modelo de Simulink del transmisor propuesto y un receptor ideal.	23

3.13	Espectro del transmisor propuesto, caso ideal.	23
3.14	Espectro del transmisor propuesto cuyo desempeño apenas cumple con los requerimientos de transmisión.	24
3.15	Espectro de transmisor propuesto en donde el espectro es irrecuperable. . .	25
3.16	Modelo en cadence del codificador $\Sigma\Delta$	25
3.17	Modulador $\Sigma\Delta$ en Cadence.	26
4.1	Oscilador armónico (a), VCO (b), oscilador de onda cuadrada (c), oscilador I/Q (d).	27
4.2	Espectro de una señal cuadrada con falda por ruido de fase y su efecto de <i>jitter</i> en el dominio del tiempo.	29
4.3	Clasificación de osciladores basado en su principio de implementación. . . .	30
4.4	Oscilador de anillo de n etapas.	31
4.5	Esquemático de celda de retardo con carga simétrica.	32
4.6	Curva I-V de la carga de la celda de retardo.	32
4.7	Celda de retardo modificada a configuración single-ended.	33
4.8	Oscilador de anillo usando celda de retardo con carga simétrica.	33
4.9	Respuesta transitoria del oscilador de anillo a 5 GHz	34
4.10	Barrido espectral de la respuesta en frecuencia del oscilador.	34
4.11	Ruido de fase a 5 GHz del oscilador de anillo.	35
4.12	K_{VCO} del oscilador de anillo.	35
4.13	Layout de la celda de retardo y amplificador.	36
4.14	Layout del oscilador de anillo con etapa de amplificación.	37
5.1	Producción de armónicos en un sistema no lineal.	40
5.2	Productos de intermodulación producidos en la señal principal y sus armónicos.	41
5.3	La imagen de la señal se ha transmitido a la misma frecuencia que la señal deseada.	42
5.4	Estructura de transmisor que rechaza la imagen.	43
5.5	Amplificador de potencia de múltiples trayectorias.	44
5.6	Sistema diferencial con diferencias entre sus dos trayectorias.	45
5.7	Estructura de un transmisor simple.	45
5.8	El problema de imagen visto en un transmisor.	46
5.9	Esquemático simple de un amplificador de potencia.	46
5.10	Uso de un cambio de fase para dar una fase de n veces ϕ al n-ésimo armónico. .	47
5.11	Power upconverter: Un amplificador de potencia cuya salida es controlada por ω_{LO}	48
5.12	Un cambio de fase y un mezclador después del componente no lineal. . . .	48

5.13 Layout del power upconverter.	49
5.14 Layout del power upconverter.	49
5.15 Estructura diferencial de un power upconverter.	50
5.16 Esquemático usado para calcular las dimensiones de los transistores.	51
5.17 Esquemático del mezclador propuesto.	52
5.18 Esquemático que representa los <i>bond wires</i> del sistema.	53
5.19 Distribución de los armónicos más relevantes en el sistema. La señal correspondiente al LO se denota con línea punteada.	53
5.20 Excursión de potencia en el power upconverter.	54
5.21 IIP3 del power upconverter.	54
5.22 Layout del power upconverter.	55

Abreviaciones, siglas y acrónimos

- ADC: Analog to Digital Converter
- A/D: Analog to Digital
- CMOS: Complementary Metal Oxide Semiconductor
- UWB: Ultra Wide-Band
- FCC: Federal Communications Comitee

Capítulo 1

Introducción

En las últimas décadas se han formado una gran variedad de técnicas de comunicaciones electrónicas, lo cual ha requerido que se restrinja su uso a ciertas frecuencias de operación para hacer posible que estas operen de manera simultánea sin causar interferencia. Sin embargo, la saturación de estas bandas ha requerido la reasignación de bandas existentes y eliminación de técnicas obsoletas. A pesar de esto la variedad de estándares existentes que se encuentran en uso ha llevado a la búsqueda de nuevos protocolos de comunicación que puedan operar en conjunto con las otras bandas. Una de las soluciones propuestas fue la comunicación por Ultra Wide Band o banda ultra-ancha (UWB por sus siglas en inglés) debido al potencial que ofrece de operar en la misma frecuencia que otros estándares.

La transmisión por pulsos que usa la radio pulsada de UWB ya había sido utilizado durante la segunda guerra mundial para aplicaciones de radar, sin embargo no fue hasta el año 2002 que la Comisión Federal de Comunicaciones de Estados Unidos (FCC) liberó un ancho de banda de 3.6 a 10.1 GHz a nivel de ruido en donde se permitía el uso de esta técnica. El primer estándar para UWB fue publicado en 2007 por la IEEE bajo la norma estándar IEEE 802.15.4 como adición al estándar publicado el año anterior designado para uso en redes inalámbricas de uso personal o Wireless Personal Area Network (WPAN) [2], [3].

La tecnología de UWB se caracteriza por tratar con señales cuyo ancho de banda supera los 500 MHz o cuyo ancho de banda fraccional es mayor a 0.25 y típicamente operan cerca del nivel de ruido, en los -40dB. Debido a esto, es posible que los sistemas de UWB puedan coexistir en la misma banda que otros sistemas de mayor potencia, puesto que estos no interferirían con las otras señales [4]. éstos sistemas operan usando formas de onda en el orden de los nanosegundos, lo cual permite que operen en la frecuencia original de la señal, llamada banda base, sin requerir el uso de señales

portadoras o procesamiento en frecuencia intermedia (IF) [2].

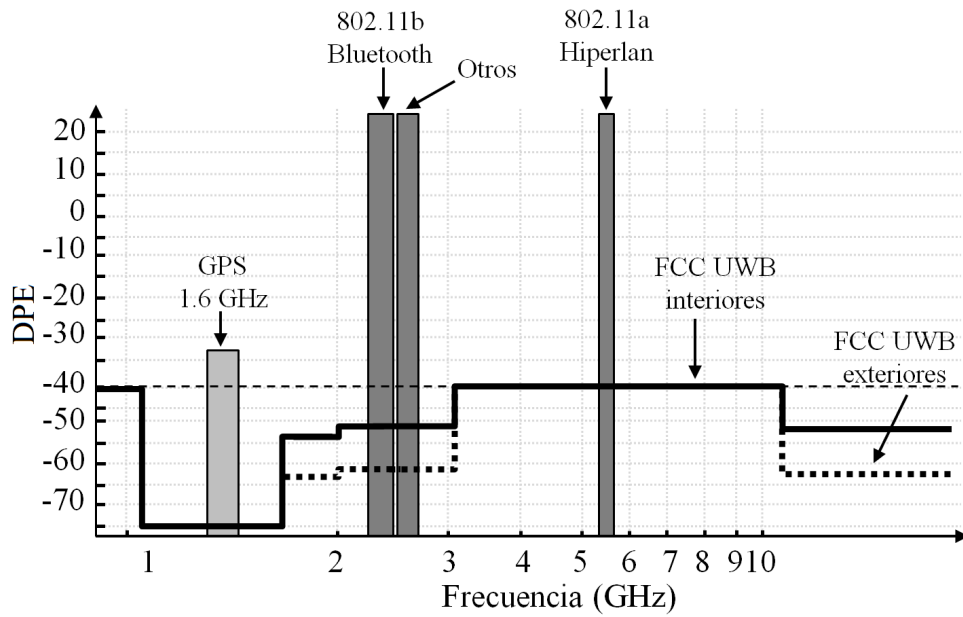


Figura 1.1: Espectro de UWB y bandas cercanas.

La transmisión por UWB presenta una variedad de ventajas en comparación a otros protocolos de banda angosta como Bluetooth o Hiperlan, como lo son: una mayor penetración a través de obstáculos, alta precisión a cortas distancias (alrededor de 20m), una alta razón de datos, reducción en tamaño y una gran reducción en consumo de potencia.

La relativa novedad de los sistemas de banda ultra ancha significa una oportunidad de encontrar mejores técnicas de transmisión y resolución a problemas recientes. En este trabajo se realiza la exploración y síntesis de una técnica de transmisión que compita con las prestaciones de sistemas actuales. El prototipo es diseñado mediante las herramientas CAD Matlab y Cadence, con validación post-layout en un proceso de manufactura CMOS a 180nm.

Objetivos

Objetivo general

Sintetizar una arquitectura CMOS para un transmisor en aplicaciones de Radio Pulsada de Banda Ultra Ancha.

Objetivos específicos

- Realizar un modelo comportamental en Simulink de las arquitecturas de transmisores de diversos estándares de comunicaciones inalámbricas que sean de mayor interés.
- Caracterizar los parámetros de desempeño (linealidad, figura de ruido, sensibilidad, etc.) de las arquitecturas modeladas.
- Diseñar en tecnología CMOS UMC 180nm el transmisor para satisfacer los requerimientos establecidos anteriormente.
- Realizar el patrón geométrico o layout del sistema preparándolo para una futura fabricación.

Justificación

En este trabajo se propone diseñar un transmisor para el estándar de comunicación de banda ultra-ancha de radio pulsada (UWB-IR). Con el propósito de generar una arquitectura capaz de competir con topologías ya existentes.

UWB es parte de un grupo de estándares que se usan para conectar aplicaciones a corto alcance (10-20 m) y usualmente son aplicados a dispositivos electrónicos domésticos junto con Bluetooth y Zigbee [5]. Estos sistemas usualmente se usan para realizar procesamiento de audio y video en tiempo real o intercambio de información entre dispositivos de manera inalámbrica. UWB encuentra ventaja en estas aplicaciones debido a su alta razón de datos a un costo menor [6].

Otra forma en la que se aplica UWB es en sistemas de radar para la localización, detección y monitoreo de personas u objetos, lo cual se emplea en diversas áreas desde medicina [7], [8] hasta sistemas de rescate [9]. UWB presenta una mayor resolución y mayor penetración de obstáculos y robustez contra condiciones climáticas adversas y un consumo de potencia reducido [10], [11]. Se ve la posibilidad de que UWB presente soluciones a problemas existentes en los protocolos de comunicaciones actuales con respecto a otros WPAN, particularmente en consumo de potencia y encriptado de información. Para lograr esto es necesario diseñar sistemas de transmisión y recepción capaces de mandar y recibir la información creada por estos protocolos. Se propone entonces diseñar un transmisor capaz de procesar y transmitir una señal de UWB ajustándose a los estándares establecidos por la IEEE.

Estado del Arte

En años recientes se han publicado un gran número de contribuciones relacionadas con la realización de aplicaciones basadas en UWB. En 2016 se publicó un sondeo comparando varias topologías de radar para uso en aplicaciones médicas [12], entre éstas incluyendo algunas de UWB-IR. Dentro de estas, la más reciente es el sensor diseñado por Bernardi en 2014 [13], por quien construye un transceptor de UWB para monitoreo de frecuencia respiratoria. Otros trabajos en la línea de UWB para aplicaciones médicas incluyen el trabajo de Song et al en 2015 en donde se publica un radar de UWB para detección de cáncer de mama [7]. El sistema propuesto ocupa un circuito de generación de pulso Gaussiano monocíclico operando con una frecuencia central de 6 GHz y frecuencia de repetición de 100MHz.

En 2015, Soltani et al [14] publica un transmisor en tecnología de 130nm para sistemas implantables de baja energía en la banda de 3-5GHz. El transmisor tiene una eficiencia de 21.3% con una razón de datos de 230Mbps con consumo de 21pJ por bit y consumo promedio de 3.7 mW. En Shen et al [15], se propone un generador de pulso para IR-UWB con baja disipación de potencia en 180nm. El generador tiene un ancho de banda de 3-10GHz con consumo pico de 6mW y consumo por pulso de 5 pJ/pulso. También se propone en Hajir Hedayati [16] un transmisor IR-UWB de 90nm que pueda generar un pulso variable. El pulso tiene un ancho de banda de 5.5 GHz con una razón de 400 Mpulsos/s y consumo de 65 pJ por pulso con alimentación de 1.2V. Otro transmisor IR-UWB en 90nm es propuesto por Kin Keung Lee [17], en una aplicación orientada a un RFID pasivo, la cual se alimenta de forma inalámbrica con una señal de ultra alta frecuencia (UHF). El sistema tiene un ancho de banda de 3.4 GHz con sensibilidad de -17.5 dBm.

Otro transceptor es propuesto en Dang Liu [18] et al, en donde se describe uno de corto rango ($>2m$), en la banda de 180nm, el cual usa modulación OOK. Este sistema tiene un ancho de banda de 3-4 GHz, una razón de datos de 1 Mb/scon y un consumo de 0.42mW. Por otro parte, Marco Crepaldi [19] propone un transmisor auto calibrable basado en un oscilador de anillo en 130nm basada en una topología de un PLL de 55 elementos. También en la banda de 130nm, Piljae Park [11] propone un radar para monitorear movimiento en un rango de 10m. Dicho sistema consiste de un transmisor con espectro ajustable y un receptor de 4 canales con resolución de 100ps consumiendo 80mA con alimentación de 1.2V. Finalmente para 130nm Ifana Mahbub [8] propone un transmisor de baja potencia y razón de datos para aplicaciones biomédicas. El sistema opera en el rango de 3-5GHz usando modulación OOK y consume $496\mu W$ con 1.2V de alimentación.

Organización de la tesis

Se planea usar la metodología de diseño típicamente usado en diseño de circuitos integrados. Inicialmente se corroborará la funcionalidad del sistema propuesto realizando un modelo comportamental en Simulink. A partir de éste se definirán los parámetros deseados para el sistema ajustándose a los requerimientos establecidos por la FCC.

Luego de esto se procederá a hacer un modelo esquemático con transistores CMOS. Se realizarán simulaciones AC para corroborar que el sistema cumple con los requisitos,

haciendo modificaciones al diseño en caso contrario. De ser necesario se cambiará el modelo en Simulink para poder cumplir con los parámetros establecidos o se cambiarán los parámetros.

Finalmente se tomará el diseño esquemático y se realizará el patrón geométrico o layout. Se realizarán simulaciones post-layout para corroborar que el sistema funcionara si es que fuera fabricado a base del layout.

Capítulo 2

Marco teórico

En este capítulo se explican las bases y el funcionamiento de los sistemas de banda ultra ancha y las clasificaciones y reglas que rigen su funcionamiento.

2.1 Principios y orígenes de Banda Ultra-Ancha

Los orígenes de la comunicación por banda ultra ancha datan desde 1901, cuando Guillermo Marconi hizo uso de pulsos de muy corta duración para transmitir secuencias de código Morse. No fue hasta 1960 que se empezó a usar la tecnología para aplicaciones militares como radares o comunicaciones encriptadas y no es hasta el año 2002 que la FCC autoriza su uso para aplicaciones comerciales. En este sentido, UWB no es una tecnología reciente sino una nueva forma de aplicar una tecnología ya antes establecida [20].

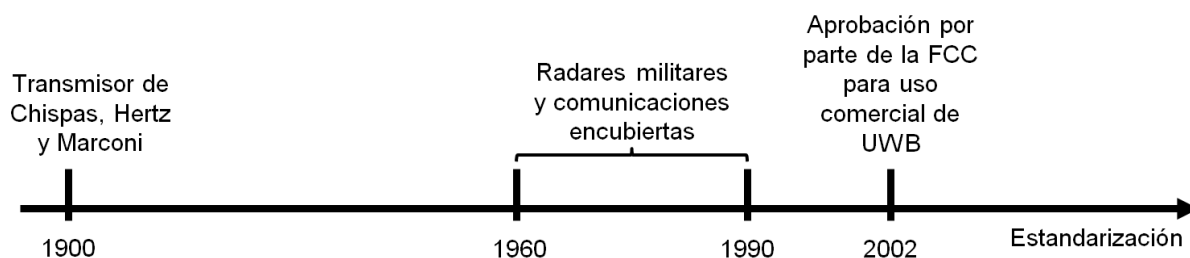


Figura 2.1: Línea del tiempo de banda ultra-ancha.

La comunicación por Radio Pulsada de Banda Ultra Ancha (IR-UWB por sus siglas en inglés) consiste en la transmisión por pulsos de duración extremadamente corta, típicamente en el orden de nanosegundos) por medio de una antena especializada. Debido a su corta duración, y a pesar de que cada pulso individual conlleva una alta potencia instantánea, el consumo de potencia general de los sistemas es reducido. El corto pulso también significa que la respuesta en frecuencia del sistema se extiende en

un amplio rango inversamente proporcional a la duración del pulso que es descrito por:

$$x(at) \leftrightarrow \frac{1}{|a|} X\left(\frac{f}{a}\right) \quad (2.1)$$

Donde $x(t)$ es la señal en el dominio del tiempo, $X(f)$ la señal en frecuencia, y a es la amplitud del pulso.

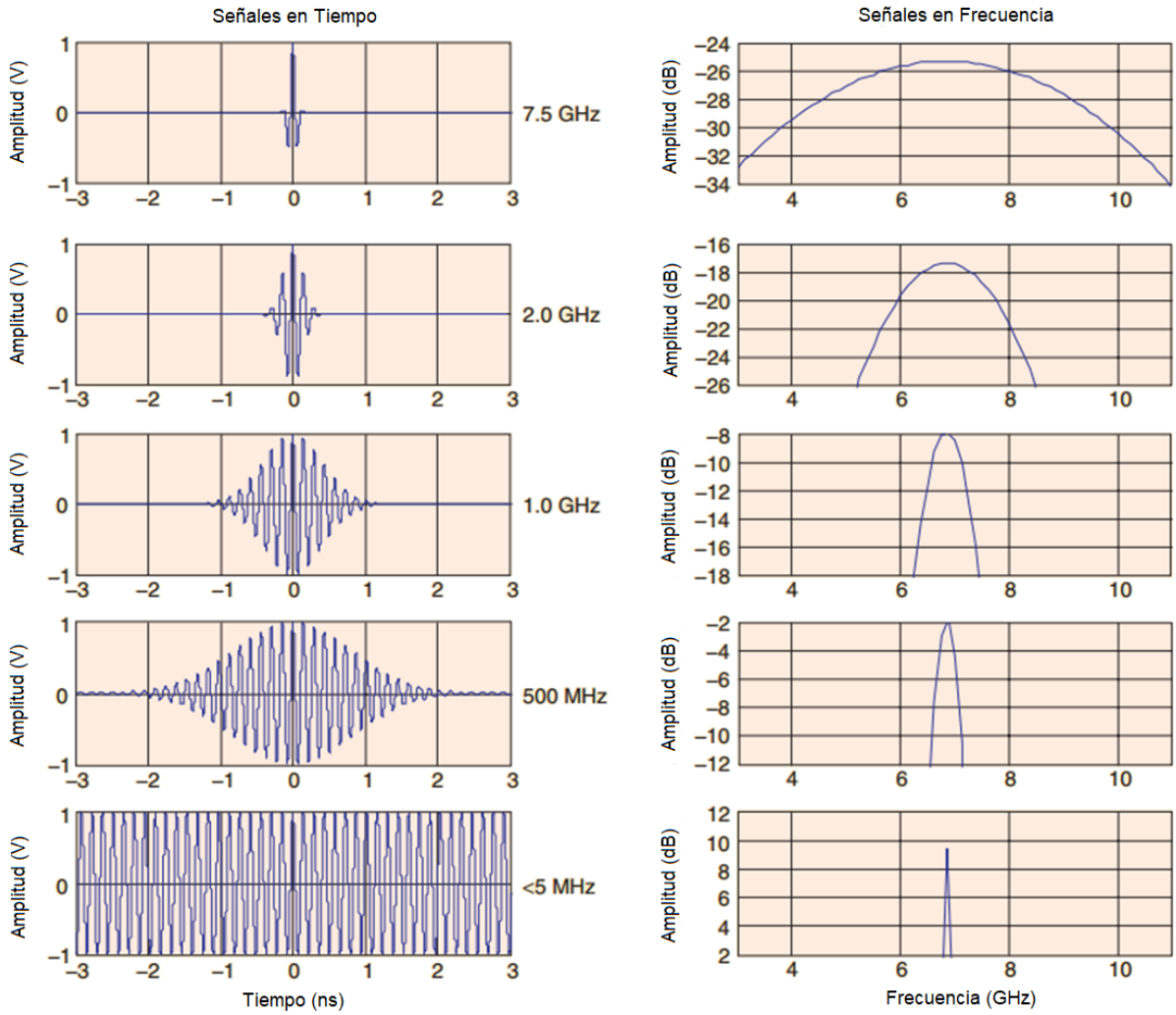


Figura 2.2: Respuesta en frecuencia al variar duración de la señal en tiempo [1].

La FCC indica que para que una señal sea clasificada como UWB, esta debe poseer un ancho de banda superior a los 500MHz o un ancho de banda fraccional mayor a 20%. Esta banda fraccional es descrita por la ecuación:

$$B_f = \frac{BW}{f_c} 100\% = \frac{(f_h - f_l)}{(f_h + f_l)/2} 100\% = \frac{2(f_h - f_l)}{(f_h + f_l)} 100\% \quad (2.2)$$

Donde f_h y f_l son las frecuencias de corte superior e inferior respectivamente (tomada a -10dB del pulso) El pulso de una señal de UWB puede tomar diferentes formas: Gaussiana, *chirp* y *wavelet* entre otras, todas estas señales de muy corta duración. La más comúnmente usada es la Gaussiana junto con sus derivadas.

2.2 Ventajas

Por regulación de la FCC, las señales de UWB deben operar a -41.3 dBm/MHz o 75 nW/MHz. Esta baja potencia de operación pone a UWB poco más arriba del nivel de ruido de un receptor típico, y permite que ambos sistemas puedan coexistir en la misma banda.

Una de las más grandes ventajas que deriva UWB de su gran ancho de banda es una gran capacidad de canal o razón de datos. Esto se define como la máxima cantidad de datos que pueden ser transferidos a través del canal cada segundo. Para UWB, esta razón de datos se describe por medio de la ecuación de Hartley-Shannon.

$$C = B \log_2(1 + SNR) \quad (2.3)$$

Donde C es la máxima capacidad de canal, B es el ancho de banda y SNR es la razón señal a ruido; la razón de datos aumenta en forma lineal con el ancho de banda. Las restricciones de la FCC significan que esto es posible en rangos de hasta 10m, por lo que los sistemas de UWB son ideales para uso en redes de área personal (WPAN). La fórmula de Hartley-Shannon también indica una relación logarítmica entre la capacidad de canal y SNR, permitiendo mantener una amplia capacidad de canal aún en ambientes en donde se tenga una baja SNR.

Los sistemas UWB tienen posibilidades de llevar a cabo transmisión de datos muy seguras. La baja potencia de estos sistemas hace difícil que sea detectado o interceptado a menos que se encuentre a una muy corta distancia de él, esto por su baja potencia de transmisión. Esto se dificulta aún más debido a que los pulsos de UWB se modulan de forma única para cada transceptor. Otro problema es la corta duración de los pulsos, requiriendo que el interceptor conozca en qué punto serán transmitidos los datos.

A diferencia de tecnologías de banda angosta, los sistemas UWB son capaces de penetrar a través de diversos materiales. Esto debido a que las frecuencias menores en el ancho de banda de la señal tienen una longitud de onda mayor, permitiéndole traspasar

paredes y otros objetos que bloqueen el paso de la señal. Esto hace que la tecnología UWB pueda ser usada a través de obstáculos y en aplicaciones para radar. Esto sin embargo, sólo es posible si el ancho de banda de la señal ocupa frecuencias pequeñas en el espectro de radio.

En transmisión de UWB, la forma de onda no se transmite de manera continua a diferencia de los sistemas de banda angosta, sino como una serie de pulsos discontinuos en el tiempo. Debido a esto requiere de menos componentes de RF que transceptores de otras tecnologías, haciendo que sus arquitecturas sean más simples y, por tanto, menos costosas.

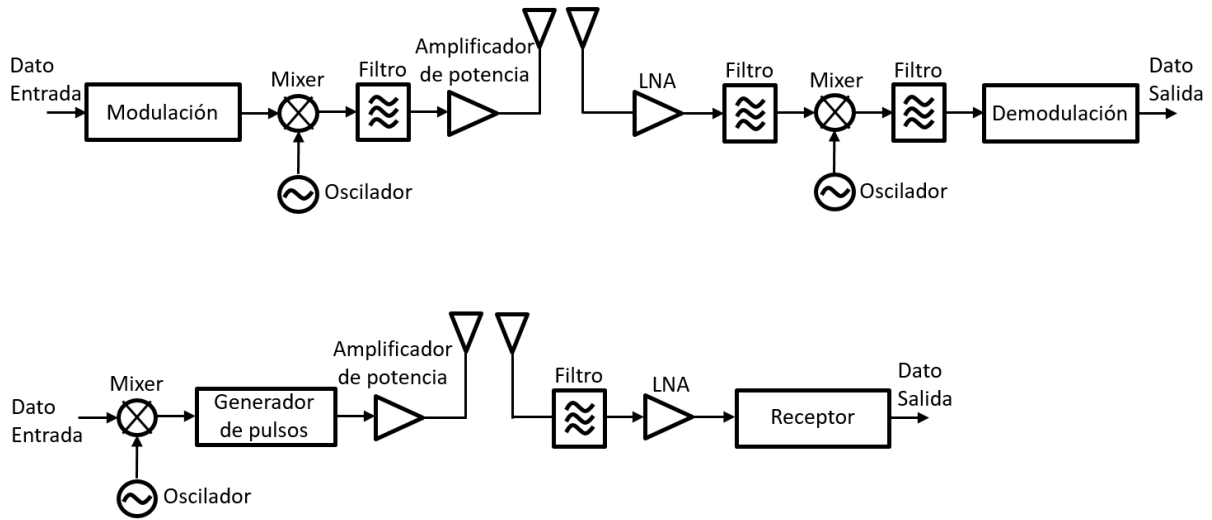


Figura 2.3: Arquitectura tradicional y arquitectura de banda ultra-ancha.

Debido a que se debe mantener una baja potencia, se elimina la necesidad de emplear un amplificador de potencia (PA por sus siglas en inglés) y, debido a que no es necesario emplear una portadora, se puede evitar también el uso de osciladores y mezcladores. Esto también simplifica la arquitectura del receptor. Esta simplicidad permite la elaboración de sistemas con transistores MOS, lo cual reduce tamaño y costos.

2.3 Desafíos

Para poder aprovechar las diversas ventajas de UWB, es necesario superar diversas dificultades que conlleva la tecnología. Uno de estos problemas es la distorsión del pulso que empleará el transmisor. Esto puede describirse de la siguiente forma.

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{c}{4\pi df} \right)^2 \quad (2.4)$$

Donde P_r y P_t son la potencia recibida y transmitida respectivamente, G_r y G_t son la ganancia del receptor y transmisor, d es la distancia entre ambos, f es la frecuencia y c es la velocidad de la luz. De esta fórmula se puede ver que la potencia de la señal se reduce de forma cuadrática al incrementar la frecuencia, lo cual es más notorio en UWB comparado con señales de banda angosta debido a su amplio espectro, limitando el rendimiento del sistema.

Otro problema que se enfrenta es la estimación de canal. La mayoría de los sistemas de UWB realizan una correlación de la señal recibida con una señal pregrabada, por lo que se requiere conocer los parámetros del canal para predecir la señal. Sin embargo la distorsión mencionada anteriormente hace complicado estimar la señal correctamente.

Finalmente, la velocidad de los pulsos hace difícil la sincronización del transmisor y el receptor UWB. Para lograr esto es necesario usar un ADC que pueda trabajar en el rango de GHz. Otro problema es la limitante en consumo de potencia y la corta duración de los pulsos, lo cual hace que el sistema sea susceptible a interferencias o *jitter*. Esto es un problema en particular con sistemas que emplean modulación por posición de pulso debido a que deben detectar la posición exacta del pulso recibido.

2.4 Clasificación de sistemas de banda ultra-ancha

Las limitaciones en el uso de UWB por parte de la FCC significan que varios parámetros deben considerarse al diseñarse sistemas UWB. Una herramienta para esto es la máscara espectral de la FCC, la cual indica 7.5 GHz de ancho de banda disponible entre 3.1 y 10.6 GHz. Debido a que existen otros sistemas de comunicación que también operan en este rango hay una limitante adicional, la cual indica que la densidad espectral del sistema debe mantenerse alrededor de -41.3 dBm/MHz. Dependiendo de si el sistema fuera para uso interno o externo el nivel de atenuación de la señal cambia. Los sistemas UWB pueden clasificarse en tres diferentes categorías de acuerdo a las regulaciones de la FCC: comunicaciones, imagen y radar vehicular [20].

2.4.1 Dispositivos de comunicaciones

Existen dos máscaras espectrales las cuales dependen si es un dispositivo de uso interno o externo. La máscara espectral para uso en exteriores es 10dB menor que la de uso en interiores entre la banda de 1.61 a 3.1 GHz.

De acuerdo a regulaciones por parte de la FCC los dispositivos de uso en interiores

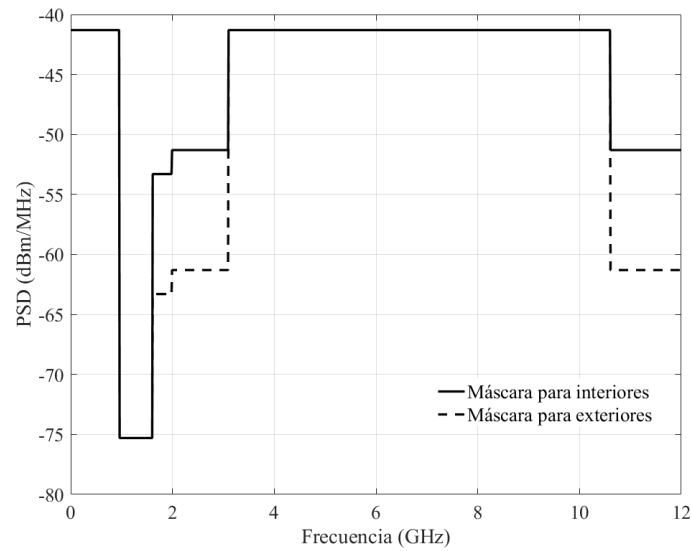


Figura 2.4: Máscara espectral de dispositivos de comunicaciones UWB para interiores y exteriores.

UWB deben consistir de equipos portátiles con actividad restringida a redes de punto a punto dentro de edificios. También indica que no puede hacerse uso de infraestructura fija para comunicaciones UWB en exteriores por lo cual se limita su uso a dispositivos portátiles capaces de transmitir datos solo a su receptor.

2.4.2 Dispositivos de imagen

Esto indica las limitantes para dispositivos de imagen a través de paredes. Su uso se restringe a aplicaciones de seguridad y equipos de rescate.

2.4.3 Sistemas de radar vehicular

A estos sistemas se les permite operar únicamente con una emisión de -41.3 dB/MHz en la banda de 22 a 29 GHz con una frecuencia central de 24.075 GHz. Estos dispositivos pueden ser montados en vehículos de transporte terrestre pudiendo activarse tanto cuando se encuentre estacionario como cuando esté en movimiento.

2.4.4 Aplicaciones de banda ultra-ancha

UWB presenta una amplia variedad de aplicaciones, categorizados en sistemas de radar, imagen y comunicaciones. De estas tres, los sistemas de radar presentan más posibilidades de aplicación de la tecnología, ofreciendo una muy alta precisión a corta

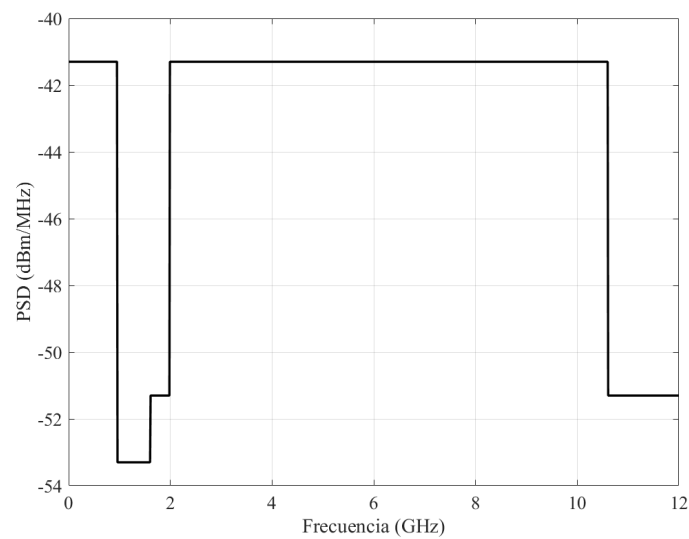


Figura 2.5: Máscara espectral para dispositivos de imagen.

distancia la cual puede ser utilizado tanto en aplicaciones civiles como en militares. A esto se le puede agregar su alto grado de penetración a obstáculos debido al ancho espectro que ocupa, lo cual puede hacer que un radar de penetración terrestre (GPR) basado en UWB encuentre aplicación en operaciones de rescate donde tengan que localizarse sobrevivientes entre los escombros, o en aplicaciones del sector comercial para localizar componentes en sitios de construcción e incluso en sistemas de imagen médica.

Otros usos pueden encontrarse en la baja potencia de transmisión de los sistemas UWB, presentando la posibilidad de comunicaciones difíciles de interceptar o detectar y pudiendo hacer un circuito más compacto y menos costoso debido a la simplicidad de su diseño. El diseño compacto y poco costoso significa que estos sistemas pueden usarse en redes de sensores, los cuales se pueden emplear en monitoreo de hábitats, monitoreo de salud y hogares inteligentes.

Una aplicación basada en la localización precisa de UWB es el control de inventario por medio de RFID, mientras que otra, basada en su alta razón de datos, se ha utilizado para aplicaciones multimedia para redes caseras como aplicaciones WPAN, quedando la posibilidad de transmisión de audio y video inalámbrica a diversos aparatos como monitores HDTV o PC.

2.5 Tipos de pulsos usados en banda ultra-ancha

La transmisión de datos de radio pulsada consisten en el envío de pulsos de muy corta duración cuya respuesta en frecuencia cumpla con los requerimientos establecidos

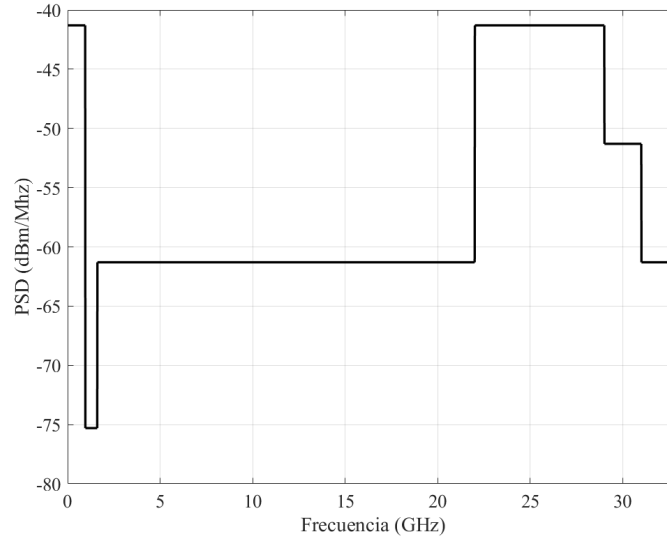


Figura 2.6: Máscara espectral para sistemas de radar vehicular.

por las máscaras de emisión establecidas. El pulso Gaussiano es la forma de onda más comúnmente usada debido a la facilidad de generarlo [21]. Se muestran a continuación los pulsos más comunes que se utilizan para generar la frecuencia en un transmisor de UWB.

2.5.1 Pulso gaussiano

Los pulsos usados en UWB son basados en el pulso gaussiano, sin embargo éste nunca es usado. Esto es debido a que posee una gran componente en corriente directa, lo cual significa un incremento en su potencia espectral y causa que no pueda cumplir con los requerimientos de densidad espectral. El comportamiento del pulso gaussiano se describe por la ecuación:

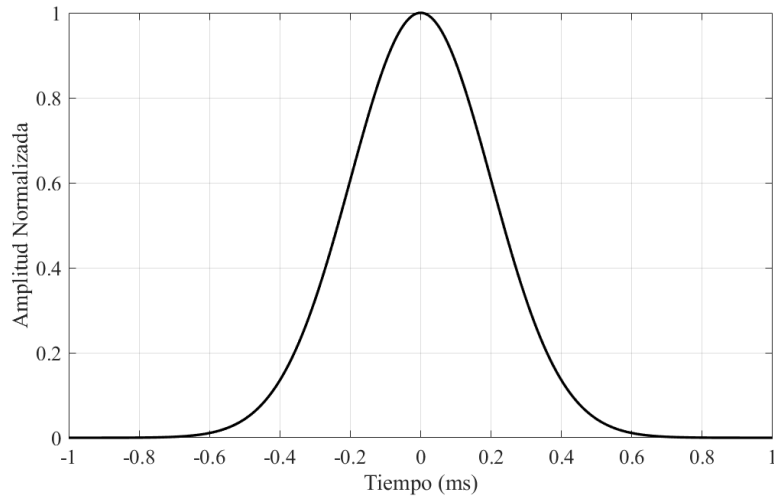
$$p(t) = \frac{1}{\tau\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2} \left(\frac{t}{\tau}\right)^2\right] \quad (2.5)$$

Donde $p(t)$ es el pulso, τ es la duración del pulso y t es la variable temporal.

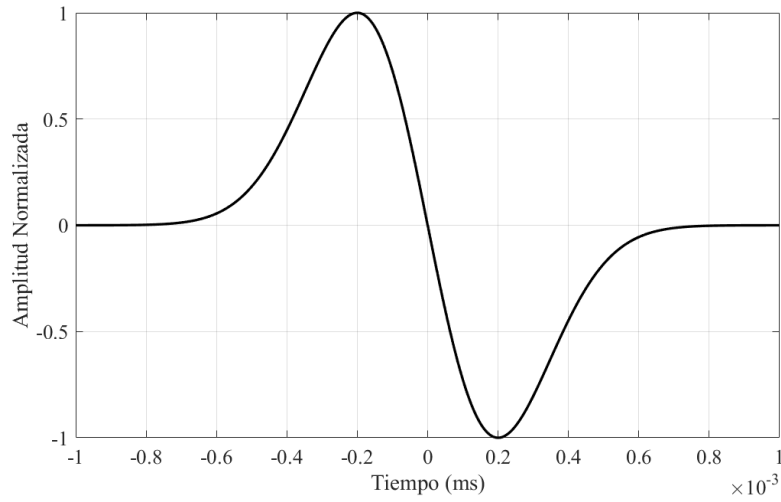
2.5.2 Monociclo gaussiano

Esta señal se obtiene al pasar un pulso gaussiano por un filtro pasabajas, y matemáticamente de la primera derivada del pulso gaussiano. Es el más usado en la literatura debido a la facilidad de implementarlo y a que, debido a que carece de una componente en corriente continua, es más sencillo que cumpla con los requisitos de densidad espectral. Su expresión matemática es la siguiente.

$$p_1(t) = K_1 \frac{-2t}{\tau^2} \exp\left[-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2\right] \quad (2.6)$$

**Figura 2.7:** Pulso gaussiano.

Donde K_1 es la constante utilizada para el cálculo de la energía del pulso.

**Figura 2.8:** Monociclo gaussiano.

2.5.3 Doble pulso gaussiano

Se obtiene de la segunda derivada del pulso gaussiano y su expresión matemática es la siguiente.

$$p_2(t) = K_2 \frac{-2}{\tau^2} \left(1 - \frac{2t^2}{\tau^2} \right) \exp \left[-\left(\frac{t}{\tau} \right)^2 \right] \quad (2.7)$$

2.5.4 Triple pulso gaussiano

Se obtiene de la tercera derivada del pulso gaussiano.

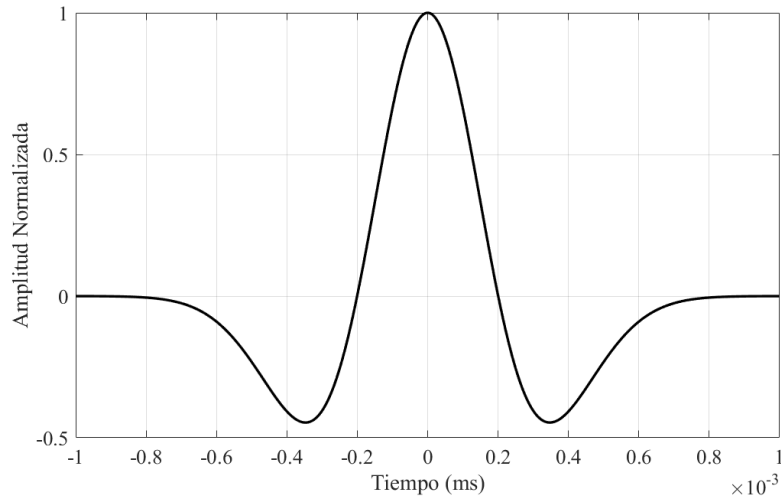


Figura 2.9: Doble pulso gaussiano.

$$p_3(t) = K_3 \frac{-4t}{\tau^4} \left(3 - \frac{2t^2}{\tau^2} \right) \exp \left[-\left(\frac{t}{\tau} \right)^2 \right] \quad (2.8)$$

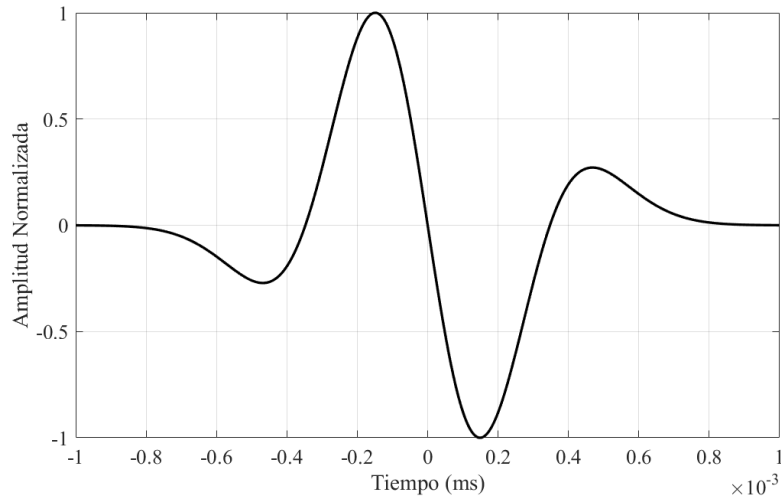


Figura 2.10: Triple pulso gaussiano.

2.6 Modulaciones usadas en IR-UWB

Una vez definidos los pulsos es necesario definir los tipos de modulaciones más usadas en IR-UWB [1].

2.6.1 Modulación por amplitud de pulso

En esta modulación se realiza una variación de la amplitud de los pulsos de la señal portadora en función de la señal enviada. Múltiples amplitudes pueden usarse para

codificar más de un bit por símbolo. Su comportamiento se describe de la siguiente manera.

$$S(t) = \sum_{n=0}^{\infty} A_n(t)p(t - nT_f) \quad (2.9)$$

Donde $S(t)$ es la señal modulada, $A_n(t)$ es la amplitud del pulso $p(t)$ y T_f es el intervalo de tiempo entre pulsos consecutivos.

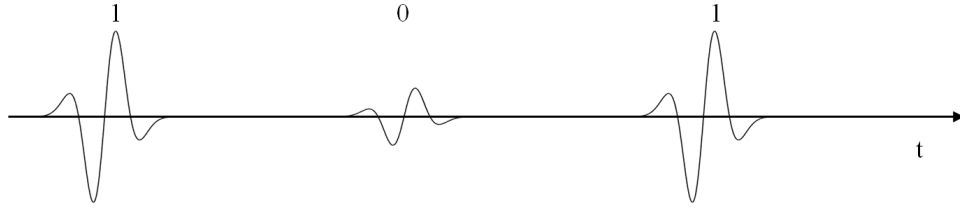


Figura 2.11: Modulación por amplitud de pulso.

2.6.2 Modulación por posición de pulso

Se codifica información con dos o más posiciones en el tiempo, también llamado posición nominal del pulso. Un pulso enviado en la posición nominal representa un '0', mientras que un pulso enviado después de la posición nominal es un '1'. Pueden agregarse más posiciones para enviar más bits por símbolo. El tiempo de retraso entre posiciones es típicamente una fracción de un nanosegundo, mientras que el tiempo entre posiciones nominales es más largo para evitar interferencia entre los pulsos [1]. Se expresa de la siguiente forma.

$$S(t) = \sum_{n=0}^{\infty} p(t - nT_f - \delta d_n(t)) \quad (2.10)$$

Donde d_n es el desplazamiento temporal del pulso $p(t)$.

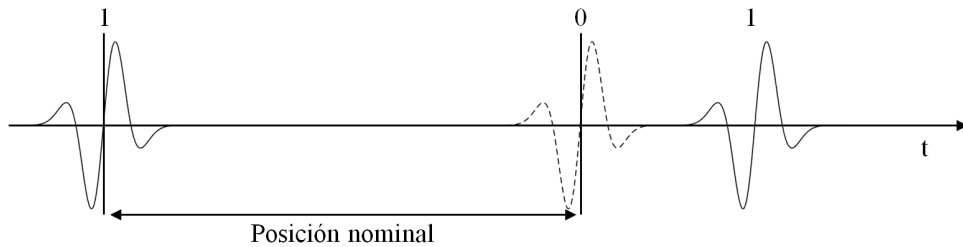


Figura 2.12: Modulación por posición de pulso.

2.6.3 Modulación pulsada bifásica

Es una variación de la modulación PAM en donde se varía la polaridad de la portadora en función de la señal enviada, siendo positiva si la señal es '1' y negativa si la señal es '0'.

Sólo se puede usar para transmisiones binarias ya que solamente se tienen dos polaridades. Su comportamiento es el siguiente.

$$S(t) = \sum_{n=0}^{\infty} A_n(t)p(t - nT_f); A_n(t) = \{-1, 1\} \quad (2.11)$$

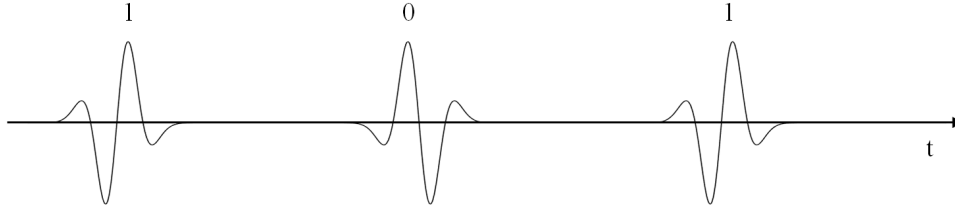


Figura 2.13: Modulación pulsada bifásica.

2.7 Conclusiones

En este capítulo se han visto los principios básicos de las comunicaciones en banda ultra ancha. Dentro de estos principios, se revisaron los diferentes pulsos utilizados en éste tipo de sistemas, siendo el pulso gaussiano monociclo el que ha sido más utilizado posiblemente por su simplicidad, la cual reduce la complejidad del circuito utilizado para su generación. De la misma forma, se describieron los diferentes esquemas de modulación que son utilizados en UWB. Dentro de los esquemas de modulación descritos, la modulación pulsada bifásica ha sido la que es más frecuentemente seleccionada en los artículos revisados en este capítulo, esto principalmente debido a su inmunidad a la interferencia entre pulsos. Una vez que han sido ya revisados los conceptos fundamentales relacionados con la señal que será utilizada, se procederá en el siguiente capítulo a analizar los componentes individuales del transmisor con el que se trabajará.

La transmisión en UWB se realiza mediante la generación de pulsos de corta duración los cuales alcanzan un ancho de banda de 500 MHz. En este trabajo, se propone realizar por medio de un modulador $\Sigma \Delta$ una cadena de pulsos cuyo ancho se asemeja a la duración de una gaussiana usada en UWB y que pudiera por medio de una secuencia pseudoaleatoria emular el espectro del pulso y tener una menor densidad de datos lo cual reduciría la potencia consumida. Para comprobar la viabilidad de esta propuesta, se simula el sistema en el ambiente de RF de Matlab/Simulink.

Capítulo 3

Síntesis de un transmisor para UWB-IR con RF Blockset de Simulink/Matlab

En esta sección se detalla la simulación del transmisor a nivel comportamental usando la librería RF en el ambiente Simulink. Se incluye una breve explicación de los componentes de la librería usados en el proceso.

3.1 Simulink

Matlab es una herramienta de software la cual permite realizar una variedad de algoritmos matemáticos por medio de un lenguaje de programación propiedad de Mathworks. Originalmente diseñado para modelado matemático, el uso de modelos para simular el comportamiento de sistemas reales permite su uso para una variedad de áreas de ingeniería y es ampliamente usado a nivel mundial.

Una de las herramientas que proporciona Matlab es un ambiente gráfico en el que se pueden realizar algoritmos a alto nivel. El sistema realizado hace uso de la librería especializada RF Blockset, usando la librería base para generar la señal de entrada por medio del modelado de un convertidor $\Sigma\Delta$ y un codificador.

3.1.1 Modulador Sigma-Delta

Debido a la alta demanda para la conversión de señales analógicas a una forma digital, el uso de los ADC es prominente incluso en la actualidad. Sin embargo, la función crítica del ADC y los requerimientos que tiene debido a esto significan que a menudo este dispositivo presenta un cuello de botella en el diseño del sistema. Estas dificultades aumentan conforme se reduce el tamaño de los sistemas y con ello el voltaje de alimentación disponible, siendo uno de los problemas mayores el rango dinámico del

circuito.

Una de las propuestas para la implementación de conversión analógica/digital es el uso de un modulador Sigma-Delta, un codificador de señales analógicas basado en datos redundantes a través del sobremuestreo de la señal. Uno de los motivos por lo cual se propone el uso del modulador Sigma-Delta es que, mientras que un ADC convencional es altamente sensible a imperfecciones en el circuito, el modulador $\Sigma\Delta$ posee muy baja sensibilidad a las no idealidades de la mayor parte de los bloques usados.

Una de las necesidades de los moduladores $\Sigma\Delta$ es un mayor ancho de banda, lo cual es difícil de realizar con topologías de tiempo discreto. Para solucionar esto se usan topologías de tiempo continuo, en donde los filtros pueden ser implementados como circuitos de tiempo continuo, lo cual reduce la velocidad requerida de ellos y provee un filtro antialiasing implícito. Esto también significa que no se requiere un circuito SH a la entrada. Debido a esto los moduladores $\Sigma\Delta$ tienen un consumo de potencia más eficiente y son capaces de alcanzar una razón de muestreo muy alta.

En este trabajo se usa un bloque comportamental el cual simula un modulador Sigma-Delta de segundo orden, el cual procesa la señal de entrada.

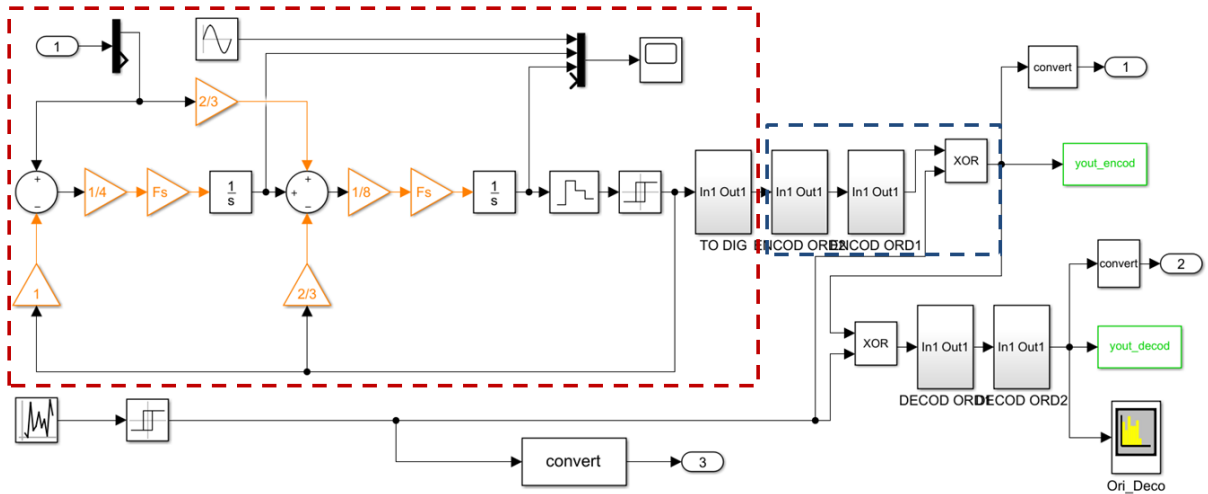


Figura 3.1: Bloque de Simulink de codificador $\Sigma\Delta$. Se remarca en recuadro rojo la sección del convertidor y en azul la del codificador.

Del sistema encuadrado en la sección roja de la Figura 3.1 resulta una cadena de bits la cual posee un espectro ensanchado con la característica de un modulador $\Sigma\Delta$, en donde el ruido es desplazado a una frecuencia superior a la de la señal deseada. Es este espectro el que se busca recuperar al final del sistema y el cual indicará que la señal ha sido transmitida correctamente.

Se observa en la Figura 3.2 que la señal no presenta los $500MHz$ requeridos para

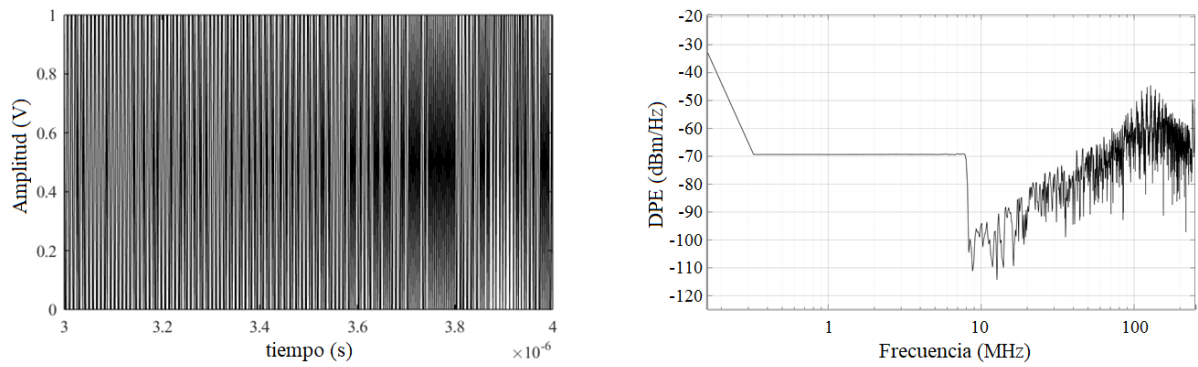


Figura 3.2: Respuesta en tiempo y frecuencia de bloque de Simulink del codificador $\Sigma\Delta$.

transmitir en banda ultra-ancha. Esto se obtiene por medio del codificador que conforma la segunda mitad del bloque.

3.1.2 Codificador

Una vez que la señal de entrada ha pasado por el modulador sigma-delta, se realiza un proceso de codificación para ensanchar la señal, visto en la sección azul de 3.1. El codificador consiste de una serie de compuertas XOR las cuales realizan la operación entre la señal y su retardo. Una última operación XOR es realizada entre la señal y una secuencia pseudo aleatoria la cual provee una fase de encriptado simple a la señal.

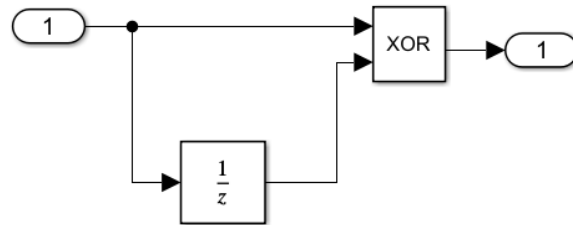


Figura 3.3: Bloque de codificación del codificador $\Sigma\Delta$.

Se usan los bloques básicos de compuertas lógicas, bloque de retardo y secuencia de números aleatorios proporcionados por la librería base de simulink. Se realizan tres operaciones XOR, dos con el bloque mostrado en la Figura 3.3.

La última operación es realizada con una secuencia pseudo aleatoria, misma que se usa en el decodificador para recuperar la señal al final de la transmisión. Un bloque idéntico es usado al final del sistema de transmisión para recuperar la señal una vez que esta pasa por un receptor ideal. Se usa la misma secuencia de bloques XOR, con este último usando la misma secuencia pseudoaleatoria para recuperar la señal. Esto resulta en la señal vista en 3.4, la cual resulta en el ancho de banda de 500 MHz que se busca y cuyos pulsos se asemejan a los usados en UWB.

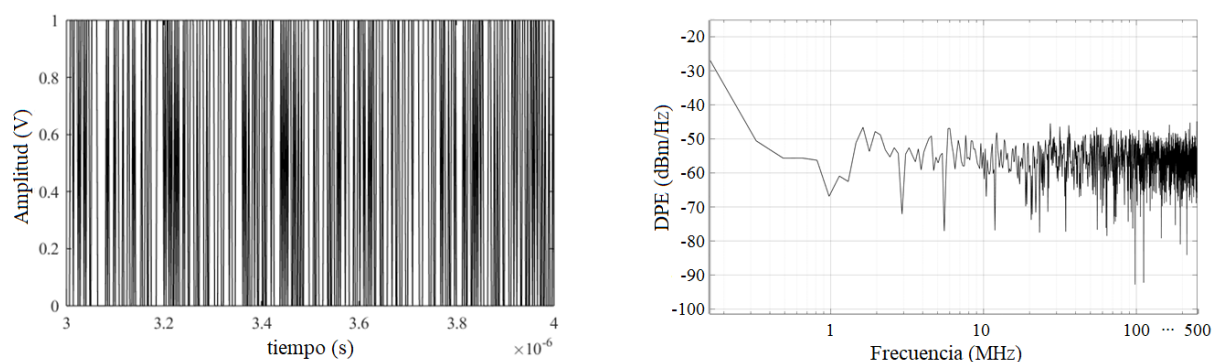


Figura 3.4: Respuesta en tiempo y frecuencia de bloque de Simulink del codificador $\Sigma\Delta$ una vez pasado por el proceso de codificación.

3.2 Librería especializada de RF

El ambiente de Matlab ha sido usado de manera extensa para realizar simulaciones de alto nivel con el propósito de comprobar su funcionamiento en una futura implementación. Para facilitar este proceso, Matlab ha desarrollado una serie de librerías las cuales se ajustan a un uso especializado en diversas áreas de ingeniería, entre ellas la simulación de sistemas de comunicación de radio frecuencia.

Conocida como RF Blockset en su versión actual, la librería permite simular dispositivos RF pudiendo modelar los componentes con diversos parámetros para simular efectos como ruido de fase. Se usan dos bloques principales para el funcionamiento del transmisor, pero el uso de la librería conlleva ciertos bloques secundarios para su correcta simulación, los cuales se explican a continuación.

3.2.1 Bloque de configuración RF

El bloque de configuración especifica las condiciones en las que se simulará el sistema y debe ser incluido en todo subsistema RF conectándose a un nodo del circuito.

En el bloque de configuración deben definirse las frecuencias fundamentales del sistema, dados en Hz, junto con el orden armónico de cada tono. La suma de los armónicos y sus combinaciones mas los tonos fundamentales define el número total de frecuencias que se simularán.

Para limitar el rango de la simulación se debe definir el paso mínimo del simulador, dado en segundos. Esto dará como resultado un rango en el cual se simulará con respecto a los tonos principales. Este valor debe definirse respecto al ancho de banda y no el valor absoluto de la frecuencia de la señal portadora, por lo que para la señal usada en este trabajo, con un ancho de banda de 500MHz, un paso mínimo de 2 ns es suficiente para observar la excursión relevante de la señal.

Otro aspecto que puede definirse en el bloque de configuración es la simulación de ruido en el sistema. Seleccionandolo desde el bloque de configuración activa la opción

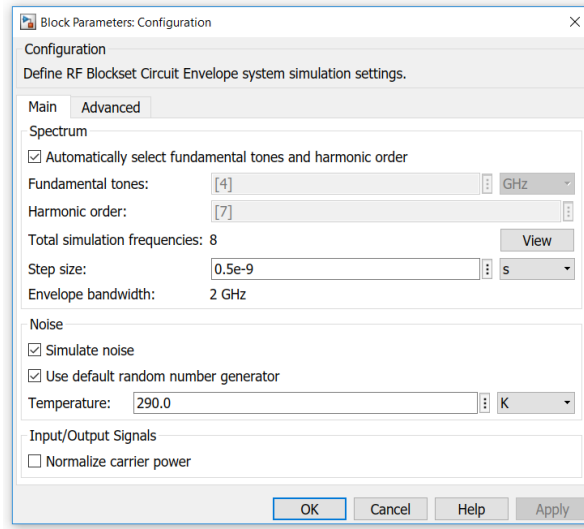


Figura 3.5: Ventana de configuración de bloque de configuración RF.

de simulación de ruido en los bloques de la librería que presenten esa opción, pudiendo activar o desactivar la simulación de ruido desde un solo bloque en lugar de desactivarlo en cada bloque individual. El efecto individual sobre cada bloque es explicado en su sección correspondiente.

3.2.2 Mezclador

Este bloque realiza un traslado en frecuencia de la señal junto con una amplificación no lineal. Para una dada señal de entrada $V_{RF} = A_{RF}\cos(\omega_{RF}t)$ y una señal proveniente de un oscilador local (LO) $V_{LO} = A_{LO}\cos(\omega_{LO}t)$, el mezclador multiplica las señales tal que:

$$V_{RF}V_{LO} = \frac{A_{RF}A_{LO}}{2}\cos[(\omega_{RF} + \omega_{LO})t] + \frac{A_{RF}A_{LO}}{2}\cos[(\omega_{RF} - \omega_{LO})t] \quad (3.1)$$

Convirtiendo la frecuencia de la señal RF a $\omega_{RF} + \omega_{LO}$ y $\omega_{RF} - \omega_{LO}$. Se debe especificar cuál de estas dos señales se desea usar en el bloque de configuración para que el mezclador funcione correctamente.

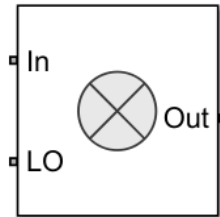


Figura 3.6: Bloque de mezclador de la librería RF.

La amplificación de la señal se realiza después de la operación. La ganancia se aplica

linealmente por un coeficiente de a_1 a menos que se seleccione una operación polinómica. Esta incluye efectos de saturación y produce frecuencias de intermodulado adicionales. La ganancia lineal en este trabajo es dada en dB.

La figura de ruido en el mezclador se define de acuerdo al estandar de la IEEE SSB, la cual asume que el ruido de imagen a la entrada del mezclador es completamente rechazada y que el mezclador genera ruido en tanto el ancho de banda real y de imagen. El ruido a la salida del mezclador es entonces:

$$N_{out} = N_{in}G_{mix} + 2N_{mixer}G_{mix} \quad (3.2)$$

Donde N_{out} es el ruido a la salida del mezclador asumiendo un rechazo completo del ruido en la banda de imagen, N_{in} es el ruido en la entrada asumiendo que se rechaza el ruido en la imagen, N_{mixer} es el ruido generado internamente por el mezclador y G_{mix} es la ganancia del mezclador. El factor de ruido dado por la definición de la IEEE SSB es entonces:

$$F_{SSB-IEEE} = 1 + 2N_{mixer}/N_{in} \quad (3.3)$$

El modelado de ruido en el mezclador se habilita desde el bloque de configuración.

El bloque del mezclador permite definir una serie de parámetros que dan un comportamiento mas cercano a la realidad. Los tres más relevantes al trabajo presente son la ganancia, la figura de ruido y el tercer punto de intercepción (IIP3). Estos valores son tomados de mezcladores reportados en la literatura y permiten definir los limitantes en el estado del arte con respecto al diseño esquemático. Se considera una impedancia de entrada y salida de 50Ω .

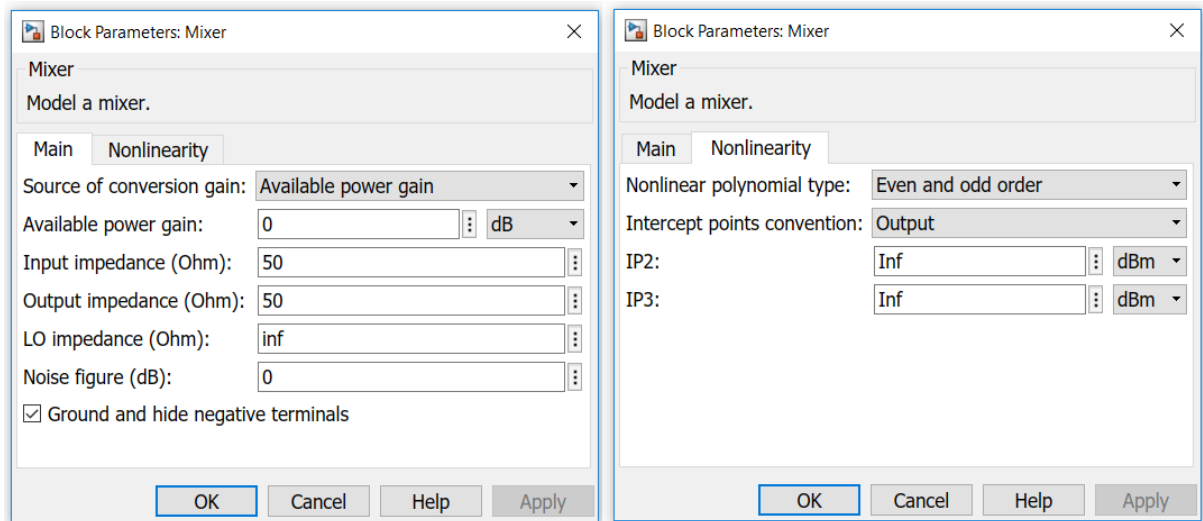


Figura 3.7: Ventana de configuración del mezclador.

El segundo componente fundamental del sistema es el oscilador local. Este se genera

por medio de una fuente ideal de onda continua, la cual genera una señal sinusoidal a la frecuencia indicada.

3.2.3 Onda continua

El bloque de onda continua (CW) modela un portador constante implementado en ω_k de modo que:

$$v(t) = v_0 e^{j\omega_k t} \quad (3.4)$$

Se pueden seleccionar diferentes tipos de fuentes para implementar la señal deseada. Se mencionan únicamente las implementaciones de voltaje.



Figura 3.8: Bloque de generador de onda continua de la librería RF.

Un voltaje ideal permite al usuario generar una envolvente constante en la frecuencia especificada pudiendo definir su valor constante en fase y en cuadratura. En cambio, si se utiliza una potencia se genera la siguiente envolvente:

$$v(t) = 2\sqrt{P_0 \operatorname{Re}(Z_s)} e^{j\frac{\pi}{180}\varphi} \quad (3.5)$$

Donde P_0 es la potencia de la señal, Z_s la impedancia de la señal y φ el ángulo de la señal.

La impedancia es dada en ohms y debe ser un valor real o complejo positivo. Si fuera complejo, las parte real e imaginaria deben tener un valor mayor o igual a $1e^{-18}\Omega$. La potencia puede ser dada en Watts, miliwatts, dBW or dBm, y debe ser un valor o vector de números reales. El ángulo y las frecuencias portadoras se deben especificar de la misma manera. Las frecuencias portadoras son una combinación de los tonos fundamentales y armónicas correspondientes declaradas en el bloque de configuración y sus valores son indicados por el valor correspondiente en el vector de potencia y ángulo.

Otra característica del bloque agregada en versiones recientes es la posibilidad de agregar ruido de fase directamente desde el bloque CW. El ruido de fase puede habilitarse con la opción correspondiente en el bloque. El usuario debe entonces especificar el *offset* de frecuencia (dado en Hz), y el nivel del ruido de fase (dado en dBc/Hz). Ambos valores pueden declararse como un valor constante, un vector o una

matriz. Los valores de *offset* deben estar dentro del rango del ancho de banda envolvente de la simulación.

Se propone diseñar un oscilador cuya salida toma una forma de onda cuadrada, la cual no puede ser descrita con un solo tono. Sin embargo, es posible declarar varios tonos en el CW y generar una onda cuadrada. Para realizar esto se considera la onda cuadrada como una sumatoria de las ondas sinusoidales que puede generar el CW, como es visto en su serie de Fourier.

$$x(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\text{sen}(2\pi(2k-1)ft)}{2k-1} \quad (3.6)$$

Si se consideran los primeros tres términos de esta serie, la ecuación expandida es ahora:

$$x(t) = \frac{4}{\pi} \left(\text{sen}(2\pi ft) + \frac{1}{3} \text{sen}(3 * 2\pi ft) + \frac{1}{5} \text{sen}(5 * 2\pi ft) \right) \quad (3.7)$$

Si se considera el primer término como $1V$, los dos términos subsecuentes pueden describirse como $0.33V$ y $0.2V$. Dado que la potencia de la señal debe ser dada en dBm, se define la impedancia del oscilador como 50Ω , tomando la siguiente ecuación:

$$dBm_{(50\Omega)} = 20 \log \left(\frac{V_{rms}}{0.2236} \right) \quad (3.8)$$

Por lo que los términos resultan como $10dBm$, $1dBm$ y $-4dBm$ aproximadamente. Se toma un desfase de -90° para generar una señal senoide y, considerando la frecuencia central declarada de $4GHz$, la frecuencia de los tres términos del oscilador son $4GHz$, $12GHz$ y $20GHz$, respectivamente. Con esto puede configurarse el bloque del CW, quedando de la siguiente manera.

Donde el ruido de fase es tomado de la literatura y se considera una caída de $-20dBc/Hz$ a $10MHz$ de la frecuencia central.

Con la configuración realizada en el bloque visto en Fig.3.9, la señal resultante que será usada en el modelo final resulta de la siguiente forma.

Se observa que la señal presenta una forma de onda concordante con una simulación de la serie de Fourier al incluir solo tres términos. La respuesta en frecuencia muestra los tres tonos con ruido de fase simulado. Se muestra con marcadores que el tono fundamental se localiza en $4GHz$ y el siguiente armónico en $12GHz$.

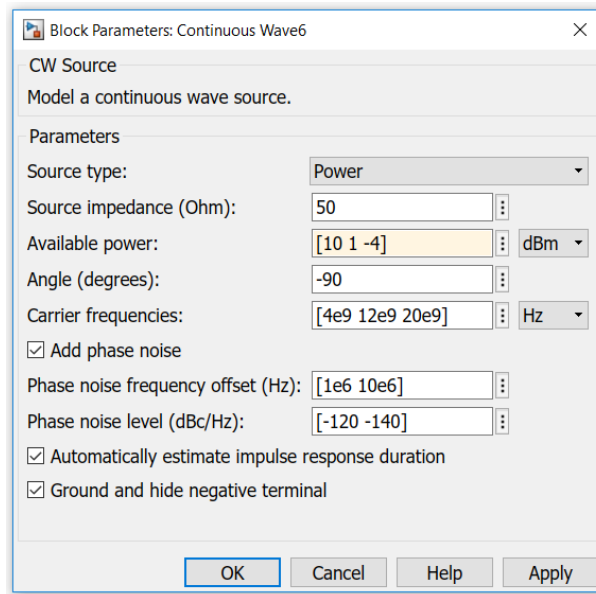


Figura 3.9: Ventana de configuración del generador de onda continua.

3.2.4 Analizador de espectro

El analizador de espectro se usa para visualizar el comportamiento del sistema en frecuencia. El analizador visualiza el espectro de frecuencia de la señal en una de tres formas: potencia, densidad espectral y RMS. La razón de muestreo de la señal es dada en Hz y puede ser heredada de la señal entrante o puede ser definida por el usuario. La resolución del ancho de banda (RBW) se da en Hz y es la mínima frecuencia positiva que puede resolver el analizador. Si el sistema lo define de manera automática, el analizador determina un valor que asegura 1024 intervalos RBW a lo largo del rango de frecuencia.

Debido a que este bloque es originario de la librería base de Simulink, es necesario un bloque de salida para conectar el analizador con el subsistema RF.

3.3 Simulación comportamental

Finalmente, el sistema configurado y sus componentes se juntan en un solo diagrama visto en Fig.3.12. De este punto en adelante se trabaja únicamente con el sistema RF.

El enfoque principal de esta sección es el modelado comportamental del transmisor de banda ultra-ancha, centrandose en su realización y haciendo uso de la configuración que permite la librería para simular el transmisor con datos concurrentes con el estado del arte. Se realizan simulaciones para diferentes casos, cada uno considerando diferentes imperfecciones del sistema.

Los cuatro casos considerados son: El mezclador y el oscilador son ideales; el mezclador es ideal mientras que el oscilador local presenta ruido de fase y distorsión

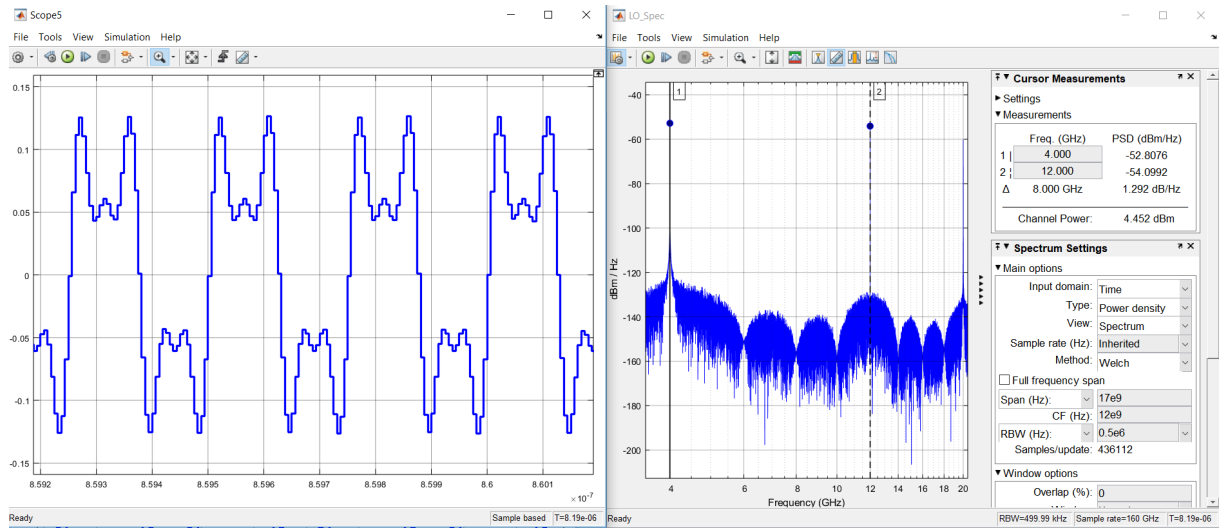


Figura 3.10: Respuesta en tiempo y frecuencia de oscilador local.



Figura 3.11: Analizador de espectro.

armónica; el oscilador es ideal mientras que el mezclador presenta pérdidas, figura de ruido y IIP3 no infinito; finalmente se simula el sistema con ambos componentes presentando imperfecciones.

Se presenta primero el caso en el cual tanto el oscilador como el mezclador son ideales. Se observa en la Figura 3.13 dos lóbulos laterales de la señal, los cuales se cuida no sobrepasen una cierta magnitud y afecten el lóbulo principal, es decir, se cuida que el nivel de la interferencia fuera de la banda (OOBI) no supere los $-12dBc$. Debido a los limitantes del modelo del mezclador ocurren dos efectos: se transmite la señal deseada junto con su imagen, resultando en una banda principal de $1GHz$ en lugar de los $500MHz$ deseados, y la señal portadora del oscilador genera un pico en la señal el cual viola la máscara espectral. Se espera que estos efectos sean solucionados una vez que el sistema sea diseñado a nivel esquemático.

El sistema real inevitablemente presentará imperfecciones de diseño, por lo que es necesario conocer para que parámetros el sistema seguirá funcionando. Se muestra en la Figura 3.14 un caso en el que el espectro de la señal es aún reconocible pero que ha sido considerablemente afectado por los parámetros variados. La señal es sensible a cambios en el ruido de fase, dejando de funcionar cuando este supera $-80dBc$, pero es poco afectado por pérdidas en el mezclador o distorsión en el mezclador y oscilador.

El último caso muestra una señal cuyo espectro ya no es recuperable debido a los parámetros propuestos.

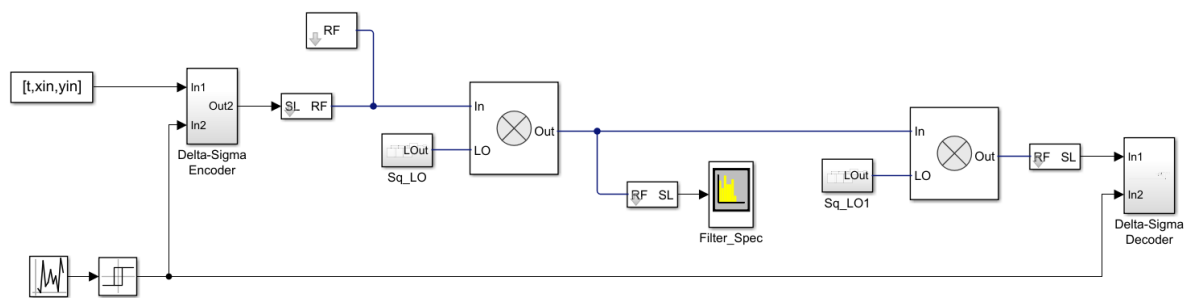


Figura 3.12: Modelo de Simulink del transmisor propuesto y un receptor ideal.

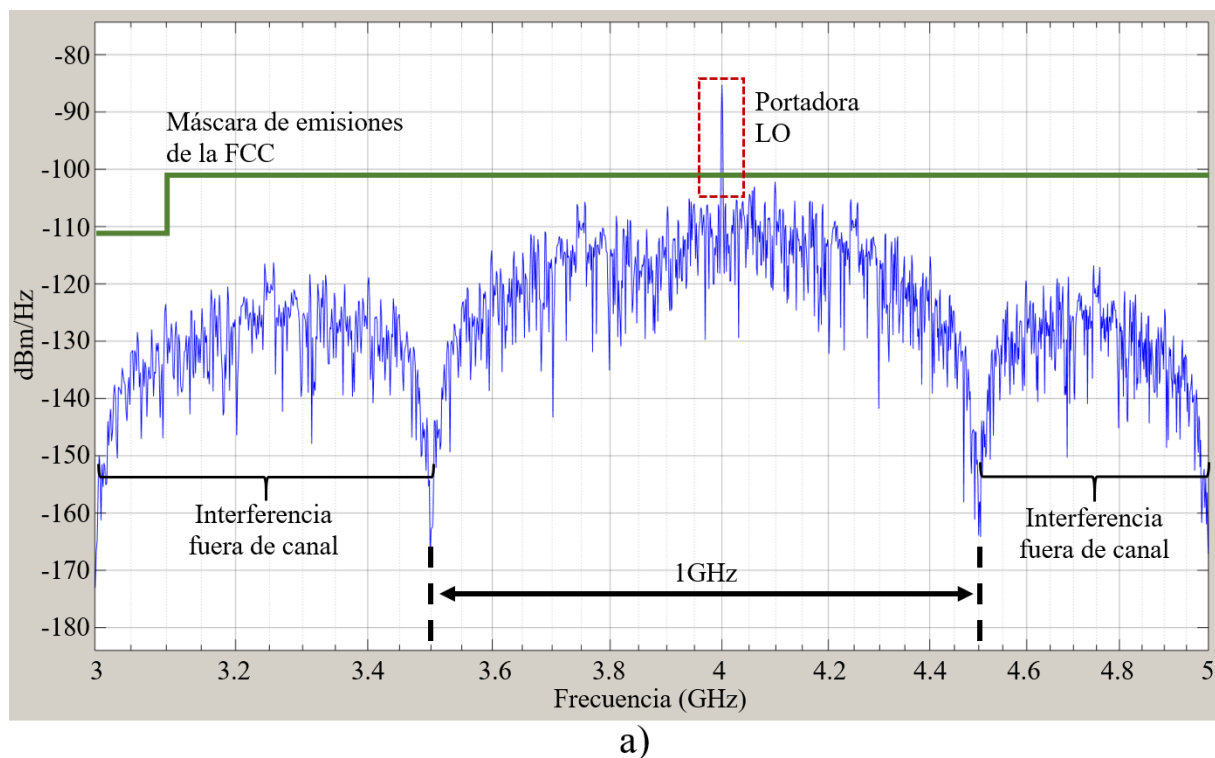


Figura 3.13: Espectro del transmisor propuesto, caso ideal.

Algo de notar en los primeros casos es el pico causado por el "*feedthrough*" de la portadora LO, el cual supera la potencia de la señal y pudiera sobrepasar el límite. Esto es solucionado usando topologías de mezclador que supriman este pico de señal.

3.4 Ambiente de trabajo Cadence

Habiendo realizado el sistema en alto nivel usando la librería RF del ambiente Simulink, es ahora necesario comenzar el diseño a nivel transistor. Se ocupa la herramienta de diseño Cadence, una plataforma de diseño analógico la cual permite el diseño y la simulación de sistemas electrónicos y es también capaz de realizar el diseño a nivel layout del sistema.

Antes de comenzar con el diseño esquemático, es necesario realizar el modulador $\Sigma\Delta$ en el nuevo ambiente de Cadence. Esto se hace describiendo al sistema usando el lenguaje

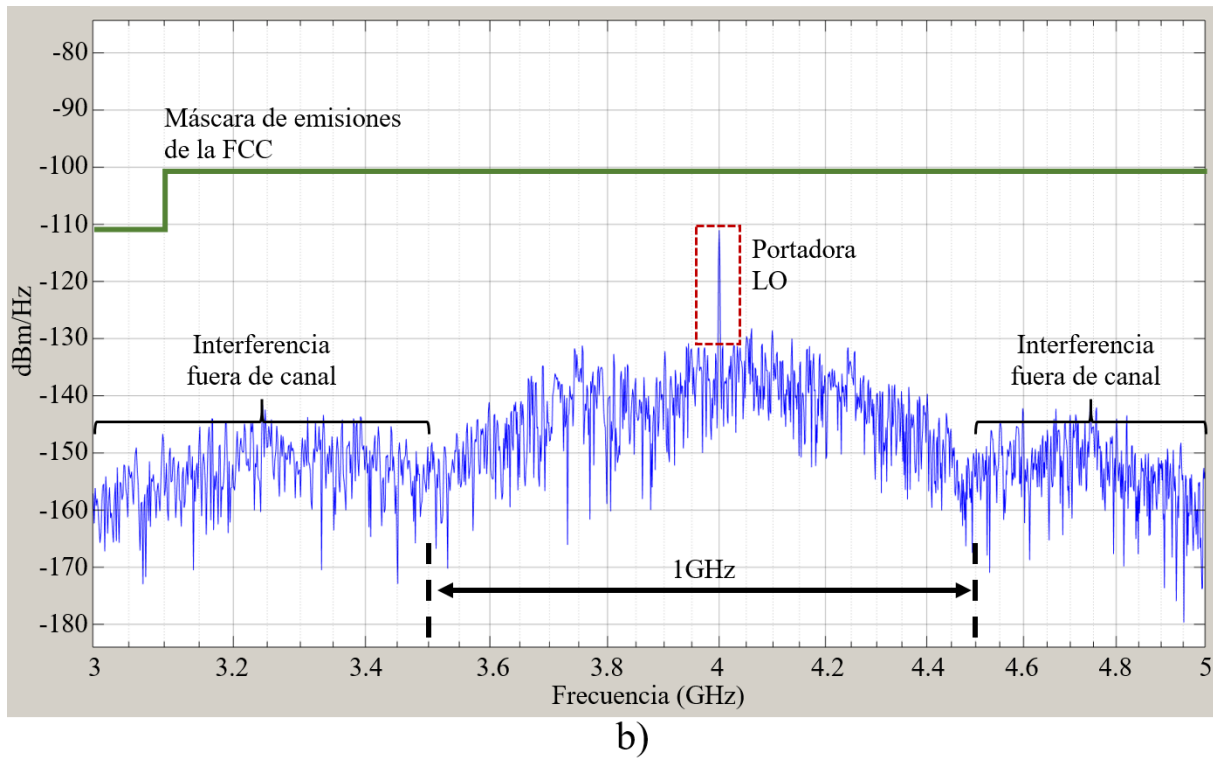


Figura 3.14: Espectro del transmisor propuesto cuyo desempeño apenas cumple con los requerimientos de transmisión.

de programación Verilog-A, con el cual es compatible Cadence.

3.4.1 Modulador $\Sigma\Delta$ en Verilog-A

Para poder realizar el modulador en Cadence, se describen sus componentes en bloques ideales los cuales simulan en comportamiento de los modelos de Simulink en Verilog-A.

Primero deben identificarse los bloques que conforman el modulador. El bloque principal es el modulador $\Sigma\Delta$, el cual es realizado con un modelo esquemático ideal visto en Fig.3.16. El modulador no es idéntico al modelo usado en simulink pero cumple con la misma función que este, tomando una señal analógica y transformándola en una cadena de bits.

Seguido de esto se realiza la cadena de codificadores que esparcen el espectro de la señal. Observando el modelo en Simulink de cada bloque del codificador en Fig.3.3 se identifica un bloque XOR y un retardo. La operación final requiere también un generador de números aleatorios el cual se realiza generando ruido blanco y pasándolo por un comparador. El sistema completo se muestra en Fig.3.17.

Con esto se genera la señal de entrada al transmisor. Se puede ahora diseñar el transmisor UWB, el cual consiste de dos bloques: un oscilador local y un mezclador.

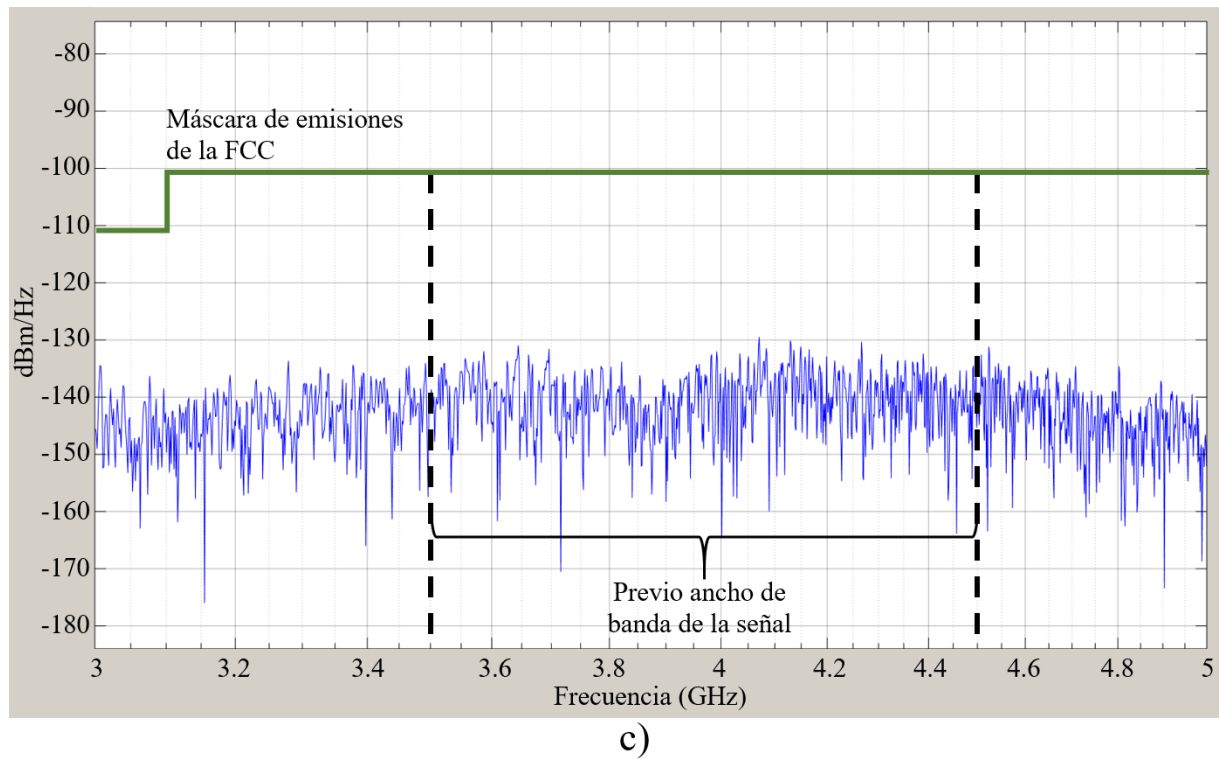


Figura 3.15: Espectro de transmisor propuesto en donde el espectro es irrecuperable.

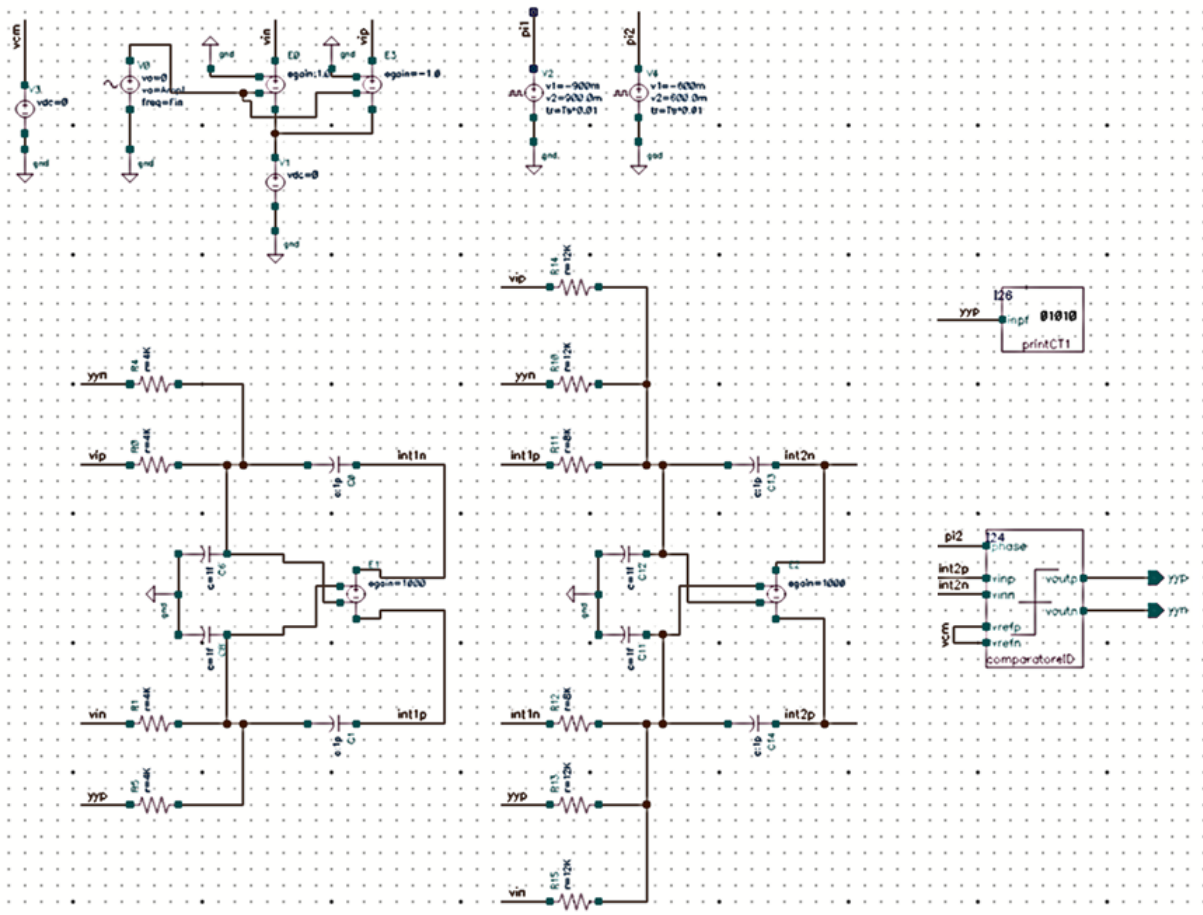
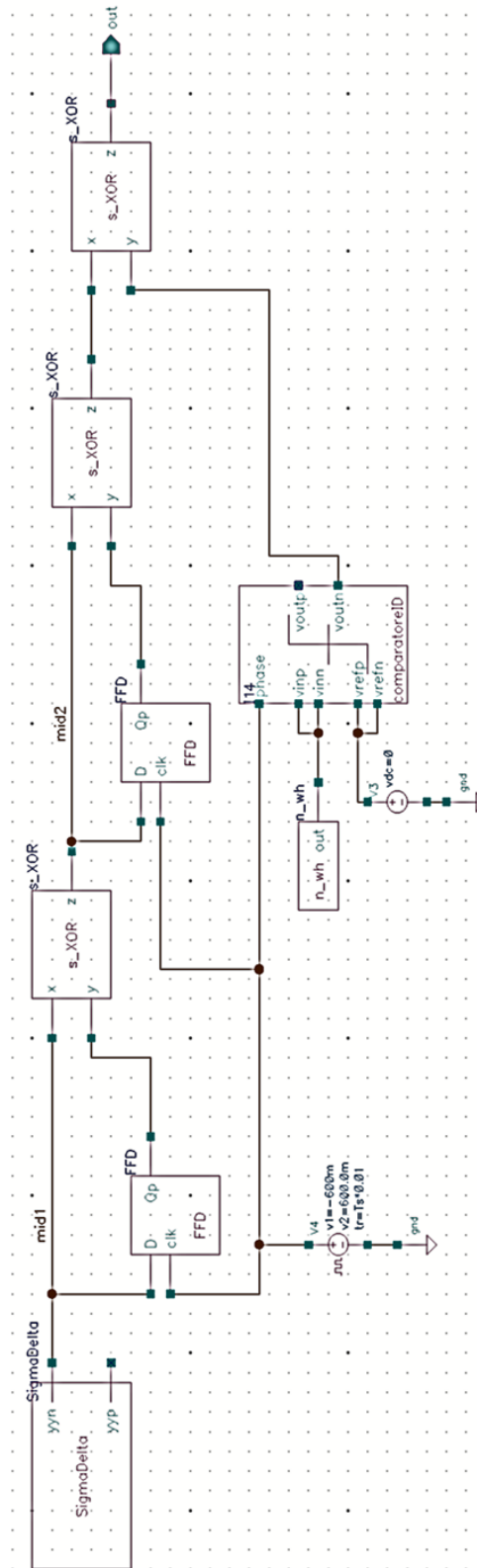


Figura 3.16: Modelo en cadence del codificador $\Sigma\Delta$.

Figura 3.17: Modulador $\Sigma\Delta$ en Cadence.

Capítulo 4

Diseño del Oscilador controlado por voltaje

En esta sección se realiza una explicación de los conceptos básicos del funcionamiento de un oscilador, uno de los dos componentes principales del transmisor.

4.1 Conceptos básicos

El oscilador es un circuito electrónico el cual produce una señal periódica oscilante la cual puede tener cualquier forma o número de armónicos. Idealmente el oscilador únicamente genera una señal periódica la cual solo tiene características deseadas.

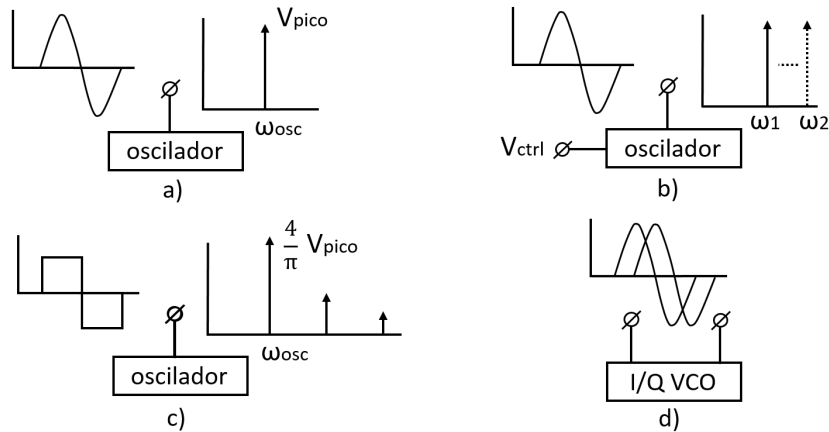


Figura 4.1: Oscilador armónico (a), VCO (b), oscilador de onda cuadrada (c), oscilador I/Q (d).

Para un oscilador ideal como es visto en Fig.4.1(a), con una frecuencia angular ω_{osc} y una amplitud pico V_{pico} , la señal de salida es:

$$v_{out}(t) = V_{pico} \cos(\omega_{osc}t + \phi_0) \quad (4.1)$$

Donde ϕ_0 es la fase cuando $t = 0$. Esto se traslada al dominio de la frecuencia como una sola línea espectral con una amplitud de V_{pico} en ω_{osc} , por lo que toda la potencia de un oscilador ideal se localiza en un ancho de banda infinitésimamente pequeño alrededor de ω_{osc} .

Si por otra parte se toma un oscilador cuya frecuencia es controlado por un nivel de voltaje o corriente, como en Fig.4.1(b), la señal de salida se representa con:

$$v_{out}(t) = V_{pico} \cos(2\pi(K_{vco}V_{tono} + f_{central})t + \phi_0) \quad (4.2)$$

Donde el oscilador puede abarcar un rango de frecuencias de ω_1 a ω_2 . Este es controlado por v_{tono} , mientras que la constante K_{vco} define la pendiente del entonado. La frecuencia del oscilador cuando $V_{vco} = 0$ es dado por $f_{central}$.

La ecuación 4.2 asume que el oscilador tiene un comportamiento estable. En caso contrario deben considerarse las propiedades de la fase, la cual es la integral de la frecuencia con respecto al tiempo. Para describir el comportamiento de un oscilador cuyo comportamiento es discontinuo, se debe usar la siguiente ecuación:

$$v_{out}(t) = V_{pico} \cos(2\pi(K_{vco} \int_0^t V_{tono}(t)dt + f_{central})t + \phi_0) \quad (4.3)$$

Por lo que la fase de salida es siempre continua, aun si se modula al oscilador con un V_{tono} no continuo. Si se iguala V_{tono} a $V_p \cos(\omega_m t)$, 4.3 toma la forma de la ecuación de la respuesta en tiempo de una señal FM.

$$v_{out}(t) = V_{pico} \cos(2\pi f_{central}t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \sin(\omega_m t) + \phi_0) \quad (4.4)$$

Donde $\Delta\omega = 2\pi K_{vco} V_p$.

En un oscilador ideal toda la energía de la señal se localiza en la frecuencia fundamental. Para un oscilador cuadrado, como en Fig. 4.1(c) la potencia de la señal se encuentra distribuida a través de varios puntos, descrito por la serie de Fourier vista en 3.7. Pasada a valores de voltaje, esta es ahora:

$$v_{out}(t) = \frac{4V_{pico}}{\pi} \left(\sin(\omega_{osc}t) + \frac{1}{3}\sin(3\omega_{osc}t) + \frac{1}{5}\sin(5\omega_{osc}t) \right) \quad (4.5)$$

Con una condición inicial de $\phi_0 = 0$.

Finalmente, un oscilador puede generar múltiples señales de salida con diferentes fases. Un caso en particular es un oscilador el cual genera una señal senoidal y una cosenoidal, como visto en Fig.4.1(d). A esto se le conoce como una señal "en fase y cuadratura" o I/Q y es usado en la mayoría de las arquitecturas de transmisores modernos.

Aunque esto es suficiente para describir un oscilador ideal, para un oscilador práctico existirán una serie de efectos que causen que el oscilador tenga un comportamiento diferente al esperado. Uno de estos es una ampliación en el espectro de frecuencia,

también llamada falda, causada por el ruido de fase, visto en Fig.4.2.

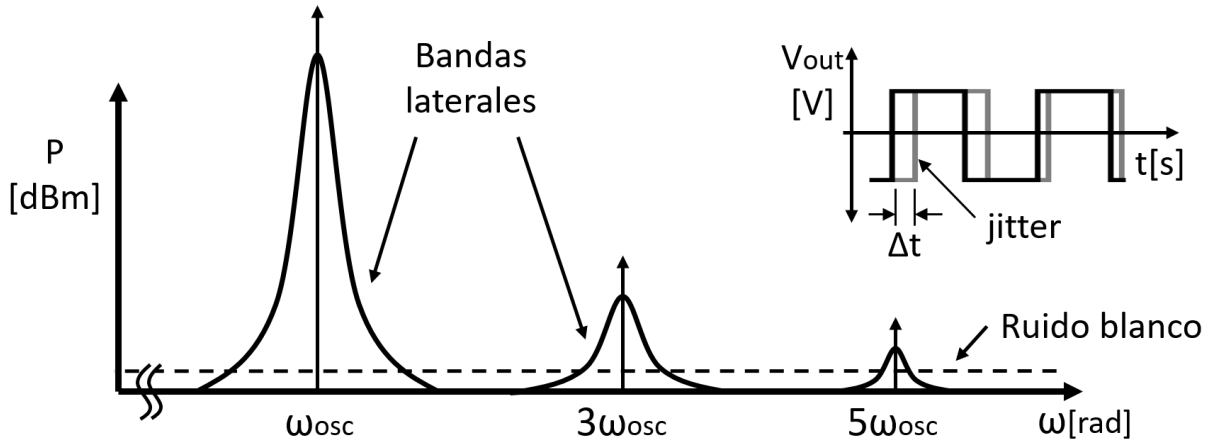


Figura 4.2: Espectro de una señal cuadrada con falda por ruido de fase y su efecto de *jitter* en el dominio del tiempo.

El ruido de fase puede ser causado tanto por la circuitería del oscilador como por ruido generado externamente. Estos corrompen el espectro del oscilador, causando que su potencia se distribuya en un ancho de banda finito alrededor de ω_{osc} y sus armónicos.

La falda de ruido de fase disminuye conforme incrementa el offset de frecuencia desde la frecuencia central, eventualmente llegando a dominar el ruido blanco presente en todas frecuencias del espectro. Este puede ser generado desde el oscilador pero frecuentemente es causado por circuitos conectados en cascada. En el dominio del tiempo este efecto se conoce como *jitter*, lo cual causa que el momento exacto del cruce por cero de la señal sea estocástico. Si se toma el oscilador ideal descrito en 4.1 y se le agrega la variable estocástica $\theta_{pn}(t)$, se obtiene:

$$v_{out}(t) = V_{pico} \cos(\omega_{osc}t + \theta_{pn}(t)) \quad (4.6)$$

Esto también puede aplicarse al resto de las ecuaciones, de forma que la señal del oscilador tendrá un ruido de amplitud y V_{pico} tendrá un componente estocástico.

Para un oscilador de múltiples etapas la relación de fase y amplitud entre cada etapa será no ideal, como entre la señal senoidal y cosenoidal de un oscilador I/Q.

Aunque una señal cuadrada solo tiene armónicos impares, se espera que la señal de salida de un oscilador también tenga armónicos pares, usualmente de menor magnitud que los impares. Estos podrían o no ser efectos deseados dependiendo de la aplicación del oscilador.

4.2 Clasificación

La clasificación de los osciladores permite que el diseñador identifique rápidamente las propiedades de cada uno. Estos pueden ser clasificados dependiendo de las propiedades básicas del oscilador, como frecuencia, rango de entonado o factor de ruido, o por su funcionalidad, como una salida monofásica o multifásica. Otro criterio es su principio de implementación, lo cual permite identificar propiedades importantes del oscilador y es fácil colocar nuevos diseños en la clasificación dado sus componentes.

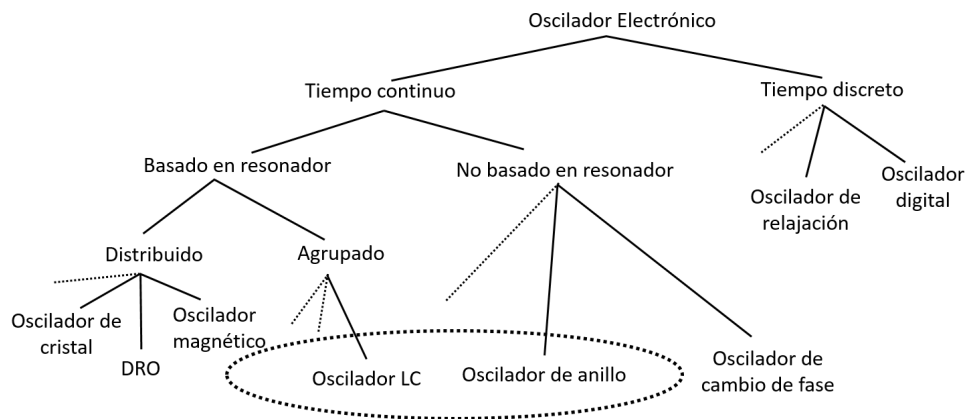


Figura 4.3: Clasificación de osciladores basado en su principio de implementación.

En Fig.4.3 se muestra un diagrama con diversos tipos de osciladores clasificados por su principio de funcionamiento. Los osciladores de tiempo continuo pueden dividirse nuevamente en osciladores resonantes y no resonantes. Los osciladores resonantes tienen polos complejos los cuales pueden ser distribuidos o agrupados. Los resonadores agrupados consisten de dos elementos reactivos, inductores y capacitores, lo cual también es cierto para el circuito equivalente de un resonador distribuido. Los osciladores no resonantes usan solamente un elemento reactivo, ya sea inductor o capacitor. Se requiere una resistencia y retroalimentación para que funcione un oscilador no resonante, convirtiendo los polos reales en complejos sin la necesidad de usar elementos reactivos.

La pureza espectral de un oscilador es indicada por un factor de calidad Q , el cual es usualmente mayor a 1 para osciladores resonantes. Los osciladores no resonantes no almacenan energía en cada periodo de oscilación, por lo que su factor de calidad es a menudo menor a los resonantes.

El tipo de oscilador que se usa es dependiente de qué métricas son más importantes para el sistema. Para el trabajo de tesis no solo se requiere un cierto ruido de fase para que funcione el sistema, sino un alto rango de entonado para que el sistema pueda aprovechar la banda en la que opera. Es por esto que se hace uso de un oscilador de anillo cuya frecuencia es controlada por voltaje.

4.3 Oscilador de anillo controlado por voltaje

El oscilador de anillo se caracteriza por su arreglo de celdas idénticas las cuales son conectadas en cascada de forma que la salida de la última celda es retroalimentada a la entrada de la primera.

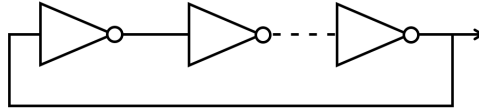


Figura 4.4: Oscilador de anillo de n etapas.

Pese a que se requiere un mayor consumo de potencia para lograr un mejor desempeño en su ruido de fase su alto rango de entonado hace que cumpla con las métricas de mayor importancia.

En este tipo de oscilador, se asume que cada celda genera un tiempo de retardo T_{pd} , el cual se propaga a través del sistema por cada bloque n que tenga el oscilador[22]. El periodo de oscilación es el doble de este retardo de propagación. La frecuencia es entonces dada por 4.7.

$$f_{osc} = \frac{1}{2n \cdot T_{pd}} \quad (4.7)$$

La forma más simple de controlar la frecuencia es controlando el tiempo de retardo de las celdas, ya sea variando la carga por medio de voltaje o cambiando la corriente de cola de las celdas. Dado que las características del oscilador son dependientes de la celda usada, es necesario seleccionar una celda cuyas métricas correspondan a las métricas que se desean en el oscilador. En el caso del VCO usado en este trabajo, las métricas relevantes son las siguientes: el ruido de fase, el rango de entonado y el factor de ganancia.

4.3.1 Celda de cargas simétricas

La métrica más importante para el funcionamiento del transmisor es un bajo ruido de fase, inferior a $-80dBm$. Es por esto que se elige una celda diseñada para tener bajo *jitter*, es decir, variaciones transitorias a corto plazo en la señal con respecto a su posición ideal en el tiempo. Este efecto en el dominio de la frecuencia se muestra como ruido de fase. Se usa la celda de cargas simétricas propuesta por Maneatis[23].

Esta es una celda diferencial, lo cual le da alta inmunidad al ruido de alimentación y por tanto al ruido de fase. La celda está compuesta por un par acoplado de transistores NMOS los cuales comparten una fuente de corriente y la misma carga. La fuente de corriente aísla la celda de la fuente negativa, por lo que el retardo de la celda es constante a la fuente de alimentación. La carga es compuesta por un transistor PMOS conectado en configuración de diodo en paralelo a otro transistor PMOS de igual tamaño. Este último

es polarizado por un voltaje de control V_{Ctrl} , el cual se usa para generar el voltaje de polarización para los transistores NMOS y controla el retardo de la celda. El esquemático de la celda se muestra en Fig.4.5.

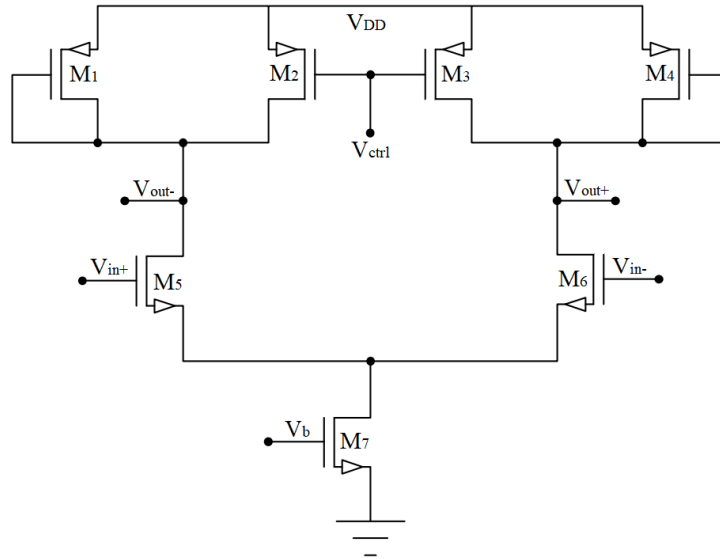


Figura 4.5: Esquemático de celda de retardo con carga simétrica.

El rechazo de ruido de la celda se debe a su relación corriente-voltaje simétrica. Usualmente las cargas no lineales convierten el ruido en modo común a ruido diferencial, la relación I-V de la carga simétrica inhibe esto. Esta simetría es debido a que la corriente en un nodo de salida dado es igual para la salida de voltaje complementaria dentro de la excursión o *swing* de voltaje. Esto significa que para cualquier punto en el tiempo, la resistencia en ambos nodos de salida es igual y cualquier variación en la fuente causará cambios de voltaje idénticos en ambos nodos. Este comportamiento puede verse en Fig.4.6. Puede cambiarse la relación de la curva I-V cambiando la polarización de la celda, pero se mantiene la relación lineal entre corriente y voltaje.

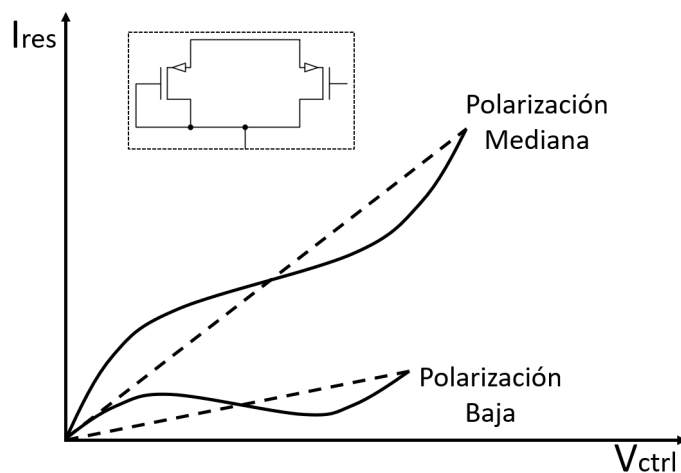


Figura 4.6: Curva I-V de la carga de la celda de retardo.

Se usa V_{Ctrl} para variar la resistencia de la carga y por tanto el retardo de la celda. Se provee también inmunidad al ruido de fase debido a que se cancelan los términos de ruido de primer orden y dejando sólo los de orden más alto.

4.4 Diseño del oscilador

Se usa el diseño de oscilador de anillo propuesto en la tesis de Decle[24], el cual usa la celda de Maneatis para formar un oscilador de anillo de cuatro etapas. Debido a que el mezclador requiere únicamente una entrada de oscilador local y para evitar un desbalanceo de cargas en la salida, se agrega una celda adicional modificada para que la salida no se retroalimente al anillo y tome como entrada las salidas diferenciales del oscilador, mostrado en Fig.4.7. El nodo donde antes se inyectaba V_{ctrl} se conecta a una de los nodos de salida diferencial, quedando únicamente V_{out} como salida. El amplificador comparte la misma polarización que el resto de las celdas.

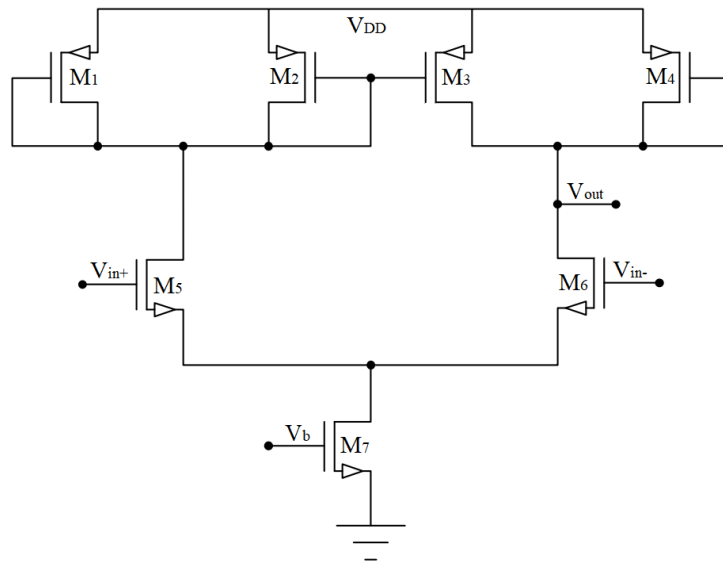


Figura 4.7: Celda de retardo modificada a configuración single-ended.

La estructura final resulta de la forma vista en Fig.4.8.

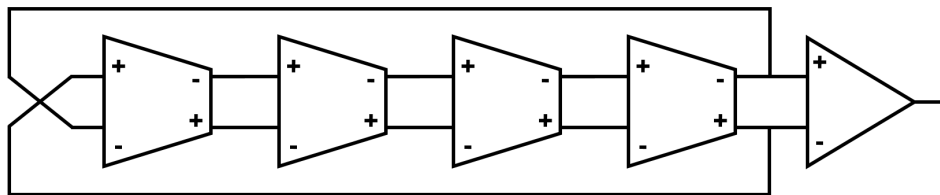


Figura 4.8: Oscilador de anillo usando celda de retardo con carga simétrica.

4.5 Resultados de Simulación

El circuito fue simulado en Cadence IC6.1.6.101 Spectre con tecnología CMOS UMC 0.18 μm con un voltaje de alimentación de 1.8 V y una corriente de polarización de 12 mA. En Fig.4.9 muestra la excursión transitoria del sistema a la frecuencia central de 5 GHz obtenido con un V_{Ctrl} de 400mV y una excursión de 350 mV a 1.75 V resultando en una excursión de 1.4 V_{pp} . El sistema tiene un consumo de 64.8 mW. El barrido de frecuencias se muestra en Fig.4.10.

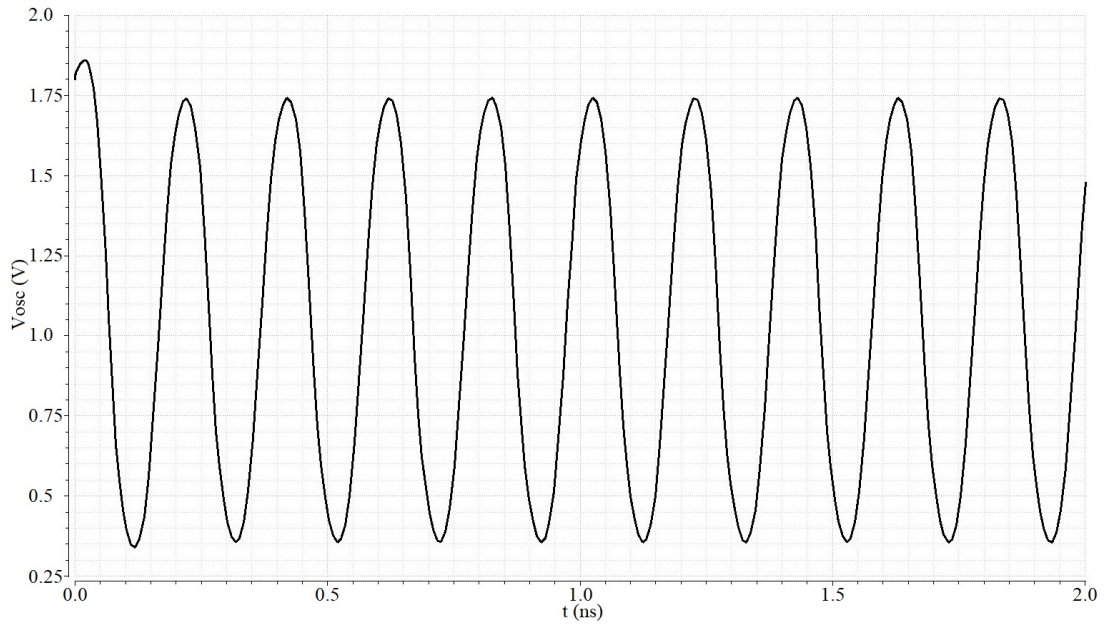


Figura 4.9: Respuesta transitoria del oscilador de anillo a 5 GHz .

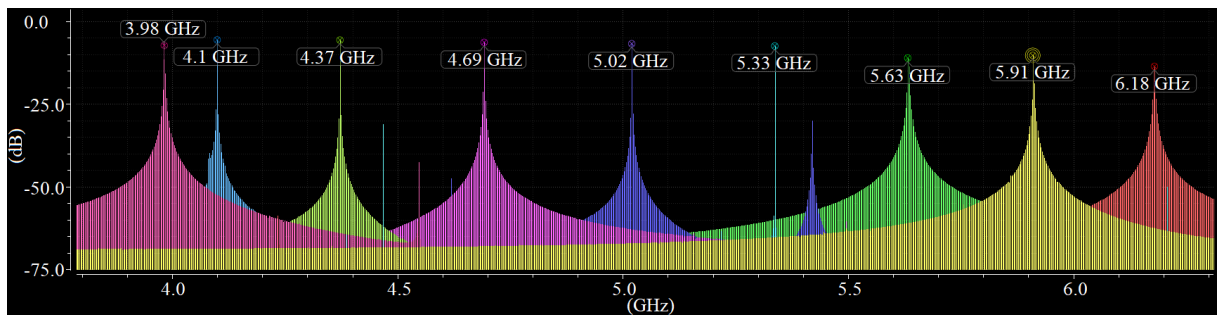


Figura 4.10: Barrido espectral de la respuesta en frecuencia del oscilador.

Fig.4.11 muestra el ruido de fase en el oscilador a 1 MHz de la frecuencia central. Se presenta un ruido de fase de -92.89 dBc/Hz 5 GHz, cumpliendo con el requisito de que el ruido de fase sea inferior a -80 dBc/Hz, con valores de 91.71 dBc/Hz - 89.76 dBc/Hz a 6.18 GHz y 3.98 GHz respectivamente. En Fig.4.12 se muestra el K_{VCO} del oscilador. Se presenta una variación de frecuencia de 3.98 GHz - 6.18 GHz variando V_{Ctrl} de 0 mV a 850 mV, cumpliendo con el rango deseado y obteniendo un K_{VCO} de 2.57 GHz/V.

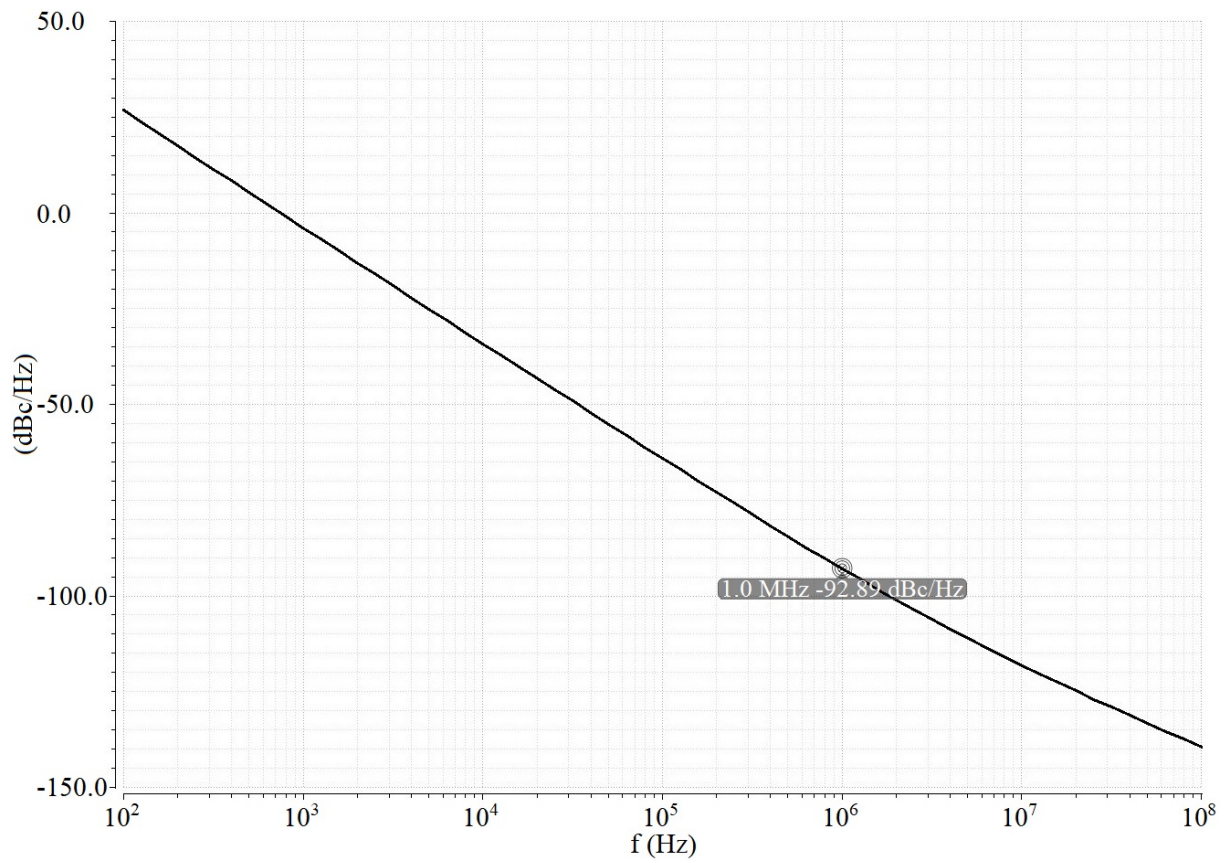


Figura 4.11: Ruído de fase a 5 GHz del oscilador de anillo.

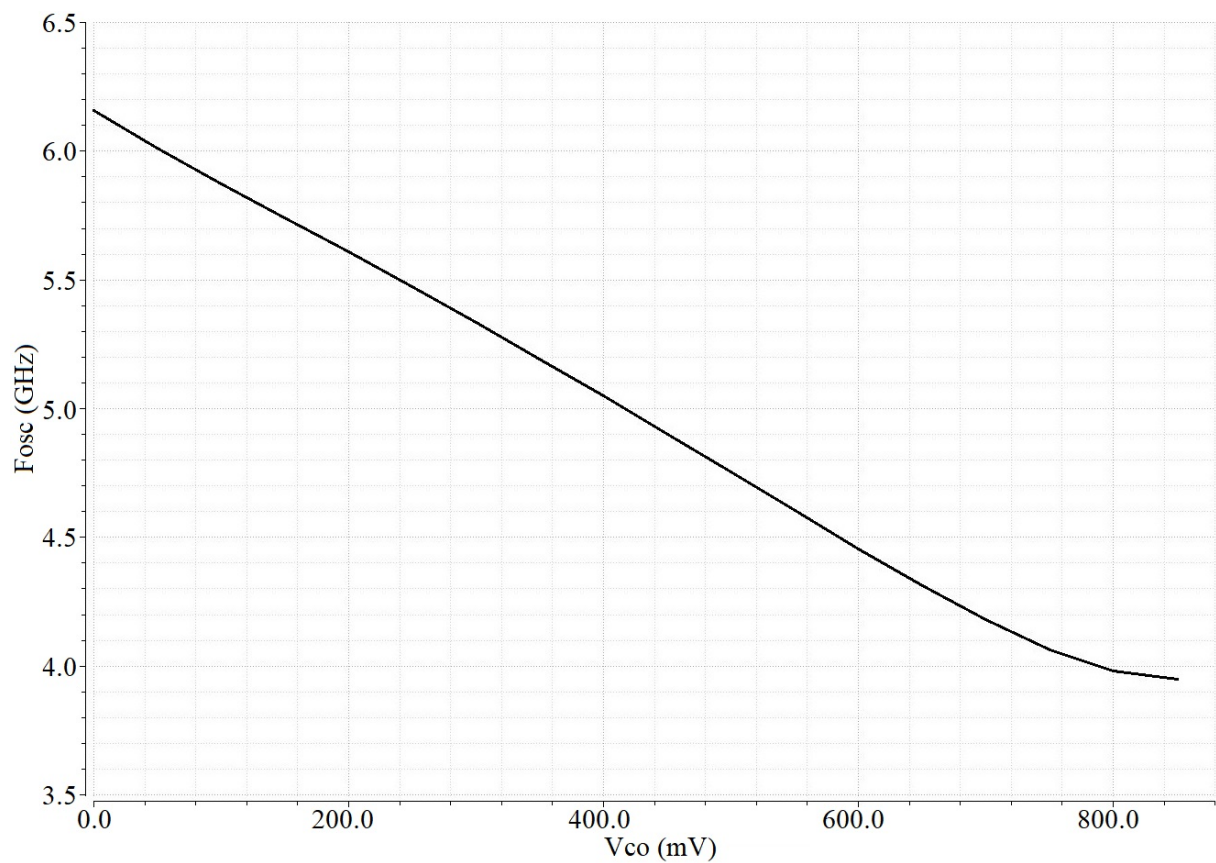


Figura 4.12: K_{VCO} del oscilador de anillo.

A partir de estos datos es posible obtener las figuras de mérito para el oscilador. La principal afectación es su alto consumo de potencia debido a la corriente requerida por el circuito, así como el alto rango de entonado.

4.6 Layout

El oscilador consiste de cuatro bloques idénticos de la celda de retardo y un bloque del amplificador usado a la salida del oscilador. Se muestra en Fig.4.13 a la izquierda la celda de retardo y a la derecha la celda de amplificación. Las entradas y salidas de la celda de retardo se colocan de manera que se facilite su conexión con las celdas adyacentes. El resto de las terminales se colocan para facilitar el acceso de las cuatro celdas a los nodos comunes. Se hace lo mismo para las terminales del amplificador. Alrededor de cada transistor se colocan dos anillos de guarda, uno conectado a tierra y el otro a V_{DD} , para evitar que la señal en el transistor afecte a los transistores cercanos.

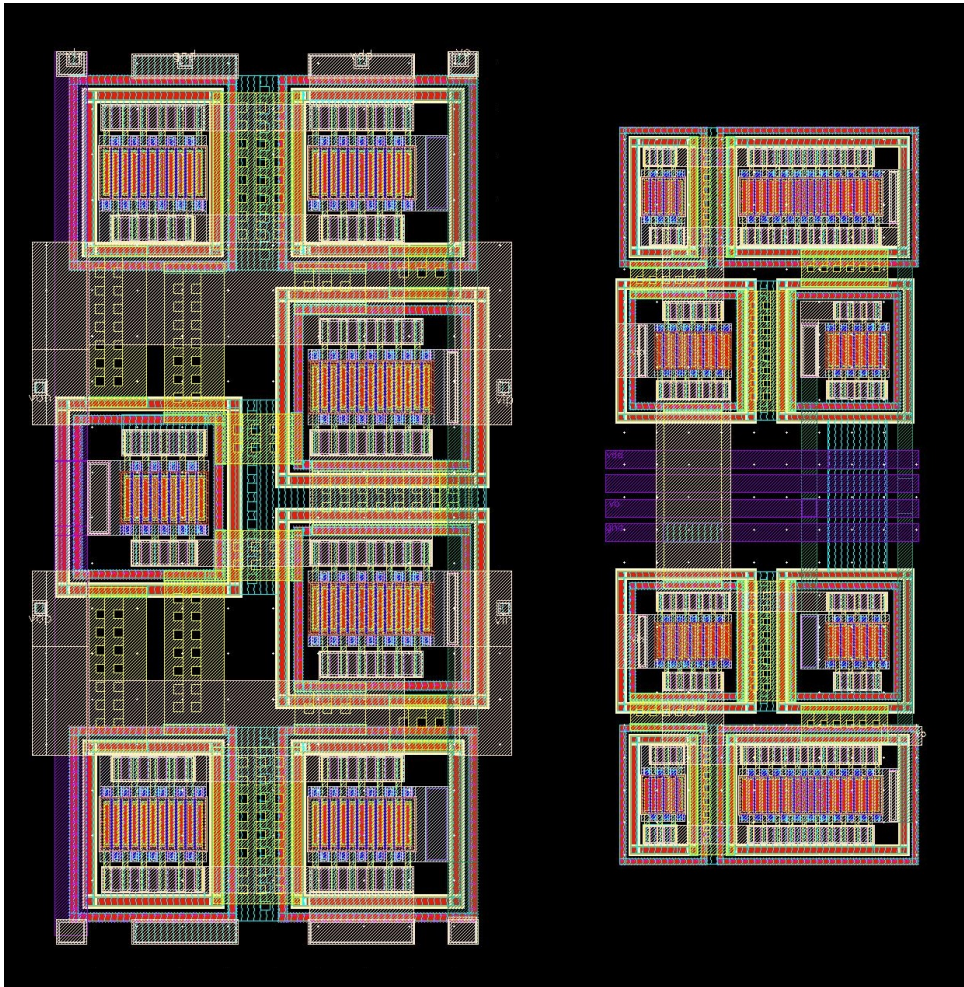


Figura 4.13: Layout de la celda de retardo y amplificador.

En Fig.4.14 se muestra el oscilador de anillo completo. Los nodos comunes son

conectados a través de las conexiones en los rieles a la mitad del diseño, los cuales comparte con el amplificador.

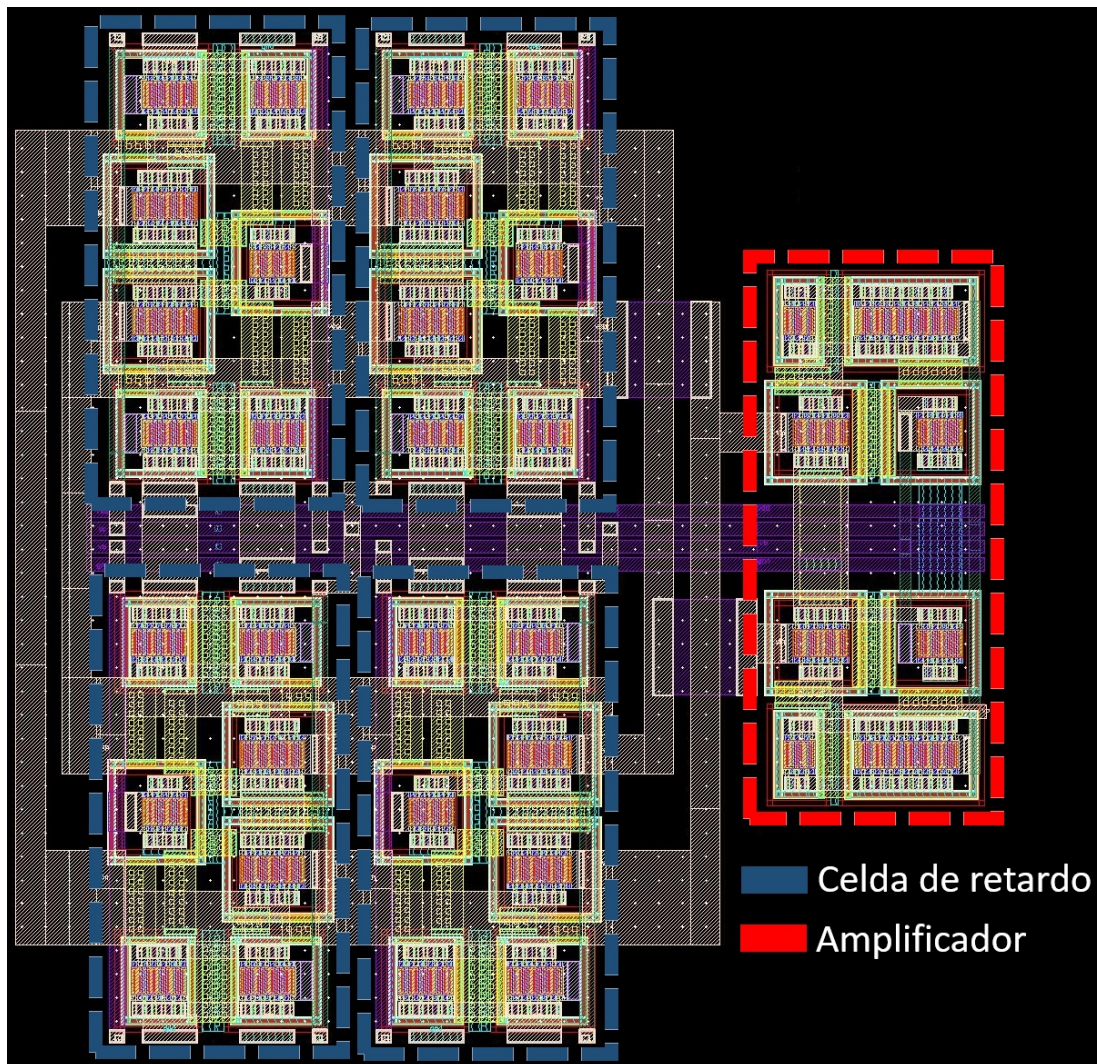


Figura 4.14: Layout del oscilador de anillo con etapa de amplificación.

Tabla 4.1: Comparación de diversos osciladores de anillo

	Este trabajo	[25]	[26]	[27]	[28]
Tecnología	0.18 μm	0.18 μm	0.18 μm	0.18 μm	0.18 μm
Alimentación [V]	1.8	1.8	± 0.9	1.5	1.8
Consumo de potencia [mW]	41.36	104.35	44.2	6.37	13.6
Frecuencia RF [GHz]	5.08	2.445	4.15	0.443	2.13
Ancho de Banda [GHz]	2.2	0.57	3	0.25	1.19
K_{VCO} [GHz/V]	2.57	0.712	4.28	0.011	0.66
Rango de entonado [%]	21.6	23.3	36.14	38.46	29.57
Ruido de fase [dBc/Hz]	-91.71	-115	-	-107.9	-91.1
Excursión de voltaje [V]	1.4	2.4	0.7	0.5	-
FOM_{PN} [dB]	150.8	160.6	-	-	149.7
FOM_{PN+FTR} [dB]	157.5	167.9	-	-	164.5

4.7 Conclusiones

En este capítulo se ha realizado un oscilador de anillo con un rango de 3.98 GHz a 6.18 GHz, ruido de fase de -92.89 dBc/Hz y consumo de potencia de 41.36 mW. El circuito cumple con las especificaciones requeridas para el transmisor.

Se muestra en la Tabla 4.1 una comparación entre el oscilador realizado y otros trabajos previos. Pese a que el factor de calidad se ve afectado por el consumo de potencia y el ruido de fase, el sistema resalta por mantener un alto rango de entonado aún a una frecuencia de operación mayor y con un consumo de potencia menor a otros trabajos con frecuencias de operación comparables.

Capítulo 5

Diseño del Power Upconverter

Esta sección explica las bases del funcionamiento de un mezclador, adentrándose en el power upconverter que se usa para la transmisión de la señal en este trabajo.

5.1 Conceptos básicos de no linealidad

En toda transmisión inalámbrica la traslación en frecuencia de la señal es una operación fundamental, por lo que el mezclador encargado de realizar esta operación es un bloque de suma importancia. Para lidiar con las señales no deseadas y no linealidades del sistema como armónicos y productos de intermodulación.

Un problema que conlleva el uso de filtros es las limitantes que surgen si se usara un filtro de banda angosta, ya que diferentes estándares a menudo funcionan a diferentes frecuencias y por lo tanto generan armónicos a diferentes frecuencias. éste problema es aun mayor en transmisión UWB, ya que el filtro debe ocupar el ancho de banda de la señal principal mas aún abarcar el rango de frecuencias en las que opera en estándar. Las exigencias del filtro significan que a menudo no es posible integrar un filtro de buena calidad en chip o éstos consumen una gran cantidad de potencia, lo cual es un problema aun mayor para un sistema que requiere un bajo consumo.

Estos problemas han motivado la búsqueda de nuevas formas de cancelar no linealidades sin el uso de filtros. Una técnica que elimina uno de los productos de la no linealidad, los armónicos pares, es el uso de múltiples trayectorias de la señal. Estas hacen uso de la señal y su complemento, las señales están en desfase y sus salidas se restan y eliminan componentes indeseados. La solución encontrada por Mensink [29] es combinar un amplificador de potencia con un mezclador, dando como resultado un lo que se ha llamado un "*power upconverter*" que cancela ciertos armónicos del sistema.

5.2 Cancelación de no linealidades

Un sistema es definido como lineal si, para dos entradas $x_1(t)$ y $x_2(t)$ con sus respectivas salidas $y_1(t)$ y $y_2(t)$, la suma de entradas $ax_1(t) + bx_2(t)$ tiene una salida $ay_1(t) + by_2(t)$ para todo valor de las constantes a y b .

Si no se cumple esta condición se considera que el sistema es no lineal. En este caso el comportamiento del sistema puede expresarse por medio de un polinomio.

$$y(t) = a_0 + a_1x(t) + a_2x^2(t) + a_3x^3(t) + \dots \quad (5.1)$$

En el caso del transmisor, la salida depende no solo de $x(t)$ sino de productos de x . A éstos se les llama productos de distorsión. Dos métodos para eliminar componentes no deseados son los sistemas diferenciales o el rechazo de imagen. éstos pueden eliminar la mayoría de los productos.

5.2.1 Productos de distorsión

5.2.1.1 Armónicos

Si una señal sinusoidal $x(t) = A\cos(\omega t)$ es aplicada al sistema no lineal, el sistema puede ser descrito usando la Ecuación 5.1, generando la Ecuación 5.2.

$$\begin{aligned} y(t) &= a_0 + a_1A\cos(\omega t) + a_2A^2\cos^2(\omega t) + a_3A^3\cos^3(\omega t) + \dots \\ &= a_0 + a_1A\cos(\omega t) + \frac{a_2A^2}{2}(1 + \cos(2\omega t)) + \frac{a_3A^3}{4}(3\cos(\omega t) + \cos(3\omega t)) + \dots \quad (5.2) \\ &= a_0 + \frac{a_2A^2}{2} + (a_1A + \frac{3a_3A^3}{4})\cos(\omega t) + \frac{a_2A^2}{2}\cos(2\omega t) + \frac{a_3A^3}{4}\cos(3\omega t) + \dots \end{aligned}$$

La frecuencia ω de la señal de entrada es llamada la frecuencia fundamental. Un término con esta misma frecuencia se encuentra en la señal de salida, junto con otros términos con frecuencias múltiples de esta, llamados armónicos, como se muestra en la Fig.5.1.

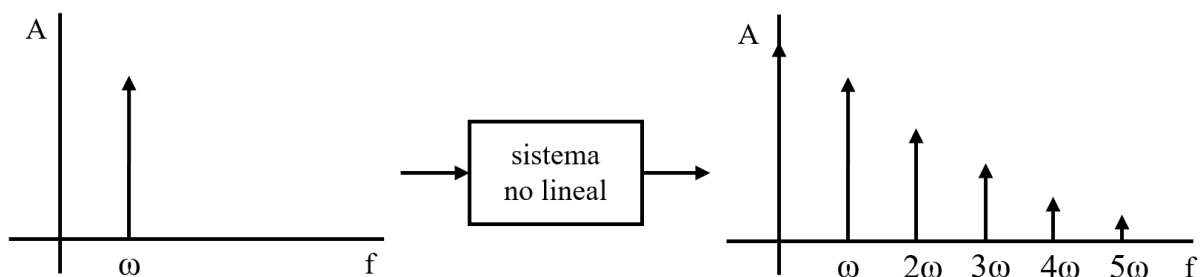


Figura 5.1: Producción de armónicos en un sistema no lineal.

Observando los terminos de la ecuación correspondiente al sistema, es posible determinar que armónicos se generan y su magnitud. El n -ésimo armónico es producido por el correspondiente término $a_n x^n(t)$ en la Ecuación 5.1 y terminos a mayores potencias de $x(t)$, por lo que para una señal con amplitud de entrada A , el n -ésimo armónico será proporcional a A^n .

5.2.1.2 Intermodulación

Si la señal de entrada consiste de dos frecuencias $x(t) = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t)$, aparecen aún más frecuencias en la señal de salida.

$$y(t) = a_0 + a_1(A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t)) + a_2(A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t))^2 + a_3(A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t))^3 + \dots \quad (5.3)$$

Por lo que se puede observar, ahora aparecen también estas combinaciones de las frecuencias ω_1 y ω_2 . éstas se conocen como productos de intermodulación, como se puede ver en la Fig.5.2.

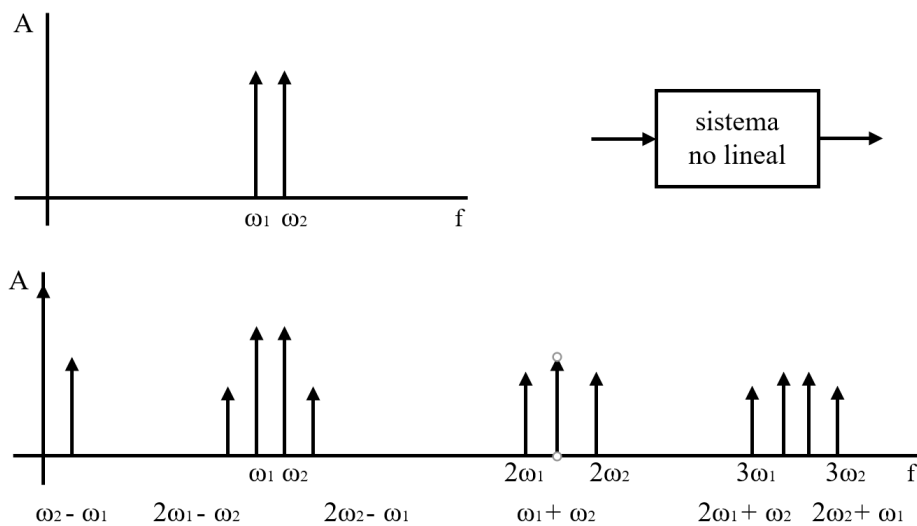


Figura 5.2: Productos de intermodulación producidos en la señal principal y sus armónicos.

La amplitud de cada producto $a_n x^n(t)$ es proporcional a la amplitud A^n que corresponde al término.

Es preferible que tanto los armónicos como los productos de intermodulación se mantengan a la menor magnitud posible. La cancelación por trayectorias múltiples es un método con el que es posible de reducir el impacto que éstos tienen sobre el sistema.

5.2.2 Técnicas de dos trayectorias

5.2.2.1 Diferencial

La técnica de cancelación diferencial consiste en tomar la señal de entrada v_{in} y dividirla en dos señales $v_{i,p}$ y v_{in} , donde $v_{in} = v_{in,p} - v_{in,n}$ y $v_{in,n} = -v_{in,p}$. De esta manera la salida total v_{out} es ahora la resta de las dos salidas diferenciales, de modo que $v_{out} = v_{out,p} - v_{out,n}$. Si los sistemas son no lineales pero iguales la salida puede calcularse mediante la Ecuación 5.1 de la siguiente forma.

$$v_{out,p} = a_0 + a_1 v_{in,p} + a_2 v_{in,p}^2 + a_3 v_{in,p}^3 + \dots \quad (5.4)$$

$$v_{out,n} = a_0 + a_1 v_{in,n} + a_2 v_{in,n}^2 + a_3 v_{in,n}^3 + \dots \quad (5.5)$$

$$v_{out} = v_{out,p} - v_{out,n} = 2a_1 v_{in,p} + 2a_3 v_{in,p}^3 + \dots = a_1 v_{in} + a_3 v_{in}^3 + \dots \quad (5.6)$$

Las potencias pares se han cancelado en la Ecuación 5.6 debido a que las potencias pares permanecen positivas aún cuando este sea negativo, por lo que se restan en la operación final. Esto resulta en que no haya armónicos pares en la señal de salida.

En el caso del sistema, este cambio de signo se lleva a cabo dividiendo la señal y realizando de un desfase de la señal de entrada por 180° a una de las senales diferenciales. De esta forma las armónicas son generadas con un desfase mientras que la otra mitad permanece en 0° de desfase. Algunas de las señales tendrán un desfase de 180° y otras de 0° , si se realiza un desfase a estos armónicos y se suma con la trayectoria no desfasada se pueden cancelar los armónicos pares.

5.2.2.2 Rechazo de imagen

Otro método que se usa para cancelar armónicos es el rechazo de imagen, el cual consiste en eliminar la imagen que se transfiere junto con la señal original. Si esto se ignora, la imagen de uno de los armónicos podría traslapar con la señal deseada como se muestra en la Fig.5.3, por lo que pudiera ser mejor evitar su transmisión.

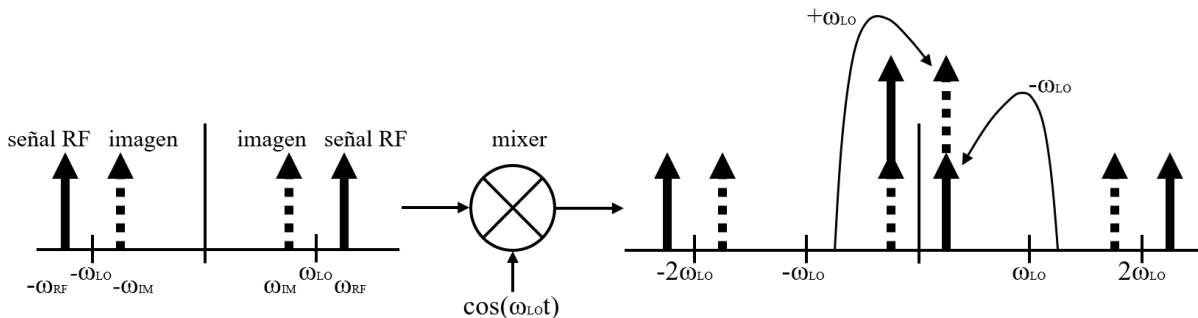


Figura 5.3: La imagen de la señal se ha transmitido a la misma frecuencia que la señal deseada.

Al transmitir una señal, el mezclador transfiere tanto ésta como su imagen a una frecuencia menor por ω_{LO} y también a una mayor por ω_{LO} debido a que se multiplica por un coseno. Para una señal RF transferida a banda base la imagen de la señal aparecerá en la misma frecuencia donde se localiza la señal deseada, como se muestra en la Fig.5.3. Esto se debe a que ω_{LO} es mayor a ω_{IM} y la señal imagen se encuentra en una frecuencia negativa a la entrada por lo que será positiva a la salida.

Para eliminar la señal imagen se puede usar el método mostrado en la Fig.5.4.

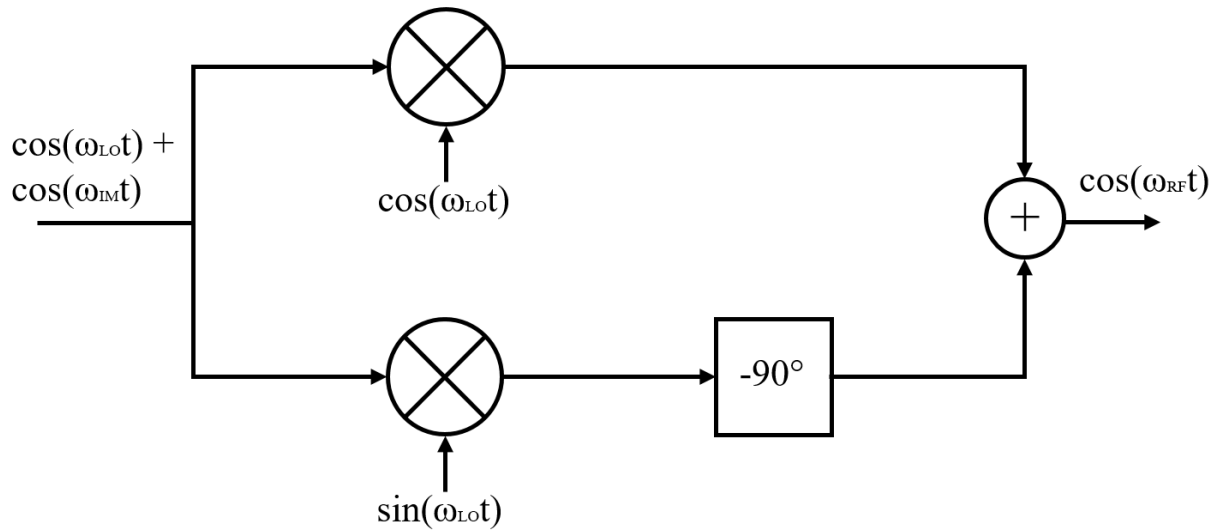


Figura 5.4: Estructura de transmisor que rechaza la imagen.

La señal de entrada esta compuesta por la señal en RF deseada $\cos(\omega_{RF}t)$ y la señal imagen no deseada $\cos(\omega_{IM}t)$. Estas se multiplican por dos señales, la primera por $\cos(\omega_{LO}t)$ y la segunda por $\sin(\omega_{LO}t)$. De estas multiplicaciones resulta:

$$\begin{aligned}
 (\cos(\omega_{RF}t) + \cos(\omega_{IM}t)) \cdot \cos(\omega_{LO}t) &= \frac{1}{2}\cos((\omega_{RF} + \omega_{LO})t) + \frac{1}{2}\cos((\omega_{RF} - \omega_{LO})t) \\
 &\quad + \frac{1}{2}\cos((\omega_{IM} + \omega_{LO})t) + \frac{1}{2}\cos((\omega_{LO} - \omega_{IM})t)
 \end{aligned} \tag{5.7}$$

$$\begin{aligned}
 (\cos(\omega_{RF}t) + \cos(\omega_{IM}t)) \cdot \sin(\omega_{LO}t) &= \frac{1}{2}\sin((\omega_{RF} + \omega_{LO})t) - \frac{1}{2}\sin((\omega_{RF} - \omega_{LO})t) \\
 &\quad + \frac{1}{2}\sin((\omega_{IM} + \omega_{LO})t) + \frac{1}{2}\sin((\omega_{LO} - \omega_{IM})t)
 \end{aligned} \tag{5.8}$$

Para las Ecuaciones 5.7 y 5.8 el orden de ω_{IM} y ω_{LO} cambia en el último término debido a que éstos se producen sumando ω_{LO} a la frecuencia negativa $-\omega_{IM}$. Debido a esto el signo en el último término de la Ecuación 5.8 también cambia de negativo a positivo. La diferencia de fase entre los términos deseados y no deseados puede ser explotada para eliminar ciertos términos una vez que se realice la suma de términos al final del sistema.

5.2.3 Principio de cancelación

Tanto el método diferencial como el de rechazo de imagen hacen uso de dos trayectorias de la señal para eliminar componentes indeseados. Para ambos casos se puede explicar el método como se muestra en la Figura 5.5.

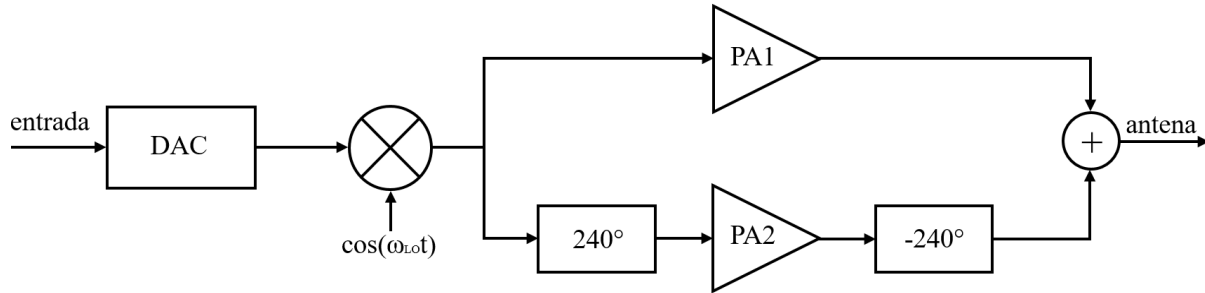


Figura 5.5: Amplificador de potencia de múltiples trayectorias.

Se necesita de una trayectoria no modificada que sirva como referencia, en donde la fase de todas las señales sea cero. Esto produce los elementos no deseados sin hacer cambios de fase entre éstos y la señal.

Para realizar la cancelación se deben cumplir dos requisitos en la segunda trayectoria. Se debe realizar la misma función que es utilizada en la primera, pero ahora debe haber una diferencia de fase a la salida entre la señal y los componentes indeseados. Esto es realizado en el método diferencial por medio de los cambios de fase, y en el modo de rechazo de imagen por medio del mezclador.

Luego de esto se debe hacer que la fase de la señal deseada en la segunda trayectoria sea igual a la de la primera sin cambiar la diferencia de fase entre ésta y los componentes indeseados. Ambos métodos realizan esto haciendo un cambio de fase antes de la suma de las trayectorias.

Una vez sumadas ambas trayectorias, las señales deseadas tienen la misma fase por lo que no se cancelan. Las señales no deseadas por el contrario, tienen una diferencia de fase de 180° , por lo que se cancelan.

5.2.4 Influencia de disparidades

La cancelación de armónicos es dependiente de que la diferencia de fase entre la primera trayectoria tenga una diferencia de fase de exactamente 180° con respecto a la segunda. Sin embargo, imperfecciones en el sistema pudieran hacer que este desfase no fuera exacto.

Se considera en la Fig.5.6 un sistema en el cual la segunda trayectoria tiene errores en sus cambios de fase de Δ_1 y Δ_2 respectivamente. Si se considera una señal de entrada $A_{RF}\cos(\omega_{RF}t)$, sin esquemas de cancelación el segundo armónico de su salida tendría una potencia de $P_{2\omega_{RF},ref}$. Si se considera la cancelación del segundo armónico esta potencia

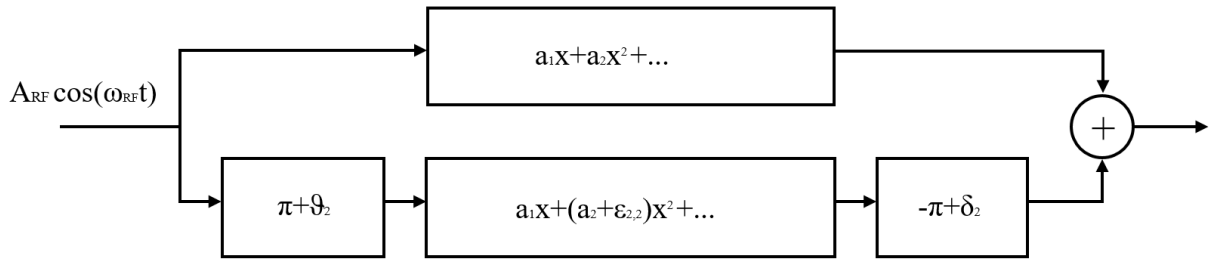


Figura 5.6: Sistema diferencial con diferencias entre sus dos trayectorias.

disminuirá pero no será cero debido al error de cambio de fase, esta es la potencia real $P_{2\omega_{RF},real}$ del segundo armónico.

La razón a la cual es suprimido el segundo armónico se puede obtener dividiendo la potencia en la trayectoria de referneicia entre la real. De esta forma se puede divisar un método de lidiar con los cambios en el sistema debido al error de fase.

5.3 Principios del Power Upconverter

5.3.1 Transmisión en RF

Debido a los requerimientos que deben considerarse en el diseño de filtros para eliminación de armónicos, se buscan alternativas para relajar sus especificaciones o evitar su uso, aunque esta cancelación no sea perfecta debido a imperfecciones en el sistema.

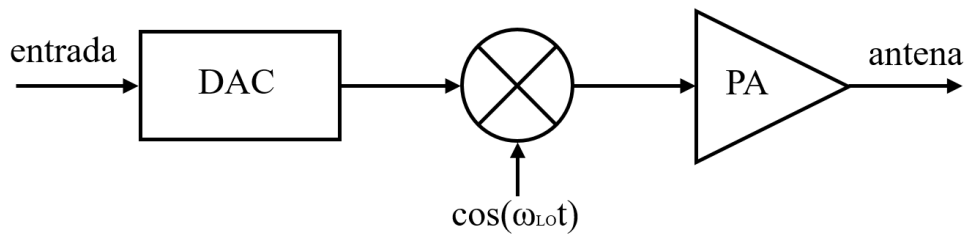


Figura 5.7: Estructura de un transmisor simple.

Para un transmisor como el de la Figura5.7, la señal pasa por un convertidor para generar el espectro en banda base. Después el mezclador hace la traslación de frecuencia y el amplificador de potencia amplifica la señal para enviarla a la antena. Las limitantes de la excursión de la señal son impuestos por el tipo de transmisión. En el caso de UWB, éstos fueron discutidos en el Capítulo 1.

En caso del mezclador, se espera que este genere una imagen junto con la señal transmitida, resultando en que una frecuencia inicial ω_{BB} sea transmitida por el mezclador como dos señales con frecuencias $\omega_{LO} - \omega_{BB}$ y $\omega_{LO} + \omega_{BB}$. Esto se puede ver en la Fig.5.8

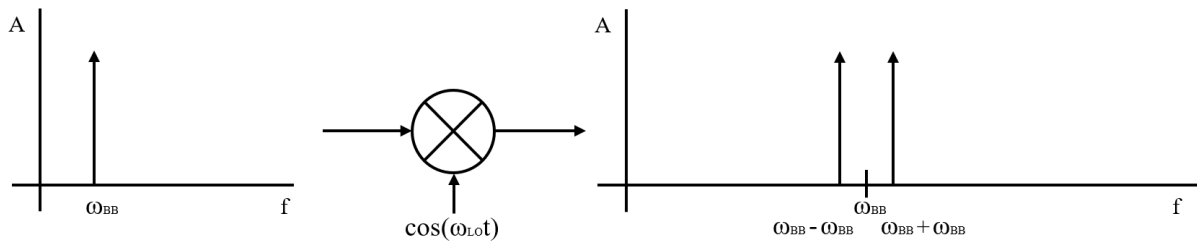


Figura 5.8: El problema de imagen visto en un transmisor.

5.3.2 Amplificador de potencia

Un amplificador de potencia, como el que se muestra en la Fig.5.9, suele ser el último componente de un transmisor antes de que la señal pase a la antena, siendo un filtro o red de acoplamiento la excepción.

El inductor permite que se tenga un mayor rango de voltaje al que se tendría si se usara un resistor, permitiendo que el voltaje en el drenaje del transistor sea mayor a V_{DD} .

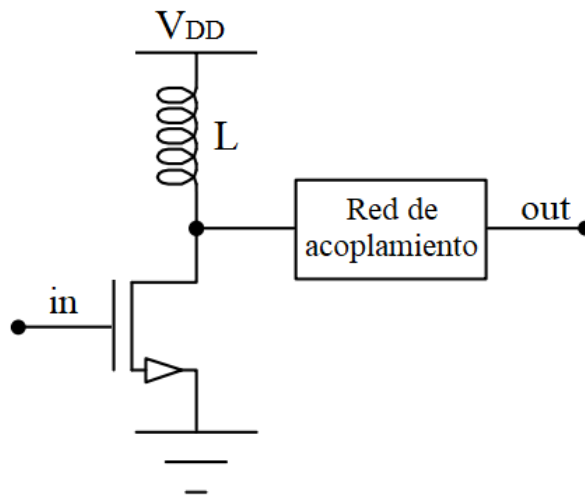


Figura 5.9: Esquemático simple de un amplificador de potencia.

Un parámetro importante para un amplificador de potencia es su eficiencia. Esta puede definirse como la eficiencia de drenaje (η), la potencia llevada a la carga dividido entre el voltaje de alimentación, o como la eficiencia de potencia agregada (PAE), la resta de las potencias de entrada y salida dividido entre el voltaje de alimentación. Se asume que $\eta \approx PAE$ para una ganancia grande.

Otro parámetro importante es la no linealidad del amplificador. Para cancelar los armónicos que resultan del amplificador se usa la técnica de múltiples trayectorias que fué mostrada en la Fig.5.5. El amplificador se divide en una o dos trayectorias usando dos transistores en paralelo con la mitad del ancho que tendría uno solo. Ahora se debe realizar el cambio de fase para cada trayectoria del amplificador.

5.3.3 Cambio de fase

Una forma de realizar el cambio de fase es por medio de las líneas de retardo. Se consideran los dos cambios de fase en la segunda trayectoria, en donde el primero da un cambio de fase de $n\varphi$ al n -ésimo armónico como se muestra en la Fig.5.10.

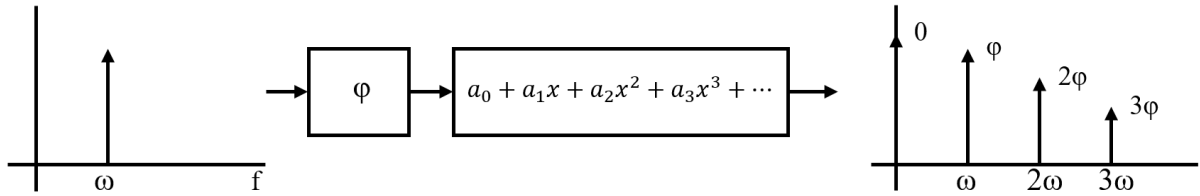


Figura 5.10: Uso de un cambio de fase para dar una fase de n veces ϕ al n -ésimo armónico.

El segundo retardo después de la operación no lineal resta φ para revertir el desfase y evitar que se cancele con la trayectoria original. Sin embargo esto no resta φ de cada armónico, sino $n\varphi$ de cada n -ésimo armónico, por lo que éstos vuelven a una fase de cero y no son cancelados. Este método por tanto no puede ser usado.

Otro método es por medio del mezclador. Si se multiplica una señal de entrada $\cos(\omega_{BB}t)$ se multiplica por $\cos(\omega_{LO}t - \varphi_i)$ se obtiene:

$$\cos(\omega_{BB}t) \cdot \cos(\omega_{LO}t + \varphi_i) = \frac{1}{2}\cos((\omega_{BB} + \omega_{LO})t + \varphi_i) + \frac{1}{2}\cos((\omega_{BB} - \omega_{LO})t + \varphi_i) \quad (5.9)$$

La señal trasladada a $+\omega_{LO}$ ha cambiado de fase con respecto a la fase de la señal por la que fue multiplicada. Esto comprueba que es posible usar un mezclador para cambiar la fase de la señal.

5.3.4 Cambio de fase por medio de un mezclador

Debido a que usar un mezclador adicional después del amplificador de potencia generaría más armónicos en el sistema, se propone realizar la amplificación y la traslación de frecuencia al mismo tiempo. Esto se logra haciendo que el amplificador conmute a una cierta frecuencia ω_{LO} .

En la Figura 5.11, el transistor superior es el mismo visto en la Figura 5.9, mientras que el inferior es un switch. Se puede usar el mezclador ya presente en un transmisor y combinarlo con el amplificador de potencia para realizar el cambio de fase al mismo tiempo que se realiza la amplificación de la señal y la traslación en frecuencia. A esta combinación de elementos se le llama "power upconverter".

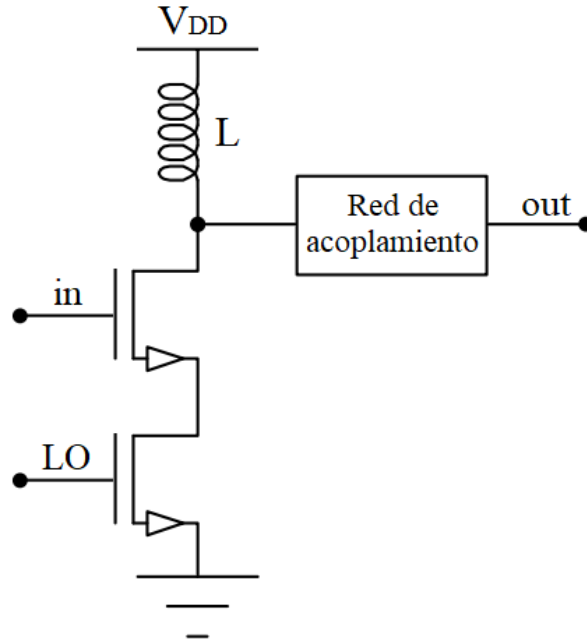


Figura 5.11: Power upconverter: Un amplificador de potencia cuya salida es controlada por ω_{LO} .

5.4 Power Upconverter

5.4.1 Efectos de combinar el amplificador y el mezclador

Con la combinación de elementos, el diagrama del transmisor se asemeja al que se muestra en la Fig.5.12.

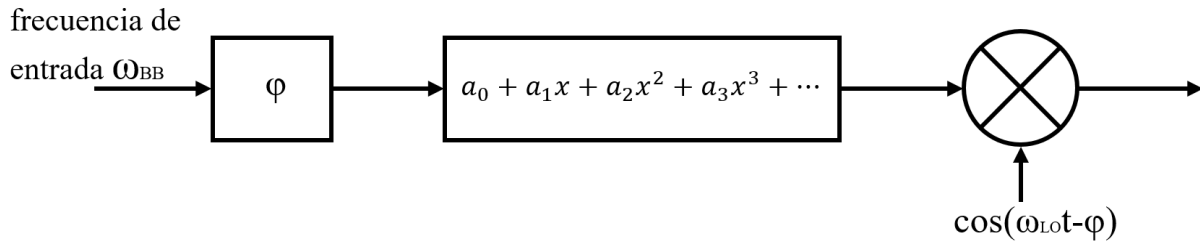


Figura 5.12: Un cambio de fase y un mezclador después del componente no lineal.

Para una señal de entrada $\cos(\omega_{BB}t)$, la salida del primer cambio de fase es $\cos(\omega_{BB}t + \varphi)$ y la salida del elemento no lineal es:

$$out_{nl} = \sum_{n=0}^{\infty} a_n A^n \cos(n\omega_{BB}t + n\varphi) \quad (5.10)$$

Donde n es el número del armónico. La salida del mezclador se calcula de la siguiente

forma:

$$\begin{aligned}
 out_{mix} &= out_{nl} \cdot \cos(\omega_{LO}t - \phi) \\
 &= \sum_{n=0}^{\infty} a_n A^n \cos((\omega_{LO} + n\omega_{BB})t + (n-1)\phi) + a_n A^n \cos((\omega_{LO} - n\omega_{BB})t + (n+1)\phi)
 \end{aligned}
 \tag{5.11}$$

La señal deseada es el primer término para $n = 1$: $a_1 A \cos((\omega_{LO} + \omega_{BB})t)$.

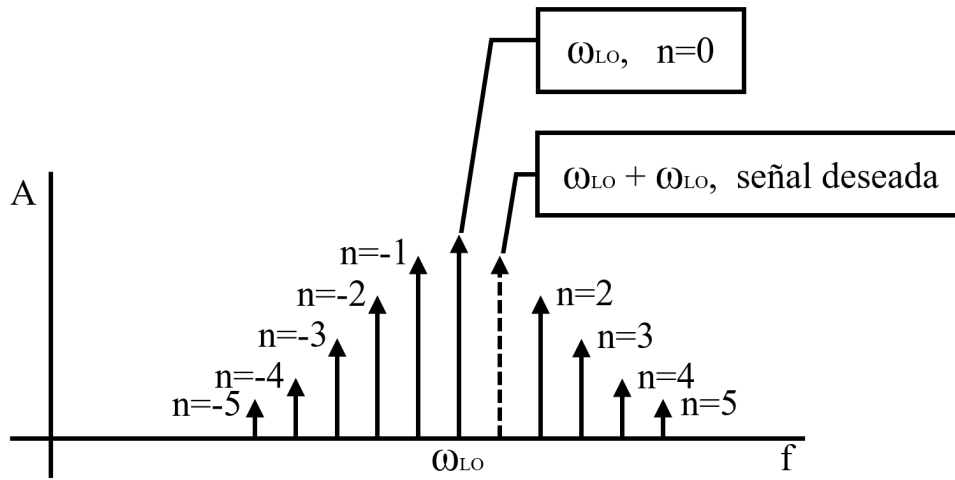


Figura 5.13: Layout del power upconverter.

En la Figura 5.13 se muestra la señal deseada junto con los armónicos que resultan. Estas al ser multiplicadas con el mezclador generan términos con desfases en frecuencia de $\omega_{LO} + n\omega_{BB}$ y $\omega_{LO} - n\omega_{BB}$. Las fases de los armónicos se presentan en la Figura 5.14. La señal deseada tiene una fase de cero.

Input → Mixer ↓	0	ω_{BB}	$2\omega_{BB}$	$3\omega_{BB}$	$4\omega_{BB}$	$5\omega_{BB}$	$6\omega_{BB}$	$7\omega_{BB}$	$8\omega_{BB}$	$9\omega_{BB}$
$\omega_{LO} + n\omega_{BB}$	$-\varphi$	$\underline{0}$	φ	2φ	3φ	4φ	5φ	6φ	7φ	8φ
$\omega_{LO} - n\omega_{BB}$	φ	2φ	3φ	4φ	5φ	6φ	7φ	8φ	9φ	10φ

Figura 5.14: Layout del power upconverter.

La señal deseada en $\omega_{LO} + n\omega_{BB}$ tiene una fase de cero, por lo que no será cancelada con ninguna trayectoria. Su equivalente en $\omega_{LO} - n\omega_{BB}$ se cancela con cinco trayectorias.

Mientras más armónicos se quieran cancelar, mayor será el número de trayectorias que se requieran. Es por esto que se debe limitar el número de trayectorias conforme a los armónicos que se necesite cancelar conforme a la amplitud de cada armónico, eliminando los de mayor valor que aporten mayor interferencia a la señal deseada.

5.5 Diseño del circuito

5.5.1 Power Upconverter diferencial

En este trabajo se utilizará el diseño de *power upconverter* propuesto por Mensink [29]. El *power upconverter* se puede convertir en diferencial si al par de transistores en la Figura 5.11 se reemplazan por el arreglo mostrado en Fig.5.15. Esta configuración también cancelará armónicos pares en el sistema.

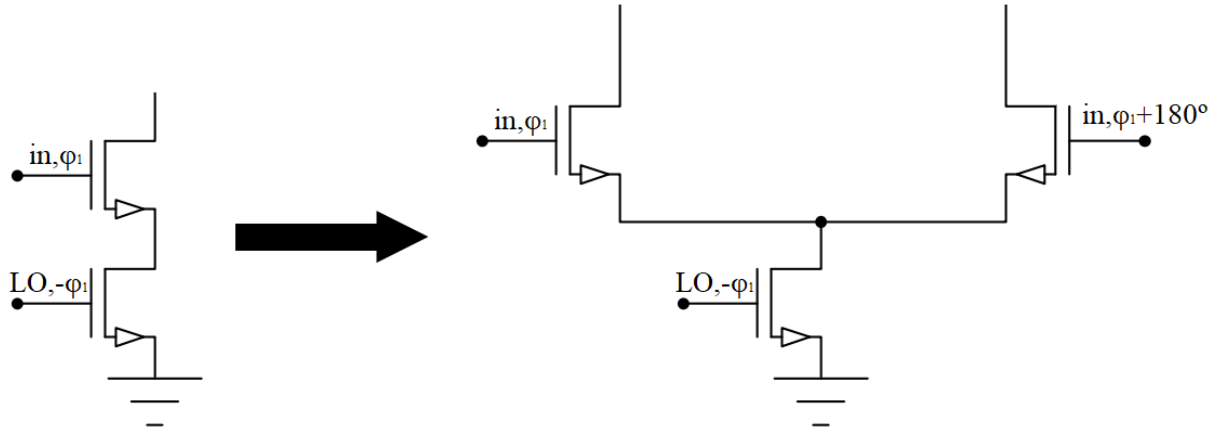


Figura 5.15: Estructura diferencial de un power upconverter.

5.5.2 Dimensionamiento de los transistores

Se dimensionan los transistores de forma que se maximice la amplificación de la señal lo más posible con un ancho de canal mínimo. La suma del ancho de ambos transistores W_1 y W_2 se selecciona para ser del menor valor posible para minimizar el área total que ocupa el power upconverter.

Para calcular el ancho de los transistores se hace uso del esquemático que se muestra en la Figura 5.16. Se asume que la carga es ideal por lo que se usa una fuente de voltaje.

La transconductancia G_m del circuito resulta:

$$G_m = \frac{\delta I_{out}}{\delta V_{G1}} \quad (5.12)$$

Donde V_{G1} es el voltaje de compuerta del transistor superior M_1 y I_{out} se expresa con la ecuación:

$$I_{out} \approx \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W_1}{L} (V_{GS1} - V_{TH})^2 \quad (5.13)$$

Donde V_{GS1} es el voltaje de compuerta a fuente del transistor superior y W_1 es su ancho. Ambos transistores tienen la misma longitud de canal L . El voltaje V_{GS1} a su vez puede expresarse como:

$$V_{GS1} = V_{G1} - R_{sw} I_{out} \quad (5.14)$$

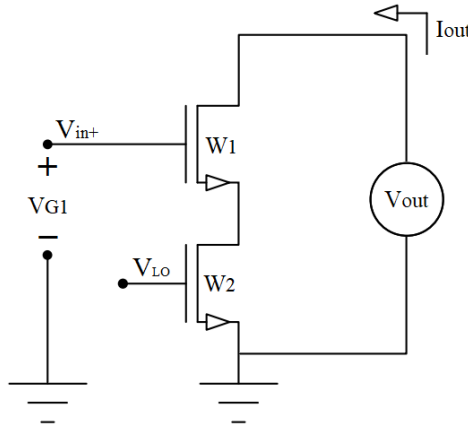


Figura 5.16: Esquemático usado para calcular las dimensiones de los transistores.

Donde R_{sw} es la resistencia del switch que representa el transistor inferior. Se espera que cuando el switch esté apagado, R_{sw} sea muy grande y $G_m \approx 0$. Por el contrario, cuando el switch esté encendido se espera el siguiente comportamiento:

$$R_{sw} \approx \frac{1}{\mu C_{ox} \frac{W_2}{L} (V_{GS2} - V_{TH})} \quad (5.15)$$

Si se combinan las ecuaciones 5.13, 5.14 y 5.15 se obtiene:

$$I_{out} \approx \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W_1}{L} (V_{G1} - \frac{I_{out}}{\mu C_{ox} \frac{W_2}{L} (V_{GS2} - V_{TH})} - V_{TH})^2 \quad (5.16)$$

Si se resuelve para I_{out} y se diferencia con respecto a V_{G1} , se resuelve la Ecuación 5.12 obteniendo:

$$G_m = \frac{\mu C_{ox} W_2 (V_{GS2} - V_{TH})}{W_1 L} \cdot \left(W_1 - \frac{W_1 W_2 (V_{GS2} - V_{TH})}{\sqrt{W_2^2 (V_{TH}^2 + V_{GS2}^2 - 2V_{GS2} V_{TH}) + 2W_1 W_2 (V_{TH}^2 + V_{G1} V_{GS2} - V_{TH} (V_{GS2} + V_{G1}))}} \right) \quad (5.17)$$

Si se consideran los parámetros $V_{G1} = 1V$, $V_{GS2} = 1.5V$, $V_{TH} = 0.5V$, $\mu C_{ox} = 4.11 \cdot 10^5 F/Vs$ y una L mínima de $0.18\mu m$, la ecuación puede simplificarse a la siguiente forma.

$$G_m = \frac{685 \cdot W_2}{12 \cdot W_1} \cdot \left(W_1 - \frac{W_1 \cdot W_2}{\sqrt{W_1 \cdot W_2 + W_2^2}} \right) \quad (5.18)$$

Dado que la transconductancia aumenta al aumentar cualquier W , se encuentra que g_m es óptima cuando $W_1 = W_2$. Al usar una configuración diferencial este tamaño se divide entre los dos transistores superiores, por lo que los transistores mantienen una

relación $W_{1a,1b} = \frac{1}{2}W_2$.

De esto se obtienen las dimensiones finales del mezclador usado en el diseño. En el trabajo publicado por Díaz et al [30] se usa el criterio de Mensink para crear un *power upconverter* el cual puede ser fabricado en tecnología UMC 0.18 μm .

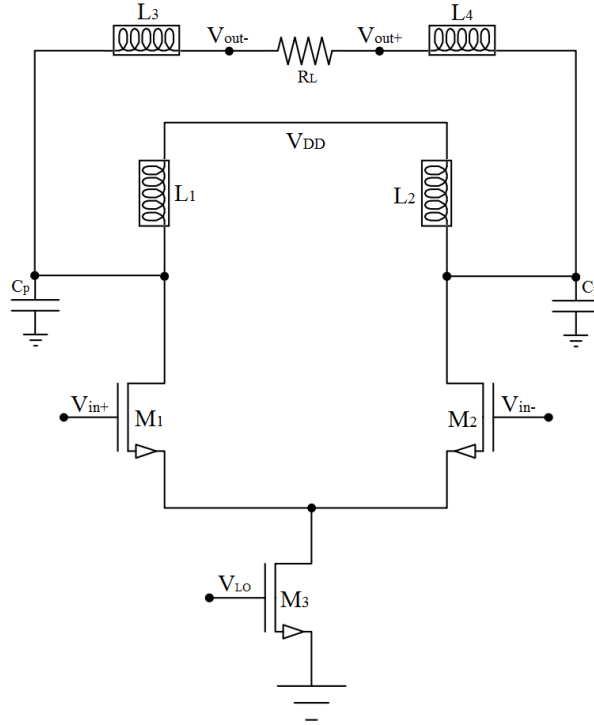


Figura 5.17: Esquemático del mezclador propuesto.

Se muestra en Fig.5.17 el esquemático del mezclador propuesto. Este consiste de dos transistores en modo diferencial, M_1 y M_2 , por los cuales entra la señal en banda base. La señal del modulador $\Sigma \Delta$ visto en el capítulo 2 será inyectado en modo diferencial a las entradas. El voltaje de alimentación V_{DD} es llevado al drenaje de los transistores por medio de las bobinas de choque L_1 y L_2 . Estas no son inductores planares diseñados en tecnología CMOS, sino los alambres de conexión del empaquetado, también llamado '*bond-wire*'. Las bobinas de choque tienen como propósito bloquear el paso de la señal RF hacia la fuente, dejando pasar solo DC. Los inductores restantes L_3 y L_4 conectan la salida a la antena del transmisor.

El circuito equivalente del *bond-wire* se muestra en la Fig.5.18. El capacitor C_B es la capacitancia parásita, con un valor de 242 fF para la tecnología empleada. La inductancia del cable se representa con un inductor de valor de 5.8 nH. Se usan dos capacitancias C_p , colocados en el drenaje de $M_{1,2}$ para representar las capacitancias de los pads de salida, con valor de 50 fF cada una.

El transistor M_3 pasa de región lineal a apagado dependiendo del voltaje del oscilador. Cuando M_3 está apagado no hay trayectoria de V_{DD} a tierra, por lo que no hay señal a la salida. Al encenderse, el transistor se comporta como un resistor de bajo valor por lo

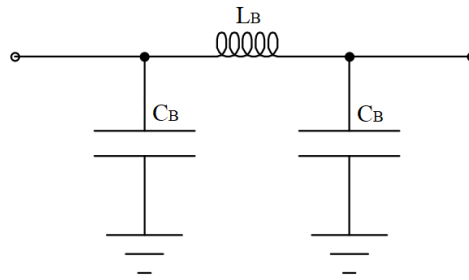


Figura 5.18: Esquemático que representa los *bond wires* del sistema.

que el par diferencial se comporta como un amplificador de ganancia $g_m R_L$ donde g_m es la transconductancia de $M_{1,2}$ y R_L es el valor de la resistencia de la antena. La excursión de salida de la señal es comprobada en [31] y se muestra en Fig.5.19.

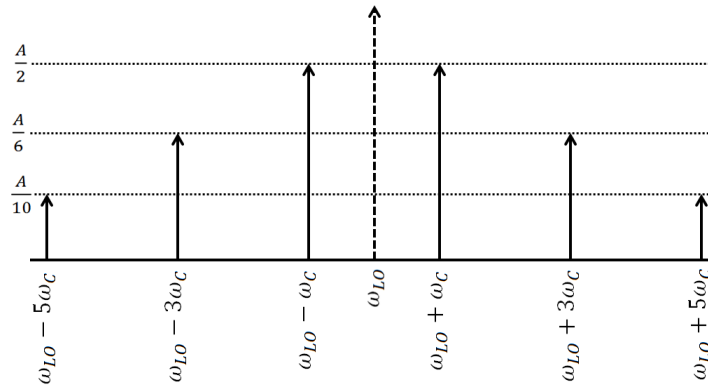


Figura 5.19: Distribución de los armónicos más relevantes en el sistema. La señal correspondiente al LO se denota con línea punteada.

Se observa que sólo los armónicos pares son transmitidos por el mezclador. éstos no llegan a ser inexistentes sino que tienen un valor mucho menor a los armónicos restantes. La señal del oscilador, el "*carrier feedthrough*" visto en el modelo Simulink, está ausente debido a la topología del mezclador.

5.6 Resultados de Simulación

En Fig.5.20 se muestra el espectro a la salida del mezclador. Se asume una antena con un valor de 100Ω en el rango de operación. La FCC requiere una excursión de -40 dbm, sin embargo se busca una excursión 40% mayor para compensar pérdidas en el proceso de fabricación. Se puede observar que el sistema tiene una excursión de -30 dBm en el punto de interés, las armónicas más cercanas son reducidas, y el problema de "*feedthrough*" del oscilador visto en el modelo de Simulink se ha removido debido a la arquitectura del power upconverter. Fig.5.21 muestra el IIPs del mezclador a 5 GHz, donde se observa una linealidad de 15.6 dBc/Hz.

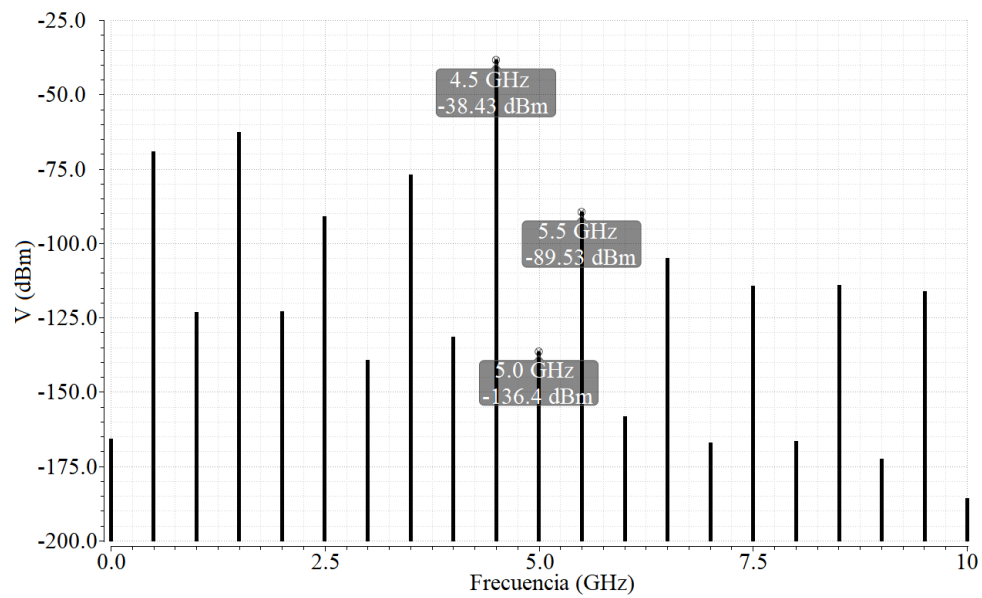


Figura 5.20: Excursión de potencia en el power upconverter.

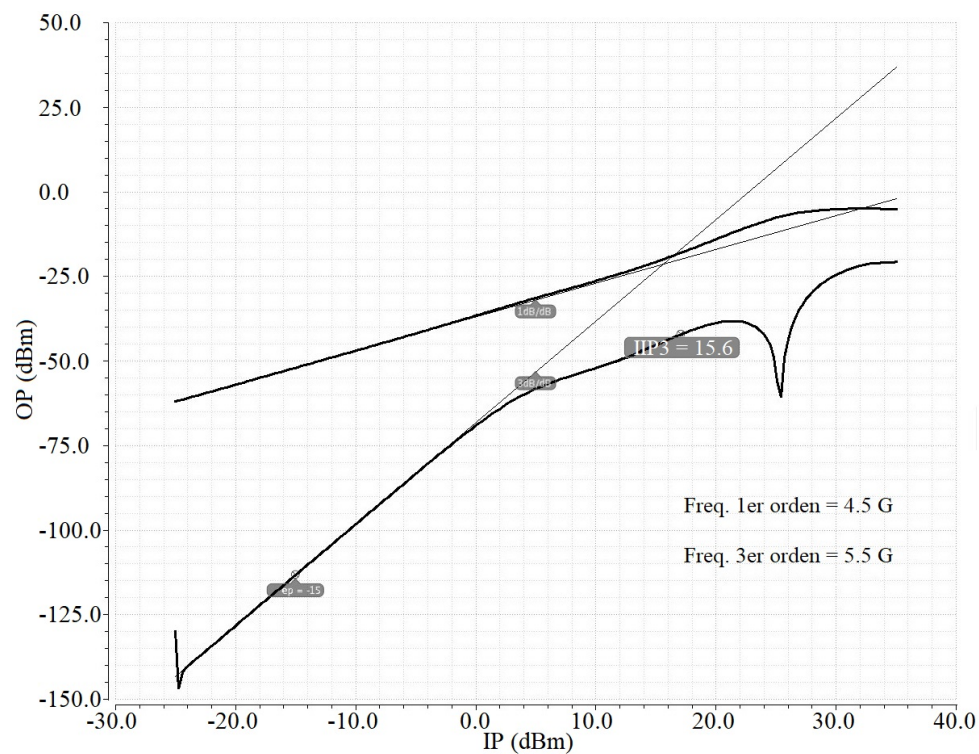


Figura 5.21: IIP3 del power upconverter.

5.7 Layout

El layout del sistema consiste sólo de tres transistores NMOS. Se usan dos anillos de guarda, uno conectado a V_{DD} y otro a tierra, para evitar que haya interferencia entre los transistores. El sistema es compacto ya que los inductores en el diseño son *bond wires* externos los cuales no se fabrican en el layout.

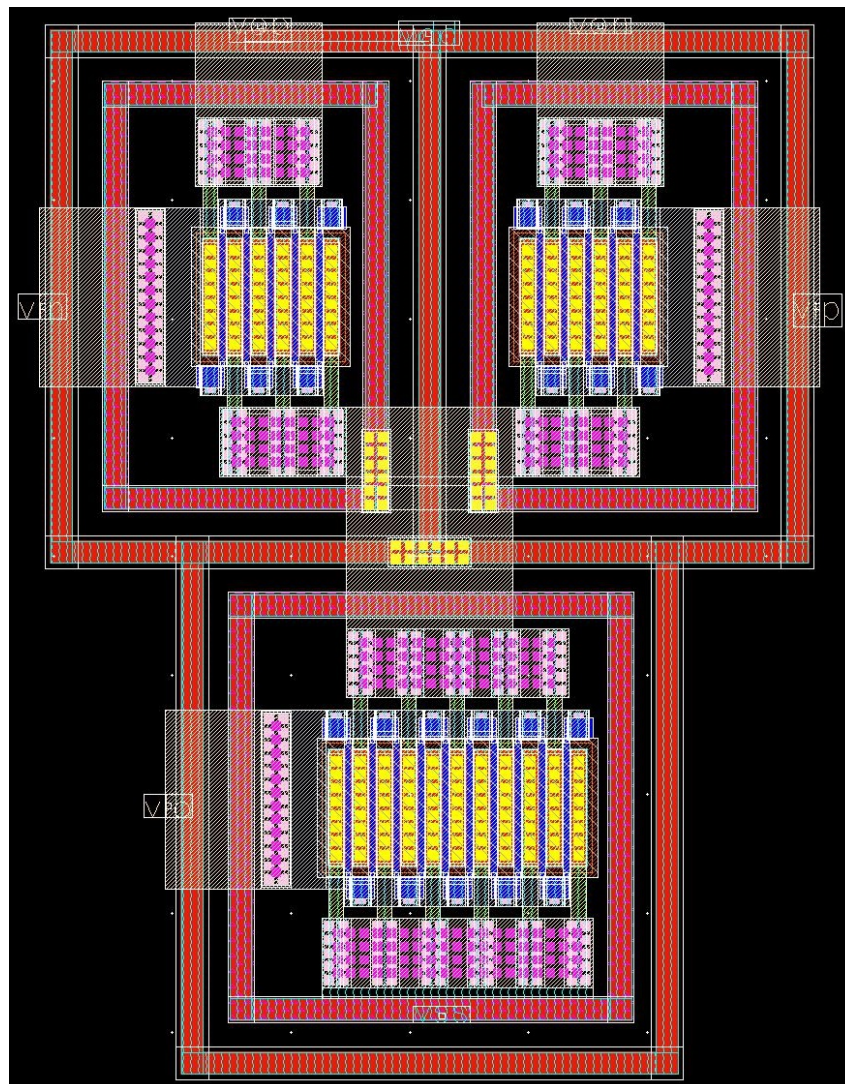


Figura 5.22: Layout del power upconverter.

5.8 Conclusiones

En este capítulo se ha realizado un power upconverter capaz de realizar la transferencia de una señal en banda base hasta 4-6 GHz. El sistema tiene una potencia de salida de -38.03 dBm por lo que cumple con las regulaciones de UWB-IR establecidas por la FCC. Se tiene un IIP3 de 15.6 dBc/Hz y un consumo de potencia de 64.8 mW.

Tabla 5.1: Comparación de transmisores de UWB-IR

	Este trabajo	[32]	[33]	[34]	[35]
Tecnología	0.18 μm	0.13 μm	0.18 μm	0.18 μm	0.18 μm
Frecuencia RF [GHz]	4.5-6	3.1-10.6	3-5	3-5	3.1-10.6
Frecuencia LO [GHz]	4-6	7.5	2.9-4.9	6.5	0.772
Frecuencia BB [MHz]	500	-	-	-	10
Alimentación [V]	1.8	1.2	1.2	1.2	1.8
Consumo de potencia [mW]	64.8	0.62	7.1	7.2	11.85
Factor de conversión [dB]	-5.6	14.9	2.3	12.38-15.69	-6.63
IIP3 [dBm]	15.6	9.2	9.8-13.5	-5-1.64	16.26

Se muestra en la Tabla 5.1 una comparación entre el mezclador relizado y otros trabajos previos. Pese a que la combinación del power amplifier con el mezclador resulta en un consumo de potencia mayor, la linealidad del sistema se mantiene superior o comparable con otros trabajos.

Capítulo 6

Conclusiones y trabajo futuro

6.1 Resumen y conclusiones

En este trabajo de tesis se ha realizado el diseño y síntesis de un transmisor para UWB-IR en alto nivel por medio de Simulink RF Blockset, así como la realización a nivel esquemático y layout de sus dos componentes principales: el *power upconverter* y el oscilador. El oscilador presenta un rango de 3.98 GHz a 6.18 GHz, ruido de fase de -92.89 dBc/Hz y consumo de potencia de 41.36 mW. El mezclador tiene una potencia de salida de -38.03 dBm por lo que cumple con las regulaciones de UWB-IR establecidas por la FCC. Se tiene un IIP3 de 15.6 dBc/Hz y un consumo de potencia de 64.8 mW. Ambos componentes cumplen con las especificaciones requeridas en acorde con lo establecido en la simulación en alto nivel.

En el transcurso del trabajo no solo se han reforzado las habilidades obtenidas previamente en diseño de circuitos integrados, sino que se han obtenido nuevos conocimientos en diseño RF, el cual a pesar de sus similitudes es muy diferente al diseño en bajas frecuencias.

Al inicio del trabajo se uso el ambiente de Matlab/Simulink para realizar la simulación en alto nivel del sistema, probando su viabilidad y basando el diseño a nivel esquemático en los parámetros de sistema que se encontraron.

Seguido de ésto se utilizó un nuevo ambiente de trabajo Virtuoso para simular el mezclador y oscilador a nivel esquemático. Existen diferentes formas en las que se debe configurar el simulador para obtener los datos correctos, y este fué diferente para ambos bloques. En este simulador, los transistores y otros componentes aparecen como bloques ya armados y se tiene una interfaz directa con el esquemático lo cual facilita identificar las conexiones entre componentes.

Respecto a los transistores, hay consideraciones que se deben tomar al trabajar en RF. Debido a la potencia que consumen los sistemas RF, los transistores radían energía la cual podría generar interferencias en otros transistores cercanos. Para evitar tener que

separar los transistores y consumir una mayor área, se rodea cada transistor individual con dos anillos de guarda, uno conectado a VSS y otro a VDD. ésto y la necesidad de evitar la interdigitación entre transistores significa que cada transistor funciona como un bloque independiente que debe ser conectado al resto del circuito, y los anillos de guarda rodeándolo hacen que se deban usar metales superiores para conectar los bloques de transistores entre sí.

El diseño del sistema es simplificado por el uso de *bond wires* en lugar de inductores en el chip, lo cual evita la necesidad de caracterizar un inductor para el mezclador y al mismo tiempo resultando en un inductor de alto factor de calidad, lo cual es altamente deseable en una bobina de choque. El uso de un oscilador de anillo también ayuda ya que carece de componentes LC y se puede realizar un sólo diseño para su celda de retardo y luego repetir este diseño por cada etapa del oscilador.

6.2 Recomendaciones

Se listan posibles usos o modificaciones para el oscilador de anillo.

- Es posible disminuir el ruido de fase del oscilador eliminando el amplificador y usando el circuito como un oscilador de anillo diferencial. Esto vendría a costa de reducir la excursión del oscilador.
- Se puede cambiar el rango de frecuencia modificando la corriente de cola del oscilador.
- El amplificador tiene una excursión sinusoidal. Es posible reemplazar el amplificador por uno que tenga una excursión cuadrada si fuera necesario.

6.3 Trabajo futuro

El trabajo

- Actualmente se trabaja en la escritura de un artículo basado en los resultados obtenidos en la elaboración del oscilador de anillo.
- Simulación post-layout del sistema completo en chip.
- Caracterizar variaciones de proceso para evaluar su efecto sobre el sistema y realizar compensaciones al diseño de ser necesario.
- Fabricación de ambos circuitos y posterior caracterización.
- Realización de un receptor UWB-IR correspondiente al sistema.

Bibliografía

- [1] Julio Suarez and Gonzalo Ramírez. Revisión del estado del arte de ir-ultra-wideband y simulación de la respuesta impulsiva del canal ieee802.15.4a. 6, 01 2010.
- [2] Liuqing Yang and G. B. Giannakis. Ultra-wideband communications: an idea whose time has come. *IEEE Signal Processing Magazine*, 21(6):26–54, 2004.
- [3] V. Niemelä, J. Haapola, M. Hämäläinen, and J. Iinatti. An ultra wideband survey: Global regulations and impulse radio research based on standards. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, 19(2):874–890, 2017.
- [4] Ashima Gupta and Prasant Mohapatra. A survey on ultra wide band medium access control schemes. *Computer Networks*, 51(11):2976–2993, 2007.
- [5] N. Fourty, T. Val, P. Fraisse, and J. . Mercier. Comparative analysis of new high data rate wireless communication technologies "from wi-fi to wimax". In *Joint International Conference on Autonomic and Autonomous Systems and International Conference on Networking and Services - (icas-isns'05)*, pages 66–66, 2005.
- [6] J. Ko and R. Gharpurey. A pulsed uwb transceiver in 65 nm cmos with four-element beamforming for 1 gbps meter-range wpan applications. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 51(5):1177–1187, 2016.
- [7] H. Song, H. Kono, Y. Seo, A. Azhari, J. Somei, E. Suematsu, Y. Watarai, T. Ota, H. Watanabe, Y. Hiramatsu, A. Toya, X. Xiao, and T. Kikkawa. A radar-based breast cancer detection system using cmos integrated circuits. *IEEE Access*, 3:2111–2121, 2015.
- [8] I. Mahbub, S. K. Islam, and A. Fathy. Impulse radio ultra-wideband (ir-uw) transmitter for low power low data rate biomedical sensor applications. In *2016 IEEE Topical Conference on Biomedical Wireless Technologies, Networks, and Sensing Systems (BioWireleSS)*, pages 88–90, 2016.
- [9] Q. Huang, L. Qu, B. Wu, and G. Fang. Uwb through-wall imaging based on compressive sensing. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 48(3):1408–1415, 2010.

- [10] S. Chang, T. Chu, J. Roderick, C. Du, T. Mercer, J. W. Burdick, and H. Hashemi. Uwb human detection radar system: A rf cmos chip and algorithm integrated sensor. In *2011 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB)*, pages 355–359, 2011.
- [11] P. Park, S. Kim, S. Woo, and C. Kim. A centimeter resolution, 10 m range cmos impulse radio radar for human motion monitoring. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 49(5):1125–1134, 2014.
- [12] S. Pisa, E. Pittella, and E. Piuzzi. A survey of radar systems for medical applications. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 31(11):64–81, 2016.
- [13] P. Bernardi, R. Cicchetti, S. Pisa, E. Pittella, E. Piuzzi, and O. Testa. Design, realization, and test of a uwb radar sensor for breath activity monitoring. *IEEE Sensors Journal*, 14(2):584–596, 2014.
- [14] N. Soltani, H. Kassiri, H. M. Jafari, K. Abdelhalim, and R. Genov. 0.13 μ m cmos 230mbps 21pj/b uwb-ir transmitter with 21.3efficiency. In *ESSCIRC Conference 2015 - 41st European Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC)*, pages 352–355, 2015.
- [15] M. Shen, Y. Yin, H. Jiang, T. Tian, and J. H. Mikkelsen. A 3 $\times$ 10 ghz ir-uwb cmos pulse generator with 6 mw peak power dissipation using a slow-charge fast-discharge technique. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 24(9):634–636, 2014.
- [16] H. Hedayati and K. Entesari. A 90-nm cmos uwb impulse radio transmitter with 30-db in-band notch at ieee 802.11a system. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 61(12):4220–4232, 2013.
- [17] K. K. Lee and T. S. Lande. A wireless-powered ir-uwb transmitter for long-range passive rfid tags in 90-nm cmos. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 61(11):870–874, 2014.
- [18] D. Liu, X. Ni, R. Zhou, W. Rhee, and Z. Wang. A 0.42-mw 1-mb/s 3- to 4-ghz transceiver in 0.18- μ m cmos with flexible efficiency, bandwidth, and distance control for iot applications. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 52(6):1479–1494, 2017.
- [19] M. Crepaldi and D. Demarchi. A 130-nm cmos 0.007-mm² ring-oscillator-based self-calibrating ir-uwb transmitter using an asynchronous logic duty-cycled pll. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 60(5):237–241, 2013.
- [20] F. Nekoogar. *Ultra-wideband Communications: Fundamentals and Applications*. Prentice Hall communications engineering and emerging technologies series. Prentice Hall PTR, 2006.

- [21] G. R. Aiello and G. D. Rogerson. Ultra-wideband wireless systems. *IEEE Microwave Magazine*, 4(2):36–47, 2003.
- [22] Thomas H. Lee. *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*. PHEI, 2 edition, 2005.
- [23] John George Maneatis. *Precise Delay Generation Using Coupled Oscillators*. PhD thesis, Stanford University, 1994.
- [24] Daniel Decle Colin. Diseño de osciladores de anillo por degeneración en fase. Master's thesis, Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica, 2007.
- [25] Clara Iliana Martínez Gómez. Wide tuning range cmos quadrature oscillators for high frequency phase shifter circuits. Master's thesis, Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica.
- [26] Perla Rubi Castañeda Aviña. Cco and vco implemented by cmos current mode logic stages. Master's thesis, Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica, 2018.
- [27] H. Ghariani A. Ayed. Low power low jitter 0.18 cmos ring vco design with strategy based on ekv3.0 model. *International Journal of Advanced Computer Science Applications*, 8(12):157–162, 2017.
- [28] F. Junliang T. Lu S.M. Park Z. Changchun, W. Xinwen. A cmos high-performance inductorless ring vco with extended monotonic tuning voltage range. *IEICE Electronics Express*, 15(23):1–8, 2018.
- [29] Eisse Mensink. Cancelling nonlinearity with multiple paths. Master's thesis, University of Twente, 2002.
- [30] V.R. González-Díaz y A.I. Bautista-Castillo A. Díaz-Armendáriz, L. A. Sánchez-Gaspariano. Cmos power upconverter with low power consumption suitable for uwb-ir in intra-vehicular wireless communications and vwsns. *Asociación Mexicana de Control Automático*, 10 2019.
- [31] C. Muniz Montero L.A. Sanchez Gaspariano, A.J. Annema and A. Diaz Sanchez. Cmos upconversion mixer with filterless carrier feedthrough cancelation and output power tuning. *IEEE Signal Processing Magazine*, 68(12):1224–1230, 2014.
- [32] M.J. Deen B.H. Kassiri. Low power highly linear inductorless uwb cmos mixer with active wideband input balun. *2013 IEEE International Wireless Symposium (IWS)*, pages 1–4, 2013.

-
- [33] H. Kanaya K. Yoshida S.A.Z. Murad, R.K. Pokharel. A 3.0-5.0 ghz high linearity and low power cmos up-conversion mixer for uwb applications. *2010 IEEE International Conference of Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC)*, pages 1–4, 2010.
 - [34] H. Chou C. Wu. A 1.2-v high-gain uwb mixer utilizing current mirror topology. *2010 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, pages 1–4, 2010.
 - [35] A.I. Bautista-Castillo. *Synthesis And Design of a CMOS Harmonic Mixer with Output Power Management for Narrowband and Wideband Wireless Communications: The Bluetooth and UWB Cases*, chapter 8, pages 189–221. Analog Circuits: Fundamentals, Synthesis and Performance, 1 edition, 2017.

Apéndices

A Código de Verilog-A

A.1 XOR

```
// VerilogA for sigmadelta, sd_XOR, veriloga
`include "constants.vams"
`include "disciplines.vams"
module sd_XOR(x,y,z);
input x,y;
output z;
electrical x,y,z;
parameter real vth=0.9;
parameter real dv0=0.0;
parameter real dv1=1.8;
parameter real trise=40p;
parameter real tfall=40p;
parameter real delay=20p;
real ou1;
analog begin
I(x) <+ 0;
I(y) <+ 0;
I(z) <+ 0;
if ( (V(x) < vth) && (V(y) < vth) )
begin
ou1 = dv0;
end
else if ( (V(x) < vth) && (V(y) > vth) )
begin
ou1 = dv1;
end
else if ( (V(x) > vth) && (V(y) < vth) )
```

```

begin
ou1 = dv1;
end
else if ( (V(x) > vth) && (V(y) > vth) )
begin
ou1 = dv0;
end
V(z) <+ transition(ou1,delay,trise,tfall);
end
endmodule

```

A.2 Flip-Flop D

```

// VerilogA for mainsigmadelata ,s_FFD, veriloga
`include "constants.vams"
`include "disciplines.vams"
module s_FFD(D,clk,Qp);
input D, clk;
output Qp;
electrical D, clk, Qp;
parameter real dv1=+1;
parameter real dv0=-1;
parameter real vth=0;
parameter real retardo=20p;
parameter real trise=40p;
parameter real tfall=40p;
real ou1;
analog begin
@(initial_step)
V(Qp) <+ dv0;
@(cross( (V(clk)-vth),+1)) begin
if (V(D) > vth )
ou1=dv1;
else
ou1=dv0;
end
V(Qp) <+ transition(ou1,retardo,trise,tfall);
end
endmodule

```

A.3 Ruido blanco

```
// VerilogA for mainsigmadelta, n_white, veriloga
`include "constants.vams"
`include "disciplines.vams"
module n_white(out);
output out;
electrical out;
parameter real power=0 from (0:inf);
parameter real Fsample=500e6 from (0:inf);
integer seed;
real randnum, vrms;
analog begin
@ (initial_step) begin
seed=23;
end
vrms= sqrt(power*Fsample);
randnum= $rdist_normal(seed,0,1);
// V(out) <+ (randnum-0.5)*power;
V(out) <+ randnum*vrms;
end
endmodule
```

A.4 Comparador

```
// VerilogA for ctsigmadelta, comparatoreID, veriloga
`include "constants.vams"
`include "disciplines.vams"
module comparatoreID (vinp,vinn,voutp,voutn,vrefp,vrefn,phase);
input vinp, vinn, vrefp, vrefn, phase;
output voutp, voutn;
electrical vinp, vinn, voutp, voutn, vrefp, vrefn, phase;
parameter real vth = 0.6;
parameter real ritardo = 0.0p;
parameter real trise = 50p;
parameter real tfall = 50p;
parameter real vdda = 1.2;
parameter real vssa = 0.0;
real outp, outn;
analog begin
```

```
@ ( cross (V(phase) - vth, 1 ) )  
begin  
if (V(vinp) > V(vrefp))  
begin  
outp = vdda;  
end  
else outp = vssa;  
if (V(vinn) > V(vrefn))  
begin  
outn = vdda;  
end  
else outn = vssa;  
end  
V(voutp) <+ transition (outp, ritardo, trise, tfall);  
V(voutn) <+ transition (outn, ritardo, trise, tfall);  
end  
endmodule
```

B Artículos Resultantes

Mono-Bit Quantizer $\Sigma\Delta$ Direct-Up Transmitter for UWB Using Simulink RF Blockset

1st Alejandra Díaz-Armendáriz
Facultad de Ciencias de la Electrónica
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla
Puebla, México
adiazar05@gmail.com

2nd Luis A. Sánchez-Gaspariano
Facultad de Ciencias de la Electrónica
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla
Puebla, México
luis.sanchezgas@correo.buap.mx

3rd Víctor R. González-Díaz
Facultad de Ciencias de la Electrónica
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla
Puebla, México
vicrodolfo.gonzalez@correo.buap.mx

4th Alejandro I. Bautista-Castillo
Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones
Universidad Politécnica de Puebla
Puebla, México
abautistac83@gmail.com

5th Jesús M. Muñoz-Pacheco
Facultad de Ciencias de la Electrónica
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla
Puebla, México
jesus.munoz@correo.buap.mx

6th Alejandro Díaz-Sánchez
Departamento de Electrónica
Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica
Puebla, México
adiazsan@inaoep.mx

Abstract—This work presents the modeling details of a power upconverter enabled to process base band signals from a $\Sigma\Delta$ modulator. The modulated sequence is encoded for Ultra Wide Band (UWB) transmission using the RF blockset in Matlab/Simulink. The system complies with the indoor emission mask for UWB and presents a simple design consisting only of a $\Sigma\Delta$ modulator, an XOR chain as the encoder, a mixer and a local oscillator. The behavioral modeling analysis of the RF stages show that the proposed system exhibits high sensitivity to phase noise above -80 dBc/Hz but is resistant to other system metrics such as nonlinearities and losses.

Index Terms—UWB-IR, Matlab/Simulink, transmitter, RF blockset

I. INTRODUCTION

Ultra-Wide Band Impulse Radio (UWB-IR) makes use of radio frequency (RF) pulses with very short duration in order to carry the baseband (BB) information [1]. The radiated power by the UWB-IR transmitter is theoretically spread uniformly over an ultra-wide frequency band. Therefore, if its power spectral density is kept low enough (Fig. 1), the UWB-IR signal will not cause a significant interference to the neighbor radio links sharing the same frequency band [2]. Note that the Power Spectral Density (PSD) on the y axis in Fig. 1 is in dBm/Hz instead of dBm/MHz, which is the typical case. This is for compliance with the Simulink RF Blockset default PSD spectrum graphs. On the other hand, in-car wireless communication faces a dense multi-path data environment. Nevertheless, the features of UWB-IR assure robust operation in intra-vehicular applications [3]. Moreover, the extremely short pulse durations keep the probability of

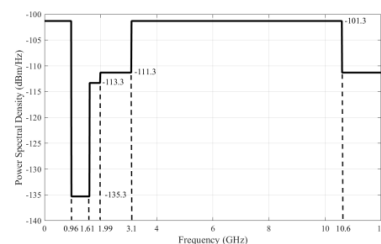


Fig. 1. Federal Communications Comision (FCC) indoor emission mask for UWB devices in dBm/Hz.

message collision very low even in an ad-hoc network. These properties make UWB-IR an optimal technology for intra-vehicular wireless communications and vehicular wireless sensor networks (VWSNs) [4].

An abundant amount of publications regarding UWB-IR transceiver topologies can be found in the literature [5], from conventional homodyne architectures to all-digital solutions. The latter of these being one of major interest in recent years due to its feasibility for CMOS realization with very few off-chip elements [6]. However, the direct-up architecture still remains the dominant choice in state-of-the-art transmitters (TXs) [7] due to its integrability and low power. In this

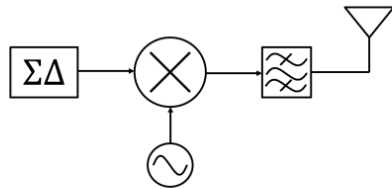


Fig. 2. The proposed UWB-IR TX.

work, we propose the mono-bit quantizer $\Sigma\Delta$ direct-up TX for UWB-IR, depicted in Fig. 2. As can be seen, the system consists of a Continuous Time (CT) $\Sigma\Delta$ modulator, a Power Upconverter (PUC) with its corresponding Local Oscillator (LO), and a Bandpass Filter (BPF) before the antenna. At BB the adopted $\Sigma\Delta$ modulation converts the bit-stream into an encoded bit-stream with a reduced pulse density which alleviates the transmission power of the TX [8]. Then, at the RF section the PUC translates the BB to the corresponding UWB channel allocation at the same time that it drives the antenna. In sum, the system is a compact and simple solution.

The scope of the manuscript focuses mainly on the RF section, specifically with the PUC and LO blocks. As these are critical stages in any wireless communication system, there is a need to evaluate their effectiveness for UWB-IR transmission in terms of linearity and noise, assessing performance metrics such as IIP3, THD, phase noise, and conversion factor. The selected parameters are then used to simulate the behaviour of the desired system in a behavioral model realized using the RF blockset provided by Matlab/Simulink.

The paper is organized as follows: section II describes the $\Sigma\Delta$ encoder used to generate the BB signal. Section III presents the proposed UWB-IR TX along with its behavioral modeling via Simulink RF blockset. Simulation results are discussed in section IV. Finally, conclusions are drawn in section V.

II. $\Sigma\Delta$ ENCODER FOR UWB COMMUNICATIONS

The wireless data transceivers use a digital modulation scheme. The design limitations in these architectures include: the analog to digital conversion, a cumbersome digital modulation scheme, and the use of a frequency synthesizer at the RF stage for tuning. A good example is the direct transmitter for GSM and DSC-1800 schemes.

There are many advantages if the data converter and the modulation scheme are combined. This is a clear benefit of $\Sigma\Delta$ modulators. The output sequence of this block has a high resolution even if the quantizer has a small amount of levels. In fact, fractional frequency synthesizers use a digital $\Sigma\Delta$ modulator to encode the large quantization levels of a Nyquist ADC to an oversampled and small quantization levels sequence. It can reduce the complexity of the frequency synthesizer to reduce the overall system requirements.

Recently, a CT based $\Sigma\Delta$ UWB-IR transceiver opened the possibility to a single bit stream to transmit the BB information with very low resources [8]. A chain of encoders shape the spectrum for UWB-IR giving the possibility to use a very simple transceiver design. Simulation results include two different input signals in order to show how the proposal reduces power consumption, a mandatory characteristic for UWB-IR applications. Two biomedical signals of 2.5 KHz and 100 Hz are employed, using a second order DSM with an OSR of 128. The proposed system improves power consumption by around 50% compared to state of the art approaches.

This work even extends the idea with a simple but effective XOR-based random number generator (RNG) encoding scheme as is shown in Fig. 3 with a Simulink description. The BB signal is processed by a second order single loop CT $\Sigma\Delta$ modulator. The sampling frequency for these CT schemes may reach the 1-2GHz rate and the power consumption is very low, compared to multi-bit Nyquist solutions. The single-bit modulated stream is then passed to the encoding stages that include the proposed RNG encoding. The model uses a noise source to obtain the uniform distribution in this block.

The noise source is a single-bit quantized and this is passed through an XOR encoded stream. This flattens the modulated spectrum to make it more compatible with the UWB-IR mask. To highlight the signal processing see the graphics in Fig. 4. At the top, the output of the $\Sigma\Delta$ modulator has a shaped spectrum because of the high-pass quantization error function. The BB signal is low passed and is not transformed by the Sigma-Delta blocks. At the bottom of Fig. 4, it is shown the encoded pulses after three encoding XOR based schemes and the proposed XOR-RNG encoding scheme. Notice the pulse density is less populated after the XOR block and the spectrum presents a uniform density along the band of interest.

III. POWER UPCONVERTER ASSESSMENT AS RF SOLUTION VIA RF BLOCKSET

Direct-up transmitters are the architecture of choice in several wireless communication technologies such as Wi-Fi, Bluetooth, Zig-Bee, WiMAX and UWB, to name a few [10]-[12]. Frequency translation of the BB spectrum to the RF frequency in direct-up transmitters is performed in one step by an upconversion mixer (UCM). Typically, a UCM precedes a power amplifier (PA) in the transmitter chain. However, some wireless technologies demand a small output power and thus, the UCM can drive directly the antenna [13]. In this case, the most important metrics to evaluate the performance of the UCM include [14]: conversion factor, linearity, power consumption and output power management.

On the other hand, low complexity and a high frequency operation are inherent to passive mixers. Hence, these present good characteristics for communication standards ranging from a few MHz to tens of GHz, which is the case of UWB transmission [15]. There are several circuit topologies for passive mixers [16]. However, the use of a PUC as a solution has been proven very useful for diverse wireless communication applications [17], [18], [19]. Thus, we evaluate

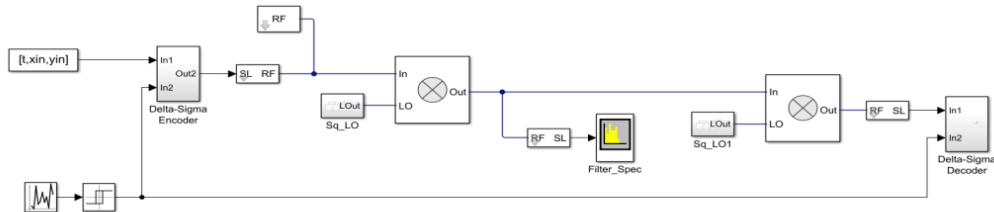


Fig. 5. Test bench in Simulink RF blockset of the proposed TX with an ideal RX.

ior of the LO was maintained and non-idealities of the PUC were included, specifically conversion factor (losses) and IIP3 (nonlinearities). Again, IIP3 and conversion factor values were taken from CMOS PUCs reported in the literature [16]. Fig. 6 illustrates three of the scenarios obtained: (a) an ideal spectrum reached with ideal RF building blocks, (b) an ill spectrum, degraded to some extent but still acceptable, due to a poor performance of both the PUC and the LO, (c) and a totally ruined spectrum due to an unacceptable performance of the PUC and the LO. It should be mentioned that the displayed bandwidth of the communication channel is 1GHz since it contains both the signal of interest and its image. In addition, carrier feedthrough is present.

IV. SIMULATION RESULTS

According to the results depicted in Fig. 6, out-of-band interference (OOBI) is present when non-idealities of the RF building blocks appear. Assuming uncorrelated variations among the non-idealities of the PUC and the LO, it is possible to build up a non-linear regression model of the OOBI with 2 regressors: the IIP3 and the conversion factor for the variations of the PUC, and the Phase-Noise and the THD for the variations in the LO. The two regressor model was chosen since the MATLAB computation of the Pearson correlation (*corrcoef* comand) of the OOBI with those parameters, respectively, showed to be meaningful:

```
>>corrcoef(OutOfBandInterferer,ConversionFactor)
ans =
    1.0000    0.0625
    0.0625    1.0000
>>corrcoef(OutOfBandInterferer,IIP3)
ans =
    1.0000   -0.4482
   -0.4482    1.0000
>>corrcoef(OutOfBandInterferer,THD)
ans =
    1.0000   -0.0768
   -0.0768    1.0000
>>corrcoef(OutOfBandInterferer,PhaseNoise)
ans =
    1.0000    0.4482
    0.4482    1.0000
```

Therefore, by means of the *regress* command of MATLAB, the regressor model of the OOBI for variations of the conversion factor and IIP3 of the PUC is:

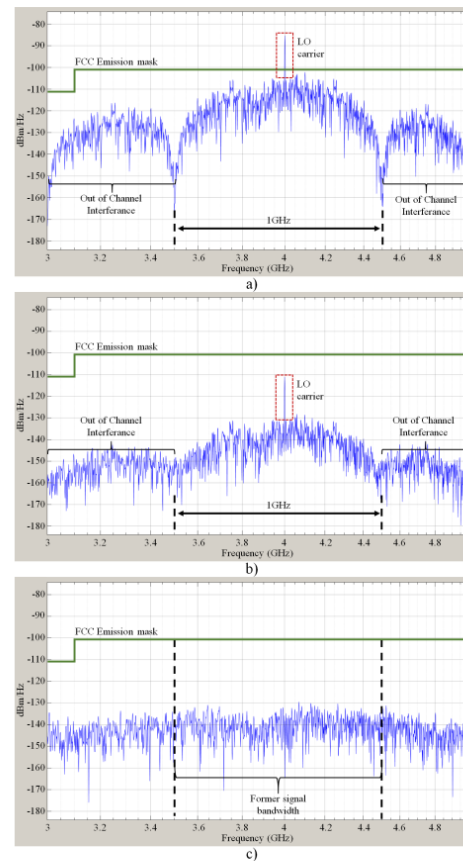


Fig. 6. Output spectrum of the proposed UWB-IR TX: (a) ideal case, (b) borderline case and (c) worst case.

$$OOBI = 12.23 - 0.63 \times 10^{-2} CF - 0.18 \times 10^{-2} IIP3 \\ - 0.16 \times 10^{-4} (CF)(IIP3) - 0.12 \times 10^{-3} CF^2 + 0.59 \times 10^{-4} IIP3^2$$

meanwhile the regressor model of the OOBI for variations of the Phase Noise and THD of the LO is:

$$OOBI = -42.31 - 0.36 \times 10^{-4} THD - 0.99 PhN + 0.66 \times 10^{-6} THD^2 \\ + 0.62 \times 10^{-6} (THD)(PhN) - 0.45 \times 10^{-2} PhN^2$$

Fig. 7 shows the contour plots of both OOBI. As can be appreciated, for the case when the IIP3 and the conversion factor were varied, the out-of-band interference remained almost the same ($\sim -12dBc$), which is within the limits allowed by the FCC ($-10dBc$ according to the spectral mask in Fig. 1). Thus, the performance of the PUC does not affect the out-of-band interference. On the other hand, when variations of the THD and the phase-noise were made in the LO, the out-of-band interference moved from $-12dBc$ to $-2dBc$, which is not allowed. By inspection of the contour plot in 7(b), it can be seen that variation of the THD does not influence the OOBI as it does variations in the Phase-Noise.

V. CONCLUSIONS

A Simulink RF blockset model of a power upconverter capable of transmitting data with a wide band ($\sim 500MHz$) from a $\Sigma\Delta$ encoder for use in UWB-IR communications was presented. Simulations of the model were made with a parametric variation in accordance to current CMOS TRXs reported in the literature. The system is extremely simple, consisting only of a 2nd order CT $\Sigma\Delta$ modulator with a chain of XOR gates for encoding, a mixer, and a local oscillator. The spectrum response of the proposed system shows compliance with the emission mask at 4 GHz. Carrier feedthrough is present caused by the LO leakage, but this effect can be alleviated or even cancelled at circuit level. Simulation results from the parameter variations of the performance metrics of the RF blocks, i.e. the PUC and the LO, show that the proposed architecture is prone to OOBI when the phase noise of the LO surpasses the $-80dBc$, but is largely unaffected by other performance metrics such as losses in the PUC or distortion in both the LO and the PUC. Even though losses in the PUC do not affect the OOBI, these reduce the effective radiated power at the antenna, which will demand a higher sensitivity in the receiver. Finally, this top-down design approach allowed by the use of Simulink, boosts the design task at transistor level since the system bottlenecks are previously identified with the aid of the RF blockset tool. It is important to remark that comparisons with other UWB-IR TXs are omitted as the presented results are yet at a high level design approach. Once CMOS level results are available a comparison with other proposals will be done. Current results are useful mainly to determine critical parameters in the PUC building blocks.

Some of the applications where UWB-IR is a promising solution are: wireless area networks, mainly for medical applications that require high-speed data transmission such as

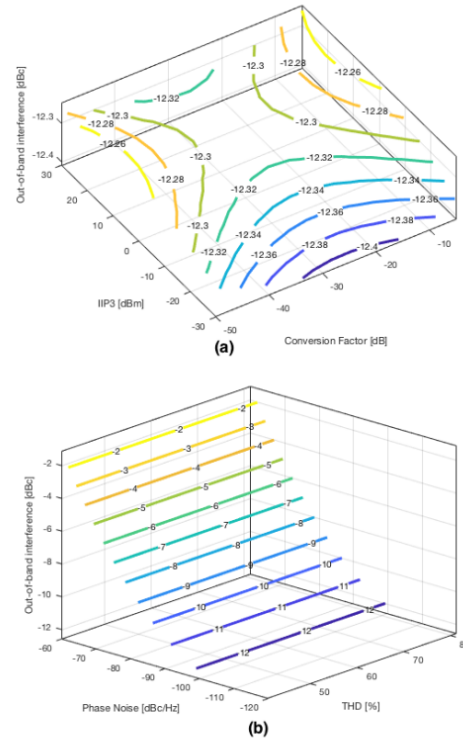


Fig. 7. Contour plots of the Out-of-band interference (OOBI): (a) as a function of the IIP3 and the conversion factor of the PUC; (b) as a function of the Phase-Noise and the THD of the LO.

e-health, but also for entertainment and consumer electronics such as wearables. Additionally, there is a potential but largely unexplored field in intra-vehicular communication, such as Vehicle-to-Vehicle (V2V), Vehicle-to-Infrastructure (V2I) and Vehicle-to-Anything (V2X), i.e. Internet of Vehicles (IoV), for which the proposed system may be used as a possible solution in future work.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors thank the VIEP-BUAP for their financial support through project number 100527241-VIEP2018 and 130-VIEP2018. In addition authors also thank the PRODEP-SEP of México for their financial support through project number BUAP-PTC-568. Finally, authors are grateful with CONACyT México for the scholarship number 628691.

REFERENCES

- [1] M.G Benedetto, L. Nardis, "Tuning UWB signals by pulse shaping: Towards context-aware wireless networks", *Signal Processing*, Volume 86, Issue 9, 2006, pp.2172-2184

- [2] V. Niemelä, J. Haapola, M. Hämäläinen and J. Iinatti, "An Ultra Wideband Survey: Global Regulations and Impulse Radio Research Based on Standards," in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 19, no. 2, pp. 874-890, Secondquarter 2017.
- [3] T. I. Krébesz, G. Kolumbán, C. K. Tse, F. C. M. Lau and H. Dong, "Use of UWB Impulse Radio Technology in In-Car Communications: Power Limits and Optimization," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 7, pp. 6037-6049, July 2017.
- [4] U. Demir, C. U. Bas and S. Coleri Ergen, "Engine Compartment UWB Channel Model for Intravehicular Wireless Sensor Networks," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 6, pp. 2497-2505, July 2014.
- [5] K. Maduranga, J.M. Redoute, M. Rasit, "Ultra Wideband Wireless Body Area Networks", Melbourne, Victoria, Springer, 2014.
- [6] T. Terada, S. Yoshizumi, Y. Sanada and T. Kuroda, "A CMOS impulse radio ultra-wideband transceiver for 1Mb/s data communications and /spl plusmn/2.5cm range findings," *Digest of Technical Papers. 2005 Symposium on VLSI Circuits, 2005.*, Kyoto, Japan, 2005, pp. 30-33.
- [7] P. Mak and R. Martins, "Design of an ESD-Protected Ultra-Wideband LNA in Nanoscale CMOS for Full-Band Mobile TV Tuners," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 56, no. 5, pp. 933-942, May 2009.
- [8] X. Tang, Q. Hu and W. Tang, "Delta-Sigma Encoder for Low-Power Wireless Bio-Sensors Using Ultrawideband Impulse Radio," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 64, no. 7, pp. 747-751, July 2017.
- [9] (2018, October) Mathworks RF Blockset webpage. [Online]. Available: <https://la.mathworks.com/products/simrf.html>
- [10] R. Ebrahimi Ghiri, A. Pourghorban Saghati, E. Kaya and K. Entesari, "A Miniaturized Contactless UWB Microwave System for Time-Domain Dielectric Spectroscopy," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 12, pp. 5334-5344, Dec. 2017.
- [11] D. Martynenko, G. Fischer, O. Klymenko, D. Kreiser and S. Olonbayar, "High-band ultra-wideband transmitter for IEEE 802.15.4a standard," 2013 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB), Sydney, NSW, 2013, pp. 165-169.
- [12] Y. Lakys, A. Fabre, "Multistandard transceivers: state of the art and a new versatile implementation for fully active frequency agile filters," *Analog Integr Circ Sig Process*, vol. 74, pp. 63-78, 2013.
- [13] L. A. Sanchez Gaspariano, A.-J. Annema, C. Muniz Montero, A. Diaz Sanchez, "CMOS upconversion mixer with filterless carrier feedthrough cancelation and output power tuning," *AEÜ International journal of electronics and communications*, 68(12), 1224-1230, 2014.
- [14] A. I. Bautista-Castillo, et al., "CMOS harmonic upconverter with power management of 2nd harmonic for wideband short-range communications," 2017 *Analog Integr Circ Sig Process*, New York, vol. 90, pp 383-388, 2017.
- [15] S. C. Blaakmeer, E. A. M. Klumperink, B. Nauta and D. M. W. Leenaerts, "Wideband CMOS Receivers exploiting Simultaneous Output Balancing and Noise/Distortion Canceling," 2008 *European Microwave Integrated Circuit Conference*, Amsterdam, 2008, pp. 163-166.
- [16] A. I. Bautista-Castillo, "Synthesis and design of CMOS mixers with carrier feed-through cancellation and output modulation for wireless communication systems," M. S. thesis, INAOE, Puebla, Mexico, February 2014, Accessed on: October 3, 2018, Available: <http://inaoe.repositorioinstitucional.mx/jspui/handle/1009/169>
- [17] R. Shrestha, E. A. M. Klumperink, E. Mensink, G. J. M. Wient and B. Nauta, "A Polyphase Multipath Technique for Software-Defined Radio Transmitters," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 12, pp. 2681-2692, Dec. 2006.
- [18] F. E. van Vliet et al., "Advance in silicon phased-array receiver IC's," 2012 *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Montreal, QC, 2012, pp. 1-3.
- [19] M. C. M. Soer, E. A. M. Klumperink, P. de Boer, F. E. van Vliet and B. Nauta, "Unified Frequency-Domain Analysis of Switched-Series-RC Passive Mixers and Samplers," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 57, no. 10, pp. 2618-2631, Oct. 2010.
- [20] <https://la.mathworks.com/products/simrf/features.html>
- [21] C.I. Martínez-Gómez, "Wide tuning range CMOS quadrature oscillators for high frequency phase shifter circuits," M. S. thesis, INAOE, Puebla, Mexico, November 2015, Accessed on: September 28, 2018, Available: <http://inaoe.repositorioinstitucional.mx/jspui/handle/1009/42>
- [22] B. Vignraham and P. R. Kinget, "A Self-Duty-Cycled and Synchronized UWB Pulse-Radio Receiver SoC With Automatic Threshold-Recovery Based Demodulation," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 49, no. 3, pp. 581-594, March 2014.
- [23] V. S. S. Harsha and G. V. Mahalakshmi, "A 3.5mW Non-coherent UWB Impulse Radio Receiver in 180nm CMOS," 2016 *International Conference on Micro-Electronics and Telecommunication Engineering (ICMETE)*, Ghaziabad, 2016, pp. 513-516.



CMOS power upconverter with low power consumption suitable for UWB-IR in intra-vehicular wireless communications and VWSNs ^{*}

Alejandra Díaz Armendáriz ^{*}
 Luis Abraham Sánchez Gaspariano ^{*}
 Víctor Rodolfo González Díaz ^{*}
 Alejandro Israel Bautista Castillo ^{**}

^{*} Facultad de Ciencias de la Electrónica, Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Puebla, México. (e-mails: adiazar05@gmail.com, luis.sanchezgas@correo.buap.mx, vicrodolfo.gonzalez@correo.buap.mx).

^{**} Instituto de Física, Universidad Nacional Autónoma de México, Ciudad de México, México. (e-mail: abautista@fisica.unam.mx)

Abstract: The design of a power upconverter with low power consumption in a six metal layers, 180nm CMOS technology from UMC foundry is presented. The proposed circuit is highly linear, exhibiting an IIP3 of 13.55dBm, a conversion factor of -5.6dB, a consumption of 45.48μW and a 3GHz bandwidth ranging from 3GHz to 6GHz. These features make the proposal suitable for UWB-IR transmission in intra-vehicular wireless communications and vehicular wireless sensor networks (VWSNs).

Keywords: UWB-IR, upconverter, CMOS, low power consumption.

1. INTRODUCTION

Ultra-Wide Band Impulse Radio (UWB-IR) makes use of radio frequency (RF) pulses with very short duration in order to carry the baseband (BB) information [Benedetto (2006), Darif et al. (2014)]. Compared to narrowband systems, the requirements on circuit blocks for Ultra-Wide Band transceivers (TRXs) are more challenging since performance demands such as bandwidth, noise figure (NF), gain, impedance matching and linearity are difficult to accomplish [Molnar et al. (2012)]. In case of transmitters, the most important performance features are gain, power consumption and linearity [Gaspariano et al. (2014)]. An abundant amount of publications regarding UWB-IR transmitter topologies can be found in the literature [Maduranga et al. (2014)], from conventional homodyne architectures to all-digital solutions. The latter of these being one of major interest in recent years due to its feasibility for CMOS realization with very few off-chip elements [Terada et al. (2005)]. However, the direct-up architecture still remains the dominant choice in state-of-the-art transmitters (TXs) [Mak and Martins (2009)] due to its integrability and low power. In-car wireless

communications face a dense multi-path data environment; nevertheless, the features of UWB-IR assure robust operation in intra-vehicular applications [Krészes et al. (2017)]. Moreover, the extremely short pulse durations keep the probability of message collision very low even in an ad-hoc network. These properties make UWB-IR an optimal technology for intra-vehicular wireless communications and VWSNs [Demir et al. (2014)].

Frequency translation of the BB spectrum to the RF frequency in direct-up transmitters is performed in one step by an upconversion mixer that usually precedes a power amplifier (PA) in the transmitter chain. Key aspects in the upconversion mixer should then deliver a sufficient power level to drive the PA and control the conduction angle of its output waveform. The concerns entailed between the interface of mixers and PAs are mainly focused in the ability of the former for driving the input capacitance of the latter, and the conversion of the differential waveforms from the mixer into a single-ended signal at the input of the amplifier. Such a practice is appropriate in wireless transmitters where the output power requirement is high as whenever it is necessary to add up more power gain, the use of a PA driver as the interceder between the upconversion mixer and the PA can be established. However, some wireless technologies demand a smaller output power, such is the case of UWB-IR. As the upconverter can drive directly to the antenna

^{*} The authors thank the VIEP-BUAP for their financial support through project number 100527241-VIEP2019. In addition authors also thank the CONACYT México for the scholarship number 628691.

[Gaspariano et al. (2014)], the output power regulation can be included within the performance metrics of the mixer.

Recently, an alternative approach for UWB-IR by means of a mono-bit quantizer $\Sigma\Delta$ direct-up TX has been proposed [Shrestha et al. (2006)]. The system consists of a Continuous Time (CT) $\Sigma\Delta$ modulator, a Power Upconverter (PUC) with its corresponding Local Oscillator (LO), and a Bandpass Filter (BPF) before the antenna. At BB the adopted $\Sigma\Delta$ modulation converts the bit-stream into an encoded bit-stream with a reduced pulse density which alleviates the transmission power of the TX [Gaspariano et al. (2014)]. Then, at the RF section the PUC translates the BB to the corresponding UWB channel allocation at the same time as it drives the antenna. In sum, the proposal is a compact and simple solution. However, its feasibility is still unassessed since simulations at system level with the aid of Simulink RF Blockset are the only results reported.

The present work focuses in the design of a PUC for the Mono-Bit Quantizer $\Sigma\Delta$ TX for UWB-IR. The design of the circuit was made with the UMC 0.18 μm mixed mode/RF CMOS technology. Simulation results at post-layout level include: a third order input intercept point (IIP₃) of 13.55 dBm, a power consumption of 45.4 μW and a conversion factor (CF) of -5.6 dB.

The paper is organized as follows: section 2 describes the circuit design of the proposed CMOS PUC in a six metal layer, mixed mode/RF, 0.18 μm CMOS technology from the UMC foundry; on section 3, simulation results at post-layout level are discussed; finally, conclusions are drawn in section 4.

2. CMOS UPCONVERTER WITH LOW POWER CONSUMPTION SUITABLE FOR UWB-IR IN INTRA-VEHICULAR COMMUNICATIONS AND VWSNS

Fig. 1 shows the schematic diagram of the proposed PUC. As can be seen, it consists of a differential pair composed by transistors M_1 and M_2 where the BB signal is fed in differential mode. The BB signal is an encoded bit-stream generated by a $\Sigma\Delta$ modulator. The design of the $\Sigma\Delta$ modulator at transistor level is not considered in this work; instead, a behavioural $\Sigma\Delta$ modulator with Verilog-A is used. The power supply, V_{DD} , is delivered to the drain of M_1 and M_2 through the choke coils L_1 and L_2 , respectively. These inductors are not planar inductors from the CMOS process of the active devices but the bond-wires for the interconnection of the integrated circuit with its packaging. As mentioned earlier, a mixed mode/RF, 0.18 μm CMOS process from UMC foundry is employed in the design of the proposal. One of the features this technology has is the availability of planar inductors with a high quality factor on the thicker top copper metal. However, these inductors are better suited for the realizations of impedance-matching networks and resonant circuits such as oscillators. In

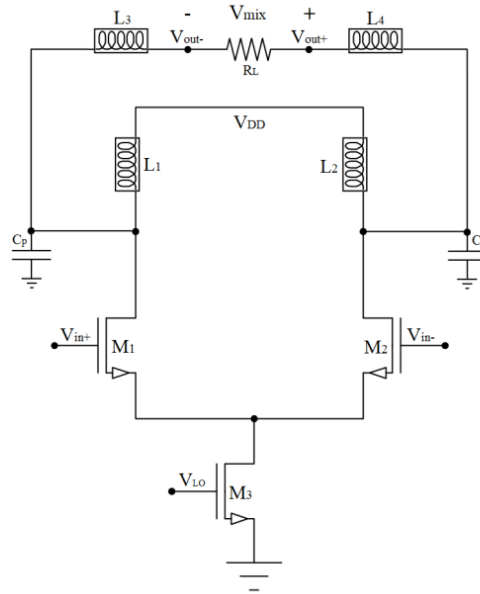


Fig. 1. Schematic diagram of the proposed mixer.

the case of our circuit, the purpose of L_1 and L_2 is to pass DC, while blocking or "choking off" the flow of RF currents to and from the supply, and to this end bond-wires are better [Bautista et al. (2017 A)]. Additionally, bond wires L_3 and L_4 are occupied to connect the circuit to the antenna of the TX, whose impedance in the band of interest is represented by R_L and has a value of $\sim 100\Omega$. The equivalent circuit of the bond-wire is shown in Fig.2, where C_B is the parasitic capacitance and for the CMOS process employed here has a value of 242 fF; furthermore, $L_B = 5.8$ nH is the inductance of the wire. Capacitances C_P placed between the drain of $M_{1,2}$ and ground, respectively, represent the parallel of the parasitic capacitances of the bond-wires, the parasitic capacitances of M_1 and M_2 , and the capacitance of the output pads, which have a value of 50 fF each.

Transistor M_3 is switched from off to the linear region by the LO signal. When LO turns off M_3 , there is not a DC path from V_{DD} to ground and thus the differential pair does not produce an output waveform even though there is an input stimulus. Conversely, when LO turns on M_3 this transistor behaves like a low ohmic resistor and consequently the differential pair acts like an emitter degenerated amplifier whose voltage gain is approximately given by gmR_L , where gm is the transconductance of the differential pair M_1 and M_2 , and R_L is the ohmic value of the antenna. It can be proved that the output signal of the circuit is given by [Gaspariano et al. (2014)]:

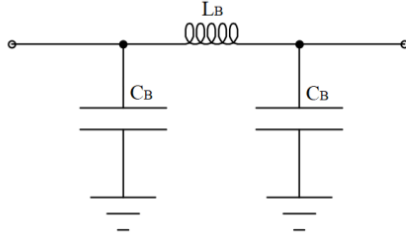


Fig. 2. Schematic diagram of the bond-wires.

$$\begin{aligned}
 v_{mix}(t) = & \frac{A}{2} \cos((\omega_{lo} - \omega_b)t) - \frac{A}{2} \cos((\omega_{lo} + \omega_b)t) \\
 & + \frac{A}{6} \cos((\omega_{lo} - 3\omega_b)t) - \frac{A}{6} \cos((\omega_{lo} + 3\omega_b)t) \\
 & + \frac{A}{10} \cos((\omega_{lo} - 5\omega_b)t) - \frac{A}{10} \cos((\omega_{lo} + 5\omega_b)t) \\
 & + \frac{A}{6} \cos((3\omega_{lo} - \omega_b)t) - \frac{A}{6} \cos((3\omega_{lo} + \omega_b)t) \\
 & + \frac{A}{18} \cos((3\omega_{lo} - 3\omega_b)t) - \frac{A}{18} \cos((3\omega_{lo} + 3\omega_b)t) \\
 & + \frac{A}{30} \cos((3\omega_{lo} - 5\omega_b)t) - \frac{A}{30} \cos((3\omega_{lo} + 5\omega_b)t) \\
 & + \frac{A}{10} \cos((5\omega_{lo} - \omega_b)t) - \frac{A}{10} \cos((5\omega_{lo} + \omega_b)t) \\
 & + \frac{A}{30} \cos((5\omega_{lo} - 3\omega_b)t) - \frac{A}{30} \cos((5\omega_{lo} + 3\omega_b)t) \\
 & + \frac{A}{50} \cos((5\omega_{lo} + 5\omega_b)t) - \frac{A}{50} \cos((5\omega_{lo} - 5\omega_b)t)
 \end{aligned} \quad (1)$$

where ω_{lo} is the frequency of the carrier provided by the LO, ω_b is the baseband frequency that comes from the $\Sigma\Delta$ modulator, and A is the amplitude of the fundamental frequency of the Fourier series.

Thus, both the upper and lower sided terms are preserved around the fundamental and harmonics of LO. Since LO runs at a high frequency, the terms are allocated far from each other; consequently the output spectrum can be shaped by a low order filter.

The power consumption of the circuit is given by the product of the transconductance related to $Id_{M_{1,2}}$ and the power supply V_{DD} . Therefore, it is proportional to the size of these devices. Since the output power demanded by the UWB-IR standard is rather small, M_1 and M_2 are small as well and consequently, the circuit has a low DC consumption, desirable for UWB-IR applications.

3. CIRCUIT DESIGN

The circuit was dimensioned in accordance to the method used by Mensink[Shrestha et al. (2006)], which choses the width of the transistors in order to maximize the circuit amplification while making transistor width as small as

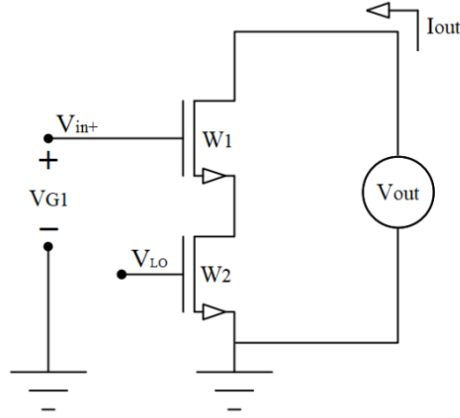


Fig. 3. Schematic used to calculate the width of the transistors.

possible. This means that the sum of the widths of all three transistors is as small as possible and the total silicon area is reduced. The schematic shown in Fig. 3 is used in order to calculate the width of the transistors. We assume an ideal load, therefore a voltage source is used.

The transconductance G_m needed for calculations is determined by:

$$G_m = \frac{\delta I_{out}}{\delta V_{G1}} \quad (2)$$

Both terms can be obtained from the CMOS transistor current equation:

$$I_{out} \approx \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W_1}{L} (V_{GS1} - V_{TH})^2 \quad (3)$$

Where V_{G1} is the voltage level in the gate of the upper transistor and W_1 is the transistor width. As both transistors share the same channel length this is noted as L . V_{GS1} in this expression can be expanded as:

$$V_{GS1} = V_{G1} - R_{sw} I_{out} \quad (4)$$

Where R_{sw} represents the resistance of the lower transistor which serves as a switch. When the transistor is off, R_{sw} is expected to be very large and $G_m \approx 0$. When the transistor is on, we obtain:

$$R_{sw} \approx \frac{1}{\mu C_{ox} \frac{W_2}{L} (V_{GS2} - V_{TH})} \quad (5)$$

Combining equations 3, 4 and 5 results in:

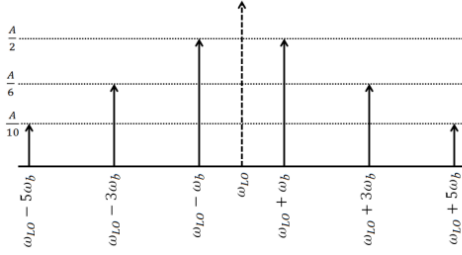


Fig. 4. Distribution of most significant harmonics in the system. LO is marked as a dotted line.

$$I_{out} \approx \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W_1}{L} (V_{G1} - \frac{I_{out}}{\mu C_{ox} \frac{W_2}{L} (V_{GS2} - V_{TH})} - V_{TH})^2 \quad (6)$$

Solving for 6 the values for transistor width and length can be determined after selecting desired values. Maximum power excursion is obtained when $W_1 = W_2$, so values are determined accordingly. It should be noted that when the circuit is in differential mode, the total width obtained for W_1 is divided by two for M_1 and M_2 . In order to accomplish the UWB-IR transmission requirements and considering losses of around 40%, the transistor dimensions obtained in the proposed circuit are 900 nm/270 nm for M_1 and M_2 and 1.8 μm /270 nm for M_3 .

To verify the functionality of the circuit as a mixer, a behavioural simulation was carried out. Fig.4 shows the achieved spectrum. The LO component is dotted since it is theoretically cancelled. According to this result, and since A is a low power value (~ -38 dBm including losses), expression (1) can be reduced to:

$$v_{mix}(t) = \frac{A}{2} \cos((\omega_{lo} - \omega_b)t) - \frac{A}{2} \cos((\omega_{lo} + \omega_b)t) + \frac{A}{6} \cos((\omega_{lo} - 3\omega_b)t) - \frac{A}{6} \cos((\omega_{lo} + 3\omega_b)t) + \frac{A}{10} \cos((\omega_{lo} - 5\omega_b)t) - \frac{A}{10} \cos((\omega_{lo} + 5\omega_b)t) \quad (7)$$

Fig.5 shows the layout of the proposal, realized in Cadence IC6.1.6.101 Virtuoso design environment with a six metal layers, 180 nm CMOS technology from UMC foundry. As can be seen, the length of all transistors is 270 nm, whereas the widths are 900 nm for $M_{1,2}$ and 1.8 μm for M_3 . As RF transistors emanate a large amount of energy, two guard rings are included around each transistor in order to prevent crosstalk between them.

Note that due to the use of bondwires, the only on-chip components are transistors M_1 , M_2 , and M_3 . As M_3 has a multiplicity of 2, its total width is halved and as such has a width of 900 nm across its two transistor components.

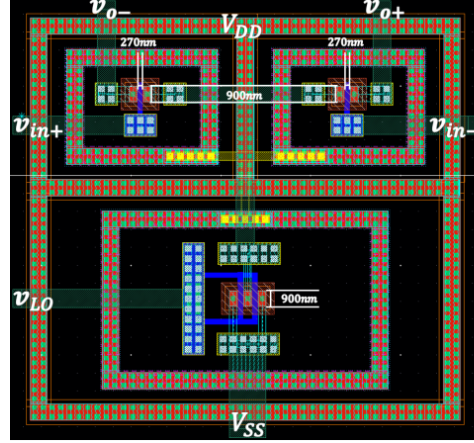


Fig. 5. Layout of the proposed mixer.

4. SIMULATION RESULTS

The circuit was simulated using the Cadence IC6.1.6.101 Spectre analog design environment with the UMC 0.18 μm technology mentioned earlier. A single tone test was realized using a baseband carrier frequency of $v_c = 500$ MHz and an LO frequency of $v_{LO} = 4$ GHz to realize frequency translation. The LO signal ranges from 0 V to 1.8 V and from 3-6 GHz while the carrier signal ranges from 600 mV to 691.2 mV.

As regulations dictate that the circuit must have an output no greater than -40 dBm/MHz, it must be designed to fulfill this restriction. We consider possible loss from the fabrication process as well as parasitic components in the circuit packaging and set the circuit to output -38 dBm/MHz, 40% greater than the required -40 dBm/MHz set by the UWB standard. Fig.6 shows the power in frequency components close to the desired signal at 4.5 GHz. Note that the harmonic at 5 GHz is present but significantly reduced, meaning it is unlikely to affect the component of interest. Therefore it is the second harmonic at 5.5 GHz or the harmonic at 3.5 GHz that might affect this signal. However, since this component is far from the main signal and has a lower magnitude, it is easy to suppress. The entire mixer consumes a total of 17.92 μW .

Voltage and power conversion are -5.6 dB and -2.8 dB respectively. As the baseband signal is intended to come from a $\Sigma\Delta$ modulator and the output is designed for use in UWB standard, a loss in conversion is expected in order to remain within regulations.

Mixer linearity was obtained by sweeping signal power excursion from -80 dBm to 30 dBm for the desired signal at 4.5 GHz and the harmonic at 5.5 GHz. Results show that the circuit is highly linear, with an IIP3 of 13.55 dBm. This can be appreciated in Fig.7.

Table 1. Comparison of several UWB TX

	This work	Kassiri (2013)	Pasca (2013)	Murad (2010)	Wu (2010)	Bautista (2017 B)
Technology	0.18 μm	0.13 μm	65 nm	0.18 μm	0.18 μm	0.18 μm
RF Frequency	4.5-6 GHz	3.1-10.6 GHz	4.5-8 GHz	3-5 GHz	3-5 GHz	3.1-10.6 GHz
LO Frequency	4-6 GHz	7.5 GHz	4.5 GHz	2.9-4.9 GHz	6.5 GHz	772.5 MHz
BB Frequency	500 MHz	-	0 Hz	-	-	10 MHz
Power Supply	1.8 V	1.2 V	1.2 V	1.2 V	1.2 V	1.8 V
Power consumption	45.4 μW	620 μW	2.4-2.7 mW	7.1 mW	7.2 mW	11.85 mW
Conversion factor	-5.6 dB	14.9 dB	4-2 dB	2.3 dB	12.38-15.69 dB	-6.63 dB
IIP3	13.55 dBm	9.2 dBm	12-11.8 dBm	9.8-13.5 dBm	-5-1.64 dBm	16.26 dBm

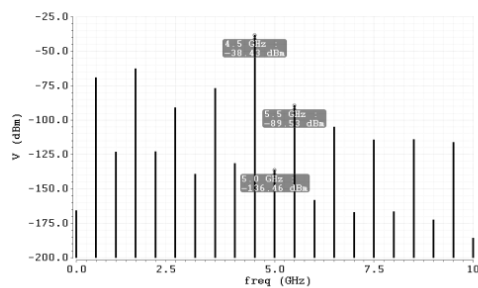


Fig. 6. Power excursion at circuit output.

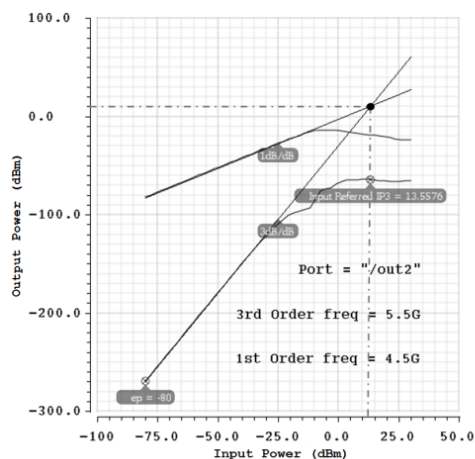


Fig. 7. IIP3 of the proposed mixer.

The obtained simulation results are summarized and compared to other works in Table.1. Compared to other proposals, the suggested circuit architecture exhibits the lowest power consumption, which makes it profitable for in-car communications and VWSNs.

5. CONCLUSION

The design for a CMOS power upconverter which consists only of three transistors and is suitable for UWB applications was realized. In order to reduce active silicon area the system uses bondwires as mixer loads. The main contribution of this work lies in the fact that the system complies with the required power emission for UWB standard and consumes 45.4 μW . Conversion gain for the circuit stands at around -5.6 dB. Due to the use of a differential architecture, nearby harmonics are greatly reduced, resulting in an IIP3 of 13.55. Results show potential for use in the UWB frequency band.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors thank the VIEP-BUAP for their financial support trough project number 100527241-VIEP2019. In addition authors also thank the CONACyT México for the scholarship number 628691.

REFERENCES

- M. G Benedetto, L. Nardis. Tuning UWB signals by pulse shaping: towards context-aware wireless networks. *Signal Processing*, 86:9, 2006.
- A. Darif, S. Rachid and D. Aboutajdine. IR-UWB: An Ultra Low Power Consumption Wireless Communication Technologie for WSN. *TELKOMNIKA Indonesian Journal of Electrical Engineering*, Volume 12, Issue 8, 2014, pp. 5699-5708.
- A. Molnar and C. Andrews. Impedance, filtering and noise in n-phase passive cmos mixers. *Custom integrated circuits conference (CICC)*, 2012 IEEE (pp. 1-8).
- K. Maduranga, J.M. Redoute and M. Rasit. Ultra Wideband Wireless Body Area Networks. *Melbourne, Victoria, Springer*, 2014
- T. Terada, S. Yoshizumi, Y. Sanada and T. Kuroda. A CMOS impulse radio ultra-wideband transceiver for 1Mb/s data communications and ± 2.5 cm range findings. *Digest of Technical Papers. 2005 Symposium on VLSI Circuits*, 2005, Kyoto, Japan, 2005, pp. 30-33.
- P. Mak and R. Martins' Design of an ESD-Protected Ultra-Wideband LNA in Nanoscale CMOS for Full-Band Mobile TV Tuners. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 56, no. 5, pp. 933-942, May 2009.

- R. Shrestha, E.A.M. Klumperink, E. Mensink, G.J.M. Wienk and B. Nauta. A Polyphase Multipath Technique for Software-Defined Radio Transmitters. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 12, pp. 2681-2692, Dec. 2006.
- L.A. Sanchez Gaspariano, A.J. Annema, C. Muniz Montero and A. Diaz Sanchez. CMOS upconversion mixer with filterless carrier feedthrough cancelation and output power tuning. *AEÜ International journal of electronics and communications*, vol. 68, no. 12, pp. 1224-1230, 2014.
- A.I. Bautista-Castillo, L.A. Sanchez-Gaspariano, V.R. Gonzalez-Diaz, C. Muniz-Montero, J.M. Rocha-Perez and A. Diaz-Sanchez. CMOS harmonic upconverter with power management of 2nd harmonic for wideband short-range communications. *2017 Analog Integr Circ Sig Process*, vol. 90, pp. 383-388, 2017.
- T.I. Krébesz, G. Kolumbán, C.K. Tse, F.C.M. Lau and H. Dong. Use of UWB Impulse Radio Technology in In-Car Communications: Power Limits and Optimization. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 7, pp. 6037-6049, July 2017.
- U. Demir, C.U. Bas and S.C. Ergen. Engine Compartment UWB Channel Model for Intravehicular Wireless Sensor Networks. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 6, pp. 2497-2505, July 2014.
- B.H. Kassiri and M.J. Deen. Low power highly linear inductorless UWB CMOS mixer with active wideband input balun. *2013 IEEE International Wireless Symposium (IWS)*, Beijing, 2013, pp. 1-4.
- M. Pasca, V. Chironi, S. D'Amico, M. De Matteis and A. Baschiroto. A 12dBm IIP3 reconfigurable mixer for high/low band IR-UWB receivers. *Proceedings of the 2013 9th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME)*, Villach, 2013, pp. 81-84.
- S.A.Z. Murad, R.K. Pokharel, H. Kanaya and K. Yoshida. A 3.0-5.0 GHz high linearity and low power CMOS up-conversion mixer for UWB applications. *2010 IEEE International Conference of Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC)*, Hong Kong, 2010, pp. 1-4.
- C. Wu and H. Chou. A 1.2-V high-gain UWB mixer utilizing current mirror topology *2010 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, Nanjing, 2010, pp. 1-4.
- A.I. Bautista-Castillo. Synthesis And Design of a CMOS Harmonic Mixer with Output Power Management for Narrowband and Wideband Wireless Communications: The Bluetooth and UWB Cases *Analog Circuits: Fundamentals, Synthesis and Performance*, Edition: 1, Chapter: 8, 2017, pp. 189-221.

C Estancia



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
INSTITUTO DE FÍSICA

Asunto: CARTA DE LIBERACIÓN

MC. ANA MARIA RODRIGUEZ DOMINGUEZ
COORDINADORA DEL PROGRAMA DE ESTUDIOS
DEL POSGRADO DE INGENIERIA ELECTRONICA.
P r e s e n t e

Por medio de la presente comunico a usted que el alumno (a) **Alejandra Díaz Armendáriz** de la maestría en **Ingeniería Electrónica**, en la modalidad de **Instrumentación Electrónica**, de la **Benemérita Universidad Autónoma de Puebla** con matrícula **217470659** ha concluido su estancia en el Instituto de Física de la UNAM bajo la supervisión del **Dr. Alejandro Israel Bautista Castillo**, en el periodo comprendido del **24-06-2019 al 24-09-2019**.

Sin otro particular, me es grato enviar a usted un cordial saludo.

Atentamente
"Por mi raza hablará el espíritu"
Ciudad Universitaria a 31 de octubre de 2019.

DR. ALEJANDRO I. BAUTISTA CASTILLO
INVESTIGADOR POSTDOCTORAL DEL INSTITUTO
DE FÍSICA DE LA UNAM.