



ULPGC
Universidad de
Las Palmas de
Gran Canaria

Instituto Universitario de
Microelectrónica Aplicada



Máster Universitario en **Electrónica y Telecomunicación Aplicadas (META)**



Trabajo Fin de Máster

Análisis de Sistemas de Tx/Rx para UWB siguiendo el **estándar IEEE 802.15.4z**

Autor: Luis Orlando Díaz Cueva
Tutor(es): Dr. Francisco Javier del Pino Suárez
Dr. Sunil Khemchandani Lalchand
Fecha: Octubre de 2024



t +34 928 451 150
+34 928 451 086
f +34 928 451 083

e: iuma@iuma.ulpgc.es
w: www.iuma.ulpgc.es

Campus Universitario de Tafira
35017 Las Palmas de Gran Canaria

Máster Universitario en Electrónica y Telecomunicación Aplicadas (META)



Trabajo Fin de Máster

Análisis de Sistemas de Tx/Rx para UWB siguiendo el estándar IEEE 802.15.4z

HOJA DE FIRMAS

Alumno/a: Luis Orlando Díaz Cueva

Fdo.:

Tutor/a: Dr. Francisco Javier del Pino Suárez

Fdo.:

Tutor/a: Dr. Sunil Khemchandani Lalchand

Fdo.:

Fecha: Octubre de 2024

Máster Universitario en Electrónica y Telecomunicación Aplicadas (META)



Trabajo Fin de Máster

**Análisis de Sistemas de Tx/Rx para UWB siguiendo el
estándar IEEE 802.15.4z**

HOJA DE EVALUACIÓN

Calificación:

Presidente

Fdo.:

Secretario

Fdo.:

Vocal

Fdo.:

Fecha: Octubre de 2024



UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA
Instituto Universitario de Microelectrónica Aplicada

AGRADECIMIENTOS

A Dr. Javier del Pino y Dr. Sunil Khemchandani, por su excelente tutoría.

A todo el claustro de profesores del Meta, por su tremendo apoyo durante todo el Máster, por su inmensa calidad como profesorado.

A mi familia.



UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA
Instituto Universitario de Microelectrónica Aplicada

RESUMEN

En este trabajo se realiza un análisis de sistemas de transmisión y recepción que permitan implementar a nivel funcional, un transceptor de banda ultra ancha (UWB) que cumpla con el estándar IEEE 802.15.4z.

La UWB es una tecnología de comunicaciones de corto alcance que se utiliza para la transferencia de datos con distintas finalidades, entre ellas aplicaciones de localización en interiores de personas y objetos. UWB se caracteriza principalmente por su amplio ancho de banda, su bajo consumo de energía y su alta precisión en la medición de las distancias.

El estándar IEEE 802.15.4z permite implementar la localización en interiores de objetos o personas mediante la medición precisa de distancias, del cual en este trabajo se mencionan especificaciones relacionadas con los transceptores UWB en cuanto a máscaras de densidad de potencia, máscara de tiempo de los pulsos a transmitir, bandas de frecuencia, tipos de modulación, modos de transmisión y niveles de sensibilidad.

Se definen y se comparan los tipos de pulsos UWB, así como formas de generarlos. Se destacan los principales tipos de tecnologías UWB, MB-OFDM-UWB y IR-UWB, resaltando las ventajas de cada una, seleccionando la tecnología de radio impulsos, IR-UWB, para el análisis teórico de diferentes arquitecturas de transmisión y recepción de pulsos UWB, así como para su diseño funcional.

Se realiza un estudio detallado de distintas arquitecturas de transmisor y receptor IR-UWB, haciendo especial énfasis en aquellas que siguen el estándar IEEE 802.15.4z para localización en interiores y medición precisa de distancias, de las cuáles se realiza en ADS Keysight el diseño funcional de un transmisor y un receptor, discutiendo y presentando los resultados de simulación obtenidos.

Para el transmisor, se definen varios tipos de pulso a generar, y para una eficiencia espectral teórica definida, para cada pulso obtenido se verifica: la forma y duración, el ancho de banda UWB, así como el nivel de supresión de lóbulos laterales, siendo el pulso gaussiano de entre los pulsos estudiados, el que idealmente brinda mejor supresión igual a 41.09 dB respecto al lóbulo principal, con un ancho de banda UWB de 637 MHz. Para la arquitectura de receptor diseñada, se obtiene una respuesta en frecuencia plana para la banda base de interés, mostrando un comportamiento de quinto orden gaussiano y atenuación de 6 dB en la frecuencia de corte, así como un retardo de grupo prácticamente constante en toda la banda base.

Los resultados de simulación obtenidos se comparan con aquellos presentados en los artículos de referencia, comprobando en cada caso su similitud y validez.



UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA
Instituto Universitario de Microelectrónica Aplicada

ABSTRACT

This work presents an analysis of transmission and reception systems to functionally implement an ultra-wideband (UWB) transceiver that complies with the IEEE 802.15.4z standard.

UWB is a short-range communication technology used for data transfer with various purposes, including indoor positioning of people and objects. UWB is mainly characterized by its wide bandwidth, low power consumption, and precision ranging.

The IEEE 802.15.4z standard enables the implementation of indoor positioning for objects or people through precise ranging. This work discusses the specifications related to UWB transceivers, including power density masks, pulse timing masks for transmission, frequency bands, modulation types, transmission modes, and sensitivity levels.

Different types of UWB pulses and methods for generating them are defined and compared. The main UWB technologies, MB-OFDM-UWB and IR-UWB, are highlighted, emphasizing the advantages of each. Impulse radio technology (IR-UWB) is selected for the theoretical analysis of different UWB pulse transmission and reception architectures, as well as for its functional design.

A detailed study of different IR-UWB transmitter and receiver architectures is conducted, making emphasis on those compliant with the IEEE 802.15.4z standard for indoor positioning and precise ranging. From these architectures a functional design of transmitter and receiver is carried out in ADS Keysight, discussing further the simulation results.

For the transmitter, several types of pulses are generated and defined, and for each one, a theoretical spectral efficiency is established. For the obtained pulses, the shape, duration, UWB bandwidth and sidelobe suppression level are verified. Among the studied pulses, the Gaussian pulse ideally provides the best sidelobe suppression, equal to 41.09 dB relative to the main lobe with 637 MHz UWB bandwidth. For the designed receiver architecture, a flat frequency response is obtained in the interest baseband, like that of a fifth-order Gaussian filter to 6 dB. Also, a nearly constant group delay across the entire baseband is achieved.

The simulation results obtained are compared with those presented in referenced articles, verifying their similarity and validity in each case.



UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA
Instituto Universitario de Microelectrónica Aplicada

Índice de Contenido

RESUMEN.....	I
ABSTRACT	III
ÍNDICE DE FIGURAS	VIII
ÍNDICE DE TABLAS	X
LISTA DE ACRÓNIMOS	XI
CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN	1
1.1. Definición de un sistema UWB.....	3
1.2. Características de la tecnología UWB	5
1.2.1. Comunicaciones Seguras	5
1.2.2. Desempeño de UWB ante distorsiones por multitrayectoria	5
1.2.3. Capacidad del Sistema de Comunicación	6
1.2.4. Capacidades de penetración y localización	6
1.3. Aplicaciones de UWB	8
1.3.1. Aplicaciones en comunicaciones y sensores	8
1.3.2. Aplicaciones para localización en interiores y rastreo	9
1.3.3. Aplicaciones de radar	9
1.4. Estándar IEEE 802.15.4z para redes inalámbricas de baja velocidad	10
1.5. Estructura del sistema de localización en interiores y medición de distancias mediante la tecnología UWB siguiendo el estándar IEEE 802.15.4z	11
1.5.1. Algoritmos existentes para la medición de las distancias y la localización en interiores	12
1.6. Flujo de comunicaciones de un sistema IR-UWB.....	13
1.7. Objetivo del Trabajo de Fin de Máster	14
CAPÍTULO 2: TEORÍA Y ESTADO DEL ARTE DE TRANSMISORES IR-UWB IEEE 802.15.4z	15
2.1. Tipos de tecnologías UWB	15
2.1.1. MB-OFDM-UWB	15
2.1.2. Banda Ultra Ancha por Radio Impulsos, IR-UWB	16
2.2. Modos de transmisión IR-UWB.....	17
2.3. Bandas de frecuencia	18
2.4. Requerimiento en la forma de pulso para HRP UWB PHY	20
2.5. Implementación de IR-UWB.....	22
2.6. Tipos de pulsos UWB.....	26
2.6.1. Impulso gaussiano	26
2.6.2. Impulso monociclo gaussiano	27



2.6.3.	Impulso doblete gaussiano	29
2.6.4.	Comparación entre tipos de pulsos gaussianos	30
2.7.	Comparación de espectros de potencia de los pulsos	31
2.8.	Formas de generar impulsos estrechos de nanosegundos y picosegundos de duración	32
2.9.	Arquitecturas de transmisor IR-UWB.....	34
2.10.	Análisis de arquitecturas IR-UWB	35
2.10.1.	<i>Design of CMOS RFIC ultra-wideband impulse transmitters and receivers</i>	35
2.10.2.	<i>IR-UWB transmitter for low power low data rate biomedical sensor applications in 130 nm CMOS process</i>	39
2.10.3.	<i>An IR-UWB IEEE 802.15.4z compatible coherent asynchronous polar transmitter in 28-nm CMOS process</i>	41
2.10.4.	<i>An IEEE 802.15.4z-compliant reconfigurable pulse-shaping UWB digital power amplifier in 28-nm CMOS process</i>	43
2.11.	Resumen del capítulo.....	48
CAPÍTULO 3: DISEÑO FUNCIONAL DEL TRANSMISOR IR-UWB.....		50
3.1.	Arquitectura funcional de transmisor IR-UWB	50
3.2.	Resultados de simulación.....	51
3.2.1.	Pulso triangular	52
3.2.2.	Pulso rectangular.....	53
3.2.3.	Pulso semi-coseno.....	54
3.2.4.	Pulso gaussiano	56
3.2.5.	Variante del pulso gaussiano.....	59
CAPÍTULO 4: TEORÍA Y ESTADO DEL ARTE DE RECEPTORES IR-UWB IEEE 802.15.4z.....		60
4.1.	Requerimientos del estándar IEEE 802.15.4z para la recepción	60
4.1.1.	Condiciones generales para medir la sensibilidad del receptor.....	60
4.1.2.	Nivel máximo de entrada del receptor para la señal deseada en PHY UWB HRP.....	60
4.1.3.	Detección de Energía.....	60
4.2.	Teoría de arquitecturas de receptores IR-UWB.....	60
4.2.1.	Arquitectura coherente	60
4.2.2.	Arquitectura no coherente.....	61
4.2.3.	Comparación entre arquitecturas	62
4.2.4.	Detector UWB Super regenerativo.....	62
4.3.	Análisis de arquitecturas de recepción IR-UWB	63
4.3.1.	Gaussian Monocycle IR-UWB Receiver	63



4.3.2.	A low-power IEEE 802.15.4a/4z compliant IR-UWB transceiver achieving high ToA precision	64
4.4.	Resumen del capítulo.....	68
CAPÍTULO 5: DISEÑO FUNCIONAL DEL RECEPTOR IR-UWB.....		69
5.1.	Arquitectura funcional de receptor IR-UWB.....	69
5.1.1.	Cálculo de frecuencias de corte del filtro gaussiano de 5to orden a 6 dB	70
5.1.2.	Filtro activo pasabajo de un solo polo.....	71
5.1.3.	Etapa bicuadrática 1	72
5.1.4.	Etapa bicuadrática 2	73
5.1.5.	Filtro gaussiano de 5to orden a 6 dB.....	74
5.2.	Diseño funcional de receptor coherente	75
5.2.1.	Resultados de simulación	76
CAPÍTULO 6: CONCLUSIONES Y LÍNEAS DE TRABAJO FUTURAS		80
6.1.	Conclusiones del Trabajo de Fin de Máster	80
6.2.	Recomendaciones futuras.....	81
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....		82

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1: Máscara europea para UWB, versus máscara de la FCC de EE. UU	2
Figura 2: Densidad espectral de potencia de UWB comparada con tecnologías ya establecidas	2
Figura 3: Historia y evolución de UWB a partir de 2002	2
Figura 4: Clasificación de UWB en cuanto a su alcance espacial.....	3
Figura 5: Clasificación de sistemas de telecomunicaciones en cuanto a su ancho de banda	4
Figura 6: Ejemplo de sistema de control de acceso empleando Bluetooth + UWB	11
Figura 7: Ejemplo de arquitectura UWB para localización y posicionamiento	12
Figura 8: Distribución de bandas en MB-OFDM-UWB	15
Figura 9: Asignación de canales para las capas físicas HRP y LRP de UWB	20
Figura 10: Pulso de referencia (izquierda) y de ejemplo (derecha) mencionados en IEEE 802.15.4z [28]	21
Figura 11: máscara de tiempo recomendada en [21] para un pulso con precursor de la capa física HRP UWB	22
Figura 12: Tipos de modulaciones empleadas en UWB	23
Figura 13: Estructura de símbolo de la capa física HRP UWB.....	24
Figura 14: Ejemplo de impulso gaussiano de 200 ps de duración y su espectro de frecuencia	26
Figura 15: Ejemplo de impulso monociclo gaussiano de 200 ps de duración y su espectro de frecuencia	27
Figura 16: Monociclos gaussianos con distintas duraciones	28
Figura 17: Espectros de frecuencias de monociclos gaussianos de Figura 16.....	28
Figura 18: Ejemplo de impulso doblete gaussiano de 200 ps de duración y su espectro de frecuencia	29
Figura 19: Formas de pulso gaussianos tomados hasta su cuarta derivada	30
Figura 20: Ejemplos de pulsos y sus PSD: a) gaussiano, b) semi-coseno, c) triangular, d) rectangular	32
Figura 21: Comparación de eficiencia espectral y supresión lateral de lóbulos obtenida en [28].....	32
Figura 22: Ejemplos de arquitecturas conceptuales para transmisión IR-UWB.....	34
Figura 23: Arquitectura básica de transmisor IR-UWB para todo el ancho de banda UWB	35
Figura 24: Generador de pulso UWB monociclo gaussiano de duración ajustable	36
Figura 25: Generador de impulso UWB de duración ajustable	36
Figura 26: Formas de señal en los nodos del generador de pulso UWB monociclo gaussiano de la Figura 24	38
Figura 27: Diagrama del transmisor IR-UWB de pulso monociclo gaussiano de duración ajustable.....	39
Figura 28: Ejemplo de pulsos monociclos gaussianos UWB simulados y medidos en [1].....	39
Figura 29: Arquitectura de transmisor IR-UWB que genera forma de onda triangular	40
Figura 30: Arquitectura de alto nivel del transmisor IR-UWB con forma de pulso fija	41
Figura 31: Conformador de pulso y celdas de amplificación de potencia.....	42
Figura 32: Diagrama conceptual del conformador de pulso descrito en [36].....	42
Figura 33: Arquitectura de transmisor IR-UWB con conformador de pulso reconfigurable más DPA	44
Figura 34: Método de conformación de pulsos reconfigurables mediante línea de retardos programables	45
Figura 35: Circuito de la línea de retardos programables	46
Figura 36: Circuito de las celdas de retardo programable	47
Figura 37: Configuración de las celdas de retraso para calibrar la distorsión y mejorar la linealidad del circuito	48
Figura 38: Diseño funcional del transmisor IR-UWB con conformador de pulso reconfigurable	50
Figura 39: Implementación interna del conformador de pulso PS, del transmisor funcional IR-UWB.....	51
Figura 40: Símbolo del conformador de pulso del transmisor funcional IR-UWB	51
Figura 41: Ancho de pulso de cada etapa de retardo programable para pulso triangular	52
Figura 42: Forma de pulso triangular con su espectro de potencia para el canal HRP UWB 8.....	53

Figura 43: Ancho de pulso de cada etapa de retardo programable para pulso rectangular	53
Figura 44: Forma de pulso rectangular con su espectro de potencia para el canal HRP UWB 8	54
Figura 45: Ancho de pulso de cada etapa de retardo programable para pulso semi-coseno.....	55
Figura 46: Función de referencia para la toma de las muestras de tiempo del pulso semi-coseno generada en https://www.desmos.com	55
Figura 47: Forma de pulso semi-coseno con su espectro de potencia para el canal HRP UWB 8	56
Figura 48: Función densidad de probabilidad gaussiana de referencia para la toma de las muestras de tiempo del pulso gaussiano generada en https://www.desmos.com	57
Figura 49: División de la amplitud en 13 secciones equidistantes para la toma de las muestras de tiempo para el pulso gaussiano, función generada en https://www.desmos.com	57
Figura 50: Ancho de pulso de cada etapa de retardo programable para pulso gaussiano	58
Figura 51: Pulso gaussiano generado de 3.62 ns con su espectro de potencia para el canal HRP UWB 8	58
Figura 52: Pulso gaussiano generado de 1.85 ns con su espectro de potencia para el canal HRP UWB 8	59
Figura 53: Arquitectura coherente de receptor IR-UWB.....	61
Figura 54: Arquitectura no coherente de receptor IR-UWB.....	61
Figura 55: Detector UWB super regenerativo	62
Figura 56: Diagrama en bloques de receptor IR-UWB para todo el BW UWB	63
Figura 57: Arquitectura de receptor IR-UWB empleada en [42]	65
Figura 58: Diagrama en bloques del receptor implementado en [42]	65
Figura 59: Arquitectura de las etapas bicuadráticas	66
Figura 60: Diagrama en bloques de la arquitectura funcional del receptor IR-UWB.....	69
Figura 61: Diagrama y ecuaciones de diseño SPA-LPF	70
Figura 62: Tabla de diseño de filtro gaussiano a 6 dB	70
Figura 63: Diseño en ADS Keysight del SPA-LPF	71
Figura 64: Respuesta en frecuencia del SPA-LPF diseñado	72
Figura 65: Diseño funcional de la primera etapa bicuadrática del filtro gaussiano de quinto orden a 6 dB	73
Figura 66: Resultados de simulación de la primera etapa bicuadrática del filtro gaussiano de quinto orden a 6 dB: a) su retardo de grupo, b) su respuesta en frecuencia	73
Figura 67: Diseño funcional de la primera etapa bicuadrática del filtro gaussiano de quinto orden a 6 dB	74
Figura 68: Resultados de simulación de la segunda etapa bicuadrática del filtro gaussiano de quinto orden a 6 dB: a) su retardo de grupo, b) su respuesta en frecuencia	74
Figura 69: Diseño funcional del filtro gaussiano de 5to orden a 6 dB.....	75
Figura 70: Símbolo del filtro gaussiano de 5to orden a 6 dB.....	75
Figura 71: Diseño funcional del receptor coherente IR-UWB para un canal UWB	76
Figura 72: Retardo de grupo en banda base, para señal en fase y en cuadratura, canal HRP 9 UWB.....	77
Figura 73: Retardo de grupo obtenido en [42].....	77
Figura 74: Gráficas de ganancia de conversión en banda base para señal en fase y en cuadratura, canal 9 HRP UWB	77
Figura 75: Curva de ganancia del receptor medida en [42]	78
Figura 76: Resultados de simulación del receptor IR-UWB para el canal 5 HRP UWB.....	78
Figura 77: Retardo de grupo obtenido para $CSPA - LPF = 0.957 \text{ pF}$	79
Figura 78: Gráficas de ganancia de conversión para $CSPA - LPF = 0.957 \text{ pF}$	79

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1: Comparación de tecnologías de localización y estimación de distancias.....	7
Tabla 2: Resumen de ventajas de UWB.....	8
Tabla 3: Comparación entre algoritmos de implementación de localización en interiores.....	12
Tabla 4: Asignación de canales de frecuencia para HRP UWB PHY.....	19
Tabla 5: Asignación de canales y frecuencias centrales para LRP UWB PHY	19
Tabla 6: Duraciones de pulso de referencia requeridas en cada canal para HRP UWB PHY.....	21
Tabla 7: Eficiencia espectral y supresión de lóbulos laterales obtenidas para los pulsos del transmisor funcional.....	59
Tabla 8: Frecuencias de corte y factor de calidad de las etapas del filtro gaussiano de 5to orden a 6 dB [42].....	71

LISTA DE ACRÓNIMOS

ADC: Analog-to-Digital Converter
ADS: Advance Design System
AES: Advanced Encryption Standard
AoA: Angle of Arrival
BB: Baseband
BAN: Body Area Network
BLE: Bluetooth Low Energy
BPM: Burst Position Modulation
BPSK: Binary Phase Shift Keying
BW: Bandwidth
CW: Continuous Wave
CDD: Correlation Detection Technique
CMOS: Complementary Metal-Oxide-Semiconductor
DAC: Digital-to-Analog Converter
dB: Decibel
DBB: Digital Baseband System
dBm: Decibel-milliwatts
dBm/MHz: Decibel-milliwatts per Megahertz
DBPSK: Differential Binary Phase Shift Keying
DC: Direct current
DPA: Digital Power Amplifier
DLL: Delay Locked Loop
ECC: European Communications Committee
EDD: Energy Detection Technique
EIRP: Effective Isotropic Radiated Power
ERDEV: Enhanced Ranging Device
FCC: Federal Communications Commission

FIR: Finite Impulse Response Filter

GHz: Gigahertz

GPS: Global Positioning System

HPF: High-Pass Filter

HPRF: High Pulse Repetition Frequency

HRP UWB PHY: High-Rate Pulse Ultra-Wideband Physical Layer

IC: Integrated Circuit

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers

IF: Intermediate Frequency

ILRO: Injection-Locked Ring Oscillator

IR-UWB: Impulse Radio Ultra-Wideband Technology

LC: Inductor-Capacitor Circuit

LNA: Low Noise Amplifier

LO: Local Oscillator

LRP UWB PHY: Low-Rate Pulse Ultra-Wideband Physical Layer

LUT: Look-Up Table

MB-OFDM-UWB: Multi-Band Orthogonal Frequency-Division Multiplexing Ultra-Wideband

MHz: Megahertz

MIC: Microwave Integrated Circuits

NANO: Nano-scale networks

NAND: NAND Logic Gate

NB: Narrow Band

NBI: Narrow Band Interference

NFC: Near Field Communications

NF: Noise Figure

NOR: NOR Logic Gate

ns: Nanoseconds

OFDM: Orthogonal Frequency-Division Multiplexing

OMN: Omnidirectional Matching Network

OOK: On-Off Keying

PA: Power Amplifier

PAN: Personal Area Network

PAM: Pulse Amplitude Modulation

PAPR: Peak-to-Average Power Ratio

PDL: Programmable Delay Line

PDoA: Phase Difference of Arrival

PER: Packet Error Rate

PLL: Phase-Locked Loop

PPM: Pulse Position Modulation

PRF: Pulse Repetition Frequency

PSD: Power Spectral Density

PS: Pulse Shaper

ps: Picoseconds

PBO: Power Back-Off

RDEV: Ranging Device

RF: Radio Frequency

RFIC: Radio Frequency Integrated Circuit

RSSI: Received Signal Strength Indicator

S/H: Sample and Hold

SNR: Signal-to-Noise Ratio

SPA-LPF: Single Pole Active Low Pass Filter

SRD: Step Recovery Diode

STS: Scrambled Timestamp Sequence

TDoA: Time Difference of Arrival

TFM: Trabajo de Fin de Máster

TH: Time Hopping

TIA: Transimpedance Amplifier



ToF: Time of Flight

TWR: Two-Way Ranging

UWB: Ultra-Wideband

VCO: Voltage-Controlled Oscillator

Vdd: Supply Voltage

Vds: Drain-Source Voltage

VCVS: Voltage-Controlled Voltage Source

VGA: Variable Gain Amplifier

WB: Wide Band

WBAN: Wireless Body Area Network

Wi-Fi: Wireless Fidelity

WDD: Windowed Detection Technique

WPAN: Wireless Personal Area Network

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN

La Banda Ultra Ancha, (del inglés *ultra-wideband*, UWB) es una tecnología de comunicaciones de corto alcance y gran ancho de banda que puede ser empleada para la transferencia de datos con distintas finalidades, entre las que se encuentran la localización en interiores de edificaciones (del inglés *indoor positioning*) de personas y objetos. En UWB, los datos no se transmiten mediante ondas continuas, sino empleando pulsos de muy corta duración, de alrededor de 2 nanosegundos o incluso menos. Estos pulsos ocupan un ancho de banda muy amplio en el dominio de la frecuencia, de ahí el nombre de la tecnología. UWB se caracteriza además por su bajo consumo de potencia, alta velocidad de datos, alta resistencia a interferencias y capacidad de ofrecer comunicaciones seguras, con posibilidad de desarrollar arquitecturas simples de transceptor [1].

El primer sistema de banda ultra ancha fue el transmisor spark-gap (electrodos de chispa) inventado en 1897 por Guglielmo Marconi, ingeniero electrónico italiano [2][3]. No obstante, no fue hasta los años 1950 y principios de 1960 en que se empezó a desarrollar esta tecnología [2], cuando el estudio de la propagación de ondas electromagnéticas se empezó a abordar desde una perspectiva en el dominio del tiempo, en lugar del dominio de frecuencia [1].

El término UWB fue empleado por primera vez en 1994 por el Departamento de Defensa de los Estados Unidos para indicar sistemas basados en impulsos (o pulsos), los cuales, por la naturaleza de las formas de onda de los pulsos, implican anchos de banda muy amplios [1].

En 2002, la Comisión Federal de Comunicaciones (FCC, por sus siglas en inglés) de los Estados Unidos, liberó las bandas de frecuencias de 3.1 a 10.6 GHz, permitiendo su uso comercial y sin licencia bajo ciertas condiciones. En 2007, de manera similar, fue establecida la máscara UWB a nivel europeo permitiendo una máxima densidad de potencia radiada isotrópica efectiva (EIRP, por sus siglas en inglés) de -41.3 dBm/MHz para el rango de frecuencias de 6 a 8.5 GHz [4].

La Figura 1 muestra la máscara europea (*European Communications Committee, ECC mask*) y su comparación con la lanzada por la FCC de Estados Unidos para interiores. En esta imagen se muestran los rangos de frecuencias de UWB con sus respectivas bajas densidades de potencia permitidas (dBm/MHz), lo cual hace a UWB una tecnología atractiva pues permite su uso en bandas de frecuencias que comercialmente ya son explotadas y usadas, pero debido a las máscaras con las que se limita su potencia, no interfieren con estas.

La Figura 2 muestra la densidad espectral de potencia de UWB comparada con tecnologías actuales existentes, donde se puede apreciar que su máximo nivel de potencia permitido está cercano al suelo de ruido para comunicaciones inalámbricas, lo cual supone que puede coexistir de esta forma en estas bandas con otras tecnologías sin que ocurran interferencias.

Capítulo 1: Introducción

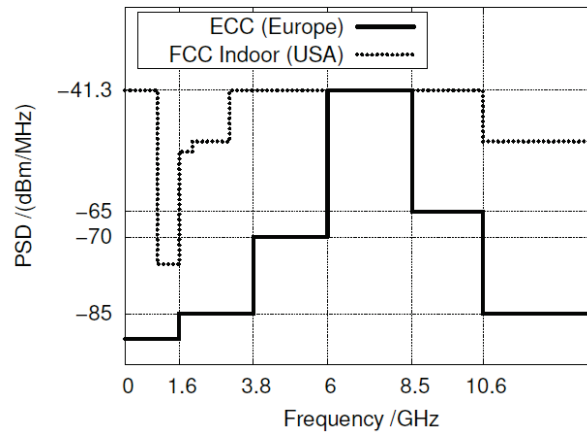


Figura 1 [4]: Máscara europea para UWB, versus máscara de la FCC de EE. UU

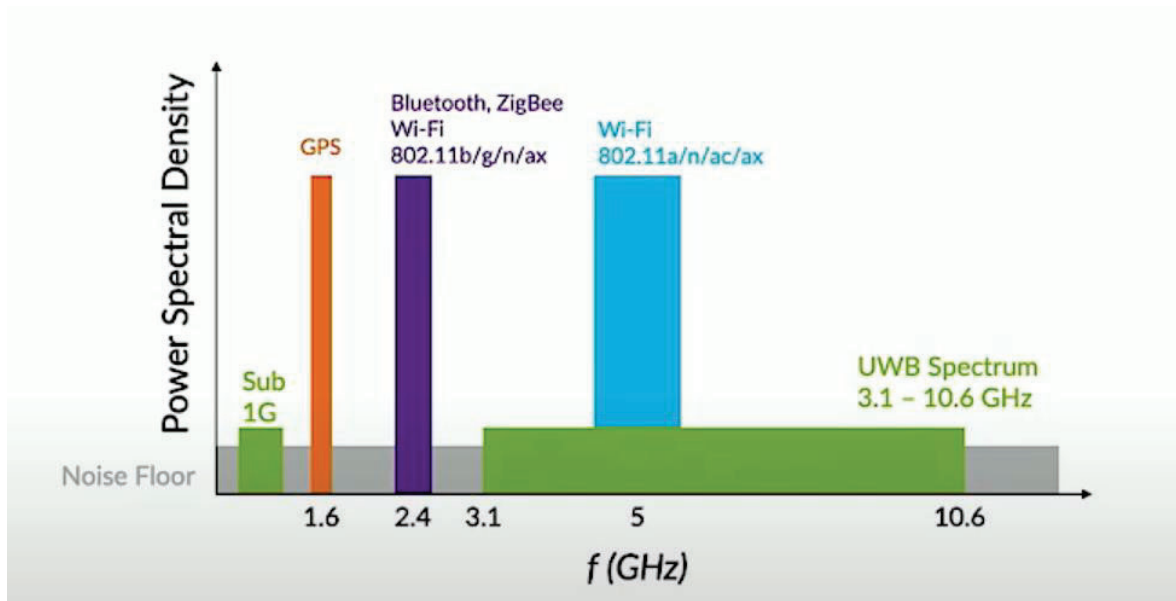


Figura 2 [5]: Densidad espectral de potencia de UWB comparada con tecnologías ya establecidas

La Figura 3 muestra un resumen de la historia y evolución de UWB a partir de 2002, resaltando velocidades de datos utilizadas, bandas de frecuencias y esquemas de modulación.

Standard	Year	Data Rate	Band (GHz)	Modulation	PHY/Alliance	Use Case/benefits
802.15.3a	2002-2006	<480 Mbps	3.1-10.6	MB-OFDM	WiMedia	WirelessHD
802.15.4-2003	2003	Various	Various	Various	ZigBee, Thread etc	Low rate, low power
802.15.4a	2007	<27 Mbps	<1 & 3.1-10.6	BPM & BPSK	IR-UWB (later HRP)	Data, ranging
802.15.4-2011	2011	(Mainly editorial changes to roll-up amendments)				
802.15.4f	2012	<1 Mbps	6.3-9.2	PPM, OOK	LRP-UWB	Active RFID
802.15.4-2015	2015	<27 Mbps	<1 & 3.1-10.6	Various	HRP-UWB, LRP-UWB	Data, ranging, active RFID, access control
802.15.6	2012, 2016	<12.6 Mbps	3.1-9.7	OOK, DPSK, FM	IR-UWB, FM-UWB	Wireless Body Area Networks (WBANs)
802.15.4z	2018-	<27 Mbps	<1 & 3.1-10.6	Various	HRP-UWB & LRP-UWB; UWB Alliance, FiRa	Better ranging & security & power consumption

Figura 3 [5]: Historia y evolución de UWB a partir de 2002

El alcance espacial de UWB comprende la red de área personal, (*Personal Area Network*, PAN), red de área corporal, (*Body Area Network*) y redes de escala NANO, como las comunicaciones de campo cercano (*Near Field Communications*, NFC) [5], como muestra la Figura 4.

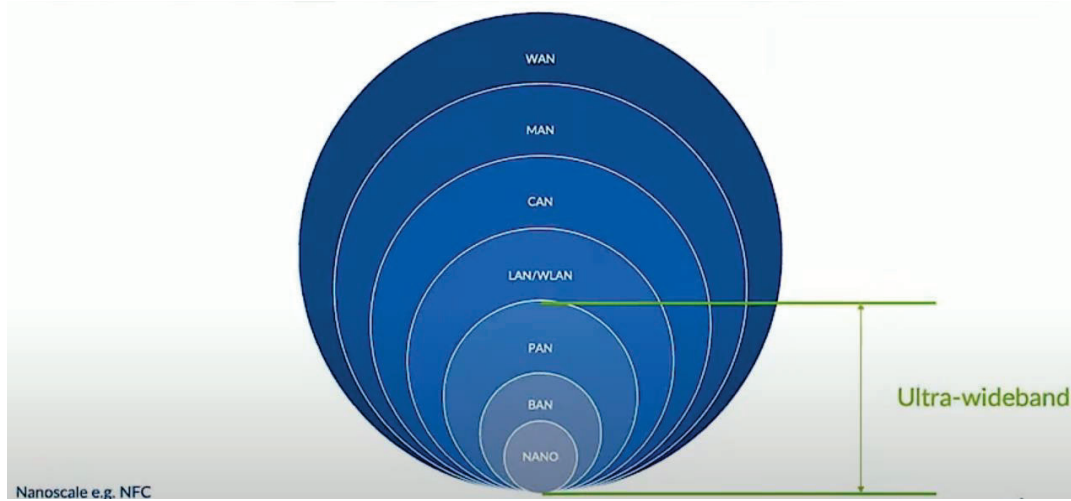


Figura 4 [5]: Clasificación de UWB en cuanto a su alcance espacial

1.1. Definición de un sistema UWB

Los sistemas de telecomunicaciones pueden emplear distintas bandas de frecuencia acorde al ancho de banda (BW, por sus siglas en inglés) que empleen para la transmisión de los datos. De esta forma, existe la banda estrecha (del inglés *narrow band*, NB), banda ancha (del inglés *wide band*, WB) y la banda ultra ancha UWB, las cuales se definen teniendo en cuenta las frecuencias inferior y superior del ancho de banda que abarcan, de la siguiente manera [6], Figura 5:

$$\text{NB:} \quad f_H - f_L < 0.01 f_c \quad (1)$$

$$\text{WB:} \quad 0.01 f_c < (f_H - f_L) < 0.2 f_c \quad (2)$$

$$\text{UWB:} \quad f_H - f_L > 0.2 f_c \quad (3)$$

Donde:

f_c : frecuencia central del sistema

f_L : frecuencia inferior del ancho de banda

f_H : frecuencia superior del ancho de banda

El BW de la banda estrecha es menor al 1 % de su frecuencia central, el de la banda ancha se encuentra entre el 1 % y el 20 %, mientras que el de la banda ultra ancha es mayor al 20 %.

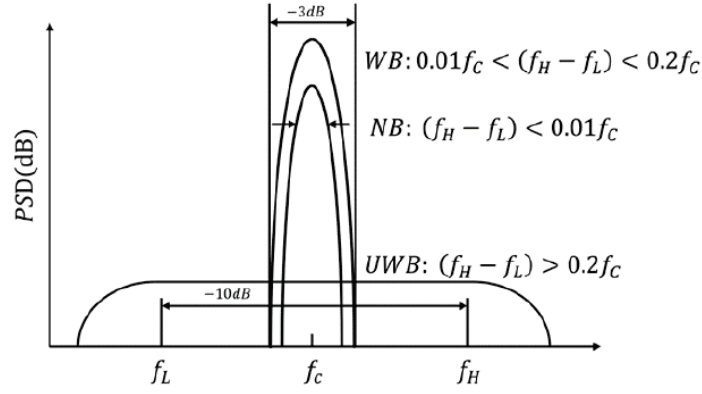


Figura 5 [6]: Clasificación de sistemas de telecomunicaciones en cuanto a su ancho de banda

Así, para que un sistema se clasifique como UWB, la señal, en cualquier momento, debe tener un ancho de banda fraccional de al menos el 20 %, o un ancho de banda de al menos 500 MHz en donde la densidad espectral de potencia de la señal esté 10 dB por debajo de su densidad máxima [7][8]. Es decir, el ancho de banda de una señal UWB es el rango de frecuencias donde su densidad espectral de potencia cae 10 dB por debajo de su valor máximo. La definición de sistema UWB es independiente de la forma de señal empleada [1].

Las frecuencias, por encima y por debajo de la frecuencia de máxima densidad de potencia f_M , donde dicha potencia máxima cae 10 dB, se designan como f_H y f_L respectivamente, y definen el ancho de banda de una señal UWB [9].

El ancho de banda de 10 dB, BW_{10dB} , y el ancho de banda fraccional μ_{10dB} de un sistema UWB, se calculan de la siguiente manera [9]:

$$BW_{10dB} = f_H - f_L \quad (4)$$

$$\mu_{10dB} = \frac{BW_{10dB}}{f_c} \quad (5)$$

donde:

f_H : La frecuencia más alta a la cual la densidad espectral de potencia de la transmisión UWB cae 10 dB respecto a la f_M

f_M : frecuencia de máxima densidad de potencia de la transmisión UWB

f_L : frecuencia más baja a la cual la densidad espectral de potencia de la transmisión UWB cae 10 dB respecto a la f_M

$f_c = \frac{f_H + f_L}{2}$: frecuencia central del ancho de banda de 10 dB

1.2. Características de la tecnología UWB

UWB es una tecnología de banda base, lo cual significa que no emplea frecuencia portadora, sino pulsos de corta duración distribuidos en un amplio espectro de frecuencias. Mientras menor sea la duración del pulso, mayor será su ancho de banda, y menor será su densidad espectral de potencia (y viceversa) [10].

A continuación, se toman de [9], características que identifican a esta tecnología.

1.2.1. Comunicaciones Seguras

Las señales UWB son potencialmente más encubiertas y difíciles de detectar que las señales de radiocomunicación no UWB. Esto se debe a que las señales UWB ocupan un ancho de banda grande, se pueden emplear técnicas para hacer su espectro similar al ruido y pueden comunicarse con un código de temporización único y aleatorio a millones de bits por segundo. Cada bit está representado típicamente por un gran número de pulsos de muy baja amplitud, generalmente por debajo del nivel de ruido. Estas características resultan en transmisiones seguras con baja probabilidad de detección y baja probabilidad de interceptación.

1.2.2. Desempeño de UWB ante distorsiones por multitrayectoria

La tecnología de banda ultra ancha sobresale en su desempeño ante distorsiones por multitrayectoria (del inglés *multipath*) en comparación con las tecnologías de banda estrecha, (dependiendo también de la modulación utilizada [11]), es decir, es poco propensa al desvanecimiento de la señal por trayectos múltiples.

Se necesita un ancho de banda de transmisión amplio para superar la atenuación por multitrayectoria en un entorno interior. En este entorno, la dispersión por retardo entre las diferentes reflexiones por multitrayectoria de la señal será pequeño, es decir, las reflexiones causadas por la multitrayectoria de la señal, no tienen una gran diferencia en el tiempo de llegada, por tanto, los dispositivos de comunicación UWB son resistentes a la atenuación por multitrayectoria de la señal en un entorno interior, ya que tienen un ancho de banda de transmisión amplio y los distintos componentes de multitrayectoria estrechamente espaciados pueden resolverse en el receptor.

De esta forma, durante la propagación, un pulso de sub-nanosegundos de duración se dispersa, lo cual causa que la señal llegue en diferentes momentos por diferentes trayectorias, sin embargo, cada una de estas reflexiones es una señal independiente, por lo que se puede usar un receptor RAKE (receptor que captura las diferentes versiones de la señal que llegan en diferentes instantes de tiempo [12]) que suma coherentemente la energía en cada uno de los pulsos recibidos de cada uno de las componentes multitrayectoria para proporcionar una ganancia, en comparación con la señal recibida por una sola trayectoria.

1.2.3. Capacidad del Sistema de Comunicación

La capacidad teórica del sistema de cualquier sistema de comunicación, incluido un sistema UWB, puede calcularse a partir de la relación de Shannon:

$$C = BW \log_2 \left(1 + \frac{\int_{BW} P_d(f) df}{\int_{BW} N_0 df} \right) \quad (6)$$

donde:

C: capacidad del canal (bit/s)

BW: ancho de banda del canal (Hz)

$P_d(f)$: densidad espectral de potencia de la señal (W/Hz (or dBm/Hz))

N_0 : densidad espectral de potencia del ruido (W/Hz (or dBm/Hz)).

La relación de Shannon muestra que la capacidad teórica del canal de un sistema de comunicación UWB es muy grande debido a su ancho de banda, aunque su densidad espectral de potencia sea muy baja y restringida en amplitud.

1.2.4. Capacidades de penetración y localización

Las transmisiones UWB pueden penetrar paredes y obstáculos (especialmente las bandas bajas del espectro) y proporcionar una determinación de ubicación con alta precisión. Estas propiedades también pueden ser útiles en aplicaciones de localización en interiores para detectar el movimiento de personas y objetos. Por ejemplo, las aplicaciones de imágenes por radar pueden ser utilizadas por organismos de aplicación de la ley, rescate y bomberos para detectar personas escondidas detrás de paredes o bajo escombros en situaciones como rescates de rehenes, incendios, edificios colapsados o avalanchas. UWB puede ser utilizado en hospitales y clínicas para una variedad de aplicaciones médicas para obtener imágenes de órganos dentro del cuerpo de una persona o animal. UWB también puede utilizarse en aplicaciones para:

- Ubicar objetos como depósitos minerales, tuberías metálicas o no metálicas, cables eléctricos en paredes y minas de plástico.
- Medir el grosor de hielo en lagos congelados y las condiciones de la pista en aeropuertos.
- En estudios forenses y arqueológicos.
- Encontrar defectos en puentes y autopistas.

La tecnología UWB fue diseñada específicamente para permitir la medición precisa, segura y en tiempo real de la ubicación, distancia y dirección, al mismo tiempo que soporta comunicación bidireccional. Esto lo logra empleando el tiempo de vuelo (del inglés *time of flight*, ToF) de las señales para calcular la distancia entre dispositivos, método que es mucho más preciso que usar el indicador de fuerza de señal recibida (del inglés *received signal strength indicator*, RSSI) comúnmente empleado en tecnologías inalámbricas como Wi-Fi y Bluetooth [13].

Capítulo 1: Introducción

Dado que los pulsos que se emplean en UWB son extremadamente cortos, la resolución temporal de las señales UWB es muy alta, lo cual permite determinar de manera exacta el ToF. De esta forma, UWB es 100 veces más preciso que otras tecnologías de radiofrecuencia (RF, por sus siglas en inglés) para ubicación, como Wi-Fi o Bluetooth de baja energía (BLE, por sus siglas en inglés), ofreciendo una precisión en centímetros en lugar de metros [13]. Esto posibilita una alta precisión y una baja latencia en la localización y estimación de distancia, como muestra la Tabla 1 [14], lo cual a su vez permite su uso en aplicaciones de localización en tiempo real [13] (a diferencia de Wi-Fi y Bluetooth). Esto hace que UWB sea ideal para sistemas de automatización y aplicaciones que involucran objetos en movimiento rápido, como drones. Además, es más seguro que NFC en aplicaciones como acceso a vehículos, realización de transacciones digitales y control de accesos de manos libres, seguimiento de deportes y estado físico de personas, etc. [5].

Tabla 1 [14]: Comparación de tecnologías de localización y estimación de distancias

Tecnología	UWB	Bluetooth	Wi-Fi	RFID	GPS	5G
Precisión	1 cm	1-5 m	5-15 m	1 m	5-20 m	10 m
Latencia	<1 ms	>3 s	>3 s	1 s	100 ms	<1 s

En resumen, UWB es ideal para comunicaciones de corto alcance y aplicaciones de localización en interiores, su amplio ancho de banda permite altas velocidades de datos desde cientos de Mbps hasta Gbps para rangos de 1 a 10 metros. Según [15] “La tecnología permite alcanzar velocidades de transmisión inalámbricas que van desde los 110 Mbps en 10 metros, 480 Mbps a un metro y hasta 1,6 Gbps en distancias más cortas”. Debido a la baja potencia de transmisión de los pulsos, lo cual implica un bajo consumo de potencia, un transmisor de UWB puede funcionar años con una batería de botón [15]. Esta baja potencia de transmisión hace que UWB presente inmunidad inherente a ser detectada e interceptada, razón por la cual, cualquier sistema que quiera espiar la señal, debe estar muy cerca del transmisor (alrededor de 1 metro de distancia o menos) para poder detectarla, a pesar de lo cual, detectar pulsos de nanosegundos de duración sin conocer en qué momento llegará al receptor, se plantea tarea imposible [11]. UWB posee resolución de rango fina, mínima interferencia con otras señales o sistemas RF, alta resolución en la detección de múltiples trayectorias, baja probabilidad de interceptación o detección, reducción del desvanecimiento de la señal, mejora en la precisión de localización y seguimiento, y una arquitectura de transceptor más simple y de bajo costo en comparación con arquitecturas no UWB [1].

La tabla 2 resume las principales ventajas de la tecnología UWB [11].

Tabla 2 [11]: Resumen de ventajas de UWB

Ventajas	Beneficios
Coexistencia con espectro de frecuencias de radio servicios actuales de banda ancha y estrecha	Permite su uso sin licencia, evitando así costosos gastos por impuestos
Mayor capacidad de canal	Un alto ancho de banda permite brindar servicios como <i>streaming</i> de videos de alta definición en el tiempo real (en cortos alcances)
Habilidad para trabajar con baja SNR	Esto ofrece un alto desempeño en ambientes ruidosos
Baja potencia de transmisión	Provee alto grado de seguridad y baja probabilidad de detección e interceptación.
Resistente a interferencias (<i>jamming</i>)	Confiable en entornos hostiles
Alto desempeño frente a multitrayectorias	Ofrece intensidades de señal más altas en condiciones adversas.
Simple arquitectura de transceptor	Permite un consumo de energía ultra bajo, un factor de forma más pequeño y un mejor tiempo medio entre fallas, todo a un costo reducido.

1.3.Aplicaciones de UWB

Al final del apartado anterior se adelantaban algunas de las aplicaciones de la tecnología UWB, a continuación, se amplía esa información.

Según [9], la tecnología UWB puede integrarse potencialmente en muchas aplicaciones que podrían ofrecer beneficios al público, consumidores, empresas e industrias. Se puede emplear en aplicaciones multiusuarios a altas velocidades de datos (por ejemplo, en redes personales inalámbricas, WPAN, de corto alcance a velocidades de datos superiores a 100 Mbit/s). Podría integrarse en aplicaciones para mejorar la seguridad pública a través del uso de dispositivos de radar vehicular para evitar colisiones, activar airbags y sensores de carretera, dispositivos de comunicación de alta velocidad de corto alcance, detectores de nivel de líquidos y sensores, dispositivos de vigilancia, dispositivos de determinación de ubicación y como reemplazo de conexiones de alta velocidad por cable a distancias cortas.

Las aplicaciones de UWB se pueden dividir en 3 partes [16]:

1. Aplicaciones en comunicaciones y sensores
2. Aplicaciones para localización en interiores y rastreo
3. Aplicaciones de radar

1.3.1. Aplicaciones en comunicaciones y sensores [16]

La conexión inalámbrica de periféricos de computadora como ratón, monitor, teclado, joystick e impresora puede utilizar la tecnología UWB. Puede crear una burbuja de

seguridad alrededor de un área específica para garantizar la seguridad y desbloquear automáticamente dispositivos personales.

Aplicaciones en redes inalámbricas de área corporal, mediante el estándar 802.15.6. En el control de la salud, se puede utilizar una red de sensores UWB como el electrocardiograma, el sensor de saturación de oxígeno y la electromiografía para desarrollar un sistema de salud proactivo e inteligente [17].

Esto puede beneficiar al paciente en condiciones crónicas y proporcionar un monitoreo de salud a largo plazo. En el sistema UWB, el transmisor suele mantenerse más simple y la mayor parte de la complejidad se desplaza hacia el receptor, lo que permite un consumo de energía extremadamente bajo y, por lo tanto, prolonga la vida útil de la batería.

1.3.2. Aplicaciones para localización en interiores y rastreo [16]

La localización en exteriores tanto de personas como de objetos está bien establecida hoy en día mediante sistemas como GPS, GLONASS, etc. Sin embargo, estas tecnologías presentan problemas en la localización en el interior de edificaciones, construcciones y espacios cerrados o con muchos obstáculos de por medio. Para implementar la localización en interiores se ha empleado una variedad de tecnologías como WiFi y Bluetooth. Sin embargo, su precisión se ve limitada en el rango de los metros, mientras que la tecnología UWB brinda precisiones en el orden de centímetros, lo cual resulta de gran utilidad en, además de las aplicaciones anteriormente mencionadas, casos de gestión de desastres, vigilancia, control de acceso, y en aplicaciones de IoT como *smart cities*, *smart buildings*, etc.

Según [17], al emplear la localización en interiores, es posible digitalizar y optimizar los procesos de producción mediante el seguimiento de herramientas y equipos, lo que conlleva a una mejora en las tasas de utilización de artículos y ahorro de tiempo. Además, la implementación de sistemas de detección anticolidión que utilizan la medición bidireccional de distancias (del inglés *Two Way Ranging*, TWR) de UWB, contribuye a hacer el sitio de producción más seguro. Asimismo, se utilizan dispositivos UWB, como etiquetas adheridas a llaveros o mochilas, emparejadas con teléfonos inteligentes para facilitar la localización de artículos personales importantes, lo que también resulta en ahorro de tiempo a la hora de encontrar dichos artículos.

1.3.3. Aplicaciones de radar [16]

Las propiedades de UWB que posibilitan la implementación de aplicaciones de radar UWB se emplean en la medición remota de parámetros vitales, como la frecuencia cardíaca y la frecuencia respiratoria. Esto también encuentra aplicación en edificios inteligentes con detección de presencia, monitoreo de bebés, aplicaciones médicas y detección de caídas [17].

1.4. Estándar IEEE 802.15.4z para redes inalámbricas de baja velocidad

El estándar IEEE 802.15 es un grupo de trabajo especializado en redes inalámbricas de área personal (WPAN, por sus siglas en inglés). En 2007, se añadió a dicho grupo de trabajo el estándar IEEE 802.15.4a para incorporarle la capa física UWB [18], cuyas especificaciones mediante la tecnología de banda ultraancha por radio impulsos (*Impulse Radio Ultra-Wideband technology*, IR-UWB) permiten implementar la localización en interiores de objetos o personas como una de sus aplicaciones más comunes.

En 2018 se formó el grupo UWB Alliance con la idea de mejorar las capacidades del estándar 802.15.4a, mediante un nuevo estándar 802.15.4z, con la idea de hacer frente a la demanda creciente de uso de la tecnología UWB [18]. El grupo se formó principalmente por fabricantes de chips para UWB, como DecaWave, Ubisense, así como gigantes de la industria de teléfonos inteligentes como Apple y Samsung. También lo conforman fabricantes de automóviles como Hyundai y Kia (lo cual pone de manifiesto la aplicación de control de acceso a automóviles mediante llaves inteligentes que emplean la tecnología UWB). Entre los objetivos que el grupo persiguió con 802.15.4z se encuentran los siguientes [18]:

- Incrementar la velocidad de transferencia de datos, la seguridad y lograr mayores distancias entre los transceptores.
- Incrementar la interoperabilidad de la tecnología (por ej. con Bluetooth para casos de uso de control de acceso). La Figura 6 muestra un ejemplo de uso que emplea Bluetooth para iniciar la medición de distancias y transferir datos, mientras que UWB es responsable de las posteriores y continuas mediciones de las distancias para el control de acceso [17]. Junto con esto, asegurar la coexistencia de UWB con nuevos y existentes estándares WiFi, de manera que ambas tecnologías puedan usar el espectro de frecuencias sin interferencias.
- Hacer UWB de conocimiento público como otras tecnologías ya establecidas (WiFi, Bluetooth, GPS).
- Introducir UWB en regiones del planeta donde la falta de regulaciones no hacía posible su implementación (Ej. India).
- Introducir UWB en el mundo de los teléfonos inteligentes. Hoy en día Apple ya tiene disponible la tecnología UWB en modelos iPhone 11 y posteriores [19].
- Introducir métodos más seguros de control de acceso.

El 6 de mayo de 2020 se aprobó el estándar IEEE 802.15.4z, bajo el título “*IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks*”, y su contenido de trabajo se define en el propio estándar de la siguiente forma [20]:

Las especificaciones de la capa física (PHY) y la subcapa de control de acceso al medio (MAC) para la conectividad inalámbrica de baja tasa de datos con dispositivos fijos, portátiles y en movimiento, sin batería o con requisitos de consumo de batería muy limitados, se definen en este estándar. Además, el estándar ofrece modos que permiten

mediciones precisas de distancias. Se definen capas físicas (PHY) para dispositivos que operan en una variedad de regiones geográficas.

El 4 de junio de 2000 se aprueba la enmienda 1 del estándar IEEE 802.15.4z: “IEEE Standard for Low-Rate, Wireless Networks Amendment 1: Enhanced Ultra Wideband (UWB) Physical Layers (PHYs) and Associated Ranging Techniques” y su contenido de trabajo se define en dicho documento de la siguiente manera [21]:

Esta enmienda mejora las capas físicas UWB con opciones de codificación adicionales y ajustes para aumentar la integridad y precisión de las mediciones de distancias. También mejora la capa MAC para admitir el control de los procedimientos de medición de tiempo de vuelo e intercambiar información relacionada con la medición entre los dispositivos participantes.

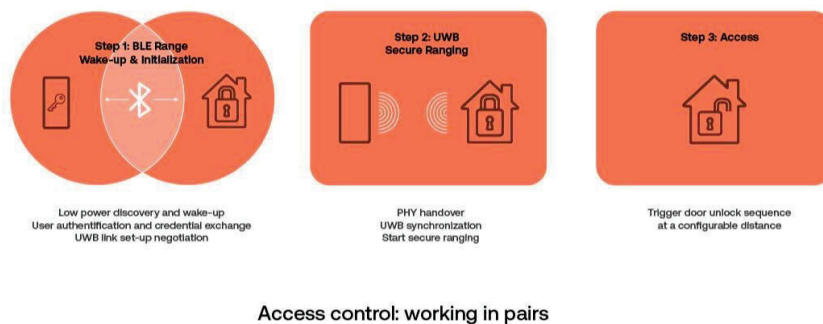


Figura 6 [17]: Ejemplo de sistema de control de acceso empleando Bluetooth y UWB

1.5. Estructura del sistema de localización en interiores y medición de distancias mediante la tecnología UWB siguiendo el estándar IEEE 802.15.4z

Un sistema UWB típico se compone de los siguientes elementos [5]:

- Anclas (*anchor*): es un dispositivo UWB de posición fija y conocida [13], que mide la posición de las unidades que estén en movimiento.
- Etiqueta (*tag*): es un dispositivo UWB en movimiento (pudiendo ser transportado por una persona o incorporado en un objeto)
- Sistema computacional o servidor: ejecuta los algoritmos de localización.

El ancla y la etiqueta intercambian información para establecer la distancia entre ellos, donde la ubicación exacta de la etiqueta se puede determinar mediante la comunicación con múltiples anclas [13].

La Figura 7 muestra un ejemplo de sistema UWB para localización y posicionamiento [22].

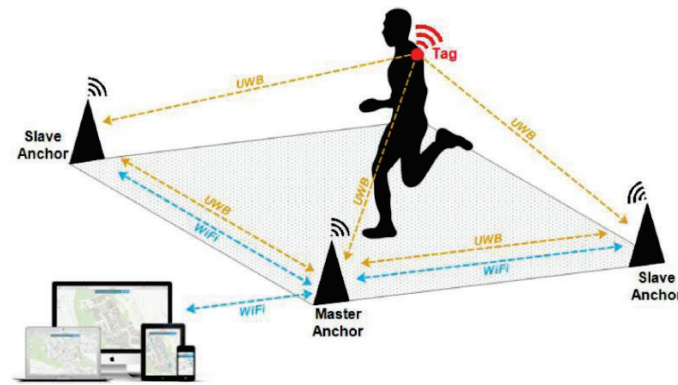


Figura 7 [22]: Ejemplo de arquitectura UWB para localización y posicionamiento

Utilizando señales (pulsos) con marcas de tiempo, UWB calcula el tiempo (ToF) que estos pulsos tardan en viajar entre los dispositivos UWB y luego multiplica ese tiempo por su velocidad (velocidad de la luz) para obtener la distancia [13]. El ToF se convierte en distancia mediante la fórmula (7) [23]:

$$d = \frac{c * ToF}{2} \quad (7)$$

Donde d es la distancia entre el transmisor y el objeto (o receptor), c es la velocidad de la luz, y el factor 2 se emplea para tener en cuenta el viaje de ida y vuelta del pulso (del transmisor al objeto o receptor, y después de regreso al transmisor).

1.5.1. Algoritmos existentes para la medición de las distancias y la localización en interiores

Como algoritmos de localización y medición de distancias existentes para la localización en interiores, existen los siguientes [5]:

- Medición bidireccional de distancias (*two way ranging*)
- Medición de distancias por ángulo de llegada (AoA, *angle of arrival*)
- Diferencia de fase de llegada (PDoA, *phase difference of arrival*)
- Diferencia de tiempo de llegada (TDoA, *time difference of arrival*),

La Tabla 3 muestra una comparación de los algoritmos mencionados. De todos ellos, el método de la diferencia de tiempo de llegada es el más empleado por los fabricantes de chips de UWB [5].

Tabla 3 [5]: Comparación entre algoritmos de implementación de localización en interiores

Algoritmo	Resumen	Ventajas	Desventajas
Two Way Ranging (TWR)	Distancia = ToF x (velocidad de la luz). Requiere el intercambio de 3 mensajes entre Anchor y Tag	No requiere sincronización de tiempo Las comunicaciones bidireccionales permiten el control de datos	Requiere conocimiento de la dirección del Anchor, difícil de escalar Cobertura limitada por la distancia al Anchor Maestro (~20m) Requiere más computación, disminuye la vida útil de la batería

Capítulo 1: Introducción

Angle of Arrival (AoA)	Mide la posición basada en la intersección de múltiples señales	Menor requerimiento en términos de precisión/sincronización de reloj	Despliegue complejo que requiere muchas antenas
Phase Difference of Arrival (PDoA)	Combina TWR con la medición de la dirección	Requiere menos infraestructura Posicionamiento relativo entre dos dispositivos	Requiere dos antenas El error de localización no es constante
Time Difference of Arrival (TDoA)	Medición precisa de la diferencia de tiempo entre señales de <i>blink/beacon</i> que llegan a los <i>Anchors</i>	El <i>Tag</i> no se comunica directamente con los <i>Anchors</i> , por lo que no necesita conocer la dirección Mejor vida útil de la batería Más escalable debido a que se reduce la configuración requerida	Los <i>Anchors</i> requieren una sincronización precisa de tiempo

1.6. Flujo de comunicaciones de un sistema IR-UWB

En aplicaciones de radar, la medición de distancia se realiza midiendo el ToF de un pulso que se refleja en un objeto y regresa al transmisor. En [24] se resume de manera muy precisa el flujo de comunicaciones de un sistema IR-UWB:

UWB opera emitiendo pulsos de ultracorta duración (picosegundos a nanosegundos) y muy baja potencia a través de un ancho de banda extremadamente amplio. Estos pulsos se caracterizan por sus tiempos de subida y caída rápidos, lo que resulta en señales de banda ancha que ocupan un amplio espectro de frecuencias. Los pulsos generados se transmiten a través de una antena hacia el entorno circundante. La antena irradia los pulsos como ondas electromagnéticas. Cuando los pulsos transmitidos encuentran objetos o superficies en el entorno, interactúan con esos objetos. Parte de la energía del pulso se refleja de vuelta hacia el sistema, mientras que la energía restante se absorbe, se transmite o se dispersa por los objetos. La antena receptora del sistema captura los pulsos y los convierte en señales eléctricas. Estas señales luego se procesan para un análisis más detallado. Las señales eléctricas UWB recibidas se someten a diversas técnicas de procesamiento para extraer información valiosa sobre el entorno y los objetos detectados. El procesamiento incluye técnicas como el análisis en el dominio del tiempo, análisis en el dominio de la frecuencia y algoritmos avanzados. Al analizar las señales recibidas, el sistema IR-UWB puede determinar la presencia, ubicación, distancia, velocidad e incluso la composición material de los objetos en su campo de visión. Así, estos datos se pueden utilizar para diversas aplicaciones como detección de obstáculos, localización y seguimiento de objetos, medición de distancias, obtención de imágenes de alta resolución y sensores. La diferencia de tiempo entre los pulsos transmitidos y recibidos proporciona información sobre la distancia del objeto, mientras que el contenido frecuencial de las señales recibidas ofrece información sobre las características del objeto.

1.7. Objetivo del Trabajo de Fin de Máster

El objetivo principal de este Trabajo de Fin de Máster es realizar un análisis de los sistemas de transmisión y recepción que permitan implementar a nivel funcional un transceptor UWB que cumpla con el estándar IEEE 802.15.4z para aplicaciones de localización en interiores.

En el capítulo 2 se realiza un análisis teórico de algunas arquitecturas de transmisores UWB, así como de las principales especificaciones relacionadas con la transmisión en el marco de este trabajo, establecidas en el estándar IEEE 802.15.4z y en su enmienda.

En el capítulo 3 se describe el diseño realizado en *Advanced Design System* (ADS) Keysight, de la arquitectura funcional de transmisor UWB seleccionada del capítulo 3, y de esta se presentan sus resultados de simulación.

En el capítulo 4 se realiza un análisis teórico de algunas arquitecturas de receptores UWB, así como de las especificaciones relacionadas con la recepción en el marco de este trabajo, establecidas en el estándar IEEE 802.15.4z y en su enmienda.

En el capítulo 5 se describe el diseño realizado en ADS Keysight, de la arquitectura funcional de receptor UWB seleccionada del capítulo 4, y de esta se presentan sus resultados de simulación.

CAPÍTULO 2: TEORÍA Y ESTADO DEL ARTE DE TRANSMISORES IR-UWB IEEE 802.15.4z

En este capítulo se estudiarán arquitecturas de transmisión para UWB IEEE 802.15.4z, se describirán dos de los principales tipos de tecnología UWB y se contarán algunos aspectos teóricos del estándar IEEE 802.15.4z relacionados con los transmisores de esta tecnología.

2.1. Tipos de tecnologías UWB

Los sistemas inalámbricos UWB que operan de 3.1 a 10.6 GHz se implementan típicamente con dos arquitecturas ampliamente utilizadas [1], a saber, el esquema multibanda basado en multiplexación por división de frecuencia ortogonal (MB-OFDM-UWB, por sus siglas en inglés), y la banda ultra ancha por radio impulsos, (IR – UWB, por sus siglas en inglés).

2.1.1. MB-OFDM-UWB [6]

En un sistema MB-OFDM-UWB el espectro UWB disponible se divide en múltiples sub-bandas cada una con un ancho de banda mínimo de 500 MHz, empleando multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) en cada una. Dado que las diferentes sub-bandas son ortogonales entre sí, se pueden transmitir simultáneamente flujos de datos independientes sin interferencia mutua dentro del mismo espectro. Este diseño permite evitar usar frecuencias ya en uso por otras tecnologías inalámbricas y reducir la interferencia con otros sistemas.

La Figura 8 muestra el enfoque multibanda empleado en MB-OFDM-UWB.

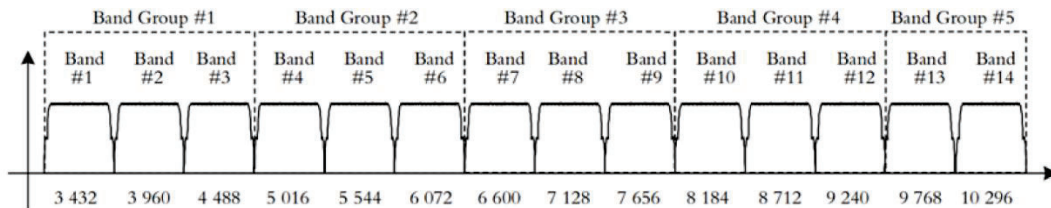


Figura 8 [6]: Distribución de bandas en MB-OFDM-UWB

Como se observa, el rango de frecuencia UWB de 3.1 GHz a 10.6 GHz se divide en 14 sub-bandas, cada una, de 528 MHz, mediante las cuales se transmiten señales OFDM compuestas por 128 subportadoras ocupando cada subportadora un ancho de banda de 4.125 MHz. Las 14 sub-bandas se dividen además en 5 grupos de sub-bandas, conteniendo cada uno tres o dos sub-bandas, permitiendo la diversidad de frecuencia a través del salto entre diferentes sub-bandas.

Durante la comunicación, una parte o todas las sub-bandas pueden ser utilizadas de manera dinámica según la tasa de información, los requisitos de consumo de energía del sistema, la coexistencia con otros sistemas, etc., para mejorar la utilización del espectro mediante la transmisión simultánea de señales UWB en diferentes bandas de frecuencia.

2.1.1.1. Ventajas [1]

Un dispositivo MB-OFDM-UWB puede ser diseñado para seleccionar dinámicamente qué bandas utilizar para la transmisión, lo que brinda una gran facilidad para cumplir con las regulaciones mundiales para las comunicaciones UWB [1].

En [6] se mencionan las siguientes ventajas y desventajas respecto a MB-OFDM-UWB:

Excelente robustez frente a la interferencia de banda estrecha [1].

Permite evitar frecuencias ya en uso por otras tecnologías inalámbricas y reducir la interferencia con otros sistemas, lo que brinda flexibilidad en la selección del espectro.

Dado que las diferentes sub-bandas son ortogonales, las señales formadas por la propagación multipath dentro de ellas se cancelan entre sí, reduciendo el impacto de la interferencia multipath en el sistema. MB-OFDM-UWB exhibe una buena resolución en el dominio del tiempo, lo que le permite distinguir mejor los diferentes caminos en la propagación multitrayectoria de la señal, mejorando la capacidad del sistema para capturar y resolver estas señales. De esta manera, MB-OFDM-UWB presenta una robustez inherente al desvanecimiento por multitrayectorias de la señal.

Debido a la ortogonalidad entre sub-bandas, múltiples dispositivos MB-OFDM-UWB pueden coexistir en distancias cercanas entre sí sin interferirse, lo cual posibilita que MB-OFDM-UWB sea adecuado para entornos de comunicación inalámbrica de alta densidad, teniendo así buenas capacidades de coexistencia en escenarios multiusuario.

No obstante, el esquema MB-OFDM-UWB conlleva un mayor consumo de energía en comparación con el IR-UWB y carece de las capacidades de penetración y de las características de alta seguridad que ofrece el IR-UWB.

2.1.2. Banda Ultra Ancha por Radio Impulsos, IR-UWB [6]

Los sistemas de comunicación tradicionales emplean transmisiones de onda continua (del inglés *continuous wave*, CW) producidas por un oscilador local, que generan una onda portadora continua de alta frecuencia. En estos sistemas la información se transmite modulando la onda portadora con técnicas de modulación de amplitud, de frecuencia o de fase, tanto de manera analógica como digital, tras lo cual la señal modulada se transmite a través de una antena. Este tipo de comunicación inalámbrica se utiliza por ejemplo en las comunicaciones 5G y Wi-Fi.

La Banda Ultra Ancha por Radio Impulsos (IR-UWB), por su parte, emplea pulsos ultracortos (de 2 ns de duración o menos) para transmitir la información, mediante la modulación directa de los pulsos. De esta forma, las transmisiones más básicas de IR-UWB, no requieren la producción de ondas portadoras continuas de alta frecuencia, pues, solo necesitan generar los pulsos ultracortos, modularlos, y enviarlos a través de una antena.

Así, un sistema IR-UWB, transmite y recibe un pulso (señal no sinusoidal), que contiene una amplia gama de componentes de frecuencia, en el cual la información se transmite y recibe utilizando millones de estos pulsos por segundo (conocido como frecuencia de repetición de pulsos, del inglés *pulse repetition frequency*, PRF), con

densidades espectrales de potencia extremadamente bajas a través de un espectro de banda ultraancho [1]. Es decir, los pulsos se envían en el dominio del tiempo en ráfagas y secuencias predefinidas para alcanzar diferentes funcionalidades, con una frecuencia de repetición de pulsos (PRF) que indica las veces por segundo que estos se repiten [23].

Un sistema IR - UWB basado en impulsos puede utilizar completamente todo el ancho de banda desde de 3.1 a 10 GHz, lo que puede reducir la posibilidad de desvanecimiento en situaciones donde exista ruido en una banda de frecuencia estrecha dentro del rango UWB, resultando en una mejor inmunidad a entornos destructivos del canal. Esto representa una ventaja respecto MB OFDM UWB, donde el ruido en un canal de frecuencia particular puede interrumpir ese canal y, en última instancia, afectar el rendimiento del sistema a lo largo del ancho de banda operativo [1]. Dado que un sistema IR-UWB emplea una señal de impulso con una duración muy corta, la precisión en la detección y seguimiento de posiciones es mayor, presentando además una arquitectura y circuito más simples y menos costosas, que las de los sistemas de onda continua y MB OFDM-UWB, debido a que solo requieren un generador de pulsos como transmisor y un circuito de muestreo sencillo como receptor [1].

En la arquitectura más básica y simple de IR-UWB, el generador de la señal de pulso en el transmisor puede realizarse con un generador de pulsos sin necesidad de emplear un circuito de conversión ascendente, y el mezclador principal del receptor puede implementarse con un circuito de muestreo de conversión directa (a banda base), que no requiere una etapa de conversión de frecuencia intermedia, a diferencia de las fuentes de señal y mezcladores más complicados comúnmente empleados en sistemas CW [1]. Un sistema UWB de impulsos simple sin sintetizador de frecuencia u oscilador consume menos energía, lo cual es atractivo para dispositivos portátiles alimentados por batería [1]. Así, esta simplicidad permite la fabricación de sistemas UWB empleando transistores de tecnología semiconductor complementario de óxido metálico (CMOS, por sus siglas en inglés), lo cual reduce área y precios de producción [1].

Por tanto, la tecnología IR-UWB, será el esquema de transceptor a estudiar y diseñar a nivel funcional durante el resto de este Trabajo de Fin de Máster.

2.2.Modos de transmisión IR-UWB

En el estándar IEEE 802.15.4 UWB se definen dos capas físicas para la transmisión de datos en aplicaciones de localización en interiores, acorde a la PRF, una para trabajar con bajas frecuencias de repetición de pulsos (*Low Rate Pulse*, LRP UWB) y otra para altas frecuencias de repetición de pulsos (*High Rate Pulse*, HRP UWB). Esta última es la que principalmente se utiliza en la actualidad, en la mayoría de las cuales se emplean los canales definidos en el rango de 6 GHz a 10 GHz con un ancho de banda del canal de 499.2 MHz [26], siendo, además, ampliamente empleado en aplicaciones que requieran de medición precisa de distancias [27].

La PRF implica que un transmisor UWB estará en modo espera (*standby*) la mayor parte del tiempo sin generar pulsos, lo cual conlleva un bajo ciclo útil, y, por ende, bajo consumo de potencia [28].

El modo de alta frecuencia de repetición de pulsos, (HPRF, por sus siglas en inglés), variante de HRP, incluye un modo de cifrado, habilitado mediante una Secuencia de tiempo cifrada (*Scrambled Timestamp Sequence*, STS), que añade un nivel de seguridad y precisión de las mediciones de rango, proporcionando así seguridad contra interferencias accidentales y ataques maliciosos intencionales [25] [29]. El STS consiste en secuencias de pulsos pseudoaleatorizados generados a partir del Estándar de Encriptación Avanzada (AES) de 128 bits, donde tanto el transmisor como el receptor conocen las claves para que el receptor pueda recibir correctamente los datos [29].

La PRF media para LRP se encuentra entre 1 – 2 MHz y para HRP está entre 3,9 MHz y 249,6 MHz, con una PRF pico que no debe superar 499,2 MHz para cada uno de los 16 canales UWB HRP [20].

2.3.Bandas de frecuencia

Para la capa física HRP de UWB se definen las frecuencias de operación en tres bandas diferentes y 16 canales en total [20]:

- Banda 0 (sub-GHz): consta de 1 sólo canal, ocupando el espectro desde 249.6 MHz hasta 749.6 MHz.
- Banda 1 (banda baja): consta de 4 canales desde 3.1 GHz hasta 4.8 GHz
- Banda 2 (banda alta): consta de 11 canales ocupa el espectro desde 6.0 GHz hasta 10.6 GHz.

Todos estos canales utilizan anchos de banda (BW) que van desde 499.2 MHz hasta 1.35 GHz. La Tabla 4 especifica la asignación de canales de frecuencia para la capa física HRP UWB (HRP UWB PHY) [20].

En [20] se define que un dispositivo HRP UWB que cumpla con los requisitos deberá ser capaz de transmitir en al menos una de las tres bandas especificadas: sub-GHz, baja o alta.

Un dispositivo HRP UWB que implemente la banda de sub-GHz deberá implementar el canal 0. Si implementa la banda baja deberá soportar obligatoriamente el canal 3, siendo opcional implementar los restantes canales de la banda baja. Si implementa la banda alta deberá soportar obligatoriamente el canal 9, igualmente siendo opcional implementar los restantes canales de la banda alta. Es decir, los canales marcados como obligatorios en la Tabla 4 deben ser soportados y utilizados obligatoriamente por los dispositivos que implementen HRP UWB, lo cual asegura la interoperabilidad entre diferentes dispositivos y fabricantes.

Por otro lado, los canales marcados como opcionales pueden ser soportados por los dispositivos, sin ser obligatorio su uso.

Tabla 4 [20]: Asignación de canales de frecuencia para HRP UWB PHY

Banda	Numero de canal	Frecuencia Central (MHz)	Ancho de Banda (MHz)	Obligatorio/Opcional
0	0	499.2	499.2	Obligatorio por debajo de 1 GHz
1	1	3494.4	499.2	Opcional
	2	3993.6	499.2	Opcional
	3	4492.8	499.2	Obligatorio en banda baja
	4	3993.6	1311.2	Opcional
2	5	6489.6	499.2	Opcional
	6	6988.8	499.2	Opcional
	7	6489.6	1081.6	Opcional
	8	7488.0	499.2	Opcional
	9	7987.2	499.2	Obligatorio en banda alta
	10	8486.4	499.2	Opcional
	11	7987.2	1331.2	Opcional
	12	8985.6	499.2	Opcional
	13	9484.8	499.2	Opcional
	14	9984.0	499.2	Opcional
	15	9484.8	1354.97	Opcional

La Tabla 5 especifica la asignación de canales de frecuencia para LRP UWB PHY establecida en [21], en la cual están disponibles diez canales, mencionando además que diferentes subconjuntos de estos canales de frecuencia están disponibles en distintas regiones del mundo.

Tabla 5 [21]: Asignación de canales y frecuencias centrales para LRP UWB PHY

Número de canal	Frecuencia Central (MHz)
0	6489.6
1	6988.8
2	7987.2
3	8486.4
4	6681.6
5	7334.4
6	7987.2
7	8640.0
8	9292.8
9	9945.6

La Figura 9 resume la asignación de canales de frecuencias para ambas capas físicas UWB (HRP y LRP) acorde a IEEE 802.15.4z, *draft 0.8* de marzo 2020 [26].

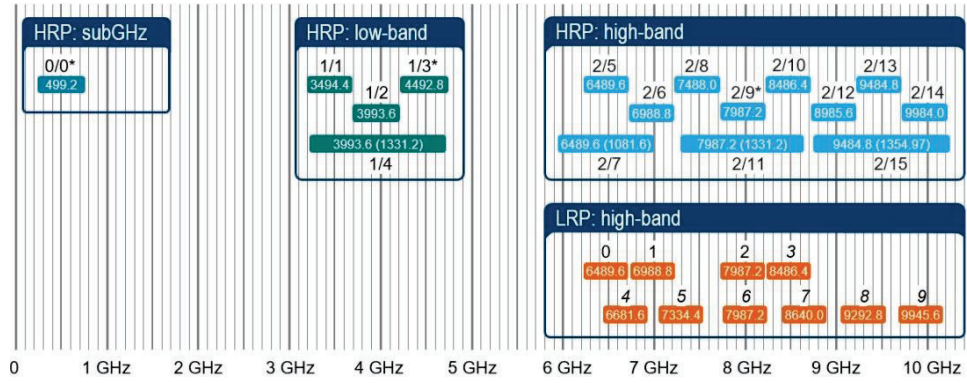


Figura 9 [26]: Asignación de canales para las capas físicas HRP y LRP de UWB

2.4. Requerimiento en la forma de pulso para HRP UWB PHY

En [20] y [21] se plantean los siguientes 2 requerimientos a tener en cuenta para la forma del pulso UWB a transmitir, $p(t)$:

1. La forma del pulso transmitido ($p(t)$) deberá estar restringida por la forma de su función de correlación cruzada $\phi(\tau)$ con un pulso de referencia estándar $r(t)$, el cual es un pulso coseno alzado con un factor de roll off $\beta = 0.5$. Para esto, la magnitud de la función de correlación cruzada $\phi(\tau)$ (entre el pulso transmitido y el pulso de referencia) debe cumplir con ciertos requisitos:

- El lóbulo principal de $\phi(\tau)$ debe ser mayor o igual a 0.8 durante una duración mínima T_w definida por la Tabla 6.
- Todos los lóbulos laterales de $\phi(\tau)$ deben ser menores que 0.3.

La función de correlación cruzada permite medir la similitud entre dos señales, en este caso entre el pulso a transmitir $p(t)$ y el pulso de referencia, $r(t)$, comparando qué tanto coinciden ambos pulsos en diferentes momentos de tiempo.

La Figura 10 muestra el pulso de referencia y un ejemplo de pulso a transmitir [30].

2. Con el objetivo de lograr la compatibilidad e interoperabilidad entre los tipos de pulsos UWB en escenarios de estimación de distancias, en [21] se sugiere que el dispositivo de medición de distancias, (RDEV, por sus siglas en inglés) admita un modo en el que el pulso transmitido presente una energía de precursor mínima.

- El término precursor se refiere a una o más oscilaciones temporales de la señal, que preceden al pico principal del pulso [31]. Para un dispositivo que elija usar un pulso con precursor, se recomienda que el pulso transmitido siga la fórmula matemática del pulso de coseno alzado de referencia ($r(t)$) con un factor de roll-off de igual a 0.45, durante al menos ± 3 periodos de chip.

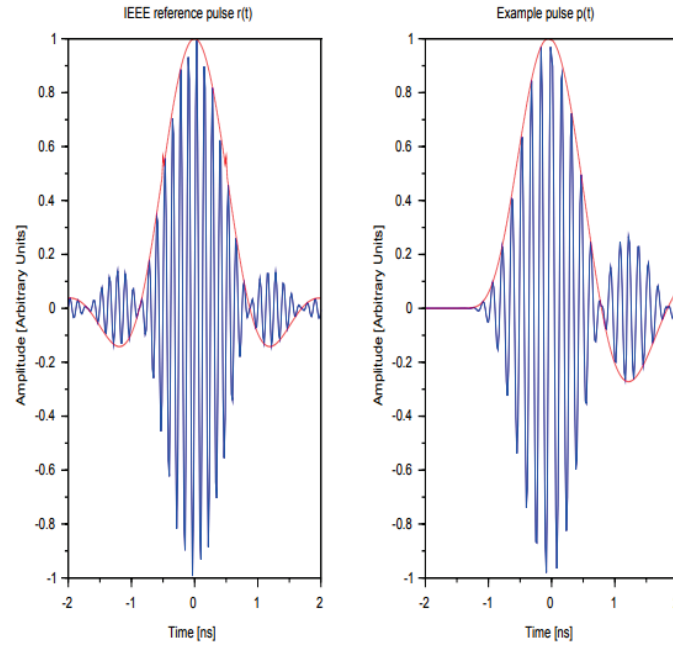


Figura 10 [30]: Pulso de referencia (izquierda) y de ejemplo (derecha) mencionados en IEEE 802.15.4z [28]

- Si el pulso a transmitir, $p(t)$, sigue la recomendación mínima de pulso precursor, su forma debe cumplir con la máscara en el dominio del tiempo que se muestra en la Figura 11 donde la magnitud máxima del pulso está escalada a un valor de uno y T_p está definida en la Tabla 6, el pulso debe aumentar de manera monótona hasta alcanzar una primera amplitud máxima; la cual se define como la amplitud máxima del pulso antes de que caiga más del 1.25% [21].
- Esto no significa que todos los pulsos que sigan esta recomendación tengan que ser idénticos, pues los pulsos pueden tener diferencias en su forma, sino que el pulso no debe exceder los límites de amplitud establecidos en aras de cumplir las limitaciones de espectro heredadas de organismos reguladores como la FCC [32][21].
- Se recomienda además emplear un método que indique si el dispositivo transmisor con capacidad de medición de distancia mejorada (ERDEV, por sus siglas en inglés) está empleando un pulso de precursor mínimo o un pulso con precursores, lo cual pudiera ser empleado por los ERDEV receptores para mejorar la precisión de las señales que reciben. Se menciona también que, en determinadas circunstancias, se pueden obtener beneficios adicionales de rendimiento si al receptor se le proporciona la forma del pulso de precursor mínimo que está utilizando el transmisor.

La Tabla 6 muestra las duraciones de pulso de referencia requeridas en cada canal para HRP UWB PHY [20].

Tabla 6 [20]: Duraciones de pulso de referencia requeridas en cada canal para HRP UWB PHY

Número de canal	Duración del pulso, T_p , (ns)	Ancho del lóbulo principal, T_w , (ns)
{0:3, 5:6, 8:10, 12:14}	2.00	0.5
7	0.92	0.2
{4, 11}	0.75	0.2
15	0.74	0.2

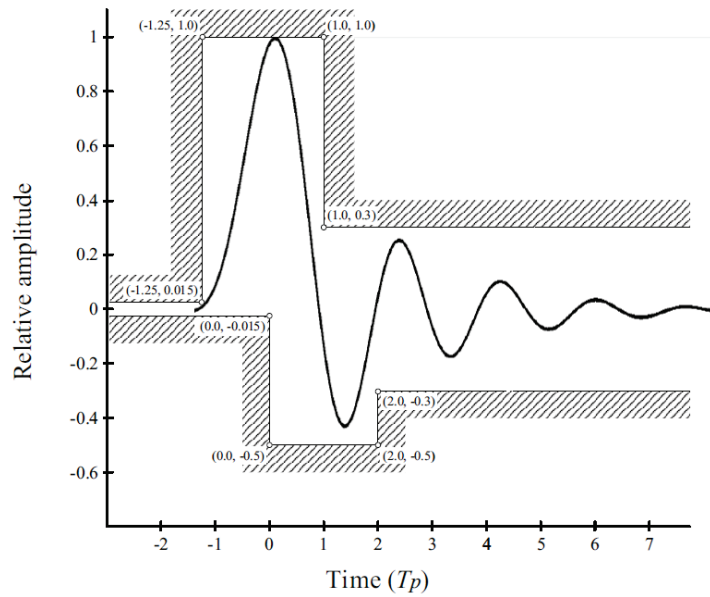


Figura 11: máscara de tiempo recomendada en [21] para un pulso con precursor de la capa física HRP UWB

2.5. Implementación de IR-UWB

De [6], se citan los siguientes pasos a emplear en la implementación de un sistema IR-UWB:

1. Selección de la forma de pulso: Las señales IR-UWB emplean pulsos como la forma de modulación fundamental. Las formas de pulso comúnmente utilizadas incluyen pulsos gaussianos, pulsos binomiales, etc. Para radiar eficazmente la energía de la señal a través de la antena, se imponen ciertos requisitos en las características espectrales de frecuencia de la forma de pulso elegida (es decir, ausencia de componente de CC, mínima presencia de componentes de baja frecuencia, con la energía de la señal predominantemente concentrada en la región RF). Por lo tanto, los pulsos emplean derivadas de funciones gaussianas como la forma de pulso transmitido, permitiendo lograr diferentes anchos de banda y frecuencias centrales al seleccionar el ancho de pulso y la secuencia.

2. Generación de la secuencia de pulsos: Se genera la secuencia de pulsos basada en la información digital que se desea transmitir y se asocia cada pulso con su bit binario correspondiente en los pasos posteriores.

3. Modulación de la secuencia de pulsos: La modulación de la secuencia de pulsos implica cargar la información digital en la secuencia de pulsos a través de un método de modulación específico. La transferencia de información se logra modificando directamente la amplitud, la duración y la fase de los pulsos para cargar la información. Las técnicas de modulación comúnmente empleadas son las siguientes:

Modulación por Posición de Pulso (PPM): representa los datos binarios ajustando la posición del pulso dentro de un intervalo de tiempo, donde posición diferente del pulso dentro del intervalo representa un valor diferente de los datos.

Modulación por Amplitud de Pulso (PAM): representa la información binaria ajustando la amplitud del pulso, cada amplitud diferente representa un valor de los datos a transmitir.

Modulación por Encendido-Apagado (OOK): la presencia o ausencia de un pulso representa los datos binarios (1 y 0).

Modulación por desplazamiento de Fase Binaria (BPSK): representa la información digital ajustando la fase del pulso. Si la fase de la señal se transmite a 0° se representa un 0, si se transmite a 180° , se representa un 1.

La Figura 12 ilustra estas técnicas de modulación.

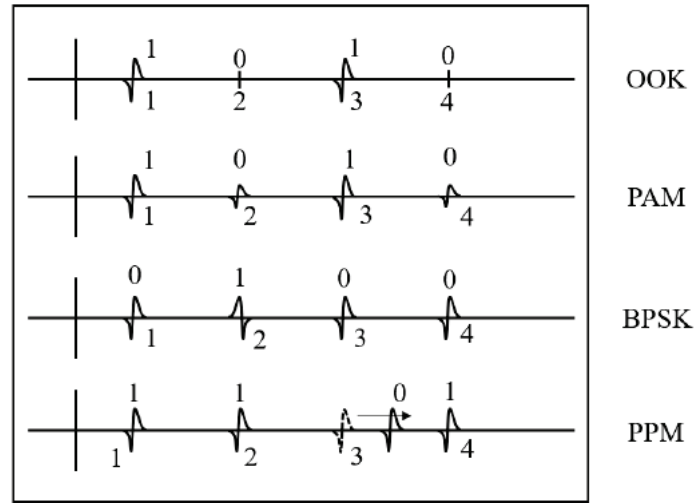


Figura 12 [6]: Tipos de modulaciones empleadas en UWB

Modulación BPM - BPSK

También es empleado una combinación de modulación por posición de ráfagas (BPM, por sus siglas en inglés) con BPSK, conocido como modulación BPM-BPSK, para que puedan ser empleadas tanto en receptores coherentes como no coherentes en un esquema de señalización común [20]. Así, el mismo sistema es capaz de soportar ambos tipos de receptores.

En BPM-BPSK, cada símbolo es capaz de transportar dos bits de información: un bit se utiliza para determinar la posición de una ráfaga de pulsos, mientras que el segundo bit adicional se emplea para modular la fase (polaridad) de esa misma ráfaga [20].

La Figura 13 muestra la estructura de un símbolo BPM-BPSK.

Su duración es T_{dsym} y está compuesto por N_c chips, cada uno de duración T_c , por tanto, el período de símbolo viene dado por:

$$T_{dsym} = N_c * T_c \quad (8)$$

Cada símbolo se encuentra dividido en dos intervalos iguales de duración:

$$T_{BPM} = \frac{T_{dsym}}{2}. \quad (9)$$

Esto permite modulación binaria por posición, es decir, la ubicación de la ráfaga en la primera mitad o en la segunda mitad del símbolo indica un bit de información [20].

Cada uno de estos intervalos se divide a su vez en dos subintervalos. De esta forma, un símbolo BPM-BPSK está dividido en total en 4 subintervalos. El primero y el tercero (N_{hop} en la Figura 13) representan los intervalos donde se puede enviar la ráfaga (*burst*), por ende, a modo de ejemplo, si la ráfaga se envía en el primer subintervalo, se estaría enviando un 0 binario y si se envía en el tercer subintervalo, se estaría enviando un 1 binario. Los subintervalos 2 y 4 son guardas para proteger contra interferencia intersímbolo causada por multitrayectorias.

Una ráfaga está compuesta por una cantidad N_{cpb} de chips consecutivos (N_{cpb} number of chips per burst) donde cada chip es un pulso UWB.

La duración de la ráfaga es:

$$T_{burst} = N_{cpb} * T_c \quad (10)$$

En BPM BPSK el segundo bit de información se envía en la fase de la ráfaga (-1 o $+1$).

En cada intervalo de símbolo, se transmitirá una sola ráfaga. Dado que la duración de la ráfaga es mucho más corta que el del símbolo, es decir, $T_{burst} \ll T_{BPM}$, se puede rechazar interferencias por acceso multiusuario (interferencia entre sistemas UWB [13]) mediante el uso de un código de salto temporal (TH, *time hopping*) que permite elegir la ubicación de la ráfaga de entre las posibles posiciones en el subintervalo. Es decir, la posición de la ráfaga puede variar de un símbolo a otro según un código de salto temporal [20].

Los impulsos son repetidos dentro de una ráfaga con una frecuencia de repetición de pulsos de 499.2 MHz para las bandas 0 a 3, 5, 6, 8 a 10 y 12 a 14, y por tanto, su

$T_c = \frac{1}{PRF} = 2 \text{ ns}$. Para las bandas 4 y 11, $T_c = 0.75 \text{ ns}$, para la banda 7, $T_c = 0.92 \text{ ns}$ y para la 15, $T_c = 0.74 \text{ ns}$ [33].

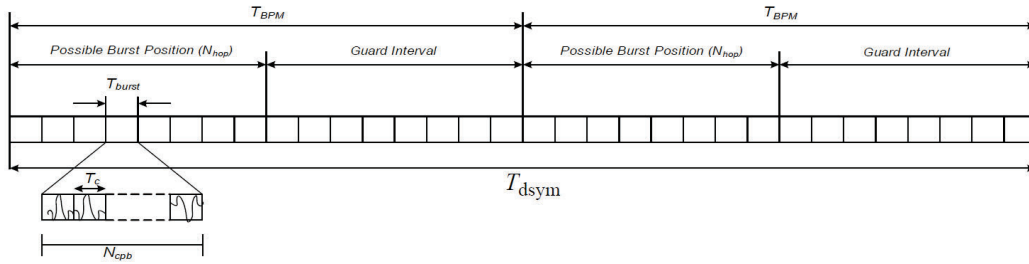


Figura 13 [20]: Estructura de símbolo de la capa física HRP UWB

4. Ajuste de amplitud: El ajuste de amplitud se refiere al proceso de ajustar la amplitud de la secuencia de pulsos modulada para cumplir con los requisitos de transmisión. Al modificar la amplitud del pulso, se puede cambiar el nivel de energía de la señal, mejorando así la distancia de transmisión de la señal. Aumentar la amplitud del pulso puede proporcionar una transmisión de energía más fuerte, permitiendo que la señal se reciba a mayores distancias. Por lo tanto, controlar la potencia de transmisión es crucial en ciertas aplicaciones, como redes de sensores inalámbricos o dispositivos con

restricciones de energía. Además, al ajustar la amplitud del pulso, el nivel de potencia de la señal puede ser controlado de acuerdo con los requisitos del sistema, lo cual ayuda a reducir el consumo de energía, prolongar la vida útil de la batería y satisfacer necesidades específicas de transmisión.

5. Extensión del pulso: La extensión del pulso se refiere al proceso de aumentar el ancho de pulso de la señal desde el pulso estrecho original a una señal de pulso más amplia. Las técnicas comunes de extensión de pulso incluyen la extensión por chip y la extensión por filtrado. La extensión por chip implica realizar operaciones matemáticas entre el pulso estrecho original y una secuencia pseudoaleatoria más larga (conocida como secuencia de chips) para generar un pulso expandido más amplio. Como resultado, el pulso expandido tiene un ancho de banda más amplio en el dominio de frecuencia, lo que facilita la distinción de la señal por parte del receptor y mejora la inmunidad de la señal a la interferencia. Otra técnica es la extensión por filtrado, que utiliza operaciones de filtrado para ampliar la señal de pulso.

La extensión del pulso es una técnica comúnmente utilizada en sistemas IR-UWB para aumentar la duración temporal y la energía de la señal de pulso, permitiendo que la señal se transmita a distancia mayores y mejorando la resistencia a la interferencia por multitrayectorias.

6. Transmisión de señales de pulso: La secuencia de pulsos modulada se transmite a través de la antena, formando una señal inalámbrica. Esta señal se propaga a través del aire y puede ser capturada por el receptor.

7. Recepción de la señal: La antena receptora del sistema IR-UWB recibe la señal de pulso transmitida por el transmisor, tras lo cual es amplificada para su procesamiento posterior. Esto es necesario pues la señal IR-UWB recibida suele ser débil, por lo cual su amplificación permite obtener un nivel de señal adecuado para su posterior demodulación y procesamiento.

8. Demodulación de la señal: Tras la amplificación por el amplificador de RF de entrada, la señal debe ser demodulada y filtrada para extraer la señal de pulso. Técnicas comunes de demodulación para Modulación por Desplazamiento de Fase Binaria Diferencial (DBPSK) incluyen la Técnica de Detección por Energía (EDD), la Técnica de Detección por Correlación (CDD) y la Técnica de Detección por Ventanas (WDD).

9. Filtrado: Después de la demodulación, la señal banda base resultante puede contener ruido, por lo cual se realizan operaciones de filtrado para eliminar estos componentes no deseados. Se pueden emplear diferentes tipos de filtros, como pasa-bajo para eliminar ruido de alta frecuencia o pasa-banda para seleccionar señales dentro de rangos de frecuencia específicos.

10. Reconstrucción de secuencias de pulsos cortos: Basado en la señal demodulada, se puede reconstruir la secuencia original de pulsos cortos utilizando algoritmos de procesamiento de señales. Esto puede implicar el uso de detectores de umbral o detectores de energía para extraer los pulsos y realizar procesamiento y reconocimiento adicionales según sea necesario.

2.6. Tipos de pulsos UWB

El tipo de impulso a emplear en sistemas IR-UWB es un factor importante pues determina la forma del espectro de la señal [1].

En IR-UWB existen muchos tipos de señales de impulsos a emplear:

- el pulso escalón,
- el impulso gaussiano,
- el impulso gaussiano de un ciclo (monociclo gaussiano),
- el impulso gaussiano doble (doblete gaussiano),
- el impulso de múltiples ciclos,
- pulsos rectangulares, triangulares y semi-cosenos [28].

Entre estos, el impulso gaussiano, el doblete y el impulso monociclo se utilizan típicamente en sistemas UWB de impulso [1]. De ellos, el monociclo es el preferido en la mayoría de los sistemas IR-UWB de impulso dado que su espectro de frecuencias no contiene componente de corriente directa (DC, por sus siglas en inglés), lo que facilita una transmisión inalámbrica más sencilla, además tiene un ancho de banda más amplio que el pulso de múltiples ciclos y es más fácil de realizar que el doblete [1].

2.6.1. Impulso gaussiano [1]

La Figura 14 a) muestra la forma de onda en el dominio del tiempo de un impulso gaussiano, el cual como su nombre indica tiene forma de una distribución gaussiana. Se muestra en el grafico b) su espectro de frecuencias. La duración (ancho) del impulso es de 200 ps (0.2 ns).

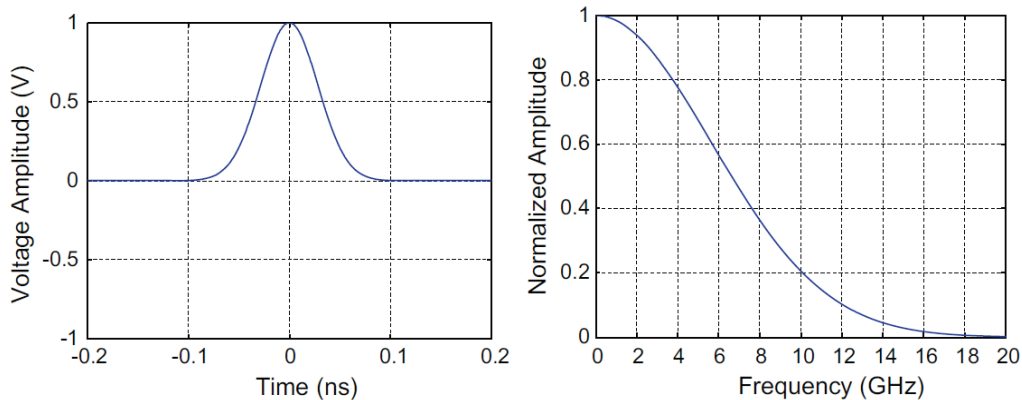


Figura 14 [1]: Ejemplo de impulso gaussiano de 200 ps de duración y su espectro de frecuencia

Mediante la ecuación (11) se puede expresar el impulso gaussiano en el dominio del tiempo:

$$y(t) = Ae^{-a^2 t^2} \quad (11)$$

donde A es la amplitud máxima del impulso gaussiano y a es una constante que determina su pendiente.

Aplicando la transformada de Fourier a la ecuación (11) se obtiene la ecuación en el dominio de la frecuencia del impulso gaussiano, ecuación (12):

$$Y(\omega) = \frac{A}{a\sqrt{2}} e^{-\frac{\omega^2}{4a^2}} \quad (12)$$

Se observa que la frecuencia correspondiente al valor pico máximo del impulso en el dominio de la frecuencia se obtiene para $f_0 = 0$.

El ancho de banda de 3 dB, del impulso gaussiano, que es el punto en el cual la amplitud del impulso cae a $\frac{1}{\sqrt{2}}f_0$ se expresa mediante la ecuación (13):

$$\Delta f = 0.8326 \frac{a\sqrt{2}}{2\pi} \quad (13)$$

2.6.2. Impulso monociclo gaussiano [1]

Si se toma la primera derivada del impulso gaussiano, se obtiene el pulso monociclo gaussiano, cuya forma de pulso y respectivo espectro de frecuencias se muestran en la Figura 15, y su ecuación en el dominio del tiempo y la frecuencia se muestran en (14) y (15) respectivamente. El pulso tiene una duración de 200 ps.

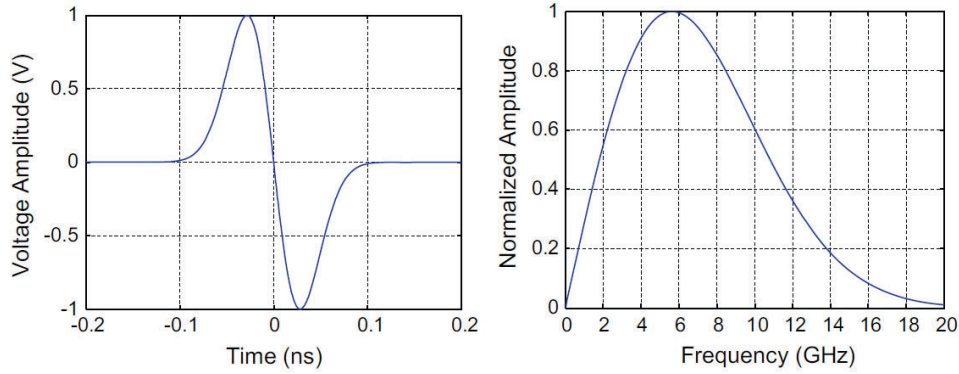


Figura 15 [1]: Ejemplo de impulso monociclo gaussiano de 200 ps de duración y su espectro de frecuencia

$$y(t) = -2a^2 A t e^{-a^2 t^2} \quad (14)$$

$$Y(\omega) = \frac{i\omega A}{a\sqrt{2}} e^{-\frac{\omega^2}{4a^2}} \quad (15)$$

El valor de frecuencia para el cual se obtiene el pico máximo de amplitud del monociclo gaussiano en el dominio de la frecuencia se obtiene mediante la ecuación (16):

$$f_0 = \frac{a\sqrt{2}}{2\pi} \quad (16)$$

El ancho de banda a 3 dB se obtiene mediante la ecuación (17):

$$\Delta f = 1.155 \frac{a\sqrt{2}}{2\pi} = 1.155 f_0 = \frac{1.155}{T_p} \quad (17)$$

donde $T_p = \frac{1}{f_0}$ es la duración del pulso. Se observa que el ancho de banda a 3 dB del pulso monociclo gaussiano es aproximadamente igual al 115% de su frecuencia central de pulso f_0 .

Las Figuras 16 y 17 muestran las formas de onda y los espectros de varios pulsos monociclo gaussianos con diferentes duraciones de pulso.

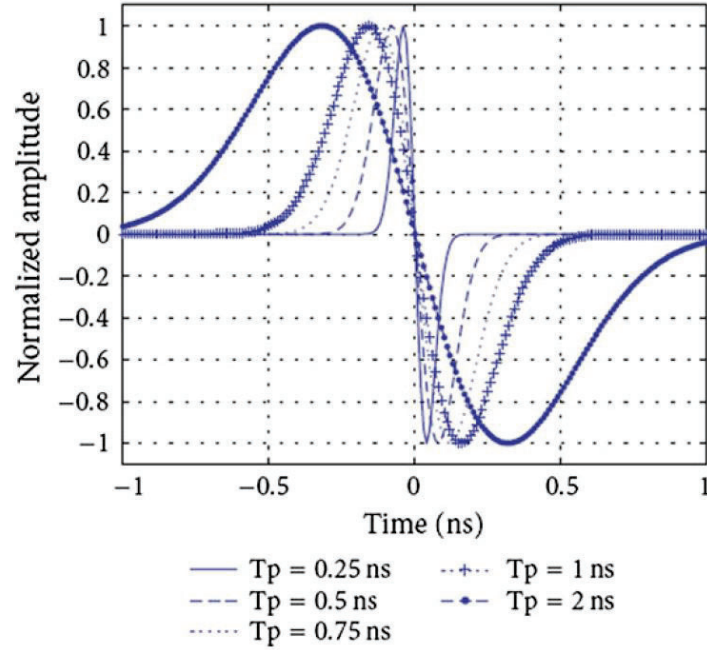


Figura 16 [1]: Monociclos gaussianos con distintas duraciones

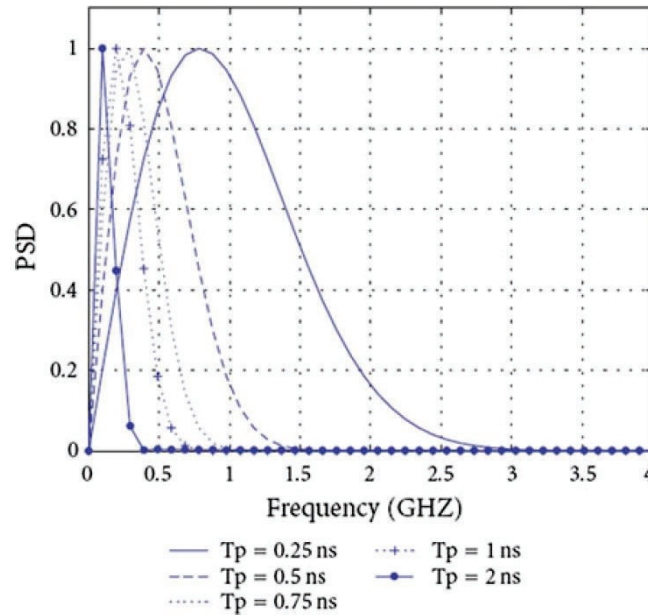


Figura 17 [1]: Espectros de frecuencias de monociclos gaussianos de Figura 16

2.6.3. Impulso doblete gaussiano [1]

Al tomar la segunda derivada de la señal pulso gaussiano, se obtiene el pulso gaussiano doble (doblete) mostrado en la Figura 18 junto con su espectro de frecuencias. La duración de pulso es de 200 ps.

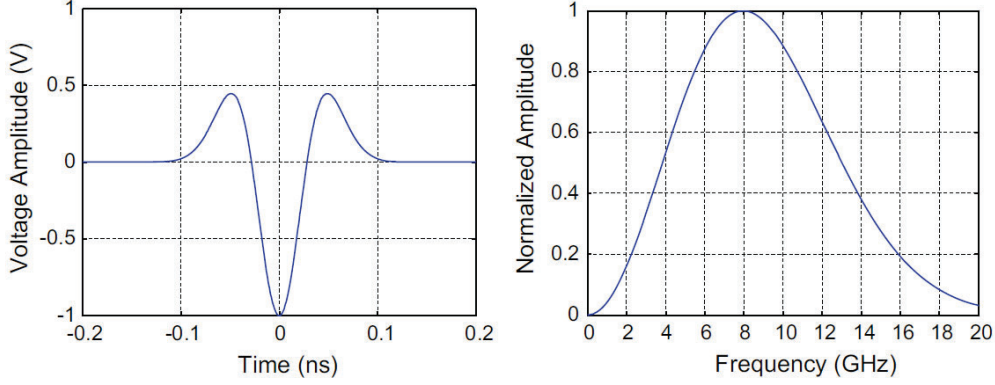


Figura 18 [1]: Ejemplo de impulso doblete gaussiano de 200 ps de duración y su espectro de frecuencia

El pulso gaussiano doble en el dominio del tiempo y la frecuencia se expresan mediante las ecuaciones (18) y (19)

$$y(t) = -2a^2 A e^{-a^2 t^2} (1 - 2a^2 t^2) \quad (18)$$

$$Y(\omega) = \frac{-A\omega^2}{a\sqrt{2}} e^{-\frac{\omega^2}{4a^2}} \quad (19)$$

La frecuencia en la que ocurre el valor máximo del pulso gaussiano doble se obtiene mediante ecuación (20):

$$f_0 = \frac{a}{\pi} \quad (20)$$

Se puede observar que esta frecuencia es más alta que la dada en (16) para el pulso monociclo gaussiano.

El ancho de banda a 3 dB del pulso doblete es:

$$\Delta f = 1.155 \frac{a\sqrt{2}}{2\pi} = 1.155 \frac{f_0}{\sqrt{2}} \quad (21)$$

En este punto se puede observar que, para una misma duración de impulso, derivadas de mayor orden tomada sobre el impulso gaussiano produce impulsos con la misma duración, pero con una frecuencia mayor correspondiente al valor máximo de amplitud del pulso [1].

La Figura 19 resume las formas de los pulsos gaussianos tomados hasta su cuarta derivada [34].

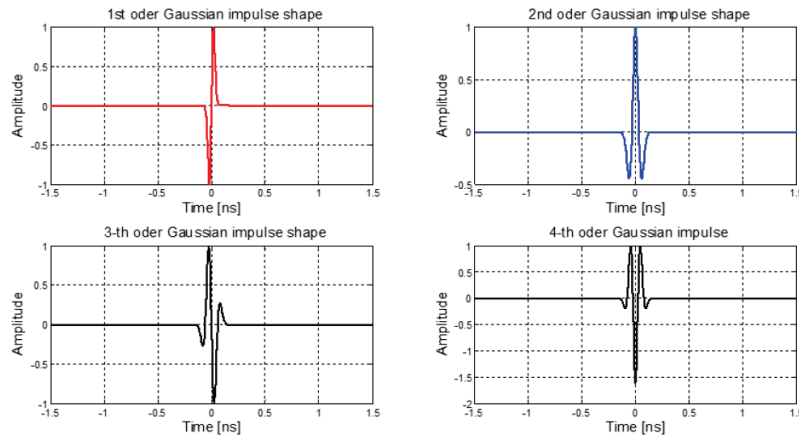


Figura 19 [34]: Formas de pulso gaussianos tomados hasta su cuarta derivada

2.6.4. Comparación entre tipos de pulsos gaussianos [1]

Los espectros de frecuencias de los pulsos gaussianos no contienen lóbulos secundarios más allá de los puntos de frecuencia de cruce por cero, lo cual es deseable para la transmisión de señales. Los pulsos cuyas respuestas espectrales tienen lóbulos secundarios, como un pulso rectangular o sinusoidal, emiten radiación no deseada, lo que puede causar detección de objetivos falsos y/o interferencia con otros sistemas existentes, especialmente cuando tienen una energía suficientemente alta.

La amplitud espectral máxima del impulso gaussiano ocurre en DC como se puede apreciar en la Figura 14 y, por tanto, la mayor parte de su energía se encuentra en DC y en frecuencias bajas cerca de DC. En cambio, el monociclo gaussiano (1ra derivada del pulso gaussiano) y el doblete (2da derivada) no contienen componente DC y tienen mucha menos energía en frecuencias bajas. Ambos tipos de pulsos tienen distribuciones de energía similares en las regiones de frecuencias bajas y altas alrededor de su frecuencia central y es esta diferencia en las formas espectrales de estas señales en DC y en frecuencias bajas, respecto al pulso gaussiano, lo que afecta en gran medida la transmisión de señales a través de antenas y la propagación de señales a través de los componentes, y en última instancia, el diseño de antenas, componentes y sistemas UWB.

Esto es así dado que los impulsos no se transmiten y reciben de manera efectiva a través de antenas reales en la práctica, debido a su gran contenido de componentes espectrales de baja frecuencia que no pueden ser transmitidos (o se transmiten con una eficiencia muy baja).

Por otro lado, los pulsos monociclo y doblete, pueden ser transmitidos de manera más eficiente debido a que no contienen componente DC y tienen menor contenido espectral en bajas frecuencias.

De esta forma, el uso de estos pulsos facilita el diseño de componentes y antenas en sistemas IR-UWB para el ancho de banda deseado, dado que no se deben tener en cuenta consideraciones de diseño en DC y, en menor medida, en frecuencias bajas, lo que implica un diseño más simple y compacto, minimizando así la distorsión de las

señales que viajan a través de estos y, en consecuencia, produciendo una mejor fidelidad en la transmisión y recepción de señales.

2.7. Comparación de espectros de potencia de los pulsos [28]

Un transmisor UWB debe cumplir con los requisitos de las máscaras regionales de densidad espectral de potencia de salida, siendo igual de importante, lograr el máximo aprovechamiento de dicho PSD, pues un alto uso del espectro mejora la distancia de comunicación y el alcance del sistema de localización IR-UWB [28].

La fórmula (22) [28] define el uso del espectro en banda para un pulso particular con una potencia de señal $P(f)$, cuya potencia total disponible $M(f)$ está definida por la máscara de espectro UWB, donde f_0 es la frecuencia central del canal y f_{BW} su ancho de banda.

$$\eta_{in-band} = \frac{\int_{f_0-0.5f_{BW}}^{f_0+0.5f_{BW}} P(f)df}{\int_{f_0-0.5f_{BW}}^{f_0+0.5f_{BW}} M(f)df} \quad (22)$$

Por tanto, con el objetivo de conseguir un alto uso del espectro UWB, es deseable que el lóbulo principal del espectro de salida del canal llene la máscara de densidad espectral de potencia tanto como sea posible.

La Figura 20 muestra las formas de pulso gaussiano, semi-coseno, triangular y rectangular en el dominio del tiempo y sus correspondientes densidades espectrales de potencia [28]. En el apartado anterior se plantearon las ventajas de la primera y segunda derivadas del pulso gaussiano, monociclo y doblete gaussiano, sobre la señal del pulso gaussiano, no obstante, a efectos comparativos, se empleará el pulso gaussiano en este apartado y en el diseño funcional del transmisor del capítulo siguiente.

Para los cuatro tipos de pulsos, la tabla de la Figura 21 muestra en la primera fila el porcentaje de uso del espectro, y en la segunda fila el nivel de supresión de lóbulos laterales de estos cuatro pulsos [28]. Como se mencionó anteriormente, en teoría el pulso gaussiano no tiene lóbulos laterales fuera de banda, mientras que el rectangular tiene el lóbulo lateral más grande, lo que puede romper fácilmente el requisito de la máscara de PSD UWB [28].

La supresión de lóbulos laterales se calcula como la diferencia entre la potencia del lóbulo principal del canal, respecto a los lóbulos secundarios. La supresión de lóbulos laterales es importante pues asegura que la señal transmitida no interfiera con otras bandas de frecuencia, pues estos se encuentran fuera de la banda principal y pueden causar interferencia no deseada.

Se observa, además, que entre estos tipos de pulsos, el mejor uso del espectro se logra mediante el pulso semi-coseno, Figura 20 (b), no obstante, presenta altos niveles de lóbulos laterales, por tanto, en aplicaciones prácticas reales, la distorsión causada por la no linealidad del sistema puede aumentar la potencia del lóbulo lateral y dicha forma de pulso no cumpliría con los requisitos de la máscara [28]. Teniendo en cuenta esto, en [28] se diseña un generador de pulsos reconfigurable que permite realizar ajustes a la forma del pulso para corregir distorsiones de salida de ser necesario. No obstante, la

forma de pulso a emplear durante la simulación funcional, y considerando solo los factores mencionados en este apartado, sería el gaussiano, pues es el que mejor compensación presenta en cuanto a aprovechamiento del espectro de la máscara UWB vs supresión de lóbulos laterales.

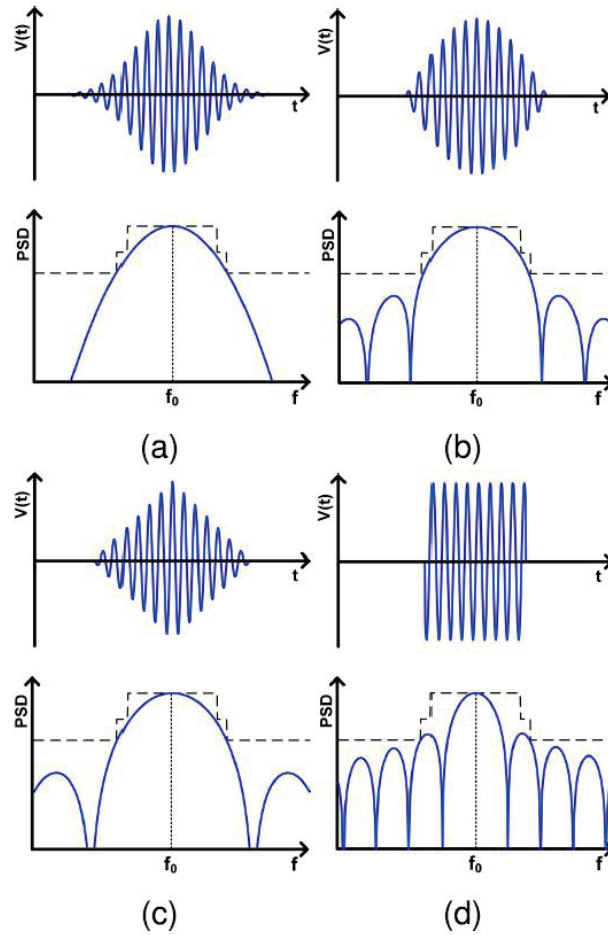


Figura 20 [28]: Ejemplos de pulsos y sus PSD: a) gaussiano, b) semi-coseno, c) triangular, d) rectangular

COMPARISON OF IN-BAND SPECTRUM UTILIZATION AND SIDELobe SUPPRESSION

Pulse shapes	Gaussian	Half-cos	Triangle	Rectangle
$\eta_{in-band}$	65%	70%	68%	41%
Sidelobe PSD	$+\infty$	26.5dBr	30.5dBr	15.4dBr

Figura 21: Comparación de eficiencia espectral y supresión lateral de lóbulos obtenida en [28]

2.8. Formas de generar impulsos estrechos de nanosegundos y picosegundos de duración [1]

En [1] se mencionan las siguientes formas teóricas de generar impulsos estrechos de nanosegundos o picosegundos de duración:

1. Empleando componentes y circuitos híbridos de microondas discretos, generalmente conocidos como circuitos integrados de microondas (MIC). Varios sistemas y componentes de impulso UWB fueron desarrollados de esta forma, los cuales no son compactos, tienen un tamaño grande y son relativamente caros, pues este tipo de generadores de pulsos no están optimizados para tener un mínimo consumo de potencia ni son viables de integrar en dispositivos inalámbricos portátiles.
2. Mediante uso de electrodos de chispa (del inglés *spark gap*) que generan una chispa eléctrica cuando una diferencia de potencial entre los electrodos excede el umbral de ruptura [35], se pueden generar impulsos de ns o ps de duración, no obstante, esto no es una opción para la electrónica de consumo debido al tamaño que presentan.
3. Mediante circuitos híbridos que empleen diodos de barrera Schottky y diodos de recuperación de pasos (SRD, por sus siglas en inglés), no obstante, tampoco son adecuados para aplicaciones de circuitos integrados de radiofrecuencia (RFIC, por sus siglas en inglés).
4. Empleando señales sinusoidales individuales concurrentes con amplitudes y fases apropiadas en diferentes frecuencias basados en la serie de Fourier, lo cual pudiera considerarse como un sistema UWB generador de impulsos en el dominio de la frecuencia [1]. Este método de generar impulsos UWB es en teoría preciso, no obstante, en la práctica es difícil de implementar a frecuencias de microondas debido a la dificultad de generar y transmitir formas de onda sinusoidales individuales en diferentes frecuencias con amplitudes y fases precisas, así como recibirlas, especialmente cuando se necesitan muchos armónicos para obtener una forma de onda precisa [1]. Un transmisor que sea capaz de generar muchos componentes armónicos con ciertas fases y amplitudes es muy difícil de diseñar y podría ser voluminoso. Además, el diseño del receptor también es muy complicado pues necesita recibir todas las señales de los armónicos transmitidos para obtener resultados precisos. Por tanto, este método implica alta complejidad de diseño del transmisor y del receptor, lo cual no es adecuado para la mayoría de las aplicaciones UWB inalámbricas, especialmente aquellas que requieren sistemas UWB de impulso miniaturizados y de bajo costo.

Todos los métodos mencionados para generar impulsos o requieren un tamaño de circuito relativamente grande y/o tienen un costo alto para la producción en masa, por tanto, no son aplicables en aplicaciones UWB compactas que implican su uso en espacios reducidos con bajo costo de producción [1].

Por la razón anterior, en [1] se menciona como tecnología atractiva el uso de circuitos integrados CMOS de radiofrecuencia basados en silicio (RFIC CMOS), pues permite resolver estos problemas debido a su miniaturización, bajo costo, bajo consumo de energía que los hace adecuados para sistemas operados por batería, pueden operar a frecuencias muy altas y es fácil su integración con circuitos integrados digitales, lo que implica un mejor potencial para lograr sistemas UWB completos en un solo chip. Además, los RFIC CMOS son la opción principal para los mercados comerciales inalámbricos, por tanto, para sistemas UWB avanzados y miniaturizados es necesario transmisores y receptores RFIC CMOS de un solo chip.

A modo de comparación, un transmisor MIC típico para sistemas UWB puede tener un tamaño de alrededor de $50 \text{ mm} \times 100 \text{ mm}$, mientras que un transmisor RFIC CMOS diseñado para sistemas IR-UWB podría realizarse con un tamaño menor a $1 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$.

2.9. Arquitecturas de transmisor IR-UWB

A continuación, se estudian arquitecturas de transmisión IR-UWB, enfatizando en la teoría relacionada con los circuitos conformadores de pulsos, pues es el núcleo de los sistemas UWB.

En [28] se mencionan tres arquitecturas para la generación y amplificación mediante amplificadores de potencia digital (DPA, por sus siglas en inglés) de los pulsos de baja potencia, Figura 22.

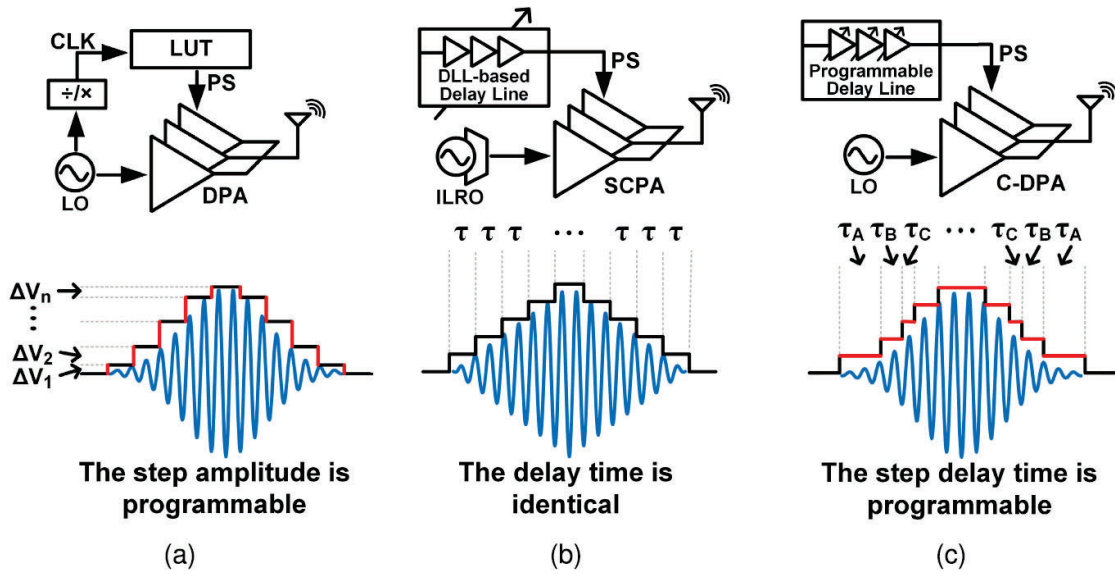


Figura 22 [28]: Ejemplos de arquitecturas conceptuales para transmisión IR-UWB

La arquitectura en (a) utiliza una tabla de búsqueda, (LUT, por sus siglas en inglés) para almacenar distintos valores de amplitud con los cuales se conformarán los pulsos. Estos valores se envían al conformador de pulsos (PS, *pulse shaper*), para darle forma a la señal, tras lo cual el amplificador de potencia digital, DPA, la amplifica para su transmisión. Se utiliza la portadora RF generada por el oscilador local como base para conformar el reloj de muestreo de la LUT, dependencia que limita la supresión de lóbulos laterales de esta arquitectura, con el consecuente riesgo de incumplir con la máscara espectral UWB [28], pues el reloj de muestreo debe ser lo suficientemente alto como para capturar las variaciones de la señal portadora, pues depende de este, por tanto, variaciones en la portadora RF afectarían el reloj de muestreo y por consiguiente la forma del pulso a conformar [36].

En (b) se muestra otra arquitectura que emplea retardos constantes e iguales implementados mediante DLL (del inglés *Delay Locked Loop*), para generar los pulsos, lo que permite obtener una envolvente triangular [28]. Además, presenta un oscilador de anillo bloqueado por inyección (ILRO, *Injection-Locked Ring Oscillator*) para la

generación de la frecuencia portadora de RF. Esta arquitectura provee una alta supresión de los lóbulos laterales [28], no obstante, solo es posible obtener formas de pulsos fijas.

En (c) se muestra una arquitectura que emplea un circuito de línea de retardos programables (PDL, por sus siglas en inglés) que permite programar a conveniencia los pasos de retardos entre los subpulsos, facilitando con esto la obtención de formas de señal variables y simétricas que se ajusten a las necesidades de la aplicación, mediante la configuración adecuada del tiempo de retardo de cada celda de retardo. Permite además un buen uso del espectro que cumple con las regulaciones UWB, consiguiendo a su vez una alta supresión de los lóbulos laterales [28].

Esta última arquitectura junto con la de b) se estudiarán en profundidad en la sección a continuación.

2.10. Análisis de arquitecturas IR-UWB

2.10.1. Design of CMOS RFIC ultra-wideband impulse transmitters and receivers [1]

En [1], se mencionan dos arquitecturas para generar impulsos UWB en circuitos integrado de radiofrecuencia, RFIC, basado en tecnología CMOS comercial que produce tanto impulsos cuadrados, como pulsos gaussianos monociclo con duraciones ajustables.

La Figura 23 muestra el diagrama de bloques general del transmisor IR-UWB. Consiste en un oscilador local, un generador de pulsos y un modulador. El oscilador local determina la frecuencia de repetición de pulsos (PRF) de la señal IR - UWB (y, por lo tanto, del sistema de impulso UWB correspondiente). El generador de pulsos produce una señal de pulso con una forma de onda deseada. El circuito modulador modula la señal de pulso transmitido con la información digital entrante usando una modulación particular, como BPSK, PAM, OOK o PPM. En la arquitectura de transmisión que se describirá, la señal de impulso UWB se genera directamente, sin emplear un canal RF UWB y por tanto sin emplear mezcladores como sí se realiza en [28] y [36], por tanto, mediante esta arquitectura, y empleando una duración de pulso adecuada, se puede obtener un ancho de banda que cubra todo el espectro UWB, desde 3.1 hasta 10.6 GHz.

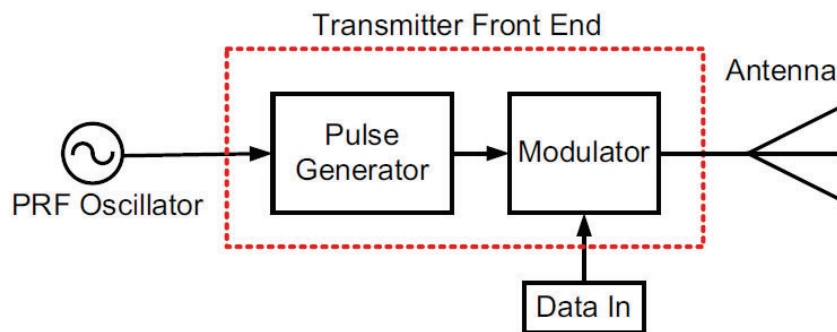


Figura 23 [1]: Arquitectura básica de transmisor IR-UWB para todo el ancho de banda UWB

2.10.1.1. Generador de pulso monociclo gaussiano de duración ajustable

La Figura 24 muestra la arquitectura en bloques de un generador de pulsos gaussianos monociclos ajustable con tecnología CMOS [1]. Está compuesto por una celda de retraso (*delay cell*) ajustable y una celda de referencia, un generador de onda cuadrada, el conformador de impulsos y un circuito de moldeo de pulsos, en [1] todo se diseña para incluirse en un solo chip RFIC.

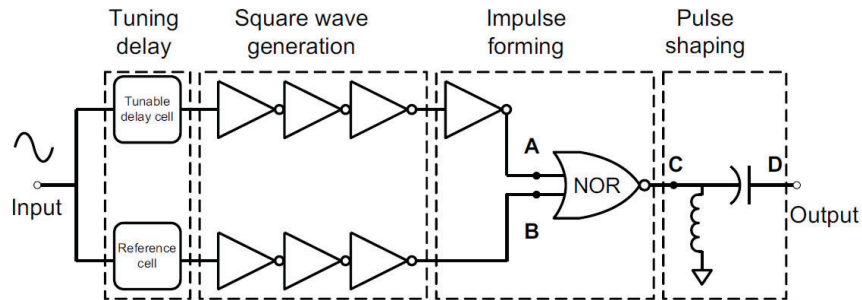


Figura 24 [1]: Generador de pulso UWB monociclo gaussiano de duración ajustable

Quitando el pulse shaping, se tiene un generador ajustable de impulsos (*tunable impulse generator*), sin haberle dado forma de monociclo gaussiano, Figura 25, arquitectura a la cual se hará referencia más adelante.

El generador de pulsos es el componente clave en los sistemas de impulsos UWB y se puede emplear tanto en la arquitectura del transmisor como en la de su receptor coherente para generar la señal [1].

Como se mencionó, la señal de entrada del generador de pulsos es una señal sinusoidal con una frecuencia de 10 MHz que determina la PRF de la señal.

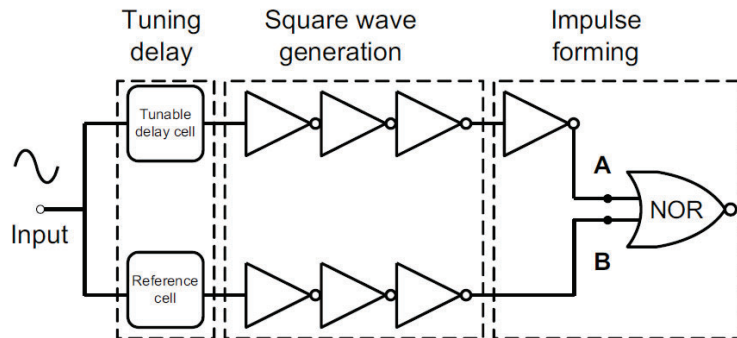


Figura 25 [1]: Generador de pulso UWB de duración ajustable

2.10.1.2. Etapa de Retraso Ajustable

La etapa de retraso ajustable incluye dos celdas en paralelo: una celda de retraso ajustable y una celda de referencia. La celda de referencia proporciona un retraso de tiempo constante que permite obtener una posición de referencia para la célula de

retraso ajustable. Así, se controla el retraso de tiempo de la señal entre los dos caminos, permitiendo producir dos señales idénticas con una diferencia de tiempo extremadamente corta, diferencia de tiempo que es ajustable y mediante la cual se controla el ancho del pulso que se generará en las siguientes etapas de la arquitectura, obteniendo duraciones de nano y picosegundos.

2.10.1.3. Generador de Onda Cuadrada [1]

La función del generador de onda cuadrada es producir una señal de onda cuadrada con tiempos de subida y bajada muy cortos cuando se alimenta al circuito una señal de reloj sinusoidal. Se emplean inversores CMOS con tamaños crecientes en cada paso (es decir, un circuito buffer) para aumentar las capacidades de conducción y acortar los tiempos de subida y bajada de la señal de onda cuadrada.

2.10.1.4. Bloque Formador de Impulsos [1]

El bloque formador de impulsos mediante la puerta NOR, se emplea para generar una señal de impulso positiva. Si se utiliza una puerta NAND en lugar de la NOR, se generaría una señal de impulso negativa.

Como se mencionó, la diferencia de tiempo entre las dos señales a la entrada de la puerta NOR (o NAND) se puede ajustar continuamente en la etapa de retraso ajustable para generar una señal de impulso positivo (o negativo) con un ancho de pulso ajustable.

El inversor a la entrada de la puerta NOR le proporciona una señal cuadrada que es una réplica idéntica, retrasada en el tiempo e invertida, de la otra señal de entrada.

La Figura 26 muestra el comportamiento de la señal en distintos nodos del generador de pulsos gaussiano monociclo, cuya explicación se presenta en 2.10.1.6.

2.10.1.5. Circuito de Moldeo de Pulsos (*Pulse shaping*) [1]

La última etapa del generador de pulsos monociclo ajustable es el circuito de moldeo de pulsos, formado por un filtro pasa-altos (HPF) LC, que permite controlar el contenido de frecuencia de la señal, y funciona como un diferenciador para la señal de impulso ajustable generada, obteniendo a su salida una señal de pulso monociclo gaussiano con duración ajustable.

2.10.1.6. Ejemplo de conformación de pulso [1]

La Figura 26 ilustra las variaciones de voltaje en diferentes nodos A, B, C y D del generador de pulso monociclo ajustable de la Figura 24, cuando se aplica una señal de reloj sinusoidal de 10 MHz al generador. La señal de reloj de entrada se divide en dos caminos: una señal pasa a través de la célula de retraso ajustable superior y otra a través de la célula de referencia en el camino inferior. Ambas etapas generan ondas cuadradas idénticas (0 a V_{dd}), con tiempos de subida y bajada muy cortos, y con un tiempo de retraso entre ellas controlado por un voltaje de control aplicado dentro de la celda de retraso (*tunable delay cell*). La onda generada por la celda de referencia se entrega en el

nodo B, siendo una entrada a la puerta NOR. La onda retrasada generada por la celda de retraso se invierte y es la otra entrada de la puerta NOR, nodo A. La salida del NOR está en estado alto (V_{dd}) solo cuando las entradas a la puerta NOR están ambas en estado bajo (0 V). En todos los demás estados de entrada, la salida está siempre en bajo (0 V).

Cuando estas dos ondas cuadradas idénticas e invertidas, en A y B, se aplican al bloque de puerta NOR, se genera una señal de impulso estrecha en el nodo C, cuyo ancho depende de la diferencia de tiempo relativa entre estas dos señales de onda cuadrada y de los anchos de sus bordes de subida y bajada, generando así en el nodo C una señal de impulso con una duración ajustable. Una menor diferencia de tiempo entre las señales en los nodos A y B genera un impulso más estrecho con un menor voltaje pico a pico en el nodo C, mientras que una mayor diferencia de tiempo produce un impulso más amplio con un mayor voltaje pico a pico. Cuando la señal de impulso ajustable se envía al circuito de conformación de pulsos, se obtiene una señal de pulso gaussiano monociclo con duración ajustable en el nodo D.

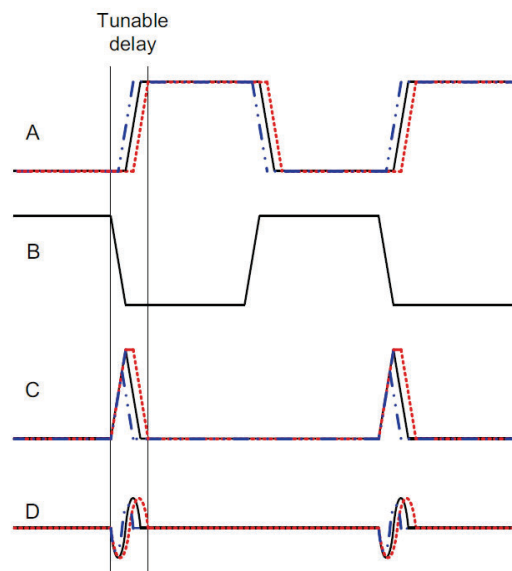


Figura 26 [1]: Formas de señal en los nodos del generador de pulso UWB monociclo gaussiano de la Figura 24

2.10.1.7. Transmisor de Impulso Ajustable UWB [1]

Para conformar el transmisor IR-UWB, una opción de arquitectura emplearía dos generadores de pulsos gaussianos monociclo, y mediante un modulador BPSK, por ejemplo, se generan dos señales de pulso monociclos con polaridades opuestas, siendo una forma directa de obtener pulsos gaussianos monociclos modulados. No obstante, esta arquitectura ocuparía mucho espacio en el chip y sufriría un aumento en el consumo de energía causado por los dos generadores de pulso monociclo [1].

Por tanto, para el transmisor de pulso gaussiano monociclo ajustable UWB de [1] se emplea la topología de la Figura 27, compuesta por el generador de impulsos ajustable de la Figura 25, un inversor CMOS, el bloque modulador BPSK empleado en [1] y el bloque de conformación de pulsos, el cual como se mencionó, es un filtro pasa-alto.

Este transmisor, solo utiliza un componente de conformación de pulsos en lugar de dos generadores de pulso monociclo con la otra topología, por tanto, el área en el chip del transmisor UWB de pulso monociclo gaussiano ajustable es considerablemente menor.

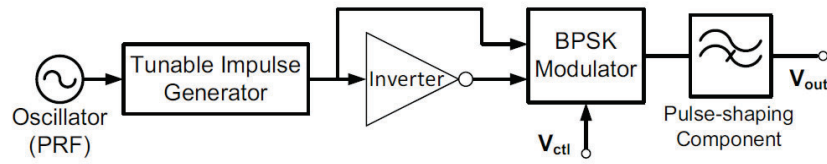


Figura 27 [1]: Diagrama del transmisor IR-UWB de pulso monociclo gaussiano de duración ajustable

La señal de reloj de 10 MHz impulsa el generador de impulsos ajustable para producir los impulsos positivos y negativos con duraciones ajustables. La señal de pulso positiva generada directamente del generador de impulsos ajustable y la señal de pulso negativa a la salida del inversor CMOS se alimentan al modulador BPSK. Dependiendo de la señal moduladora externa de nivel alto o bajo V_{ctl} , la señal de pulso modulada positiva (modulación de alto nivel) o negativa (modulación de bajo nivel) del modulador BPSK se envía al circuito de conformación de pulsos, a la salida del cual se obtiene la señal de pulso gaussiano monociclo modulada con la correspondiente amplitud positiva o negativa.

La Figura 28 muestra pulsos de salida tanto simulados como medidos en [1] del transmisor de pulsos monociclo UWB para señales moduladoras de alto y bajo nivel.

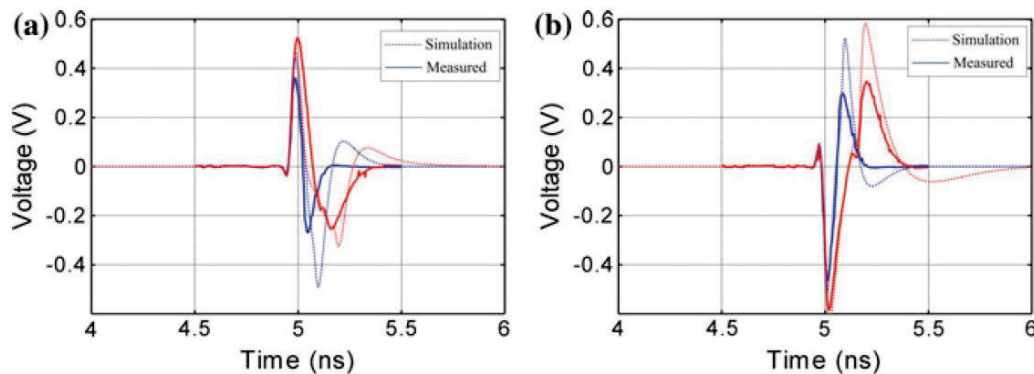


Figura 28: Ejemplo de pulsos monociclos gaussianos UWB simulados y medidos en [1]

2.10.2. IR-UWB transmitter for low power low data rate biomedical sensor applications in 130 nm CMOS process [37]

En [37] se propone la arquitectura de transmisión mostrada en la Figura 29, para aplicaciones de sensores biomédicos inalámbricos, que emplea los siguientes elementos:

- Generador de impulsos con forma de onda triangular: es más fácil de implementar en tecnología CMOS (respecto a pulsos gaussianos o sus derivados) utilizando la carga y descarga lineal de un condensador, y proporciona una alta supresión de lóbulos laterales, que supera los 26 dB.

- Oscilador LC ajustable que emplea bancos de condensadores controlados digitalmente para sintonizar la frecuencia de oscilación, el cual se activa solo durante la generación de impulsos para ahorrar energía.
- Búfer diferencial que aísla al oscilador de las variaciones de impedancia de la carga.

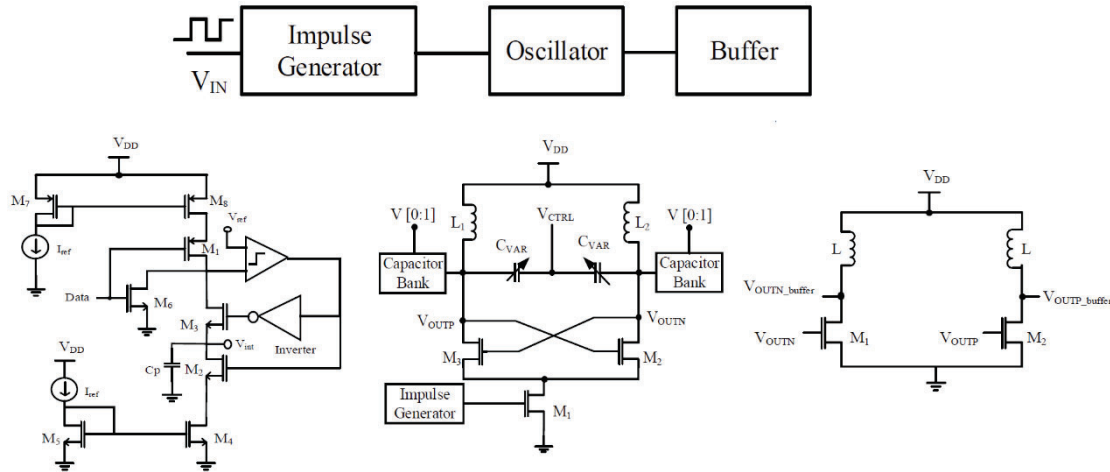


Figura 29 [37]: Arquitectura de transmisor IR-UWB que genera forma de onda triangular

El funcionamiento de la arquitectura se detalla en [37] de la siguiente manera:

Cuando los datos son ‘0’, se enciende el transistor M1 y se apaga M6, por tanto, una corriente constante I_{ref} carga el condensador C_p linealmente. Inicialmente, el voltaje en el nodo V_{int} es menor que V_{ref} y, por lo tanto, la salida del comparador también es baja. Cuando el voltaje a través del condensador C_p alcanza V_{ref} , la salida del comparador cambia de baja a alta, lo que apaga M3 y enciende M2. Cuando la misma corriente I_{ref} fluye en la dirección inversa, el condensador se descarga y así se generan los impulsos con forma de onda triangular. Ajustando la corriente de referencia y los voltajes y el valor de C_p , se puede variar la tasa de carga y descarga, lo que a su vez cambia la duración de los impulsos.

La señal de impulso en forma de triángulo que proviene del bloque generador de impulsos controla el encendido/apagado del oscilador controlado por voltaje, (VCO, por sus siglas en inglés), a través del transistor de cola M1. El tamaño del transistor M1 se elige de tal manera que asegure un tiempo de encendido lo suficientemente rápido para la generación de pulsos. Se obtiene una alta eficiencia energética al encender el VCO LC solo durante la generación de pulsos y apagándola el resto del tiempo.

Según [37] este transmisor se implementó en un proceso CMOS 130-nm, y los resultados de la simulación muestran que la duración del pulso es de 3.5 ns y que la amplitud máxima del espectro de potencia es de -46.8 dBm/MHz, cumpliendo con la máscara espectral de la FCC.

Vale destacar, que dicho transmisor está pensado para aplicaciones que requieran bajas velocidades de datos, y que la forma de pulso es fija (triangular).

2.10.3. An IR-UWB IEEE 802.15.4z compatible coherent asynchronous polar transmitter in 28-nm CMOS process [36]

Se estudiará en este apartado la arquitectura para la transmisión IR-UWB descrita en [36], circuito integrado (IC, por sus siglas en inglés) transmisor polar asíncrono, y que es variante de la arquitectura (b) de la Figura 22.

La Figura 30 presenta la arquitectura del transmisor. Está compuesto por un sistema de digital en banda base, DBB, (por sus siglas en inglés), circuito de control de ciclo útil, un oscilador tipo ILRO, un conformador de pulsos, un DPA (amplificador de potencia digital) y la antena transmisora. Las señales de modulación de amplitud y fase se procesan de manera independiente.

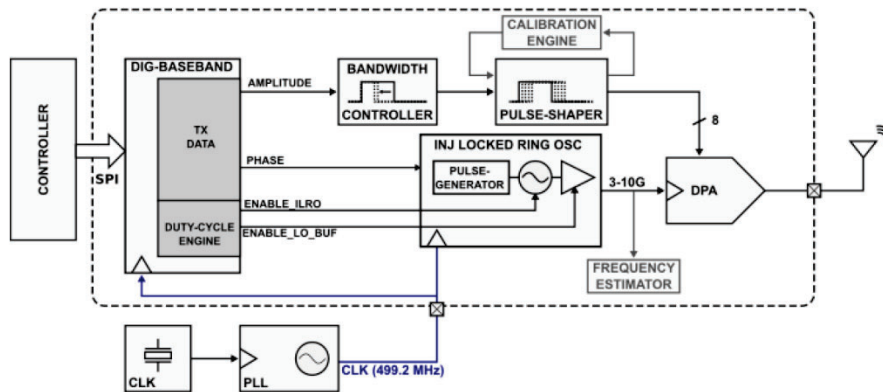


Figura 30 [36]: Arquitectura de alto nivel del transmisor IR-UWB con forma de pulso fija

El DBB genera señales de fase y amplitud con un reloj de 499.2 MHz (pulsos cuadrados de 2 ns) que alimenta la cadena de transmisión analógica [36]. El DBB también genera señales de habilitación sincronizadas para el ILRO y el PA, permitiendo así manejar de forma independiente el ciclo útil de cada uno de estos bloques para optimizar el consumo de potencia general del sistema.

La cadena de transmisión analógica incluye un controlador de ancho de banda, el cual recibe la señal cuadrada de amplitud de 2 ns que emite el DBB, y ajusta su ancho para variar el BW de los pulsos por encima de 500 MHz, según se necesite, acorde al estándar 802.14.4z. Un mayor ancho de banda del transmisor puede mejorar el rango en aplicaciones de localización [36]. Así, el ancho de la señal cuadrada de 2 ns a la entrada del controlador de ancho de banda, se reduce a 1 ns (BW de 1 GHz) o menos y se alimenta al conformador de pulsos.

2.10.3.1. ILRO

El bloque oscilador de anillo bloqueado por inyección (ILRO) genera la portadora RF utilizando la técnica bloqueo por inyección, en la cual una señal de reloj de referencia de 499.2 MHz, suministrada externamente, fuera del IC, se inyecta (o sincroniza) en el oscilador en anillo controlado digitalmente, DCRO. A continuación, la fase de esta señal se bloquea para obtener una transmisión coherente. El DCRO puede generar señales RF múltiplos enteros de esta frecuencia de referencia mediante un convertidor

digital analógico, DAC, pudiendo generar así un rango de operación de frecuencia de 3 a 10 GHz.

2.10.3.2. Conformador de Pulso

La implementación del conformador de pulsos asíncrono y su interfaz con el DPA se detalla en la Figura 31.

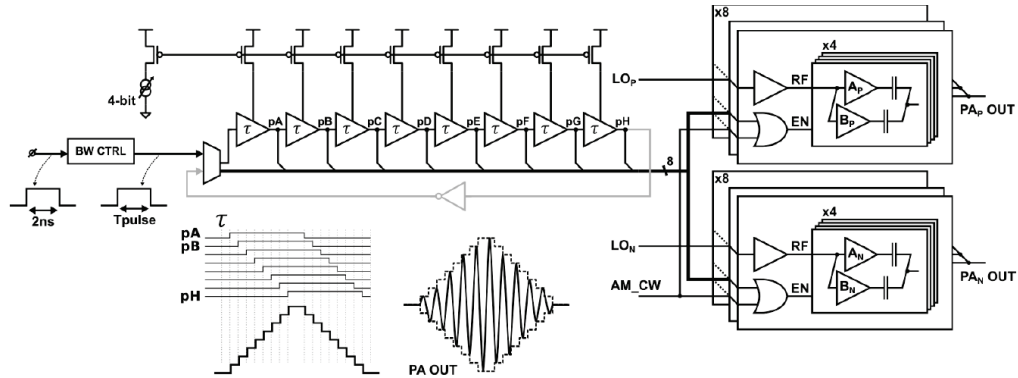


Figura 31 [36]: Conformador de pulso y celdas de amplificación de potencia

El bloque conformador de pulsos consiste en un filtro de respuesta finita al impulso, (FIR, por sus siglas en inglés), que emplea N etapas de retardo compuestas por buffers controlados por corriente cuyo retardo, τ , es programable mediante un control de corriente de polarización de 4 bits y es el mismo para cada etapa de retardo, por tanto, no se programa de manera independiente en esta arquitectura. A su vez, cada etapa de retardo se conecta a su correspondiente celda de amplificación de potencia. El diagrama conceptual de la Figura 32 muestra esto con más claridad.

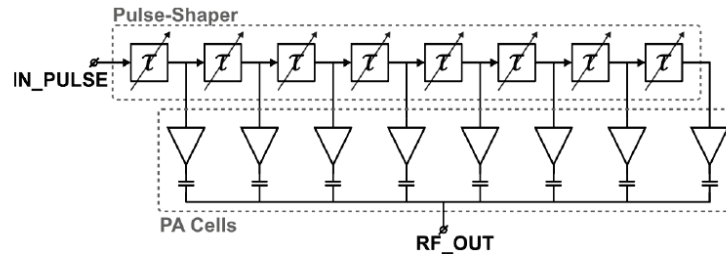


Figura 32 [36]: Diagrama conceptual del conformador de pulso descrito en [36]

En el artículo, se emplea una forma de pulso trapezoidal, ya que permite un diseño eficiente en energía y cumple con las máscaras regulatorias en la mayoría de las regiones. Se menciona que una ventaja importante de emplear estos pulsos es que su envolvente se puede generar mediante la simple suma de las salidas de todas las etapas de retardo.

2.10.3.3. Cuantización del Pulso

Un mayor número de etapas de retardo resulta en un menor ruido de cuantización y un espectro de frecuencia más limpio alrededor del lóbulo principal, a expensas de una mayor disipación de potencia [36]. No obstante, los autores implementan 8 etapas de retardo pues son suficientes para cumplir con la mayoría de las regulaciones de máscara

espectral regional para el canal 9 empleado. De esta manera, se obtiene un buen equilibrio entre pureza espectral y complejidad de diseño.

2.10.3.4. Calibración del conformador de pulsos

Cuando el transmisor está inactivo, el retardo programado puede sufrir cambios debido a variaciones de voltaje, la temperatura de funcionamiento del circuito u otras condiciones ambientales [36], por tanto, el artículo propone una técnica de calibración en chip para la cadena de retardo, con el fin de ajustar los retardos dentro del rango deseado. La calibración consiste en retroalimentar la salida de la línea de retardo a su entrada a través de un multiplexor, con lo cual se mide y calibra el retardo optimizando la corriente del conformador de pulsos, optimizando con esto la forma del pulso.

La salida del conformador de pulsos es un bus de 8 bits que transporta la información de amplitud. La información de fase se añade actuando directamente sobre la portadora en el ILRO.

La señal de 8 bits de salida del conformador de pulsos se utiliza para activar (y desactivar) las respectivas celdas amplificadoras de potencia (PA) basadas en condensadores conmutados (8 celdas PA en total para este caso), cada una de las cuales consta de cuatro células unitarias. La potencia de salida de cada una de estas células unitarias es configurable mediante 2 bits de control, permitiendo esto cumplir con el requisito de densidad espectral de potencia de -41.3 dBm/MHz para diferentes PRFs, manteniendo con esto la potencia de salida de los pulsos, dentro de los límites permitidos.

Finalmente, en el amplificador de potencia digital, DPA, la señal de 8 bits que genera el conformador de pulsos y la portadora de RF que genera el ILRO, se combinan para crear la envolvente de la señal RF de salida a transmitir por la antena.

2.10.4. An IEEE 802.15.4z-compliant reconfigurable pulse-shaping UWB digital power amplifier in 28-nm CMOS process [28]

Se estudiará en este apartado el diseño del conformador de pulsos descrito en [28], cuya arquitectura se muestra en la Figura 33.

La arquitectura está compuesta por una línea de retardos programables de N etapas que pueden ser configuradas de manera independiente. Incluye además un amplificador de potencia digital conformado por N sub amplificadores digitales de potencia (sub-DPA), cada uno controlado por su correspondiente etapa de retardo programable. Finalmente, se incluye una red de adaptación de impedancias y la impedancia de carga de la antena.

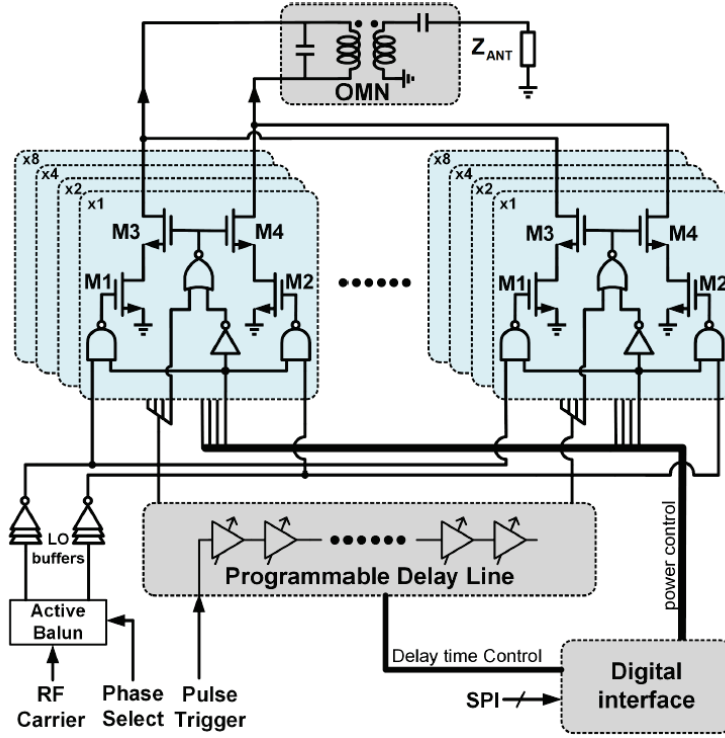


Figura 33 [28]: Arquitectura de transmisor IR-UWB con conformador de pulso reconfigurable más DPA

2.10.4.1. Conformación de los pulsos

Para la conformación de los pulsos en esta arquitectura, se aplica un muestreo no uniforme, consistente en programar de manera independiente el tiempo de retardo de cada etapa de retardo, permitiendo así la reconfigurabilidad de los pulsos acorde a la forma de señal que se desee generar (triangular, gaussiana, etc.), obteniendo plantillas de pulsos simétricos, consiguiendo a la vez, un mejor uso espectral y supresión de los lóbulos laterales de la señal.

Se destaca en [28] que la generación de los pulsos se puede conseguir empleando convertidores digital-analógicos (DAC) convencionales, no obstante, la técnica de muestreo no uniforme descrita lo aventaja en cuanto a la supresión de lóbulos laterales y uso del espectro.

La Figura 34 muestra un diagrama conceptual de la generación de la envolvente del pulso ajustando de forma independiente el tiempo de retardo $\tau_A, \tau_B, \dots, \tau_N$.

El tiempo de retardo de cada celda de retardo se calcula en función de la plantilla de pulso deseada, realizando su cálculo de la siguiente manera:

- Dividir la amplitud de la envolvente de pulso ideal, en N segmentos iguales, como se muestra con las líneas discontinuas horizontales en la Fig. 3.
- Cada línea intercepta con el pulso ideal en los puntos $t_{i-1}, \dots, t_i, t_{i+1}$. El punto medio de dos puntos de intersección adyacentes, $S_1, \dots, S_{i-1}, S_i$, se toma como el punto de muestreo de la envolvente UWB.
- Luego, el tiempo de retardo de cada etapa se puede calcular mediante la ecuación:

$$\tau_i = S_i - S_{i-1} \quad (23)$$

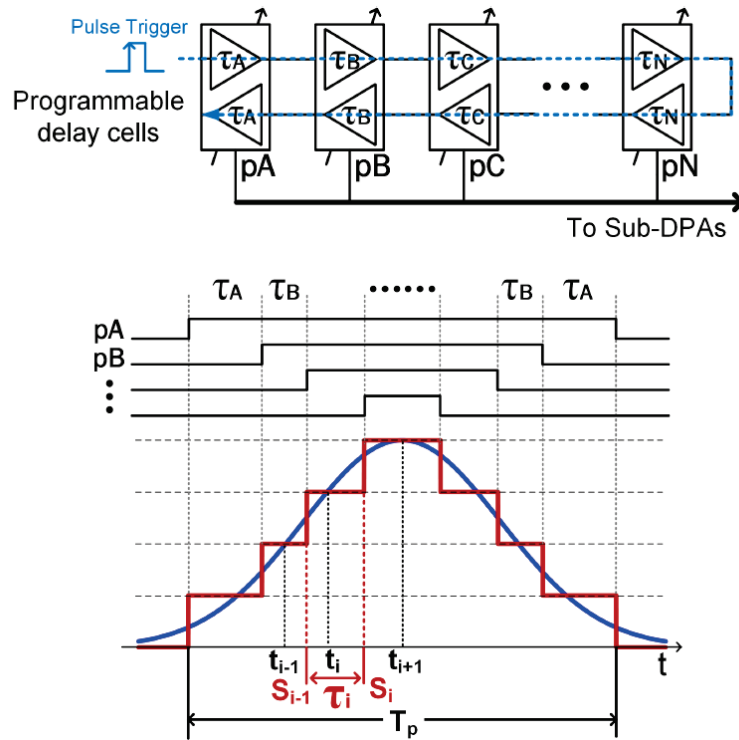


Figura 34 [28]: Método de conformación de pulsos reconfigurables mediante línea de retardos programables

El conformador de pulsos está diseñado con $2N$ celdas de retardo. Para generar una forma de pulso simétrica, en cada etapa de retardo se incluyen dos celdas con la misma configuración de tiempo. Cuando el conformador de pulsos recibe una señal de disparo en su entrada (*trigger*), dicha señal se propaga a lo largo de las líneas de retardo y cada etapa de retardo genera señales de control $p_A, p_B, \dots, p_N$ con la duración programada, que encienden y apagan secuencialmente los N sub-DPAs.

El DPA está compuesto por celdas sub-DPA diferenciales en arquitectura cascodo. Cada celda está compuesta por transistores M1, M2, M3, M4 y otras puertas lógicas. Los transistores M1/M2 son manejados por las señales RF diferenciales moduladas, y la línea de retardo programable controla el estado ON/OFF de los transistores M3/M4. Así, la portadora RF modulada está presente todo el tiempo en cada celda sub-DPA, y su amplificación en cada una lo controla la PDL mediante las señales de control $p_A, p_B, \dots, p_N$, con el tiempo de retardo programado para cada celda sub-DPA.

Así, el funcionamiento de la arquitectura es el siguiente:

Se recibe la señal portadora RF en configuración asimétrica (del inglés *single ended*), se convierte en señales diferenciales mediante un balun activo y luego se pasan por búfers de oscilador local que la aíslan. En el balun, una señal de selección de fase controla la polaridad de la señal RF a través de multiplexores para realizar la modulación BPSK que se emplea en [28]. Con los tiempos de retardo programados en la PDL, las señales de control a su salida van activando secuencialmente los sub-DPA, y la salida de estos se va combinando para generar la envolvente y con esto conformar la amplitud del pulso UWB a transmitir.

Cada sub-DPA tiene una configuración de potencia de 4 bits, que proporciona un rango dinámico de 23 dB para la potencia de salida del pulso, lo que permite adaptarla a diferentes modos de operación para varias PRF medias.

Se menciona además en [28], que la proporción más significativa del consumo total de energía del transmisor proviene del amplificador de potencia (PA), por tanto, su baja corriente de reposo (inactividad del DPA) permite obtener una buena eficiencia energética.

2.10.4.2. Número de etapas de retardo

Según [28], se puede lograr una mayor supresión de lóbulos laterales aumentando el número de etapas de retardo, no obstante, esto conlleva como desventajas, un mayor consumo de energía, más uso de registros, dividir el DPA en más sub-DPA (uno para cada etapa de retardo) con un tamaño más pequeño para cada uno lo cual implica que en el diseño físico (*layout*) habrá mayor capacitancia parasitaria y a una mayor pérdida de síntesis de potencia, lo cual resulta en una disminución en la eficiencia del DPA.

Por tanto, en [28] se emplean 13 etapas de retardo (y 13 sub-DPA) para equilibrar entre complejidad del diseño y linealidad del DPA, siendo esto el número de etapas óptimo para el proceso CMOS de 28 nm acorde a las simulaciones realizadas, como se menciona en el artículo.

Como ejemplo, [28] menciona que para generar pulsos gaussianos con un ancho de banda de 500 MHz y duración 3.7 ns, el pulso generado tiene 25 pasos con un tiempo de retardo promedio entre cada etapa de 148 ps, siendo equivalente esto a una tasa de muestreo promedio de 6.8 GHz (frecuencia a la cual se generan los subpulsos conformadores del pulso).

La Figura 35 muestra el circuito de la línea de retardo programable empleada en [28], en la cual cada etapa contiene dos celdas de retardo controladas por corriente que manejan un flip-flop tipo D para generar la señal de control que activa o desactiva el sub-DPA. El circuito de las celdas de retardo se muestra en la Figura 36. El tiempo de retardo de cada etapa se controla mediante una fuente de corriente programable de 7 bits y la configuración del tiempo de retardo se almacena en una LUT.

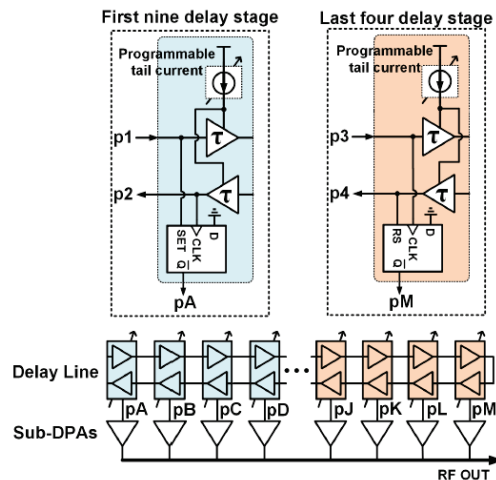


Figura 35 [28]: Circuito de la línea de retardos programables

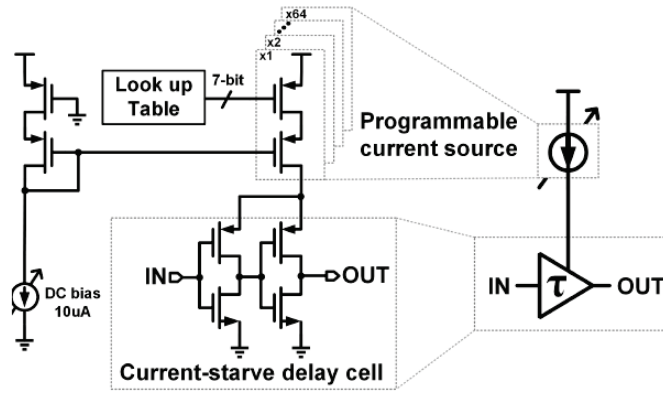


Figura 36 [28]: Circuito de las celdas de retardo programable

2.10.4.3. Calibración de la distorsión para mejorar la linealidad

La conformación del pulso mediante la activación y desactivación secuencial de varios sub-DPAs, implica que el voltaje de salida del circuito debe aumentar linealmente con el número de sub-DPAs encendidos. No obstante, [28] describe que a medida que cambia el número de sub-DPAs en estado ON, el cambio de impedancia de salida del C-DPA causa distorsión AM-AM, lo cual conlleva a la distorsión del pulso generado, y con esto el voltaje de salida, aumentando a su vez la potencia de los lóbulos laterales.

Por otro lado, el bajo ciclo útil de trabajo del tren de pulsos a generar (*burst*) conlleva a una alta relación de potencia pico a promedio (PAPR) por parte del amplificador de potencia, lo que implica que el DPA debe tener una excelente linealidad para reducir la distorsión de los pulsos. Por esta razón, los autores mencionan que un método para aumentar la linealidad es retroceder la potencia de salida (*power back off*, PBO), pero esto disminuye la eficiencia de transmisión.

Por tanto, en [28] se introduce una técnica de predistorsión AM-AM para calibrar la distorsión y mejorar la linealidad. A modo de ejemplo, para generar un pulso triangular se requieren de iguales tiempos de retardo por etapa, de modo que la técnica consiste en doblar el tiempo de retardo de las tres primeras etapas, lo cual implica que la amplitud de salida aumentará lentamente, asemejándose más a la parte frontal de la curva ideal. A la vez, las últimas tres etapas de retardo tienen el doble del tamaño (y por ende el doble de capacidad de conducción) respecto al resto de etapas del sub-DPA, acelerando con esto el aumento de la amplitud de salida para igualar la parte trasera de la curva ideal. Acorde a [28], mediante esta técnica el lóbulo lateral fuera de la banda se reduce en 9.5 dB, comparada con no aplicarla, Figura 37.

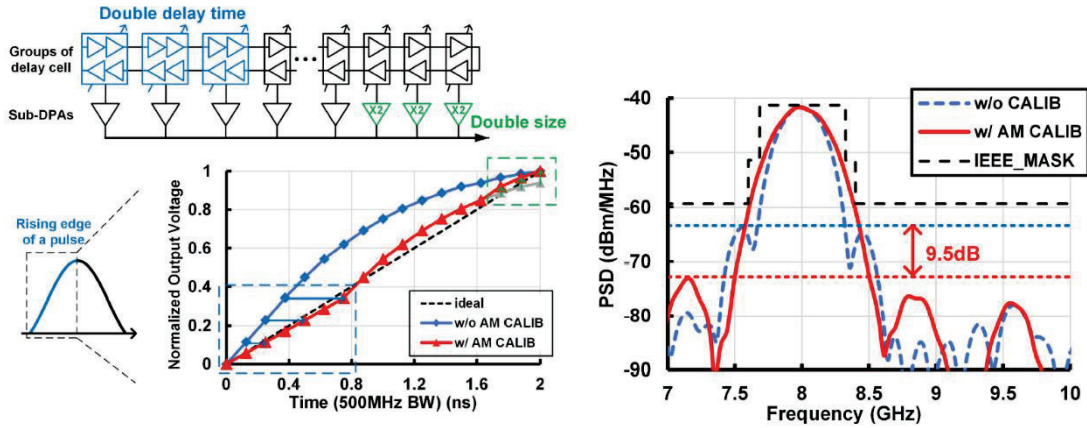


Figura 37 [28]: Configuración de las celdas de retraso para calibrar la distorsión y mejorar la linealidad del circuito

2.10.4.4. Red de adaptación de salida de banda ancha con trampa de segundo armónico

Debido a que UWB opera en un amplio rango de frecuencias, se menciona en [28] que es necesario realizar adaptación de impedancia de salida de banda ancha con la antena, mencionando además que el DPA descrito en el artículo, presenta una alta impedancia de segunda armónica que puede causar que el voltaje de salida contenga un gran componente armónico, lo cual, bajo condiciones extremas puede romper las celdas de potencia. Para contrarrestar esto, en el diseño del DPA se pueden emplear transistores de puerta gruesa para aumentar la tolerancia al voltaje, no obstante, estos tienen baja ganancia y alto voltaje de activación, V_{ds} , lo cual reduce la potencia de salida y la eficiencia del DPA cuando se trabaja con bajo voltaje de alimentación. Para solucionar esto, [28] plantea insertar una trampa de segunda armónica en el circuito de adaptación de salida, (OMN, por sus siglas en inglés), que permita diseñar las celdas de potencia con transistores de puerta delgada, con lo cual se reducen las oscilaciones de salida de los transistores del DPA (voltaje de salida pico y el componente de segunda armónica), permitiendo así que todo el diseño se implemente utilizando solo transistores de puerta delgada, sin aumentar el área del chip, sin riesgo de ruptura de los celdas DPA, logrando alta ganancia y eficiencia.

2.11. Resumen del capítulo

Existen en la literatura diferentes arquitecturas para conformar pulsos UWB. En este capítulo se describieron cuatro de ellas.

La arquitectura IR-UWB explicada en apartado 2.10.1, emplea un oscilador local para generar la frecuencia de repetición de pulsos (10 MHz) del sistema IR-UWB, que representa la entrada a las etapas de retraso, no obstante no se realiza una conversión de frecuencia a un canal UWB específico de RF (no emplea mezcladores), pues esta señal a través de la arquitectura descrita, se convierte directamente en una señal de impulso monociclo gaussiano (pudiendo generarse otro tipo de señal mediante la arquitectura correcta) de amplio ancho de banda en el cual todas las frecuencias que conforman la

señal se transmiten a la vez, operando así en todo momento sobre todo el ancho de banda UWB, 3.1 – 10.6 GHz [1]. Esto posibilita que su arquitectura sea simple, pero impide centrarse en un solo canal de los especificados en el estándar IEEE 802.15.4z, por tanto, esta arquitectura queda descartada para el diseño funcional del capítulo siguiente.

Por otro lado, un sistema IR-UWB como los descritos en los apartados 2.10.3 y 2.10.4, opera sobre la frecuencia del canal UWB escogido, conformando la señal de impulso UWB mediante etapas de retardo que se activan secuencialmente para muestrear la señal RF de entrada y acumularlas en su salida para conformar el pulso final a transmitir. De esta forma, el contenido de la señal se encuentra en la frecuencia central del canal UWB seleccionado. La arquitectura de transmisor detallada en 2.10.3 está pensada para aplicaciones de localización en interiores, no obstante, solo permite implementar formas de pulsos fijas, al igual que la arquitectura descrita en 2.10.2, la cual por además se implementó para aplicaciones de sensores biomédicos de baja tasa de datos.

De esta forma, la arquitectura descrita en 2.10.4, es la propuesta para realizar el diseño funcional del transmisor IR-UWB de este trabajo, pues permite operar sobre un canal de frecuencia del estándar 802.15.4z en cumplimiento con la máscara europea, ECC, y obtener formas de pulsos de duración ajustable y con forma reconfigurable.

A continuación, se resumen los elementos básicos, adicionales y deseables para un transmisor IR-UWB en base a las arquitecturas estudiadas.

Elementos básicos:

- Oscilador local centrado a la frecuencia de trabajo, que genere la señal RF.
- Modulador: PPM, OOK, BPM-BPSK, BPSK
- Conformador de pulso, que puede incluir celdas de retardos programables para conformar la forma del pulso a transmitir.
- Amplificador de potencia digital: Las señales del oscilador y conformador de pulso se combinan para generar la señal de salida por la antena.

Elementos adicionales según la aplicación y diseño en específico:

- Redes de adaptación de impedancias de salida.
- Trampas de armónicos.
- Balun.
- Controlador de ancho de banda.

Características deseables:

- Control de ciclo útil.
- Ajuste de niveles de potencia de los DPA para cumplir con requisitos espectrales de UWB para diferentes PRF.
- Conformador ajustable de forma de pulsos (acorde a la aplicación)
- Compensación adecuada entre mayor número de etapas de retardo para lograr una mayor supresión de lóbulos laterales respecto a mayor complejidad y consumo de potencia.
- Técnicas de ajustes de linealidad del DPA.
- Calibración de frecuencias y de retardos del conformador de pulsos.

CAPÍTULO 3: DISEÑO FUNCIONAL DEL TRANSMISOR IR-UWB

A partir de la arquitectura de transmisión de [28], propuesta para el conformador de pulsos en el apartado 2.10.2 del Capítulo 2, en este capítulo se procede a presentar el esquemático funcional diseñado del transmisor, enfocando en el diseño del conformador de pulsos, presentando además los resultados de las simulaciones. La idea fundamental del diseño funcional es verificar el comportamiento adecuado y esperado del conformador de pulsos en la generación de las formas de onda reconfigurables, junto con el cumplimiento de la máscara espectral para el canal seleccionado y la supresión correcta de los lóbulos laterales.

3.1.Arquitectura funcional de transmisor IR-UWB

La Figura 38 muestra el esquemático funcional diseñado, el cual está compuesto por:

- Señal RF senoidal de entrada (v_{in}), a la frecuencia del canal obligatorio UWB de la banda 3 del modo HRP.
- Línea de retardo programable de 13 etapas o celdas, número óptimo mencionado en [28] para tecnología CMOS de 28 nm.
- Conformador de pulso de 13 etapas, cuyas salidas están conectadas en paralelo. Cada etapa solo se activa mediante señales de habilitación PS_1, PS_2, y así sucesivamente hasta PS_13.

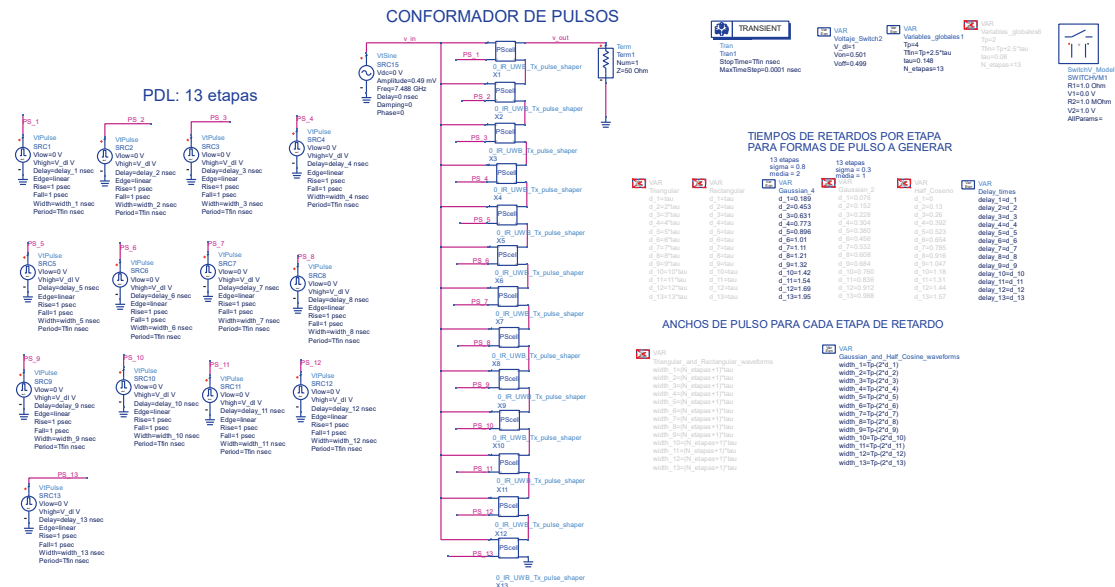


Figura 38: Diseño funcional del transmisor IR-UWB con conformador de pulso reconfigurable

La señal RF de entrada (v_{in}) está conectada a la entrada de cada etapa del conformador de pulso (PS). Cada etapa de la PDL se configura con un retardo de tiempo específico, que permite retrasar el procesamiento de la señal RF a la entrada del conformador de pulso. Así, transcurrido el tiempo programado para cada celda de la PDL, éstas generan señales de habilitación (PS_1, ..., PS_13) de una duración predeterminedada, que activan

la etapa correspondiente del PS, permitiendo que cada una de estas etapas procese la señal RF a su entrada, acorde a la duración de la señal de habilitación de cada una. Las señales de salida de cada etapa del PS se combinan para obtener la forma de pulso deseada, permitiendo así obtener configuraciones específicas y simétricas bajo esta topología.

Las Figuras 39 y 40 ilustran el diseño funcional de cada celda del conformador de pulso (PScell), junto con su símbolo, que consta de un interruptor que se activa con la señal de habilitación correspondiente de la PDL, seguido de una fuente de voltaje controlada por voltaje (VCVS, por sus siglas en inglés) con ganancia funcional unitaria, que funciona como seguidor de voltaje. Todas las etapas del PS se conectan desde su terminal de salida, “Out Num 3”, al terminal “Interconnection Num=4” de la siguiente etapa, para combinar sus señales en la salida del conformador de pulso, v_out.

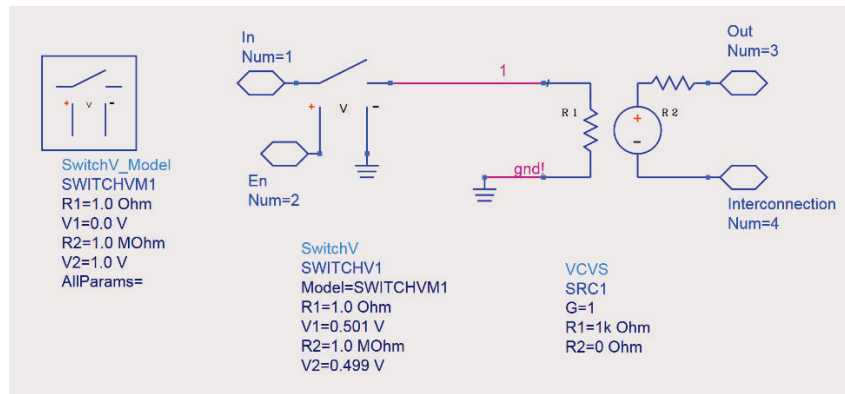


Figura 39: Implementación interna del conformador de pulso PS, del transmisor funcional IR-UWB

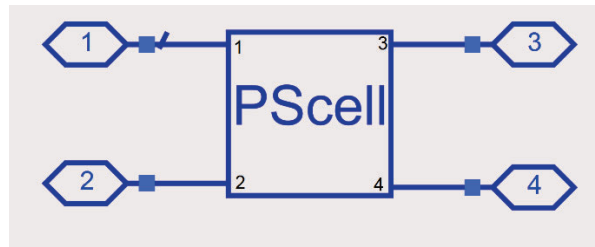


Figura 40: Símbolo del conformador de pulso del transmisor funcional IR-UWB

3.2.Resultados de simulación

A continuación, se presentan los resultados de simulación del análisis transitorio para la conformación de distintos tipos de forma de pulso. Se toma de [28] como referencia para el diseño de todas las formas de pulso, el diseño de un pulso gaussiano de 3.7 ns de ancho y 500 MHz de BW, en el cual, para 13 etapas de retardo, se establece un tiempo promedio de muestreo de la señal RF de entrada para conformar la forma del pulso UWB, dado por $\tau = \frac{3.7 \text{ ns}}{2 \cdot N_{\text{etapas}} - 1} = \frac{3.7}{25} = 148 \text{ ps}$.

En el diseño funcional, se generan los siguientes tipos de pulso: triangular, rectangular, gaussiano con $\sigma = 0.8$ y $\mu = 2$ y semi-coseno. Se define el tiempo de simulación $T_{fin} = 4.37 \text{ ns}$ como tiempo de parada del análisis transitorio. Para la conformación del

ancho de cada etapa de retraso de los pulsos gaussiano y semi-coseno, se establece un tiempo $T_p = 4 \text{ ns}$.

3.2.1. Pulso triangular

La Figura 41 muestra el ancho de la señal de habilitación que cada etapa de retardo programable genera, con vistas a conformar una forma de pulso triangular. Se aprecia que la duración de cada señal es la misma para todas las etapas y cada una se va activando escalonadamente con una diferencia de $\tau = 148 \text{ ps}$.

La duración o ancho de la señal de habilitación para formar el pulso se calcula mediante la fórmula (24), donde N es el número de etapas de retardo a emplear. El ancho del pulso triangular generado es de 3.85 ns.

$$width_n = (N + 1)\tau \quad (24)$$

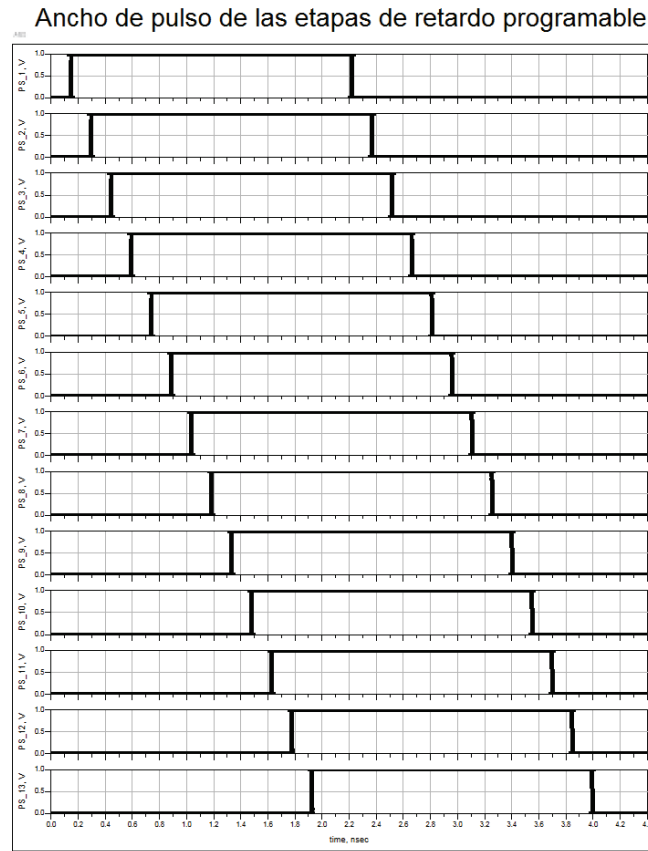


Figura 41: Ancho de pulso de cada etapa de retardo programable para pulso triangular

La Figura 42 a) muestra la señal de radiofrecuencia de entrada, configurada para el canal 8 HRP UWB a 7.488 GHz, en b) la forma de pulso triangular obtenida a la salida, y en c), la densidad espectral de potencia del pulso triangular. La línea roja define la máscara UWB de la FCC, mientras que la azul la de la máscara UWB de la ECC. Para esta forma de pulso, en este diseño funcional se obtiene una eficiencia espectral igual a 94.86 % para el ancho de canal de 500 MHz (marcadores m5 y m6 de la Figura 42 c). Se observa además que la supresión que se logra del primer lóbulo lateral, que a su vez es el lóbulo no principal que mayor nivel de densidad de potencia presenta, es de 26.73 dB, y todos se encuentran por debajo de la máscara ECC.

Pulso triangular

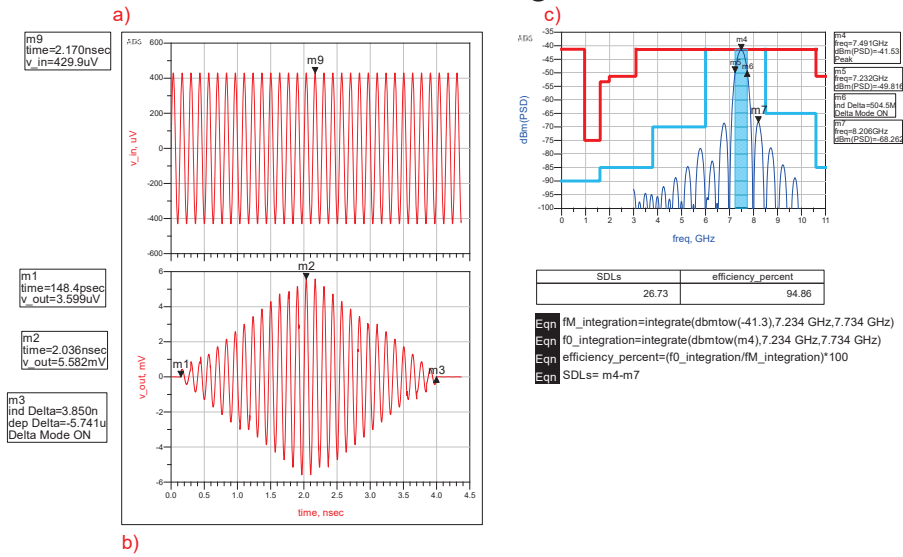


Figura 42: Forma de pulso triangular con su espectro de potencia para el canal HRP UWB 8

3.2.2. Pulso rectangular

La Figura 43 muestra el ancho de pulso de cada etapa de retardo programable para obtener una forma de pulso rectangular, donde se aprecia que el retraso es el mismo para todas las etapas y ocurren a la vez, por lo tanto, su ancho de pulso es de 2 ns. La duración de la señal de habilitación para formar el pulso se calcula mediante la fórmula (24).

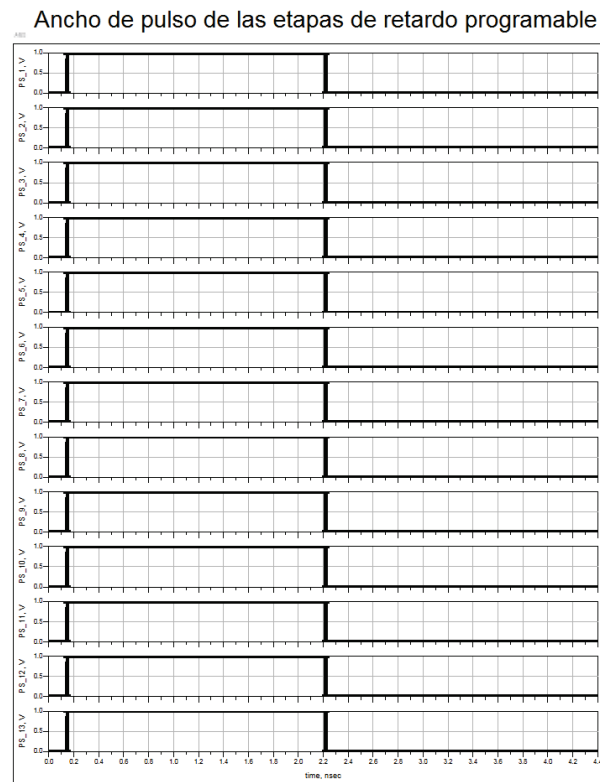


Figura 43: Ancho de pulso de cada etapa de retardo programable para pulso rectangular

La Figura 44 a) muestra la señal de radiofrecuencia de entrada, configurada para el canal 8 HRP UWB a 7.488 GHz, en b) la forma de pulso rectangular obtenida a la salida, y en c), su densidad espectral de potencia. Nuevamente, la línea roja define la máscara UWB de la FCC, mientras que la azul la de la máscara UWB de la ECC. Para esta forma de pulso, se obtiene una eficiencia espectral igual a 94.85 % para el ancho de canal de 500 MHz (marcadores m5 y m6 de la Figura 44 c), pero se aprecia el alto nivel de lóbulos laterales que presenta, que incumple con la máscara ECC, siendo la supresión del primer lóbulo lateral igual a 13.28 dB.

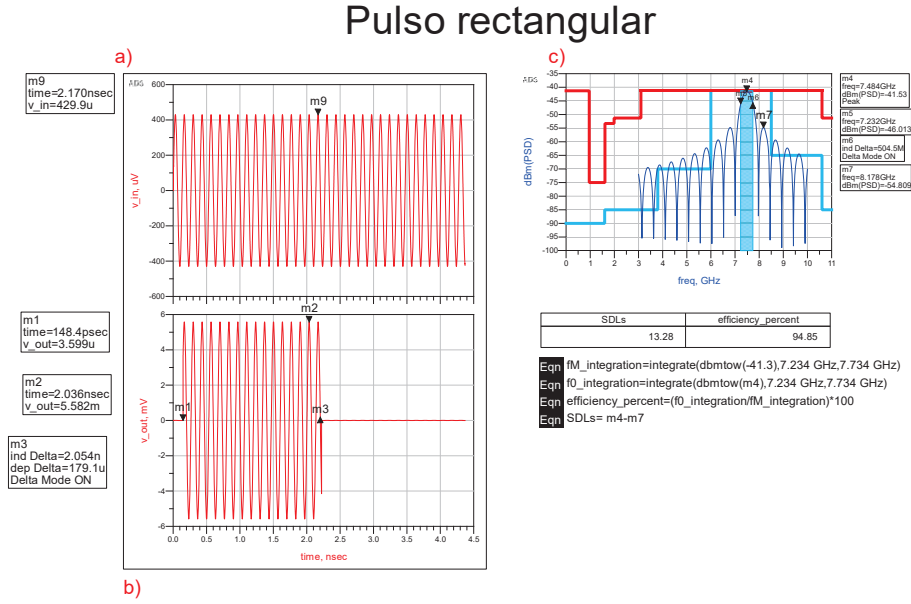


Figura 44: Forma de pulso rectangular con su espectro de potencia para el canal HRP UWB 8

3.2.3. Pulso semi-coseno

La Figura 45 muestra el ancho de pulso de cada etapa de retardo programable para conformar una forma de pulso semi-coseno, para el cual a partir de la función seno de la Figura 46, generada en <https://www.desmos.com>, se divide la amplitud (eje y) en 13 regiones horizontales equidistantes, y se toma la intersección de cada región con los puntos de la función seno desde 0 hasta $\pi/2$, para obtener los 13 valores de tiempo con los cuales configurar las etapas de retardo del conformador del pulso. Dado que la función seno y coseno son equivalentes mediante un desplazamiento de fase de 90° , el uso de la función seno es correcto y fue realizado por facilidad en la toma de los datos.

La duración de la señal de habilitación que genera cada etapa de la PDL se obtiene mediante la fórmula (25):

$$width_n = T_p - 2d_n \quad (25)$$

Donde T_p es el período definido para el pulso, d_n es el tiempo en ns que tarda en iniciarse la correspondiente etapa de retardo de la PDL (señal de habilitación), y $width_n$ es el ancho de pulso (ancho de la señal de habilitación) que genera cada etapa de la PDL. La duración del pulso semicoseno generado es de 4 ns.

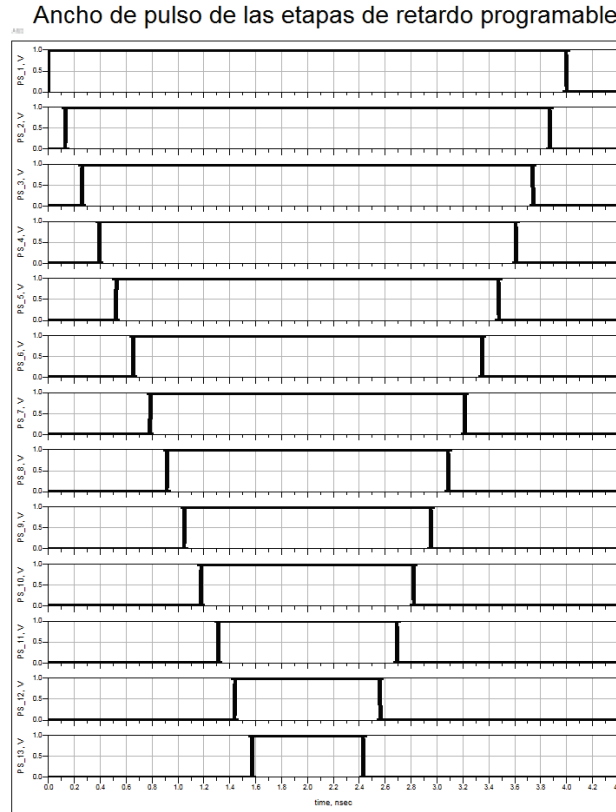


Figura 45: Ancho de pulso de cada etapa de retardo programable para pulso semi-coseno

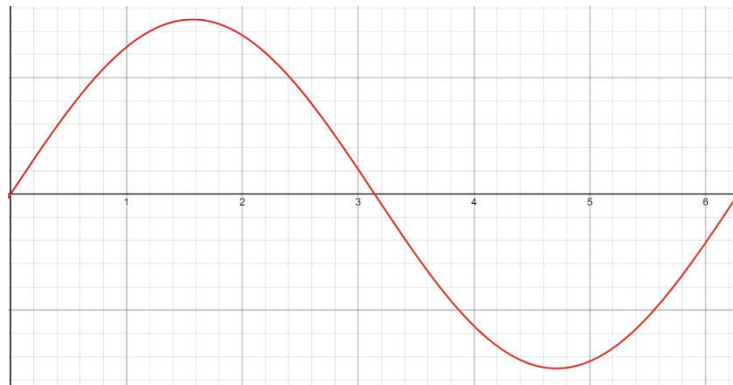


Figura 46: Función de referencia para la toma de las muestras de tiempo del pulso semi-coseno generada en <https://www.desmos.com>

La Figura 47 a) muestra la señal de radiofrecuencia de entrada, configurada para el canal 8 HRP UWB a 7.488 GHz, en b) la forma de pulso semi-coseno obtenida a la salida, y en c), su densidad espectral de potencia. La línea roja define la máscara UWB de la FCC, mientras que la azul la de la máscara UWB de la ECC. Para esta forma de pulso, se disminuye la amplitud de la señal de entrada hasta 0.37 mV, y se obtiene una eficiencia espectral de 95.49 % para el ancho de canal de 500 MHz (marcadores m5 y m6 de la Figura 47 c), lo cual demuestra el mejor aprovechamiento que se logra del espectro UWB con esta forma de pulso, respecto al nivel de entrada aplicado para el pulso triangular y rectangular, 0.43 mV en ambos casos, para obtener la misma

eficiencia espectral. Se aprecia en la Figura 47 c) que el mínimo nivel de supresión de lóbulos laterales obtenido es 30.46 dB y que cumple con la máscara ECC.

Pulso semi-coseno

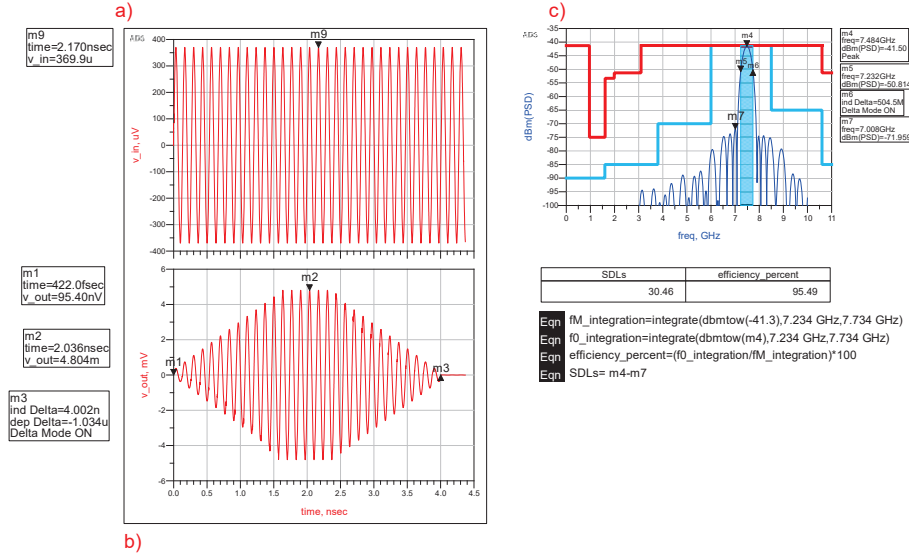


Figura 47: Forma de pulso semi-coseno con su espectro de potencia para el canal HRP UWB 8

3.2.4. Pulso gaussiano

Para conformar el pulso gaussiano, se realizaron pruebas con distintos valores de media y desviación estándar, de una función de distribución de probabilidad gaussiana, detectando que para valores de media igual a 2 y desviación estándar igual a 0.8, se obtenían menores lóbulos laterales en su espectro de potencia. Por tanto, se emplea la fórmula (26) [38], en lugar de la fórmula (11) del pulso gaussiano, para generar en <https://www.desmos.com> el gráfico de la función de densidad de probabilidad gaussiana, empleando estas métricas, Figura 48, con el objetivo de emplearla en la toma de los datos para conformar el pulso gaussiano. En el eje independiente (eje x) se tienen valores desde 0 hasta 4 (para indicar ancho de pulso de referencia de 4 ns), y para el eje vertical y desde 0 hasta 0.5.

De manera similar a como se realizó para el pulso semi-coseno, se divide la amplitud (eje y) en 13 regiones horizontales equidistantes, como se muestra en la Figura 49, y se toman del eje x, los valores de la intersección de cada región con los puntos de la función de densidad de probabilidad, desde $x=0.189$ hasta $x=1.95$, para obtener los 13 valores de tiempo con los cuales configurar las etapas de retardo de la PDL mediante la fórmula (26).

$$y_{\mu,\sigma^2}(t) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(t-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (26)$$

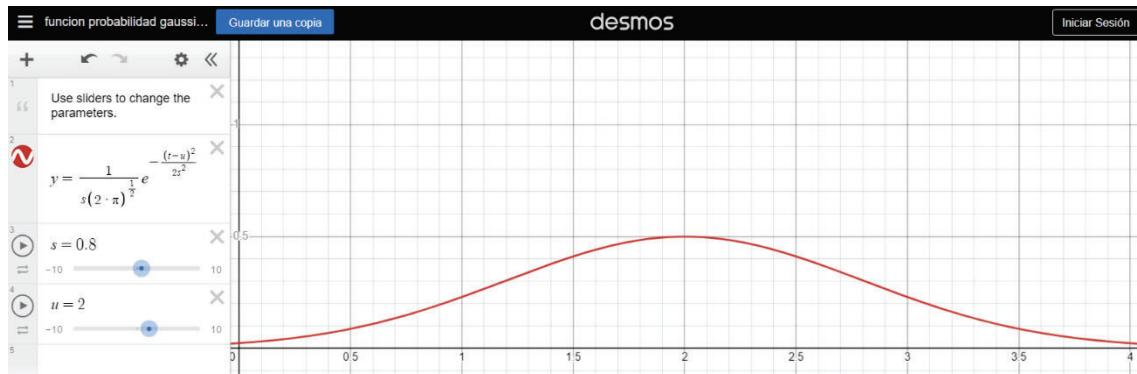


Figura 48: Función densidad de probabilidad gaussiana de referencia para la toma de las muestras de tiempo del pulso gaussiano generada en <https://www.desmos.com>

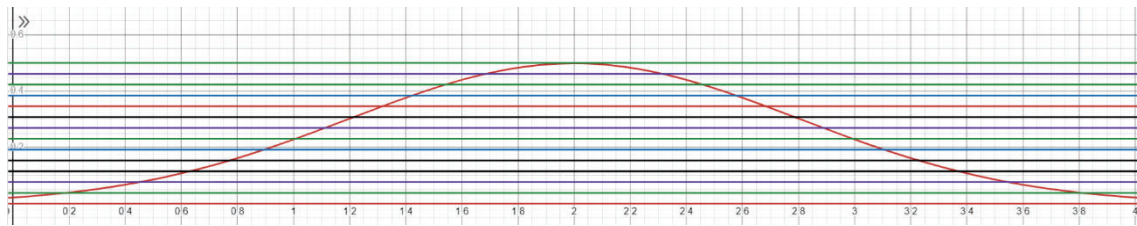


Figura 49: División de la amplitud en 13 secciones equidistantes para la toma de las muestras de tiempo para el pulso gaussiano, función generada en <https://www.desmos.com>

La Figura 50 muestra el ancho de pulso de cada etapa de retardo programable para conformar el pulso gaussiano UWB.

Tras la simulación transitoria, la Figura 51 a) muestra la señal de radiofrecuencia de entrada, configurada para el canal 8 HRP UWB a 7.488 GHz, en b) el pulso gaussiano obtenido a la salida, y en c), su densidad espectral de potencia. La línea roja define la máscara UWB de la FCC, mientras que la azul la de la máscara UWB de la ECC. Para esta forma de pulso, la amplitud de la señal de entrada es de 0.49 mV, y se obtiene una eficiencia espectral de 94.97 % para el ancho de canal de 500 MHz (marcadores m5 y m6 de la Figura 51 c). Mediante los marcadores m10 y m11, se observa que el ancho de banda obtenido para una atenuación de 10 dB respecto a la máxima potencia del lóbulo principal es $BW_{10dB} = 637$ MHz. Se aprecia también en la Figura 51 c) que la mínima supresión de lóbulos laterales obtenida es superior a 41 dB tanto para el primer como para el segundo lóbulo lateral, lo cual cumple con la máscara ECC. Los lóbulos más alejados del canal y que sobrepasan la máscara ECC pueden ser totalmente suprimidos mediante posterior filtraje.

Como se había anticipado en el Capítulo 4, se comprueba que la forma de pulso UWB gaussiana es la que mejor supresión de lóbulos laterales logra, para una misma eficiencia espectral dentro del ancho de canal de 500 MHz, lo cual es indicativo que el pulso utiliza eficientemente el espectro de frecuencias dentro de esos 500 MHz, con una buena supresión de los lóbulos laterales, en cumplimiento con las máscaras FCC y ECC.

Ancho de pulso de las etapas de retardo programable

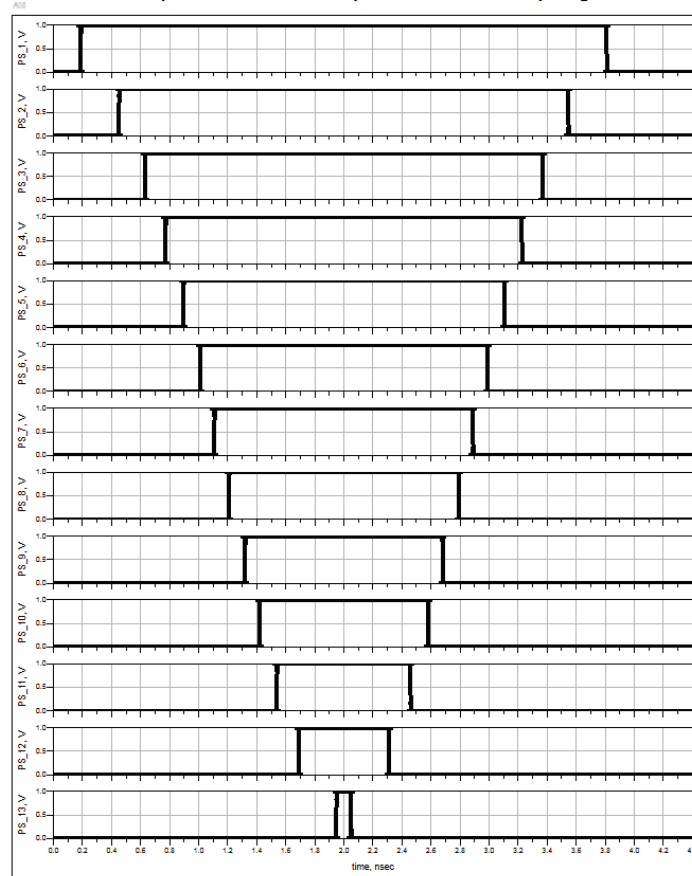


Figura 50: Ancho de pulso de cada etapa de retardo programable para pulso gaussiano

Pulso gaussiano

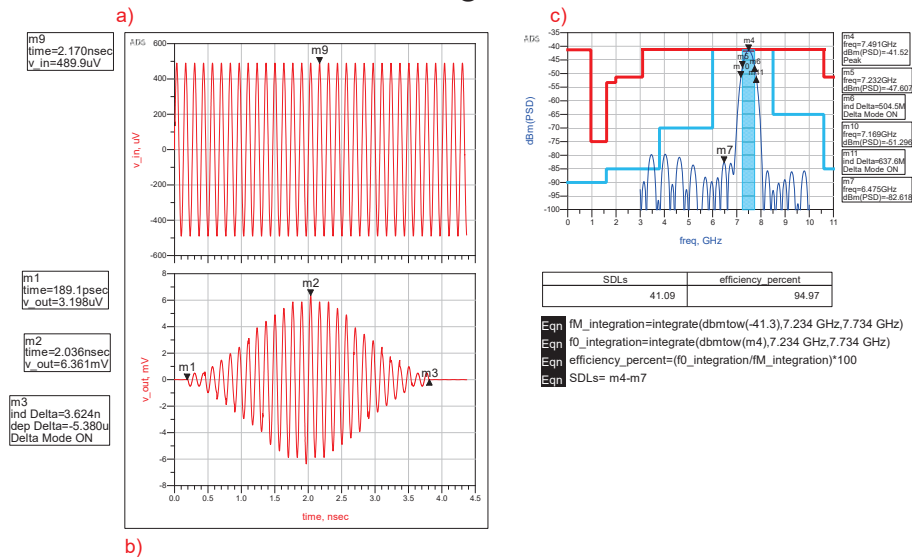


Figura 51: Pulso gaussiano generado de 3.62 ns con su espectro de potencia para el canal HRP UWB 8

La Tabla 7 resume los resultados obtenidos para las simulaciones funcionales.

Tabla 7: Eficiencia espectral y supresión de lóbulos laterales obtenidas para los pulsos del transmisor funcional

Tipo de Pulso	Voltaje de entrada (mV)	Eficiencia en banda para BW = 500 MHz (%)	Supresión de lóbulos laterales (dB)	Ancho del Pulso (ns)
Triangular	0.43	94.86	26.73	3.85
Rectangular	0.43	94.85	13.28	2
Semi-coseno	0.37	95.49	30.46	4
Gaussiano	0.49	94.97	41.09	3.62

Se observa que, para obtener valores similares de eficiencia en banda, el pulso gaussiano requiere el mayor voltaje de entrada, pero también es el que mayor supresión de lóbulos laterales logra. El pulso semi-coseno es el que menor voltaje de entrada requiere para lograr la misma eficiencia espectral, consiguiendo a su vez una buena supresión de lóbulos laterales, siendo el pulso rectangular es el que peor desempeño tiene en este sentido, y el triangular tiene un comportamiento aceptable, con un nivel de voltaje de entrada menor al requerido para el pulso gaussiano.

3.2.5. Variante del pulso gaussiano

A modo comparativo, la Figura 52 c) ilustra la densidad espectral de potencia obtenida para un pulso gaussiano de 1.85 ns de duración, apreciándose que el lóbulo principal del espectro es más ancho que el del pulso de 3.62 ns de la Figura 51 c), y el alto nivel de los lóbulos laterales, muy cercanos a los límites de la máscara ECC.

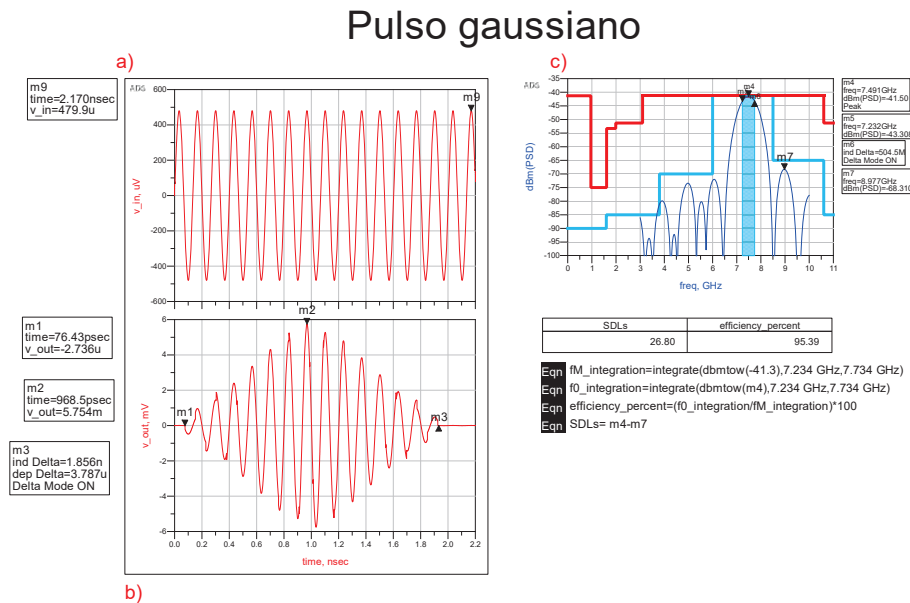


Figura 52: Pulso gaussiano generado de 1.85 ns con su espectro de potencia para el canal HRP UWB 8

CAPÍTULO 4: TEORÍA Y ESTADO DEL ARTE DE RECEPTORES IR-UWB IEEE 802.15.4z

En este capítulo se estudiarán arquitecturas de recepción para IR-UWB, comenzando con la descripción de algunos requerimientos del estándar IEEE 802.15.4z relacionados con la recepción UWB para las capas físicas HRP y LRP UWB.

4.1. Requerimientos del estándar IEEE 802.15.4z para la recepción [20][21]

4.1.1. Condiciones generales para medir la sensibilidad del receptor

La sensibilidad mínima en un receptor permite definir el mínimo nivel de señal que puede procesar adecuadamente. A nivel general, en [20] se define como la potencia de entrada más baja para la cual se cumplen las condiciones de tasa de error de paquetes, (PER, por sus siglas en inglés), menor a 1% para HRP y LRP. No obstante, no se especifica un valor exacto para estas capas físicas.

4.1.2. Nivel máximo de entrada del receptor para la señal deseada en PHY UWB HRP

El nivel máximo de entrada del receptor es el nivel de potencia máximo de la señal deseada presente en la entrada del receptor para el cual se cumple el criterio de tasa de error mencionado arriba. Para PHY UWB de HRP, el nivel máximo de entrada del receptor debe ser mayor o igual a - 45 dBm/MHz.

4.1.3. Detección de Energía

El valor mínimo de detección de energía debe indicar una potencia recibida de hasta 10 dB, por encima de la sensibilidad mínima del receptor, medida y promediada sobre ocho períodos de símbolos, lo cual significa que, para detección de energía y selección de canal, el receptor debe poder detectar señales que son hasta 10 dB más fuertes que la sensibilidad mínima debiendo abarcar al menos 40 dB con una precisión de ± 6 dB.

4.2. Teoría de arquitecturas de receptores IR-UWB

Los receptores IR-UWB tienen dos tipos de arquitectura: coherente y no coherente [39].

4.2.1. Arquitectura coherente

La Figura 53 muestra el diagrama en bloques del receptor coherente. La antena recibe la señal IR-UWB, tras lo cual el amplificador de bajo ruido (LNA por sus siglas en inglés) la amplifica sin introducir mucho ruido adicional, obteniendo a su salida una alta relación señal-ruido.

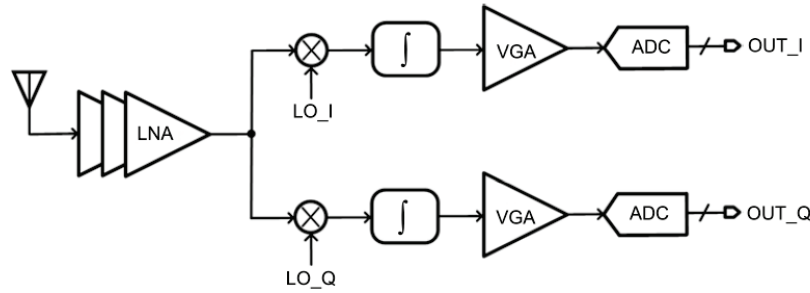


Figura 53 [39]: Arquitectura coherente de receptor IR-UWB

A continuación, los mezcladores generan señales en fase (in-phase) y en cuadratura (quadrature), y se combina la señal RF recibida y amplificada, con las señales del oscilador local (LO_I y LO_Q), las cuales están desfasadas 90 grados entre sí. Este proceso convierte la señal recibida del canal RF a una frecuencia intermedia (IF, por sus siglas en inglés) o bien directamente a banda base (BB, por sus siglas en inglés), según sea necesario. Tras la mezcla, las señales pasan por integradores que se encargan de acumularlas para facilitar su detección [40], acto seguido pasan por el amplificador de ganancia variable (VGA, por sus siglas en inglés) antes de pasar por el bloque conversor analógico a digital, (ADC, por sus siglas en inglés) para su procesamiento final.

4.2.2. Arquitectura no coherente

En la Figura 54 se muestra la arquitectura conceptual de un receptor IR-UWB no coherente, en la cual no se utilizan señales en fase ni en cuadratura, en su lugar, se procesa la señal sin requerir coherencia de fase, empleando técnicas de detección de energía mediante el circuito elevador al cuadrado (del inglés *squarer*) [41] y se integra para obtener la potencia de la señal recibida.

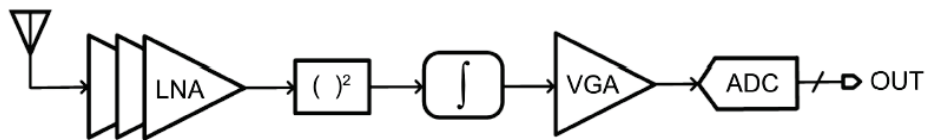


Figura 54 [39]: Arquitectura no coherente de receptor IR-UWB

La antena recibe la señal RF y se amplifica a través de amplificadores de bajo ruido, tras lo cual la señal se mezcla consigo misma mediante el circuito elevador al cuadrado, que eleva al cuadrado la energía de su lóbulo principal. A continuación, la señal elevada al cuadrado se pasa por un integrador que actúa como filtro pasabajos, eliminando componentes de alta frecuencia no deseadas y a su vez acumula la señal recibida para capturar la energía total del pulso [41]. Tras esto la señal pasa por el amplificador de ganancia variable antes de entrar al bloque conversor analógico a digital, para su procesamiento final.

4.2.3. Comparación entre arquitecturas [39]

El receptor coherente logra mejor sensibilidad, mejor inmunidad contra la Interferencia de Banda Estrecha, (NBI, por sus siglas en inglés), sin embargo, requiere una señal de oscilador local sincronizada, lo que exige un bucle de enganche fase (PLL, por sus siglas en inglés) de alto rendimiento. Debido al problema del tiempo de estabilización del PLL, es difícil implementar una operación con ciclo útil de trabajo para el receptor coherente. Además, esto resulta en una arquitectura más compleja y costosa [41].

En el receptor no coherente, una señal de RF se convierte a una frecuencia más baja mediante el circuito elevador al cuadrado. Como no requiere señales de oscilador local (LO, por sus siglas en inglés), el receptor no coherente consume menos energía y es más simple que el receptor coherente, sin embargo, su rendimiento se degrada significativamente cuando está presente la NBI [39], sufriendo en términos de rendimiento frente al ruido, ya que tanto la señal recibida como la forma de onda de referencia, al ser la misma, contienen ruido [41].

4.2.4. Detector UWB Super regenerativo

Se menciona en [41] la arquitectura super regenerativa para la detección de los pulsos en comunicaciones de corta distancia y baja tasa de datos, como un método que logra un bajo consumo de energía y un pequeño tamaño del transceptor. En la Figura 55 se muestra el diagrama en bloques de esta arquitectura, en la cual los bloques del circuito pueden ser reutilizados mediante realimentación positiva, logrando amplificaciones de señales grandes utilizando una corriente mínima.

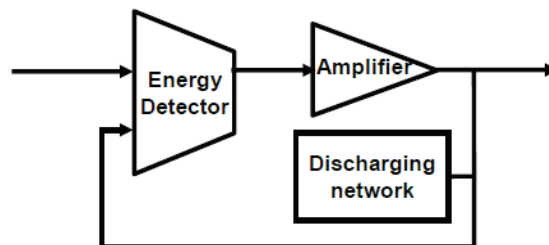


Figura 55 [41]: Detector UWB super regenerativo

Para esta arquitectura, una de las consideraciones más importantes es su estabilidad, ya que los bloques del circuito son potencialmente inestables en la región de amplificación no lineal. Por lo tanto, se deben diseñar circuitos adicionales para garantizar su estabilidad. También es necesario asegurar un bajo consumo de energía y una ganancia en bucle abierto mayor que uno para que la señal continúe aumentando dentro del bucle [41].

4.3. Análisis de arquitecturas de recepción IR-UWB

4.3.1. *Gaussian Monocycle IR-UWB Receiver* [1]

La arquitectura de recepción coherente IR-UWB mostrada en la Figura 56 es el receptor correspondiente al transmisor descrito en el apartado 2.10.4, por tanto, bajo la configuración adecuada de la forma de los pulsos, el ancho de banda de éste puede abarcar todo el rango de frecuencias UWB, si así se requiere. El diseño consta de un amplificador de bajo ruido (LNA), un correlador (circuito de correlación) y un circuito que genera plantillas de los pulsos, siendo el correlador el elemento principal.

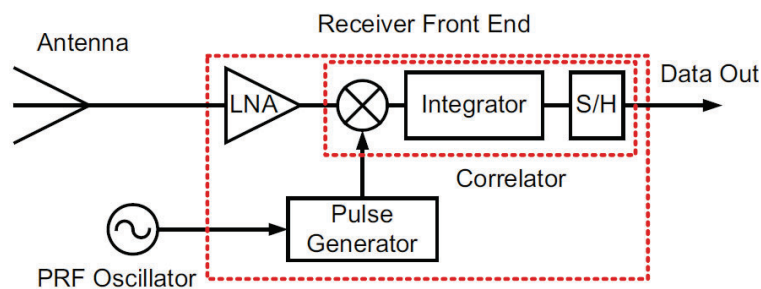


Figura 56 [1]: Diagrama en bloques de receptor IR-UWB para todo el BW UWB

Mediante un oscilador se generan pulsos que determinan la frecuencia de repetición de los pulsos del sistema IR-UWB. La plantilla de forma de onda generada por el generador de pulsos debe tener una forma similar a la de la señal de pulso que se pretende recibir, para maximizar la ganancia de procesamiento y la relación señal-ruido (SNR).

Después de pasar por el LNA, la señal de pulso recibida se correlaciona de manera coherente con el pulso de la plantilla a través del correlador, cuya función principal es convertir las señales RF de entrada, en una señal de banda base para su detección. Este proceso de conversión se puede realizar en una sola etapa a través del correlador, por lo tanto, no se necesita una etapa de conversión de frecuencia intermedia, permitiendo esto reducir la complejidad de la arquitectura de recepción.

El correlador está compuesto por un multiplicador, un integrador y un circuito de muestreo/retención (S/H, por sus siglas en inglés). Las señales en su entrada, el pulso recibido y la señal de pulso generada mediante la plantilla local, van al multiplicador y después al integrador, donde se correlacionan durante un cierto período, normalmente el período de repetición de pulsos o varios períodos de pulso utilizados para un símbolo, tras lo cual la señal de salida del correlador se muestrea y mantiene (*sample and hold*) para detectar si hay una señal presente. Como se menciona en [1], el correlador se utiliza para detectar la presencia de señales con una forma de onda conocida en un entorno ruidoso, por tanto, su salida es cero cuando solo hay presente ruido en la entrada, mientras que produce una señal de salida con cierto nivel de voltaje cuando se ha recibido un pulso. Así, en el multiplicador se mezcla la señal de pulso recibida del LNA con la señal de plantilla local del generador de pulsos y su señal de salida se

integra durante varios períodos del tren de pulsos recibido para maximizar la potencia y minimizar el ruido de la señal recibida.

Se agrega en [1] que durante la transmisión de los datos, se utiliza un tren de N pulsos para transmitir cada símbolo (señal), por lo que la energía del símbolo se distribuye sobre N pulsos, y dado que la integración se realiza sobre un tren de pulsos, se integra más energía correlacionada durante la duración de cada símbolo (señal recibida correspondiente al símbolo). De esta forma la señal correlacionada se eleva por encima del ruido si se utilizan más pulsos, es decir, si se utiliza un tren de pulsos más largo para transmitir cada símbolo, se tendrá una mejor relación señal-ruido (SNR).

Se señala también en [1] que, teóricamente hablando, un correlador puede ser implementado tanto digital como analógicamente, no obstante, un correlador analógico es preferible por las siguientes razones:

- Un correlador en formato digital, para la banda UWB, requiere muestreo directo de señales de frecuencia de 3.1–10.6 GHz, lo cual es muy complejo con las técnicas actuales de ADC.
- Un correlador digital normalmente consume más energía y tiene una eficiencia menor en comparación con su contraparte analógica.

En [1] se mencionan dos desafíos en el diseño del correlador para el receptor IR - UWB:

1. El multiplicador analógico debe tener un ancho de banda que cumpla con la banda de trabajo de la aplicación, por tanto, si el receptor UWB opera en toda la banda 3.1 a 10.6 GHz, el multiplicador debe trabajar efectivamente sobre dicho BW, para asegurar que la forma de onda de la señal de salida preserve la forma del pulso de entrada.
2. La velocidad de correlación, tanto del multiplicador como del integrador deben ser lo suficientemente rápidos para procesar cada pulso.

4.3.2. A low-power IEEE 802.15.4a/4z compliant IR-UWB transceiver achieving high ToA precision [42]

En [42] se presenta una arquitectura de transceptor IR-UWB para mediciones de distancia de alta precisión. En este apartado, se llevará a cabo un análisis exhaustivo de la arquitectura de su receptor.

La Figura 57 muestra la arquitectura del transceptor completo. En la parte inferior se muestra el camino de recepción, el cual emplea una arquitectura de receptor coherente de conversión directa que lleva la señal RF recibida directamente a banda base.

Mediante un oscilador de cristal se genera la frecuencia del reloj del sistema a 499.2 MHz, la cual es posteriormente utilizada por un bucle de enganche de fase (PLL) para generar las frecuencias del oscilador local de 6–9 GHz para el receptor.

El receptor está compuesto por un LNA seguido por un mezclador en cuadratura que hace la conversión de frecuencia. Este mezclador trabaja en modo corriente y, por ello, el siguiente elemento es un amplificador de transimpedancia (TIA, por sus siglas en

inglés) que convierte la señal a modo tensión. Por último, la señal pasa por un filtro de cuarto orden compuesto por dos etapas bicuadráticas, antes de ser amplificada y convertida a digital. Para mejorar la precisión de la medición de distancia, se desea que el retardo de grupo del receptor completo se mantenga lo más plano posible y al mismo tiempo se busca que la respuesta en frecuencia rechace las señales interferentes (*blocker rejection*) que se encuentran dentro del ancho de banda del canal de recepción, así como realizar filtrado *anti-aliasing* [42]. Por esta razón, el TIA y el filtro de cuarto orden forman una respuesta combinada de quinto orden gaussiano, como se ilustra en el diagrama del receptor en la Figura 58.

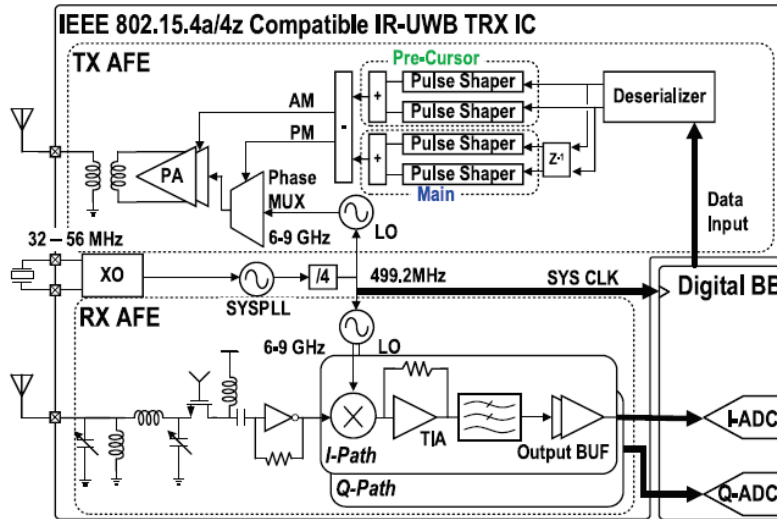


Figura 57: Arquitectura del transceptor IR-UWB empleada en [42]

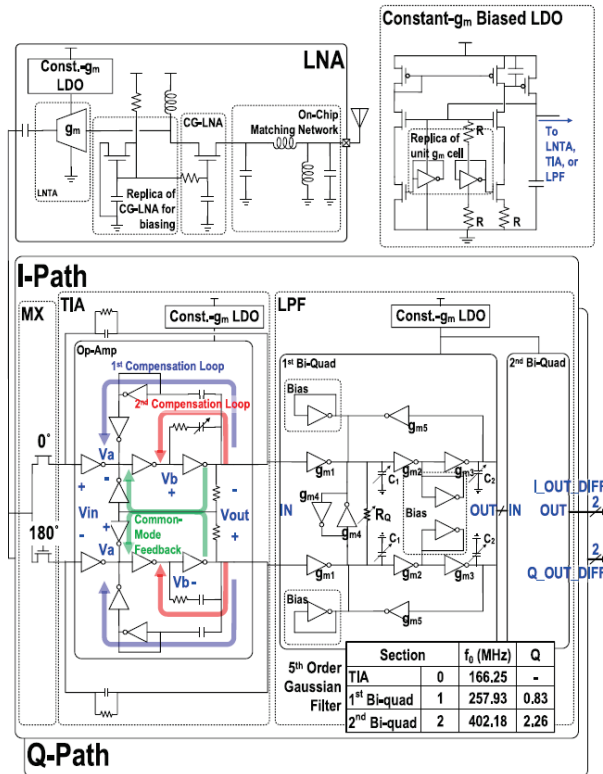


Figura 58: Diagrama en bloques del receptor implementado en [42]

4.3.2.1. Filtro biquadrático [44]

Un filtro biquadrático (del inglés *biquad filter*) es un filtro lineal recursivo de segundo orden, que contiene dos polos y dos ceros, con el cual se pueden implementar todas las configuraciones de filtros: pasabajos, pasaaltas, pasabandas y rechaza bandas. "Biquad" es una abreviatura de "biquadrático", que hace referencia al hecho de que la función de transferencia de un filtro es la relación de dos funciones cuadráticas [43]. De manera general, una etapa biquadrática tiene una función de segundo orden dado por la fórmula (27):

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = K \frac{a_0 + a_1 s + a_2 s^2}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q_p} + \omega_0^2} \quad (27)$$

Donde ω_0 es la frecuencia central del filtro y Q_p es el factor de calidad del polo del filtro.

La implementación de un tipo de filtro en específico depende de los valores de los coeficientes a_0 , a_1 y a_2 , donde K es la ganancia en DC de la función de transferencia.

4.3.2.2. Etapas Biquadráticas [44]

En el capítulo siguiente se realizará el diseño funcional de las dos etapas biquadráticas del filtro pasabajo del diseño, y se empleará la arquitectura mostrada en la Figura 59 [44]. Esta arquitectura emplea una combinación de transconductores (G_m) y condensadores (C).

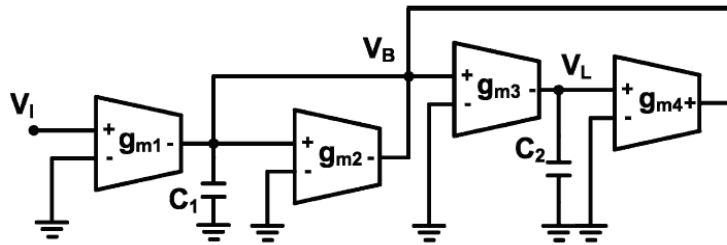


Figura 59 [44]: Arquitectura de las etapas biquadráticas

La conexión realimentada del transconductor G_{m2} en la Figura 59 es equivalente a una resistencia en paralelo con C_1 .

La función de transferencia de la entrada V_{in} respecto al terminal V_B forma una respuesta pasabanda expresada por la fórmula (28):

$$\frac{V_B}{V_{in}} = \frac{s g_{m1} C_2}{s^2 C_1 C_2 + s C_2 g_{m2} + g_{m3} g_{m4}} \quad (28)$$

Si la entrada V_{in} se toma respecto al terminal V_L , se obtiene una respuesta pasabajo dada por la función de transferencia de la ecuación (29):

$$\frac{V_L}{V_{in}} = \frac{g_{m1} g_{m3}}{s^2 C_1 C_2 + s C_2 g_{m2} + g_{m3} g_{m4}} \quad (29)$$

La frecuencia de corte ω_0 y el factor de calidad Q_p se expresan por las fórmulas (30) y (31):

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m3}g_{m4}}{C_1C_2}} \quad (30)$$

$$Q_p = \sqrt{\frac{g_{m3}g_{m4}C_1}{g_{m2}^2C_2}} \quad (31)$$

$$K = \frac{g_{m1}}{g_{m4}} \quad (32)$$

Se puede simplificar la función de transferencia de un filtro pasabajo, igualando las transconductancias g_{m1} , g_{m2} y g_{m4} , lo cual brindaría una ganancia de la función de transferencia igual a 1.

La ventaja del método de etapas bicuadráticas es su disposición en cascada, que permite que el bucle sea muy estable incluso para funciones de transferencia de orden superiores.

4.3.2.3. Retardo de grupo

El retardo de fase y el retardo de grupo son dos maneras relacionadas entre sí de describir cómo los componentes de frecuencia de una señal se retrasan en el tiempo al pasar a través de un sistema lineal e invariante en el tiempo, como un amplificador, un filtro digital o analógico [45].

El retardo de fase describe el desplazamiento temporal de un componente senoidal mientras que el retardo de grupo describe el desplazamiento temporal de la envolvente de un grupo de ondas que viajan juntas centradas cada un alrededor de una frecuencia, con lo cual, el retardo de grupo da una medida del tiempo que tarda la envolvente de una señal (grupo de ondas) en propagarse a través de un sistema [45].

De manera ideal, un retardo de grupo constante a lo largo de todo el rango de frecuencias de interés de la señal y una respuesta en frecuencia plana (todas las frecuencias se transmiten con la misma ganancia) implica que la forma de onda no experimentará distorsión [45]. Dicho de otra forma, todos los componentes frecuenciales de la señal se retrasan en el tiempo por la misma cantidad, preservando así la forma de la señal a medida que ésta pasa por el sistema. Esto es lo deseable en aplicaciones de localización en interiores, pues como se mencionó anteriormente, no se distorsiona el tiempo de retardo medido de la señal, y por ende, se realiza una medición precisa de la localización del objeto a ubicar [42].

También es importante destacar que una diferencia en el ancho de pulsos UWB recibidos puede influir en la precisión de la medición de la distancia en sistemas de localización, dado que el tiempo de duración de los pulsos ha variado. Por ejemplo, una cierta diferencia de ancho de pulso pudiera implicar una diferencia de retardo medido de la señal de 0.5 ns, lo cual a su vez implicaría un error en la medición de 15 cm [32].

Volviendo con el retardo de fase y de grupo, como ambos suelen depender de la frecuencia. Si diferentes componentes de frecuencia experimentan distintos retardos al pasar por el sistema, la forma de onda de la señal se distorsiona causando por ejemplo baja fidelidad en video y audio analógicos, alta tasa de errores de bits en una transmisión digital [45] o errores de medición en aplicaciones de localización.

El retardo de fase en cada frecuencia es igual al negativo del desplazamiento de fase en esa frecuencia dividido por el valor de esa frecuencia [45]:

$$phase\ delay = fd = -\frac{\phi(\omega)}{\omega} \quad (33)$$

El retardo de grupo en cada frecuencia es igual al negativo de la pendiente, es decir la derivada con respecto a la frecuencia, del ángulo de fase en esa frecuencia [45]:

$$group\ delay = gd = -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \quad (34)$$

En un sistema de fase lineal (con ganancia no inversora), tanto el retardo de grupo como el retardo de fase son constantes (independientes de la frecuencia) y son iguales entre sí [45].

Teniendo en cuenta todo lo anterior, para el diseño del filtro pasabajos del receptor, es necesario priorizar la obtención de un retardo de grupo constante sobre todo su ancho de banda, aunque esto signifique que la respuesta en frecuencia (ganancia) del filtro no sea la óptima. Para esto en [42] se emplea un filtro gaussiano de quinto orden con 6 dB de atenuación en la frecuencia de corte, que proporciona el equilibrio teórico óptimo entre el ancho de banda y la preservación de la forma del pulso (retardo de grupo).

4.4. Resumen del capítulo

Para el diseño funcional del receptor IR-UWB, se descarta la arquitectura descrita en el apartado 4.3.1 dado que opera sobre todo el ancho de banda UWB (3.1 – 10.6 GHz), lo que impide centrarse en un solo canal de los especificados en el estándar 802.15.4z.

Por tanto, para el diseño funcional del receptor IR-UWB, se propone la arquitectura descrita en el apartado 4.3.2 pues posibilita recibir señales RF centradas en un canal UWB y está pensada para aplicaciones de medición precisa de distancias, en cumplimiento con las máscaras de la IEEE 802.15.4z y máscaras regionales del mundo. Los resultados obtenidos tras el estudio de esta arquitectura servirán como punto de partida para el desarrollo del diseño funcional del receptor detallado en el siguiente capítulo, contribuyendo de esta forma al objetivo general de este TFM: realizar un análisis de los sistemas de transmisión y recepción que permitan implementar a nivel funcional, un transceptor UWB que cumpla con el estándar IEEE 802.15.4z para aplicaciones de localización en interiores.

CAPÍTULO 5: DISEÑO FUNCIONAL DEL RECEPTOR IR-UWB

En este capítulo se procederá a realizar el diseño funcional de la arquitectura de recepción IR-UWB de [42] propuesta en el Capítulo 4, enfocando en el diseño de los componentes del filtro gaussiano de quinto orden con 6 dB de atenuación en la frecuencia de corte, presentando los resultados obtenidos. El objetivo principal de este diseño funcional es verificar el comportamiento adecuado de la arquitectura seleccionada para el receptor IR-UWB. Se parte de cada uno de los bloques que lo conforman, y se finaliza con el receptor, haciendo énfasis en la obtención de un retardo de grupo lo más constante posible para todo el rango de frecuencias de interés, permitiendo obtener a su vez una atenuación de 6 dB en la frecuencia de corte del filtro.

5.1. Arquitectura funcional de receptor IR-UWB

La Figura 60 muestra el diagrama en bloques del diseño funcional del receptor IR-UWB, implementado de manera coherente, en el cual se incluye un filtro activo pasabajo de un solo polo (SPA-LPF, del inglés *single pole active low pass filter*) en cascada con dos etapas bicuadráticas de filtros pasabajo que de conjunto conforman una respuesta de filtro gaussiano de quinto orden a 6 dB.

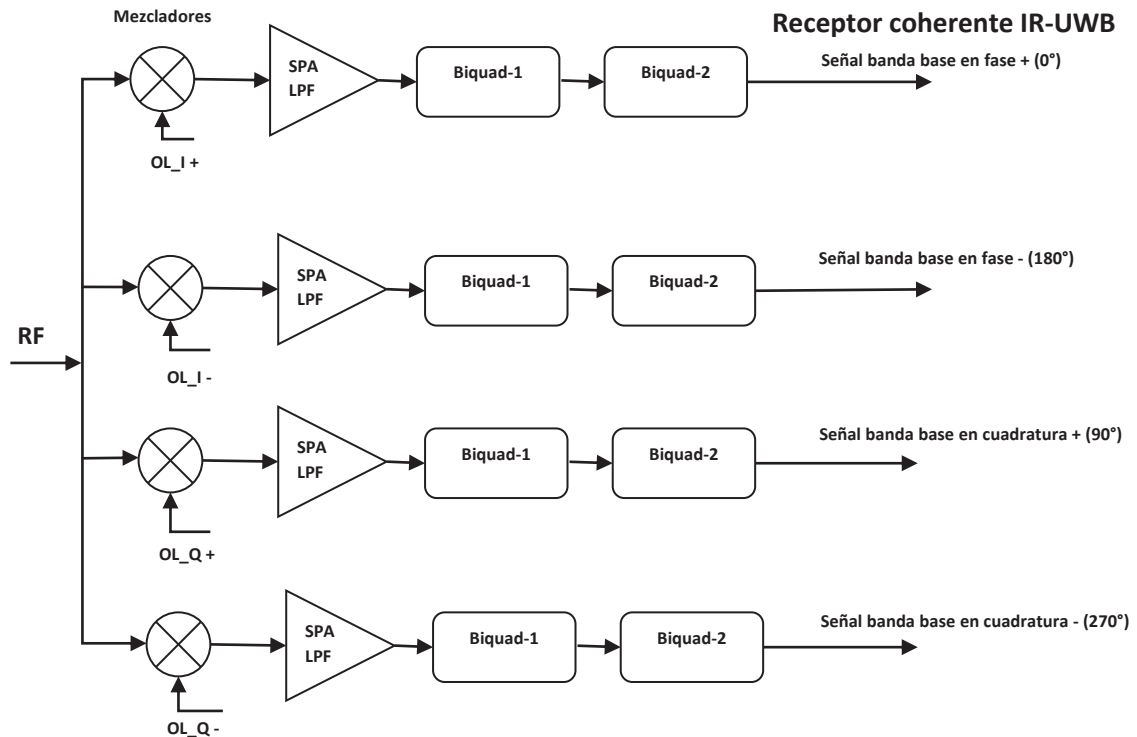


Figura 60: Diagrama en bloques de la arquitectura funcional del receptor IR-UWB

En [42] se emplea un TIA en lugar de SPA-LPF, no obstante, en el esquemático funcional diseñado para ese bloque en este trabajo, se trabaja con la entrada y salida en voltaje, por preferencia, por tanto, dicho circuito no sería propiamente un TIA, por lo cual se decidió emplear el SPA-LPF, cuyo diagrama (en modo inversor) y ecuaciones de diseño se obtienen de [46] y se muestran en la Figura 61.

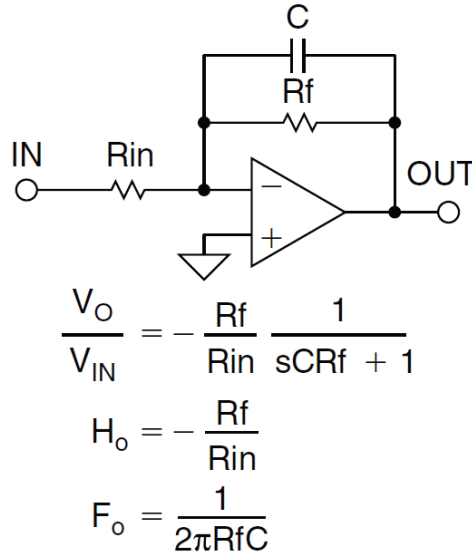


Figura 61 [46]: Diagrama y ecuaciones de diseño SPA-LPF

5.1.1. Cálculo de frecuencias de corte del filtro gaussiano de 5to orden a 6 dB

Para el diseño del SPA-LPF y las dos etapas biquad, es necesario seleccionar sus respectivas frecuencias de corte de manera que se conforme el filtro gaussiano de quinto orden a 6 dB, para lo cual en [42] se emplea la tabla de diseño de la Figura 62 [46]. Para calcular las frecuencias de corte de cada etapa del filtro de quinto orden para la frecuencia de banda base deseada 249.6 MHz, se multiplica esta frecuencia de banda base por la frecuencia normalizada de la tabla de diseño para cada etapa del filtro, como se muestra resaltado en amarillo en la tabla.

Order	Section	Real part	Imaginary part	F ₀	α	Q	−3 dB frequency	Peaking frequency	Peaking level
3	1	0.9622	1.2214	1.5549	1.2377	0.8080	0.8338	0.7523	0.2448
	2	0.9776	0.5029	1.0994	1.7785	0.5623			
4	1	0.7940	0.5029	0.9399	1.6896	0.5919	0.7636	1.4058	3.0859
	2	0.6304	1.5407	1.6647	0.7574	1.3203			
5	1	0.6190	0.8254	1.0317	1.1999	0.8334	0.6650	0.5460	0.3548
	2	0.3559	1.5688	1.6087	0.4425	2.2600		1.5279	7.3001
	3	0.6650		0.6650					
6	1	0.5433	0.3431	0.6426	1.6910	0.5914	0.5215	0.8831	2.2992
	2	0.4672	0.9991	1.1029	0.8472	1.1804			
	3	0.2204	1.5067	1.5227	0.2895	3.4545		1.4905	10.8596
7	1	0.4580	0.5932	0.7494	1.2223	0.8182	0.4828	0.3770	0.2874
	2	0.3649	1.1286	1.1861	0.6153	1.6253		1.0680	4.6503
	3	0.1522	1.4938	1.5015	0.2027	4.9328		1.4860	13.9067
	4	0.4828		0.4828					
8	1	0.4222	0.2640	0.4979	1.6958	0.5897	0.4026	0.6697	1.9722
	2	0.3833	0.7716	0.8616	0.8898	1.1239			
	3	0.2678	1.2066	1.2360	0.4333	2.3076		1.1765	7.4721
	4	0.1122	1.4798	1.4840	0.1512	6.6134		1.4755	16.4334
9	1	0.3700	0.4704	0.5985	1.2365	0.8088	0.3812	0.2905	0.2480
	2	0.3230	0.9068	0.9626	0.6711	1.4901		0.8473	3.9831
	3	0.2309	1.2634	1.2843	0.3596	2.7811		1.2421	9.0271
	4	0.0860	1.4740	1.4765	0.1165	8.5804		1.4715	18.6849
	5	0.3842		0.3812					
10	1	0.3384	0.2101	0.3983	1.6991	0.5885	0.3212	0.5309	1.8164
	2	0.3164	0.6180	0.6943	0.9114	1.0972			
	3	0.2677	0.9852	1.0209	0.5244	1.9068		0.9481	5.9157
	4	0.1849	1.2745	1.2878	0.2871	3.4825		1.2610	10.9284
	5	0.0671	1.4389	1.4405	0.0931	10.7401		1.4373	20.6296

Figura 62 [46]: Tabla de diseño de filtro gaussiano a 6 dB

Por tanto, mediante la fórmula (35) se calcula la frecuencia de corte de cada etapa:

$$f_{etapa} = f_0 * f_{bb} \quad (35)$$

Donde f_{etapa} es la frecuencia de corte de cada etapa, f_0 es la frecuencia normalizada de la tabla de diseño, y f_{bb} es la frecuencia deseada de banda base.

En [42] las frecuencias de corte del biquad-1 y biquad-2, se calculan empleando las secciones 1 y 2 de la tabla de diseño de la Figura 62, respectivamente, mientras que la frecuencia de corte correspondiente al SPA-LPF se calcula mediante la sección 3. De esta forma, se obtiene las frecuencias de corte mostradas en la Tabla 8 [42].

Tabla 8: Frecuencias de corte y factor de calidad de las etapas del filtro gaussiano de 5to orden a 6 dB [42]

Sección	f_0 (MHz)	Q
SPA-LPF	166.25	-
Biquad 1	257.93	0.83
Biquad 2	402.18	2.26

5.1.2. Filtro activo pasabajo de un solo polo

En la Figura 63 se muestra el esquemático diseñado del SPA-LPF.

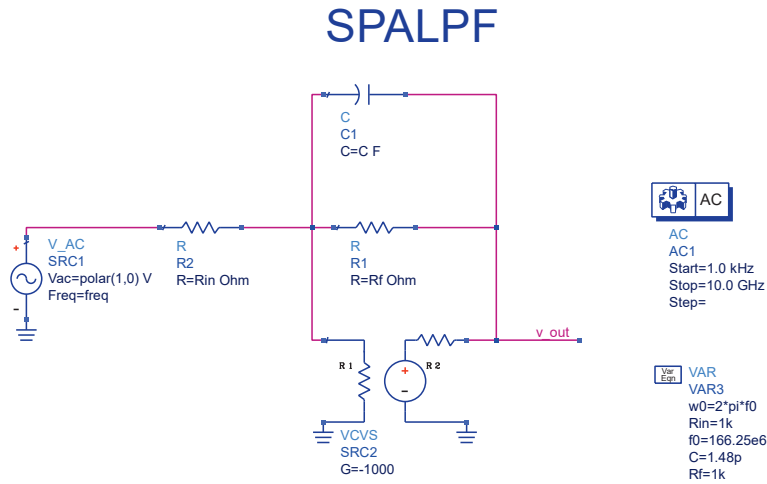


Figura 63: Diseño en ADS Keysight del SPA-LPF

Como se mencionó, se emplea una fuente de voltaje controlada por voltaje (VCVS) en configuración inversora (ganancia negativa). Se establecen valores de $R_f = R_{in} = 1$ kOhm, y la frecuencia de corte de esta etapa, calculada en el apartado anterior (166.256 MHz), con la que se calcula el valor del condensador $C=0.957$ pF. No obstante, este valor provee una atenuación de solo 3 dB a partir de la frecuencia de corte, por lo cual se ajusta a $C=1.66$ pF. La Figura 64 ilustra la respuesta en frecuencia del circuito, tras realizar la simulación en pequeña señal, desde 1 kHz hasta 10 GHz, comprobando que el comportamiento es el esperado, con una atenuación de 6 dB en $f_{SPA-LPF} = 165.6$ MHz.

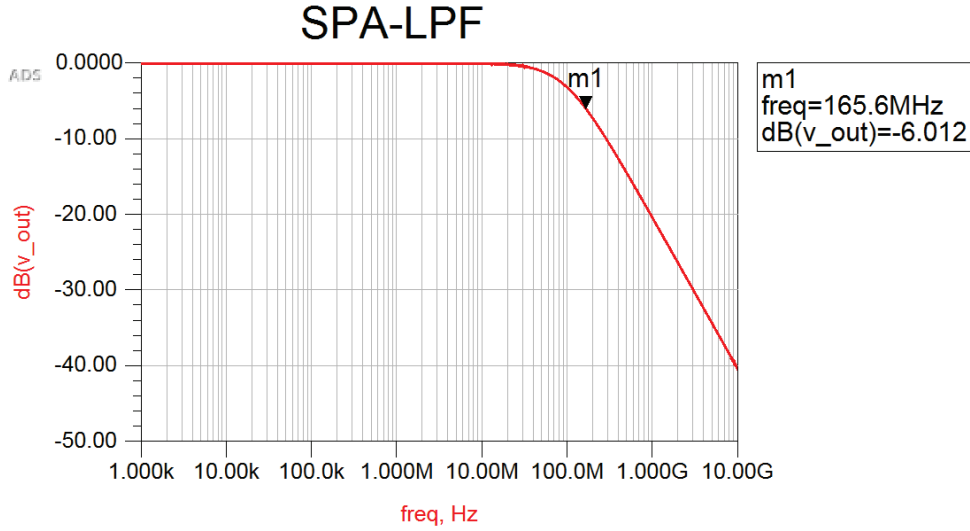


Figura 64: Respuesta en frecuencia del SPA-LPF diseñado

5.1.3. Etapa bicuadrática 1

La Figura 65 muestra el esquemático diseñado para la simulación de la primera etapa biquad del filtro gaussiano. Las fuentes de corriente controladas por voltaje representan los transconductores. Se emplean los valores de factor de calidad y frecuencia de corte mencionadas anteriormente correspondientes a esta etapa, $f_0 = 257.93 \text{ MHz}$ y $Q = 0.83$. Cabe destacar, que el transconductor SRC3 de la Figura 66 debe tener transconductancia negativa para que el retardo de grupo se mantenga constante sobre el rango de frecuencias de la banda base, de lo contrario esto no sucederá. Este detalle también se implementa en el transconductor correspondiente en la segunda etapa biquad. Para todos los transconductores se emplean igual valor de transconductancia, 1 mS, con lo cual se calculan los valores de los condensadores C1 y C2, mediante las fórmulas (36) y (37) tras despejar las ecuaciones (30) y (31) del capítulo 4.

$$C_1 = C_2 * Q^2 \quad (36)$$

$$C_2 = \frac{g_m}{\omega_0 * Q} \quad (37)$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad (38)$$

Se realiza entonces el análisis de pequeña señal desde 1 Hz hasta 10 GHz y los resultados de la simulación se muestran en la Figura 66. Se observa que el retardo de grupo se mantiene invariable hasta la frecuencia de corte del biquad, con un valor igual a 1.024 ns. De igual forma, se aprecia que la respuesta en frecuencia funcional (ganancia) tiene un comportamiento plano hasta la frecuencia de corte. Así, en ambos parámetros el comportamiento funcional del circuito es el esperado.

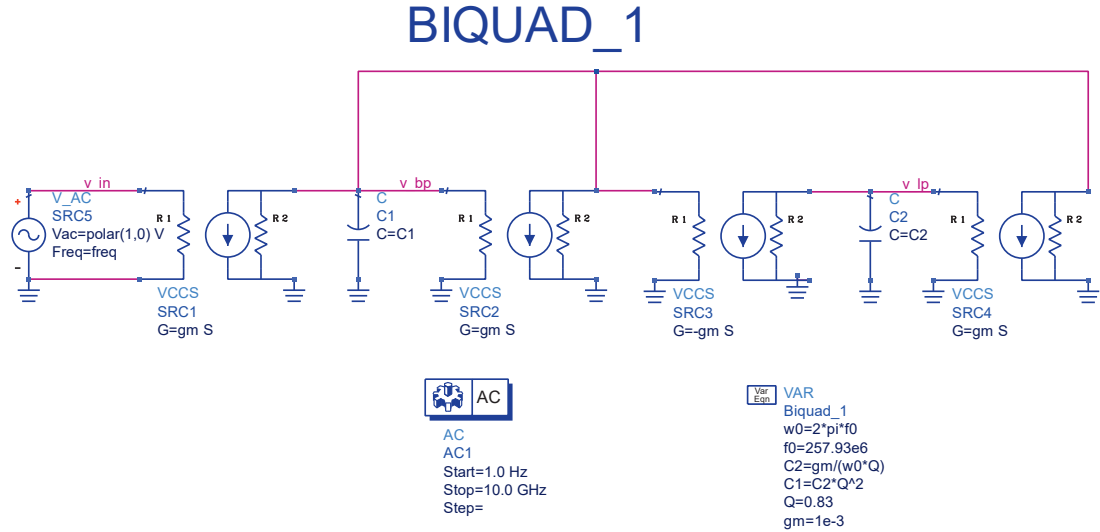


Figura 65: Diseño funcional de la primera etapa bicuadrática del filtro gaussiano de quinto orden a 6 dB

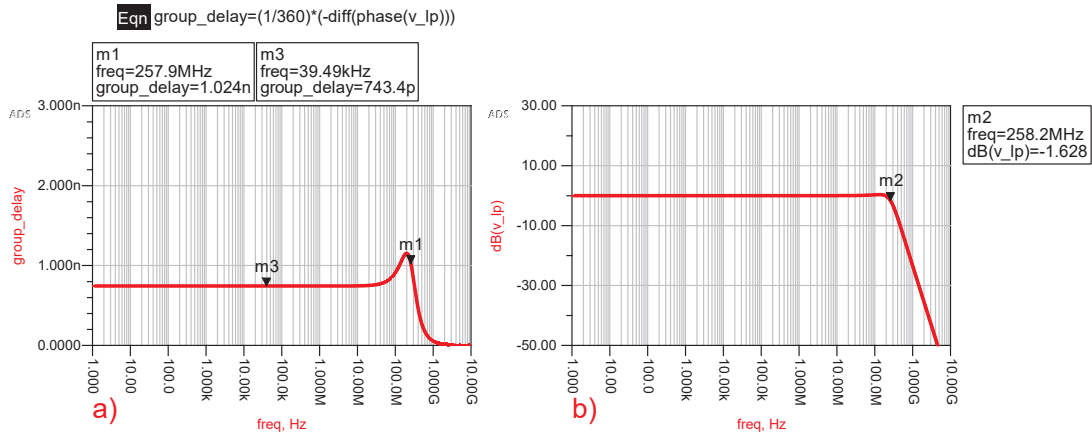


Figura 66: Resultados de simulación de la primera etapa bicuadrática del filtro gaussiano de quinto orden a 6 dB: a) su retardo de grupo, b) su respuesta en frecuencia

5.1.4. Etapa bicuadrática 2

La Figura 67 muestra el diseño esquemático realizado para la segunda etapa bicuadrática, la cual es idéntica a la primera etapa, incorporando sus valores específicos de frecuencia de corte y factor de calidad obtenidos de la tabla de diseño en [46], $f_0 = 402.18 \text{ MHz}$ y $Q = 2.26$. Se emplea una transconductancia de 1 mS para todos los transconductores, y se calculan los valores de los condensadores acorde a las fórmulas (36) y (37). Al igual que en la primera etapa biquad, el transconductor SRC3 tiene transconductancia negativa. Se realiza la simulación en pequeña señal, AC, desde 1 kHz hasta 10 GHz. La Figura 68 muestra el retardo de grupo de la etapa, así como su respuesta en frecuencia, observando que ambos parámetros mantienen un valor constante hasta la frecuencia de corte, comportándose funcionalmente según lo esperado.

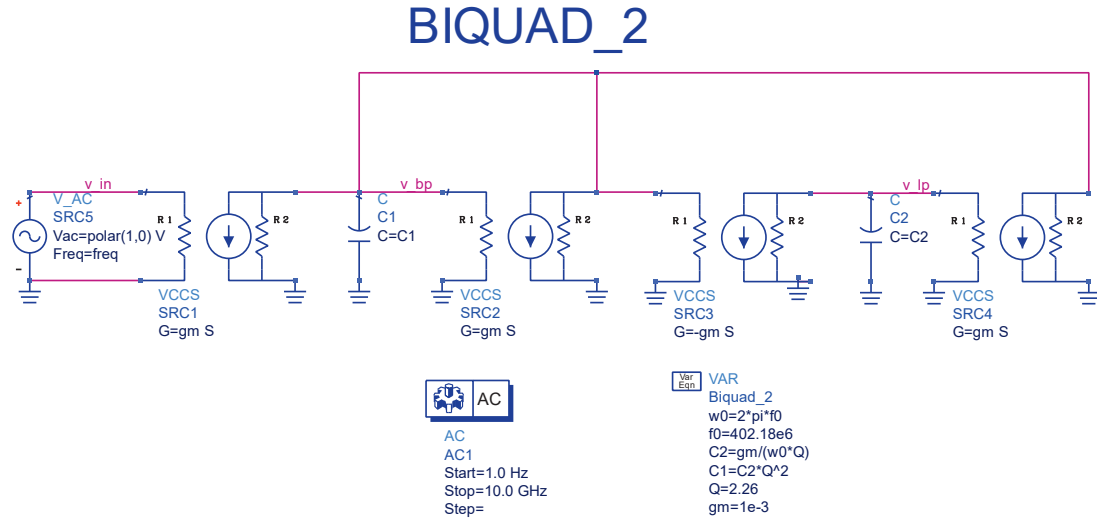


Figura 67: Diseño funcional de la primera etapa bicuadrática del filtro gaussiano de quinto orden a 6 dB

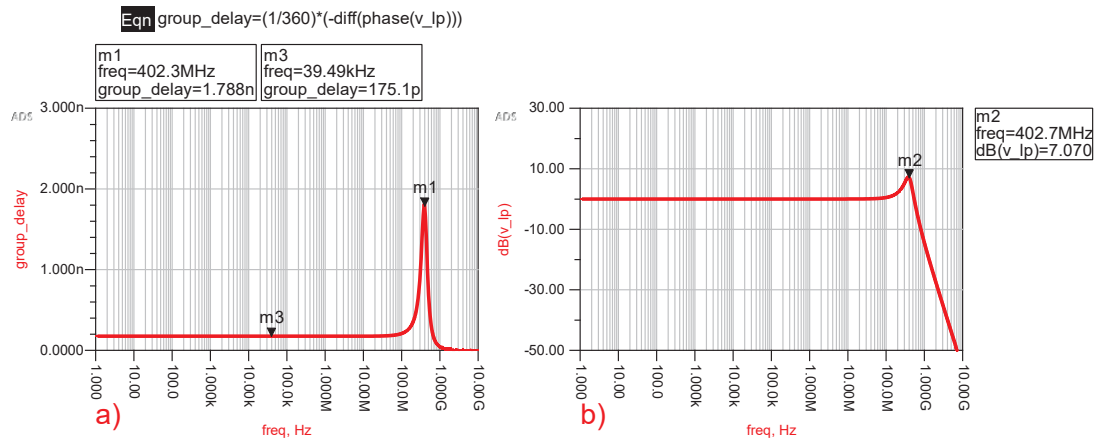


Figura 68: Resultados de simulación de la segunda etapa bicuadrática del filtro gaussiano de quinto orden a 6 dB: a) su retardo de grupo, b) su respuesta en frecuencia

5.1.5. Filtro gaussiano de 5to orden a 6 dB

La Figura 69 muestra el diseño del filtro gaussiano de quinto orden a 6 dB, conectando en cascada las tres etapas anteriores. La salida del SPALPF se conecta directamente a la entrada del BIQUAD_1, mientras que el terminal pasabajos del BIQUAD_1, se conecta a la entrada del BIQUAD_2. Tras esto se crea el símbolo del filtro gaussiano de quinto orden a 6 dB, Figura 70.

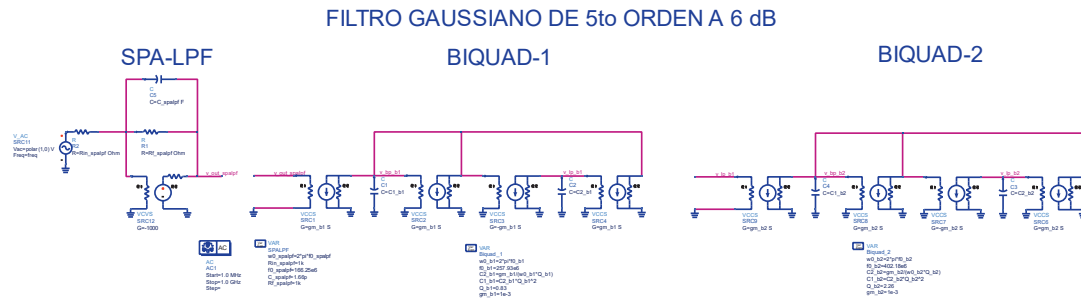


Figura 69: Diseño funcional del filtro gaussiano de 5to orden a 6 dB.



Figura 70: Símbolo del filtro gaussiano de 5to orden a 6 dB

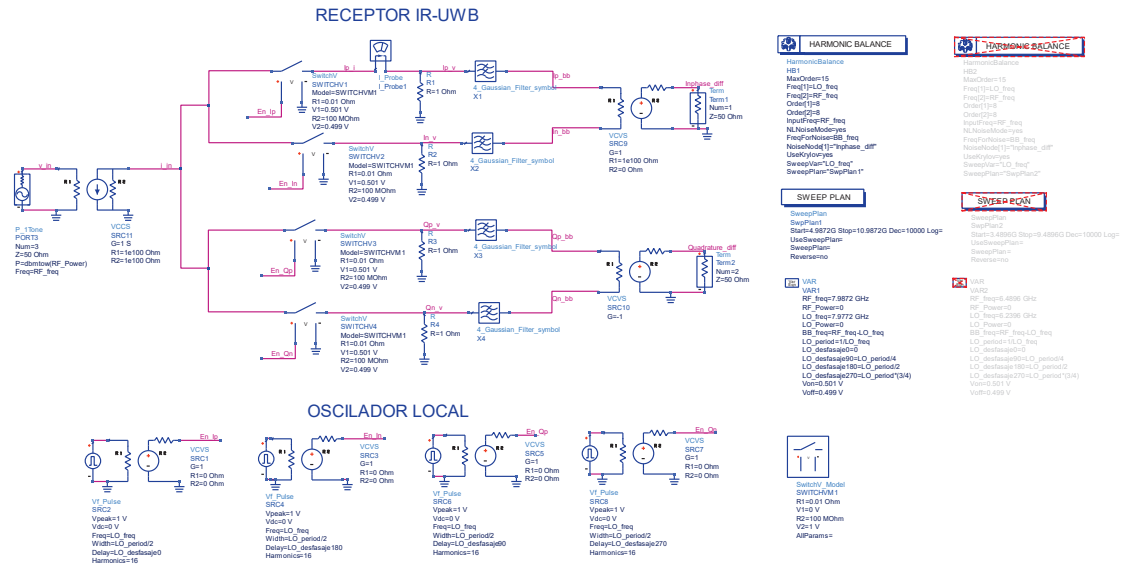
5.2. Diseño funcional de receptor coherente

Con el símbolo creado, se diseña el esquemático del receptor coherente para la simulación funcional de la recepción de una señal IR-UWB, Figura 71.

El circuito oscilador local genera las señales de referencia con diferentes desfases (0° , 90° , 180° , 270°). La señal de entrada (v_{in}) se divide en cuatro ramas, donde cada una se mezcla con las señales de referencia del oscilador local para generar señales en fase y en cuadratura en modo diferencial. Luego, en cada rama las señales pasan por el filtro pasabajos gaussiano de quinto orden a 6 dB para obtener la frecuencia en la banda base deseada, 249.6 MHz. Finalmente, se combinan las señales diferenciales para obtener a la salida las señales deseadas en fase y en cuadratura.

El mezclador se implementa en configuración simple balanceado con interruptores ideales (*switches*) que hacen las veces de transistores para mezclar la señal de entrada con las señales del oscilador local.

Se realiza la simulación sobre el canal de frecuencia obligatorio de la banda alta del modo HRP UWB, canal 9 a 7.9872 GHz, y sobre el canal opcional 5, de frecuencia 6.4896 GHz.



el valor del condensador de realimentación de la etapa SPA-LPF del filtro gaussiano, se reajustó del valor establecido en el diseño independiente de este circuito, 1.66 pF, a 1.485 pF. Este resultado se puede contrastar con la ganancia de conversión medida en el receptor implementado en [42], Figura 75.

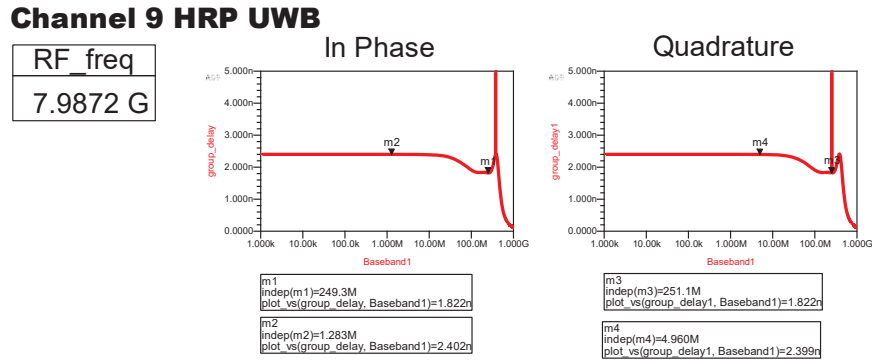


Figura 72: Retardo de grupo en banda base, para señal en fase y en cuadratura, canal HRP 9 UWB

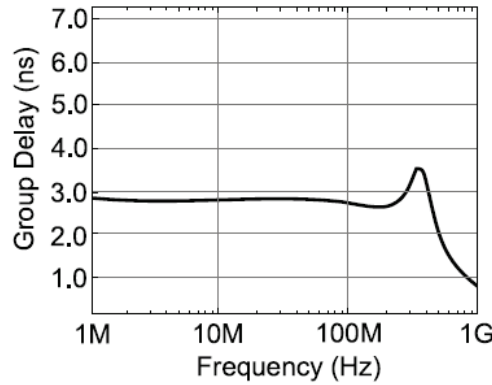


Figura 73: Retardo de grupo obtenido en [42]

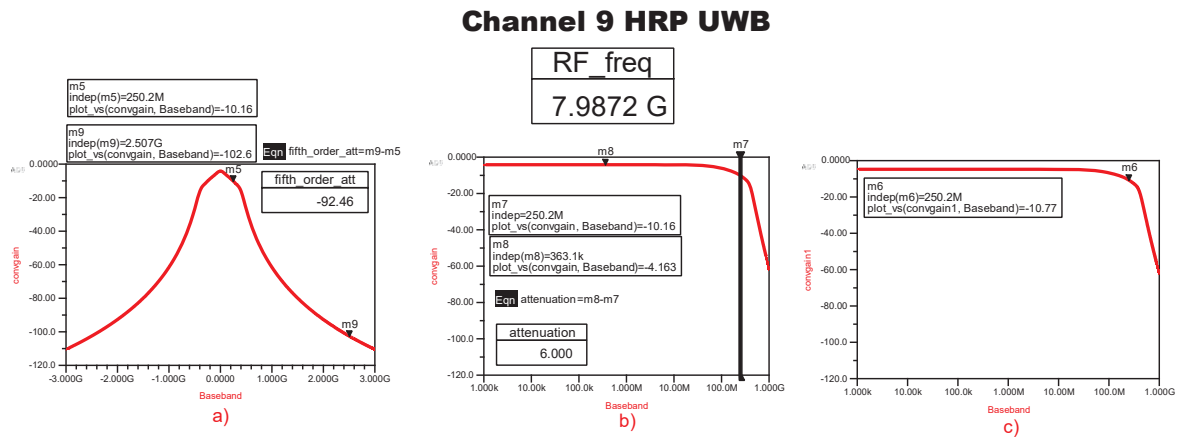


Figura 74: Gráficas de ganancia de conversión en banda base para señal en fase y en cuadratura, canal 9 HRP UWB

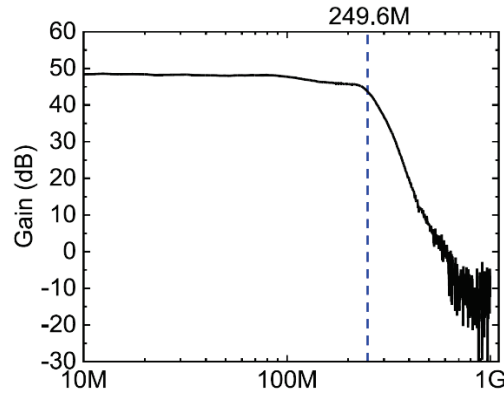


Figura 75: Curva de ganancia del receptor medida en [42]

5.2.1.2. Canal 5 opcional HRP UWB

La Figura 76 muestra los resultados de simulación para el canal opcional 5 HRP UWB, con frecuencia central en 6.4896 GHz, obteniendo igualmente retardo de grupo constante y resultados similares a los del canal obligatorio 9.

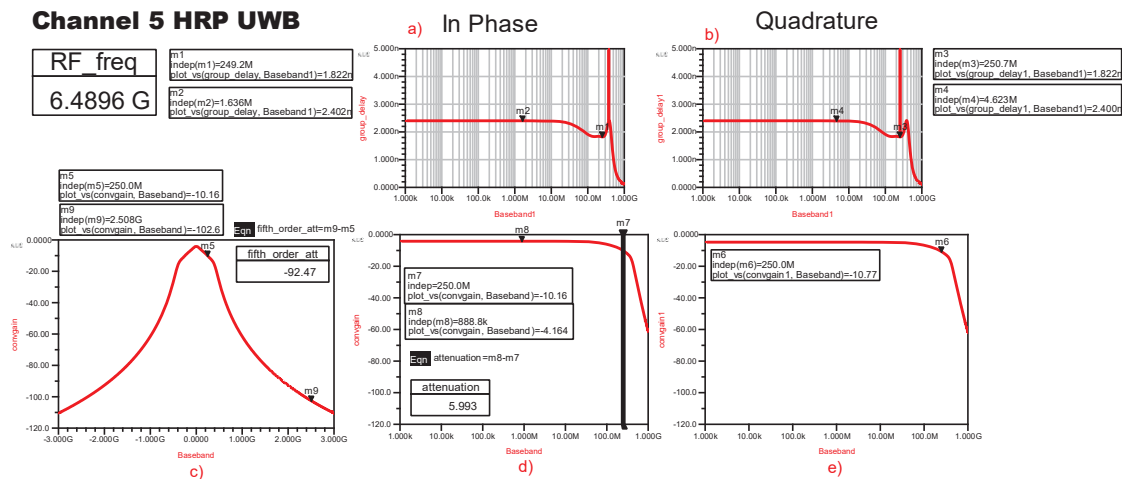


Figura 76: Resultados de simulación del receptor IR-UWB para el canal 5 HRP UWB

5.2.1.3. Compromiso entre respuesta en frecuencia y retardo de grupo

A modo comparativo, las Figuras 77 y 78 muestran el retardo de grupo y la respuesta en frecuencia, respectivamente, obtenidos para el canal obligatorio 9 HRP UWB, para un valor del condensador de realimentación empleado en la etapa SPALPF igual a 0.957 pF. Se observa que la curva del retardo de grupo es totalmente plana en toda la banda base de interés, a cambio de que la respuesta en frecuencia tenga una menor pendiente de rechazo fuera de banda, siendo ahora la atenuación en la frecuencia de corte de 3 dB, en lugar de 6 dB. Esto sugiere que el valor del condensador de realimentación de la etapa SPA-LPF puede ser ajustado a conveniencia si se desea mejorar la uniformidad

del retardo de grupo en la banda base, o la selectividad del filtro en la banda de rechazo. Resulta válido recordar en este punto que en aplicaciones de localización en interiores, un valor lo más constante posible del retardo de grupo implica que el receptor no distorsionará el tiempo de retardo medido y con eso la localización del objeto a ubicar, no obstante, un valor del condensador de realimentación que permita obtener una atenuación igual a 6 dB en la frecuencia de corte del filtro gaussiano, brinda el equilibrio teórico óptimo entre la preservación de la forma del pulso, y el filtrado fuera de banda, como se menciona en [42].

En base a lo anterior, el comportamiento obtenido en las Figuras 72 y 74 referentes a un valor del condensador de la etapa SPA-LPF igual a $C_{SPA-LPF} = 1.485 \text{ pF}$ sería el recomendado para el receptor funcional IR-UWB para aplicaciones de localización en interiores.

Channel 9 HRP UWB

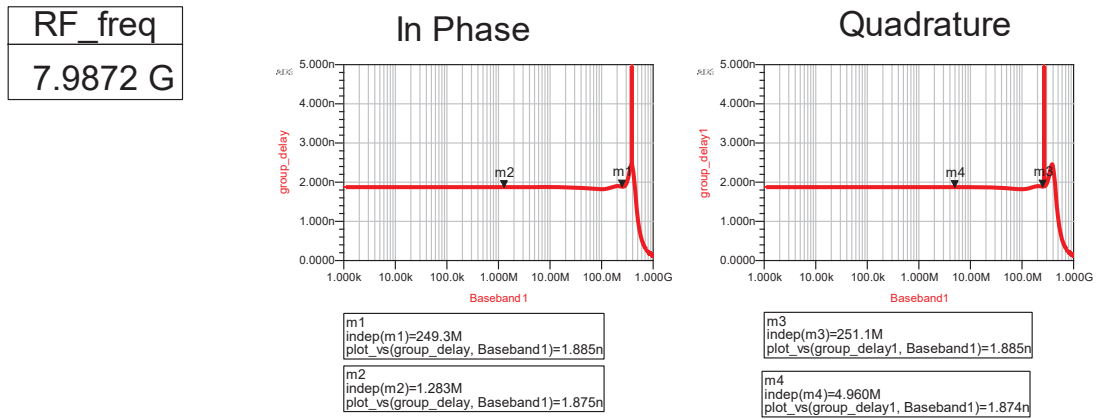


Figura 77: Retardo de grupo obtenido para $C_{SPA-LPF} = 0.957 \text{ pF}$

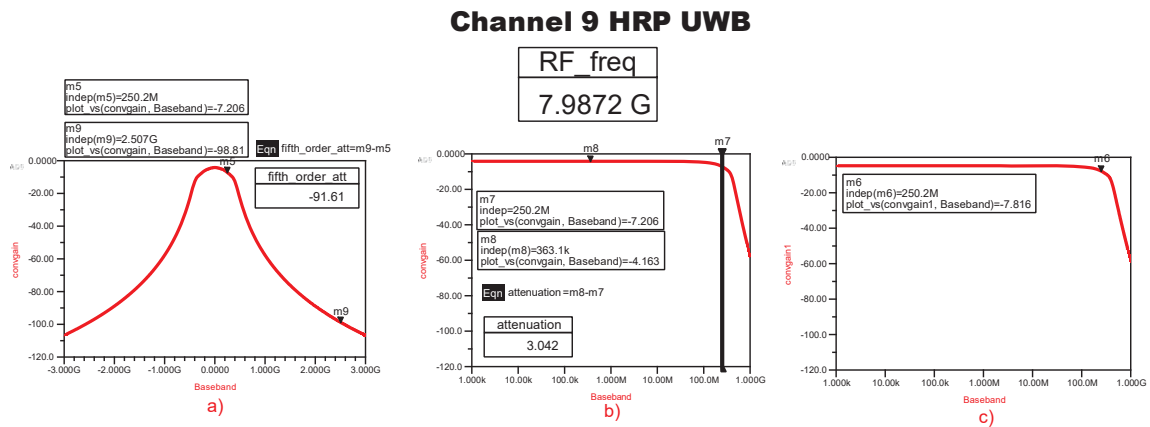


Figura 78: Gráficas de ganancia de conversión para $C_{SPA-LPF} = 0.957 \text{ pF}$

CAPÍTULO 6: CONCLUSIONES Y LÍNEAS DE TRABAJO FUTURAS

6.1. Conclusiones del Trabajo de Fin de Máster

El objetivo principal de este Trabajo de Fin de Máster se da por cumplido, pues se realizó un análisis de los sistemas de transmisión y recepción que permitieron implementar a nivel funcional un transmisor y receptor IR-UWB en cumplimiento con el estándar IEEE 802.15.4z para aplicaciones de localización en interiores.

En el capítulo 1 se realizó una introducción a la tecnología UWB, realizando su definición, comentando su surgimiento e historia, sus características principales y aplicaciones, destacando sus bondades en sistemas de localización en interiores. Se realizó un análisis de las especificaciones principales del estándar IEEE 802.15.4z y su enmienda, bajo el cual se rigen los sistemas UWB para localización en interiores, definiendo, entre otros conceptos, los modos de transmisión, bandas de frecuencias y las máscaras de densidad espectral de potencia de la Comisión Federal de Comunicaciones de los Estados Unidos, FCC, y del Comité de Comunicaciones Europeo, ECC, que rigen a UWB. Se mencionó además los elementos que componen un sistema UWB de localización en interiores, así como los algoritmos existentes para implementar la medición de las distancias.

En los capítulos 2 y 4 se realizó un análisis teórico de arquitecturas de transmisores y receptores UWB, destacando como método económico y común de fabricación de éstos, el empleo de chips RFIC. Previamente se definieron los dos tipos principales de tecnologías UWB, MB-OFDM-UWB y IR-UWB, resaltando las ventajas de cada una y seleccionando la tecnología de radio impulsos, IR-UWB, para el análisis teórico de diferentes arquitecturas de transmisión y recepción de pulsos UWB. Se definieron los tipos de pulsos UWB que mejores prestaciones brindan, y se compararon a nivel teórico en cuanto a aprovechamiento del espectro de potencia y la supresión de lóbulos laterales.

En los capítulos 3 y 5 se realizó, respectivamente, el diseño funcional en ADS del transmisor y del receptor IR-UWB. Para el transmisor se realizó el diseño de varias formas de pulsos, destacando entre ellas el pulso gaussiano en el aprovechamiento del espectro de potencias, así como en la supresión de lóbulos laterales, con un nivel de 41.09 dB, obteniendo un ancho de banda UWB igual a 637 MHz. A su vez, el pulso semi-coseno es el que menor voltaje de entrada requiere para lograr la misma eficiencia espectral, consiguiendo por demás un buen nivel de supresión de lóbulos laterales igual a 30.46 dB. Para el receptor diseñado, se obtuvo una respuesta en frecuencia plana para la banda base de interés, con comportamiento de quinto orden gaussiano con atenuación de 6 dB en la frecuencia de corte, así como un retardo de grupo prácticamente constante en toda la banda base, lo cual es un factor clave en la medición precisa de distancias. Finalmente, se verificó que el valor del condensador de realimentación de la etapa SPA-LPF del filtro gaussiano de quinto orden a 6 dB, puede ajustarse para optimizar el retardo de grupo o el filtrado fuera de banda, pero no ambos simultáneamente.

Los resultados de simulación obtenidos se compararon con aquellos presentados en los artículos de referencia, comprobando en cada caso su similitud y validez.

6.2.Recomendaciones futuras

El diseño funcional realizado en este trabajo sirvió como primer acercamiento a las arquitecturas de transceptor IR-UWB. Por tanto, se recomienda para continuar sobre la línea de trabajo de este TFM, lo siguiente:

- Realizar el diseño del transmisor y receptor a nivel de esquemático.
- Realizar implementación física (*layout*) y fabricación.
- Medir resultados y comparar el desempeño con referencias actuales.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Nguyen, C., & Miao, M., "Design of CMOS RFIC Ultra-Wideband Impulse Transmitters and Receivers", Springer, 2017, Link: <https://doi.org/10.1007/978-3-319-53107-6>
- [2] "Banda ultraancho", Wikipedia, La enciclopedia libre, Link: https://es.wikipedia.org/wiki/Banda_ultraancho.
- [3] "Guglielmo Marconi", Wikipedia, La enciclopedia libre, Link: https://es.wikipedia.org/wiki/Guglielmo_Marconi.
- [4] B. Schleicher and H. Schumacher, "Impulse generator targeting the European UWB mask," 2010 Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), New Orleans, LA, USA, 2010, pp. 21-24, doi: 10.1109/SMIC.2010.5422846.
- [5] Cooper, S., Wireless LAN Professionals, 4 de marzo de 2020, Ultra Wideband & You | Stephen Cooper CWNE #276 | WLPC Phoenix 2020 | @Stephen_Cooper. YouTube link video: <https://youtu.be/TR-rahY3Y2k>
- [6] C. Zheng, Y. Ge, y A. Guo, "Ultra-Wideband Technology: Characteristics, Applications and Challenges", arXiv:2307.13066v2 [eess.SP], Aug. 13 2023. Link: <https://doi.org/10.48550/arXiv.2307.13066>
- [7] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems," Second Report and Order and Second Memorandum Opinion and Order, FCC 04-285, Dec. 2004. Link: <https://www.fcc.gov/document/revision-part-15-commissions-rules-regarding-ultra-wideband-1>
- [8] International Telecommunication Union, "Measurement techniques of ultra-wideband transmissions," Recommendation ITU-R SM.1754-0, 2006.
- [9] International Telecommunication Union, "Characteristics of ultra-wideband technology," Recommendation ITU-R SM.1755-0, 2006.
- [10] G. R. Aiello and G. D. Rogerson, "Ultra-wideband Wireless Systems," *IEEE Microwave Magazine*, pp. 36-47, June 2003, ISSN: 1527-3342
- [11] Nekoogar, Faranak (Aug 31, 2005). *Ultra-Wideband Communications: Fundamentals and Applications*. Pearson.
- [12] "Rake receiver", Wikipedia, The free encyclopedia, Link: https://en.wikipedia.org/wiki/Rake_receiver
- [13] "Getting Back to Basics with Ultra-Wideband (UWB)," Qorvo, White Paper, May 2021. Link: www.qorvo.com
- [14] "Introducción a ultra-wideband", MathWorks, Link: <https://es.mathworks.com/discovery/ultra-wideband.html>
- [15] "¿Qué ventajas tiene la tecnología de banda ultraancho (UWB): la vieja alternativa al Bluetooth que Apple y Samsung están revitalizando", Xataka, (2019, septiembre 22),

Referencias bibliográficas

Enrique Pérez, Link: <https://www.xataka.com/servicios/que-ventajas-tiene-tecnologia-banda-ultrancha-uwv-vieja-alternativa-al-bluetooth-que-apple-samsung-estan-revitalizando>

[16] S. Ullah, M. Ali, M. A. Hussain, and K. S. Kwak, "Applications of UWB Technology," *arXiv:0911.1681v2*, Nov. 2009, Link: <https://www.researchgate.net/publication/45883282>

[17] "UWB: Capacidades y Perspectivas de Aplicación", @NotAnotherOne, Hacker Noon, (2023, June 16), Link: <https://hackernoon.com/es/uwv-capacidades-y-perspectivas-de-aplicacion>

[18] P. Sedlacek, M. Slanina, and P. Masek, "An Overview of the IEEE 802.15.4z Standard and its Comparison to the Existing UWB Standards," Brno University of Technology, Brno, Czech Republic.

[19] "Disponibilidad de la banda ultraancha", Soporte técnico de Apple, diciembre de 2023, Link: <https://support.apple.com/es-es/109512>

[20] "IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks", in IEEE Std 802.15.4-2020 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2015), pp.1-800, 23 July 2020, doi: 10.1109/IEEESTD.2020.9144691.

[21] "IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks--Amendment 1: Enhanced Ultra Wideband (UWB) Physical Layers (PHYs) and Associated Ranging Techniques," in IEEE Std 802.15.4z-2020 (Amendment to IEEE Std 802.15.4-2020), pp.1-174, 25 Aug. 2020, doi: 10.1109/IEEESTD.2020.9179124.

[22] Martinelli, A., Dolfi, M., Morosi, S. et al. Ultra-wide Band Positioning in Sport: "How the Relative Height Between the Transmitting and the Receiving Antenna Affects the System Performance". *Int J Wireless Inf Networks* 27, 18–29 (2020). Link: <https://doi.org/10.1007/s10776-019-00470-7>

[23] "Time of flight", Wikipedia, The free encyclopedia, Link: https://en.wikipedia.org/wiki/Time_of_flight.

[24] "What is Impulse-Radio Ultra-Wideband (IR-UWB) Radar Technology?", everythingRF, July 11, 2023, Link: <https://www.everythingrf.com/community/what-is-impulse-radio-ultra-wideband-ir-uwv-radar-technology>

[25] "Ultra-wideband testing: Practical introduction to UWB measurements", LitePoint, A Teradyne Company, Doc: 1075-0607-001, March 2020 Rev 1, Link: <https://mcs-testequipment.com/content/files/Testing-UWB-Whitepaper-031620-web.pdf>

[26] "Ultra-wideband (UWB) communication and ranging", Rohde & Schwarz USA, Inc. (2024). Link: https://www.rohde-schwarz.com/us/solutions/test-and-measurement/wireless-communication/wireless-connectivity/ultra-wideband/ultra-wideband-overview_253919.html#gallery-9

[27] "802.15.4 UWB Concepts", *N7610C Signal Studio for IoT 2025 Online Documentation*, Software version 4.4, Help revised 7/18/2024, Keysight Technologies, Inc., 2018-2024. Link:

Referencias bibliográficas

<https://helpfiles.keysight.com/csg/n7610/Content/Main/Concept%20802.15.4%20UWB.htm#:~:text=UWB%20Channel%20Assignment,use%20of%20variable%20length%20bursts>.

[28] H. Chen, Z. Chen, R. Ou, R. Chen, Z. Wu and B. Li, "An IEEE 802.15.4z-Compliant Reconfigurable Pulse-Shaping UWB Digital Power Amplifier in 28-nm CMOS," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 71, no. 10, pp. 4366-4376, Oct. 2023, doi: 10.1109/TMTT.2023.3263898

[29] Hsu, E. , "An overview of the IEEE 802.15.4 HRP UWB standard", Keysight Technologies, July 28, 2021, Link: <https://www.keysight.com/blogs/en/tech/rfmw/2021/07/28/an-overview-of-the-ieee-802154-hrp-uw-b-standard>

[30] H.-J. Pirch and F. Leong, "Introduction to Impulse Radio UWB Seamless Access Systems" FiRa Consortium, Germany, February 2020, Link: www.firaconsortium.org

[31] "Precursor (physics)", Wikipedia, The free encyclopedia, Link: [https://en.wikipedia.org/wiki/Precursor_\(physics\)](https://en.wikipedia.org/wiki/Precursor_(physics)).

[32] D. Coppens, A. Shahid, S. Lemey, B. Van Herbruggen, C. Marshall and E. De Poorter, "An Overview of UWB Standards and Organizations (IEEE 802.15.4, FiRa, Apple): Interoperability Aspects and Future Research Directions," in IEEE Access, vol. 10, pp. 70219-70241, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3187410.

[33] C. Calero Moreno, "Aplicación de un sistema de comunicaciones UWB en tiempo real", Proyecto Final de Carrera, Universidad Telecom SudParis (Francia), Departamento EPH Ingeniería de Telecomunicación, Marzo de 2011

[34] Nguyen Thi Huyen, Nguyen Le Cuong, and Pham Thanh Hiep, "Proposal of UWB-PPM with Additional Time Shift for Positioning Technique in Nondestructive Environments," Applied Sciences, Aug. 2020. doi: 10.3390/app10176011.

[35] "Spark gap", Wikipedia, The free encyclopedia, Link: https://en.wikipedia.org/wiki/Spark_gap.

[36] G. Singh et al., "An IR-UWB IEEE 802.15.4z Compatible Coherent Asynchronous Polar Transmitter in 28-nm CMOS," in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 56, no. 12, pp. 3799-3810, Dec. 2021, doi: 10.1109/JSSC.2021.3116895.

[37] I. Mahbub, S. K. Islam and A. Fathy, "Impulse radio ultra-wideband (IR-UWB) transmitter for low power low data rate biomedical sensor applications," 2016 IEEE Topical Conference on Biomedical Wireless Technologies, Networks, and Sensing Systems (BioWireless), Austin, TX, USA, 2016, pp. 88-90, doi: 10.1109/BIOWIRELESS.2016.7445570.

[38] "Distribución normal", Wikipedia, La enciclopedia libre, Link: https://es.wikipedia.org/wiki/Distribuci%C3%B3n_normal

[39] B. Wang, H. Song, W. Rhee and Z. Wang, "Overview of ultra-wideband transceivers—system architectures and applications," in Tsinghua Science and Technology, vol. 27, no. 3, pp. 481-494, June 2022, doi: 10.26599/TST.2021.9010044.

Referencias bibliográficas

- [40] "Integrator", Wikipedia, The free encyclopedia, Link: <https://en.wikipedia.org/wiki/Integrator>
- [41] Wei, A. C., "Design of Low Power CMOS UWB Transceiver ICs (Master's thesis)", National University of Singapore, Department of Electrical and Computer Engineering, 2009
- [42] M. Song et al., "A Low-Power 6–9-GHz IEEE 802.15.4a/4z Compliant IR-UWB Transceiver With Pulse Pre-Emphasis Achieving High ToA Precision," in IEEE Solid-State Circuits Letters, vol. 6, pp. 297-300, 2023, doi: 10.1109/LSSC.2023.3335596.
- [43] "Digital biquad filter", Wikipedia, The free encyclopedia, Link: https://en.wikipedia.org/wiki/Digital_biquad_filter
- [44] T.-Y. Lo and C.-C. Hung, "1V CMOS Gm-C Filters: Design and Applications", Springer, Dordrecht Heidelberg London New York, 2009, e-ISBN: 978-90-481-2410-7. doi: 10.1007/978-90-481-2410-7
- [45] "Group delay and phase delay", Wikipedia, The free encyclopedia, Link: https://en.wikipedia.org/wiki/Group_delay_and_phase_delay
- [46] H. Zumbahlen and Analog Devices, (2008), "Linear Circuit Design Handbook", 1st ed., Burlington, MA, USA: Elsevier, pp. 621. ISBN: 978-0-7506-8703-4.