

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BAJA CALIFORNIA

FACULTAD DE INGENIERÍA

MAESTRÍA Y DOCTORADO EN CIENCIAS E INGENIERÍA



“Estimación de distancia de transmisión para un sistema UWB mediante la técnica TOA utilizando filtros acoplados”

T E S I S

Que para cubrir parcialmente los requisitos para obtener el grado de MAESTRO EN CIENCIAS ÁREA ELÉCTRICA presenta:

JOSÉ DOLORES CORTEZ GARCÍA

DIRECTORES DE TESIS:

M.C. ENRIQUE RENÉ BASTIDAS PUGA



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BAJA CALIFORNIA
FACULTAD DE INGENIERÍA, MEXICALI
Maestría y Doctorado en Ciencias e Ingeniería

ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

TESIS DE GRADO

**“ESTIMACIÓN DE DISTANCIA DE TRANSMISIÓN PARA UN
SISTEMA UWB MEDIANTE LA TÉCNICA TOA UTILIZANDO
FILTROS ACOPLADOS”**

PRESENTADA POR

JOSÉ DOLORES CORTEZ GARCÍA

Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

M.C. ENRIQUE RENÉ BASTIDAS PUGA

Director del Comité

M.C. GUILLERMO GALAVIZ YÁÑEZ

Miembro del Comité

DR. ÁNGEL GABRIEL ANDRADE
REÁTIGA

Miembro del Comité

DR. DANIEL HERNÁNDEZ
BALBUENA

Miembro del Comité

M.C. MARCO AURELIO
TURRUBIARTES REYNAGA

Miembro del Comité

Dr. Ángel Gabriel Andrade Reátiga

*Coordinador de Investigación y
Posgrado*

Facultad de Ingeniería

09 de Enero de 2012

RESUMEN de la tesis de José Dolores Cortez García, presentado como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS ÁREA ELÉCTRICA.

Mexicali, Baja California, México, Enero de 2012.

ESTIMACIÓN DE DISTANCIA DE TRANSMISIÓN PARA UN SISTEMA UWB MEDIANTE LA TÉCNICA TOA UTILIZANDO FILTROS ACOPLADOS

Resumen aprobado por:

M.C. ENRIQUE RENÉ BASTIDAS PUGA
Director de tesis

En este trabajo de investigación, se presenta la evaluación de la estimación de distancia de transmisión, para un sistema ultra banda ancha utilizando filtros acoplados, en un canal de transmisión inalámbrica multitrayectoria en ambientes interiores y en transmisión con línea de vista (LOS por sus siglas en ingles: Line of Sight). El trabajo se hizo por simulación mediante la plataforma de Matlab utilizando un modelo de canal autoregresivo en distancias de 1 a 12 metros. La utilización de filtros acoplados se hizo mediante arreglos de correladores en paralelo en receptores S-RAKE y P-RAKE utilizando 3 variantes de señal de referencia: el pulso transmitido, una señal promedio obtenida de un tren de 5000 pulsos transmitidos y recibidos, un pulso promedio obtenido de una señal promedio. A la salida de los correladores del receptor RAKE a los que llamamos "fingers", se utilizaron las técnicas de combinación de tasa máxima (MRC por sus siglas en ingles: Maximal Ratio Combining) y la combinación de ganancia constante (EGC por sus siglas en ingles: Equal Gain Combining) como factor de peso para mejorar la relación señal a ruido. Se obtuvieron las gráficas y tablas de resultados en cada variante con los cuales se pudo obtener los resultados de la tesis y la conclusión final.

Palabras clave:

Sistemas de comunicaciones, multitrayectoria, Tiempo de Arribo, TOA, Receptor RAKE, Filtro Acoplado, Ultra Banda Ancha, UWB, Impulsos de Radio, IR-UWB.

ABSTRACT of the thesis presented by JOSÉ DOLORES CORTEZ GARCÍA, in order to obtain the MASTER OF SCIENCES DEGREE ELECTRIC AREA. Mexicali, Baja California, México, Enero de 2012.

ESTIMACIÓN DE DISTANCIA DE TRANSMISIÓN PARA UN SISTEMA UWB MEDIANTE LA TÉCNICA TOA UTILIZANDO FILTROS ACOPLADOS

In this thesis an evaluation of the distance estimation of transmission for an UWB system via the TOA technique using matched filters in a wireless multipath channel and line of sight transmission (LOS) is presented. This work was made by simulation using the MatLab platform with an autoregressive model channel in distances of 1 to 12 meters. The matched filters were utilized via correlates in parallel arrangements integrated in RAKE receivers using 3 different signal patterns: the transmitted pulse, a mean signal obtained of the transmission of a train of 5000 pulses and a mean pulse obtained from the mean signal. At the output of the correlates of the RAKE receivers named "fingers", were used a weight factor with the Maximal Ratio Combining (MRC) and Equal Ratio Combining (EGC) techniques to improve the Signal to Noise Ratio (SNR). It was obtained graphics and tables of the result in each variable in order to obtain the result of the thesis and the final conclusion.

Keywords:

Communications system, multipath, Time of Arrival, TOA, RAKE receiver, Match Filter, Ultra Wide Band, UWB, Impulse Radio, IR-UWB.

DEDICATORIA

A mi Esposa María y a mis Hijas Laura, Liliana, Anabel y Marisol.

AGRADECIMIENTOS

Gracias a Dios por la vida y salud que me ha dado, por enriquecerme en su conocimiento, por darme su amor y el de mi familia y su ayuda en el logro de mis metas.

A mi familia, amigos y maestros por su cooperación y apoyo en lograr la meta que me propuse.

A mis hijas que me sirvieron de inspiración para que también se formen sus metas y las logren a pesar de las dificultades.

A mis compañeros de maestría y doctorado, por su amistad y apoyo, Anabel, Cesar, Carlos y Jesús.

Gracias maestro René Bastidas y Guillermo Galaviz, por su ayuda y apoyo, por siempre asesorarme cuando tengo alguna duda o pregunta y por brindarme su amistad.

Gracias a mis maestros Dr. Daniel Hernández, M.C. Guillermo Galaviz, M.C: René Bastidas, Dr. Ángel Andrade, M.C. Marco Turrubiartes y Dr. Arturo Serrano.

Gracias a mis amigos por siempre preocuparse por mí y brindarme su amistad.

Índice

	<u>Página</u>
1. Introducción y motivación.	1
1.1 Planteamiento del problema.	2
1.2 Antecedentes.	4
1.3 Objetivo.	9
1.4 Contribuciones.	10
1.5 Estructura del documento.	11
2. Marco teórico.	12
2.1 Tecnología Ultra-Banda Ancha.	12
2.1.1 Características de ultra banda ancha.	14
2.1.2 Aplicaciones de ultra banda ancha.	15
2.2 Propagación multitrayectoria.	15
2.2.1 Propagación multitrayectoria de gran escala.	16
2.2.2 Propagación multitrayectoria de pequeña escala.	17
2.2.3 Transmisión LOS y NLOS.	17
2.3 Efectos de propagación móvil multitrayectoria.	17
2.3.1 “Slow fading”.	18
2.3.2 “Fast fading”.	18
2.3.3 Dispersión de Frecuencia (Doppler spread).	20
2.4 Perfil de intensidad multitrayectoria (PDP).	21
2.5 Parámetros de dispersión en tiempo (delay spread).	22
2.5.1 Mean excess delay.	23
2.5.2 RMS delay spread.	23
2.5.3 Maximum excess delay.	23
2.5.4 Excess delay spread.	24
2.6 Canal y modelo de canal.	24
2.7 Respuesta al impulso del canal.	24
2.8 Filtro digital IIR.	25
2.9 Filtro acoplado.	25
2.10 Correladores y señal de referencia	28
2.11 Receptor RAKE.	29
2.11.1 Línea de retardo.	31
2.11.2 Factor de peso MRC y EGC.	31
2.12 Ruido AWGN.	32
2.13 Relación señal a ruido (SNR).	33
2.14 Técnicas de localización.	34
2.14.1 Potencia de la señal recibida (RSS).	35
2.14.2 Ángulo de arribo (AOA).	36
2.14.3 Tiempo de arribo (TOA) y posicionamiento.	38
3. Modelo de simulación.	40
3.1 Modelo del sistema.	41

3.2 Modelo del canal.	44
3.3 Derivación del pulso a transmitir.	47
3.4 Transmisión y recepción de la señal.	48
3.5 Receptor RAKE.	51
3.5.1 Umbral en la señal recibida.	52
3.5.2 Señal de referencia.	53
3.5.2.1 Pulso transmitido.	54
3.5.2.2 Pulso promedio.	54
3.5.2.3 Señal promedio.	54
3.5.3 Línea de retardo.	55
3.6 Variantes de simulaciones.	56
3.7 Diagrama de flujo del modelo de simulación.	57
4. Análisis de resultados de simulación.	58
4.1 Introducción.	58
4.2 Análisis en receptores P-RAKE.	60
4.2.1 P-RAKE con factor de peso EGC, sin umbral.	60
4.2.2 P-RAKE con factor de peso MRC y sin umbral.	63
4.2.3 P-RAKE con factor de peso EGC y con umbral correspondiente al 10% del “bin” de máxima energía de la señal recibida.	65
4.2.4 P-RAKE con factor de peso MRC y con umbral correspondiente al 10% del “bin” de máxima energía de la señal recibida.	68
4.2.5 Opción óptima en las cuatro variantes del receptor P-RAKE.	70
4.2.6 Gráficas comparativas en distancias de 1 a 12 metros.	71
4.2.7 Cantidad óptima de “fingers” en el receptor P-RAKE.	75
4.3 Análisis en receptores S-RAKE.	77
4.3.1 S-RAKE con factor de peso EGC y sin umbral.	77
4.3.2 S-RAKE con factor de peso MRC y sin umbral.	80
4.3.3 S-RAKE con factor de peso EGC y con umbral correspondiente al 10% del “bin” de máxima energía de la señal recibida.	82
4.3.4 S-RAKE con factor de peso MRC y con umbral correspondiente al 10% del “bin” de máxima energía de la señal recibida.	84
4.3.5 Opción óptima en las cuatro variantes del receptor S-RAKE.	86
4.3.6 Gráficas comparativas en distancias de 1 a 12 metros.	89
4.3.7 Cantidad óptima de “fingers” en el receptor S-RAKE.	90
5. Conclusiones y trabajo futuro.	92
5.1 Resultados de la tesis.	92
5.1.1 Receptor P-RAKE.	93
5.1.2 Receptor S-RAKE.	94
5.2 Conclusiones.	95
5.3 Trabajo Futuro.	96
Bibliografía.	98

Índice de figuras

Figura	<u>Página</u>
1.1 Ilustración del algoritmo de estimación del TOA en dos pasos.	5
1.2 Filtro acoplado y detección de la envolvente.	7
2.1 Máscara de límites de frecuencias de UWB para interiores según la FCC	14
2.2 Propagación multitrayectoria LOS.	16
2.3 Propagación multitrayectoria NLOS	18
2.4 Desvanecimiento “fast fading” y “low fading” de la señal recibida debido a la propagación multitrayectoria de pequeña y de gran escala.	19
2.5 Receptor en movimiento que introduce efecto “Doppler”.	21
2.6 Ejemplo de perfil de intensidad multitrayectoria (PDP)	21
2.7 Perfil de intensidad multitrayectoria y parámetros de dispersión.	22
2.8 Salida de un sistema cuando en la entrada se tiene una función impulso $\delta(t)$.	25
2.9 Filtro digital de respuesta al impulso infinito (IIR).	25
2.10 Modelo de receptor lineal.	27
2.11 Señal de referencia utilizada en un filtro acoplado	27
2.12 Diagrama a bloques del filtro acoplado.	27
2.13 Proceso de un pulso transmitido en un receptor RAKE.	28
2.14 Receptor RAKE con M “fingers”.	30
2.15 Tipos de receptores RAKE.	30
2.16 Salida del receptor I-RAKE de 154 “fingers”.	33
2.17 Representación del método de localización por triangulación.	34
2.18 Ángulo de arribo como parámetro en el cálculo de posición de un transmisor.	37
2.19 Tiempo de arribo de la señal.	39
3.1 Diagrama a bloques del sistema de simulación.	42
3.2 Salida de un receptor RAKE con 154 “fingers”.	42
3.3 Filtro de respuesta al impulso infinito (IIR).	45
3.4 Respuesta en frecuencia del canal.	46
3.5 Respuesta al impulso en el dominio del tiempo.	46
3.6 Transmisión del canal a través del canal.	46
3.7 Pulso Gaussiano normalizado a 1 con media 0.	48
3.8 Pulso Gaussiano modulado.	48
3.9 Transmisión y recepción del pulso.	49
3.10 Pulso recibido $r(t)$ a la salida del modelo del canal.	50
3.11 Señal promedio recibida $s_p(t)$.	51
3.12 Diagrama del receptor RAKE.	52
3.13 Señal recibida con umbral del 10% sobre “bin” de energía máxima.	49
3.14 Pulso promedio.	55
3.15 Señal de referencia en cada correlador.	56
3.16 Variantes de simulaciones.	57
3.17 Diagrama de flujo del modelo de simulación.	58
4.1 Gráfica comparativa con las 3 señales de referencia en receptor P-RAKE con técnica EGC, sin umbral.	62
4.2 Gráfica comparativa con las 3 señales de referencia en receptor P-RAKE con técnica MRC, sin umbral.	65

4.3 Gráfica comparativa con las 3 señales de referencia en receptor P-RAKE con técnica EGC y con umbral del 10% s/"bin" de máxima energía.	67
4.4 Gráfica comparativa con las 3 señales de referencia en receptor P-RAKE con técnica MRC y umbral del 10% s/"bin" de máxima energía.	70
4.5 Gráfica comparativa con las 4 variantes del receptor P-RAKE con señal de referencia igual a la señal promedio.	71
4.6 P-RAKE con señal promedio como señal de referencia, con técnica EGC y sin umbral en distancias de 1 a 12 metros.	72
4.7 P-RAKE con señal promedio como señal de referencia, con técnica MRC y sin umbral en distancias de 1 a 12 metros.	73
4.8 P-RAKE con señal promedio como señal de referencia, con técnica MRC y con umbral del 10% s/"bin" de máxima energía en distancias de 1 a 12 metros.	73
4.9 P-RAKE con señal promedio como señal de referencia, con técnica MRC y con umbral del 10% s/"bin" de máxima energía.	74
4.10 Resultados promedios del P-RAKE con señal de referencia igual a la señal promedio, en distancias de 1 a 12 metros.	74
4.11 P-RAKE, con técnica MRC y umbral del 10% s/"bin" de máxima energía en distancia de 1 a 12 metros por "finger".	77
4.12 Gráfica comparativa del S-RAKE con las 3 señales de referencia con técnica EGC, sin umbral.	79
4.13 Gráfica comparativa del S-RAKE con las 3 señales de referencia con técnica MRC, sin umbral.	81
4.14 Gráfica comparativa del S-RAKE con las 3 señales de referencia con técnica EGC y umbral del 10% s/"bin" de máxima energía.	84
4.15 Gráfica comparativa del S-RAKE con las 3 señales de referencia con técnica MRC y umbral del 10% s/"bin" de máxima energía.	86
4.16 Gráfica comparativa con las 4 variantes del receptor S-RAKE con señal de referencia igual al pulso transmitido.	87
4.17 Gráfica comparativa con las 4 variantes del receptor S-RAKE con señal de referencia igual al pulso promedio.	88
4.18 Gráfica comparativa con las 4 variantes del receptor S-RAKE con señal de referencia igual a la señal promedio.	88
4.19 Gráfica comparativa de la simulación en distancias de 1 a 12 metros con técnica EGC, sin umbral con respuesta al impulso igual al pulso transmitido.	89
4.20 Media en distancia de 1 a 12 metros con técnica EGC sin umbral.	90
4.21 Distancia de 1 a 12 metros por "finger" con técnica EGC, sin umbral.	91

Índice de tablas

Tabla	Página
2.1 Límites de radiación por la FCC para aplicaciones de comunicación.	13
2.2 Técnicas para la localización de transmisores.	35
4.1 Receptor P-RAKE, señal de referencia igual al pulso transmitido, con técnica EGC y sin umbral.	61
4.2 Receptor P-RAKE, señal de referencia igual al pulso promedio, con técnica EGC y sin umbral.	61
4.3 Receptor P-RAKE, señal de referencia igual a una señal promedio, con técnica EGC y sin umbral.	62
4.4 Receptor P-RAKE, señal de referencia igual al pulso transmitido, con técnica MRC a la salida de los correladores y sin umbral.	63
4.5 Receptor P-RAKE, señal de referencia igual al pulso promedio, con técnica MRC a la salida de los correladores y sin umbral.	64
4.6 Receptor P-RAKE, señal de referencia igual a una señal promedio, con técnica MRC a la salida de los correladores y sin umbral.	64
4.7 Receptor P-RAKE, señal de referencia igual al pulso transmitido, con técnica EGC y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.	66
4.8 Receptor P-RAKE, señal de referencia igual al pulso promedio, con técnica EGC y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.	66
4.9 Receptor P-RAKE, señal de referencia igual a una señal promedio, con técnica EGC y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.	67
4.10 Receptor P-RAKE, señal de referencia igual al pulso transmitido, con técnica MRC a la salida de los correladores y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía	68
4.11 Receptor P-RAKE, señal de referencia igual al pulso promedio, con técnica MRC a la salida de los correladores y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.	69
4.12 Receptor P-RAKE, señal de referencia igual a una señal promedio, con técnica MRC a la salida de los correladores y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.	69
4.13 Error promedio en metros utilizando receptor P-RAKE, señal de referencia igual a una señal promedio, con técnica MRC a la salida de los correladores y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.	76
4.14 Receptor S-RAKE con señal de referencia igual al pulso transmitido, con técnica EGC y sin umbral.	78
4.15 Receptor S-RAKE con señal de referencia igual al pulso promedio, con técnica EGC y sin umbral.	78
4.16 Receptor S-RAKE con señal de referencia igual a una señal promedio, con técnica EGC y sin umbral.	79
4.17 Receptor S-RAKE, señal de referencia igual al pulso transmitido, con técnica MRC a la salida de los correladores y sin umbral.	80
4.18 Receptor S-RAKE, señal de referencia igual al pulso promedio, con técnica MRC a la salida de los correladores y sin umbral.	80

4.19 Receptor S-RAKE, señal de referencia igual a una señal promedio, con técnica MRC a la salida de los correladores y sin umbral.	81
4.20 Receptor S-RAKE, señal de referencia igual al pulso transmitido, con técnica EGC y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.	82
4.21 Receptor S-RAKE, señal de referencia igual al pulso promedio, con técnica EGC y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.	83
4.22 Receptor S-RAKE, señal de referencia igual a una señal promedio, con técnica EGC y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.	83
4.23 Receptor S-RAKE con señal de referencia igual al pulso transmitido, con técnica MR en los correladores y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.	85
4.24 Receptor S-RAKE, señal de referencia igual al pulso promedio, con técnica MRC a la salida de los correladores y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.	85
4.25 Receptor S-RAKE con señal de referencia igual a una señal promedio, con técnica MRC en los correladores y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.	85
4.26 Receptor S-RAKE, señal de referencia igual al pulso transmitido, con técnica EGC y sin umbral.	91
5.1 Error promedio en la distancia estimada en cada distancia del modelo de simulación utilizando P-RAKE.	94
5.2 Error promedio en la distancia estimada en cada distancia del modelo de simulación utilizando S-RAKE.	95

Listado de Acrónimos

UWB	Ultra-Wide Band
IR-UWB	Impulse Radio UWB
TOA	Time of Arrival
DOA	Direction of Arrival
AOA	Angle of Arrival
RSS	Received Signal Strength
TDOA	Time Difference of Arrival
SNR	Signal to Noise Ratio
WPAN	Wireless Personal Area Network
EIRP	Equivalent Isotropic Radiated Power
FCC	Federal Communications Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
NLOS	Non Line of Sight
LOS	Line of Sight
UIT	Unión Internacional de Telecomunicaciones
RMS	Root Mean Square
GPS	Global Positioning System

Capítulo 1

Introducción y motivación

El avance de la tecnología da lugar a líneas de investigación que buscan mejorar o proponer servicios emergentes como resultado de tal avance; por lo tanto, es necesario estar al día de las nuevas propuestas tecnológicas para que mediante su aplicación en proyectos de investigación se logren propósitos anteriormente limitados tecnológicamente. El área de la comunicación inalámbrica, ha tenido en los últimos años un crecimiento vertiginoso y se han desarrollado y siguen en proceso de desarrollo, nuevas tecnologías de radio frecuencia de las que han derivado aplicaciones que se usan en el área doméstica, empresarial, gubernamental y militar, como tecnología ubicua de la que dependemos y se hace cada vez más imprescindible en nuestras vidas. La tecnología de ultra banda ancha (UWB por sus siglas en inglés: Ultra Wide Band) anteriormente limitada a usos militares pero que desde el 2002 fue reglamentado su uso en el ámbito doméstico por Comisión Federal de Comunicaciones (FCC por sus siglas en inglés: Federal Communication Commission) [1], se perfila para ser una tecnología de uso común en aplicaciones de comunicación inalámbrica de corto alcance, radar, sistemas de posicionamiento, etc., y está siendo objeto de investigación en diferentes áreas para encontrar las condiciones óptimas de su uso [2]-[12]; tal es el caso del proyecto de investigación “Localización de transmisores móviles en interiores usando señales pulsadas de radio frecuencia”, propuesto por el cuerpo académico

de Electrónica y Comunicaciones y apoyado en la doceava convocatoria interna de proyectos de investigación de la Universidad Autónoma de Baja California.

Para la localización geográfica de transmisores, como en cualquier otro proyecto de investigación, es necesario estudiar el estado del arte de las tecnologías relacionadas con el área, como en este caso, las de radiofrecuencias y técnicas de localización, con la intención de encontrar, mejorar y aplicar técnicas que sean las más adecuadas, evaluando métodos de estimación de parámetros necesarios en la estimación de posición, con el mínimo margen de error, como el que nos ocupa en este proyecto de tesis.

1.1 Planteamiento del problema

La estimación de la posición de un transmisor es uno de los retos más interesantes en el ámbito de las comunicaciones inalámbricas, donde las condiciones de propagación están afectadas por múltiples fenómenos de dispersión, reflexión y refracción de la señal, que existen en el medio que rodean al transmisor-receptor; en la estimación de posición del transmisor, un parámetro primordial a saber es la distancia a la que se encuentra de un receptor, y una forma de obtener este parámetro (se presentan otras técnicas en la sección 2.14 donde se especifican las ventajas y desventajas de cada una de ellas), es conociendo el tiempo de arribo (TOA por sus siglas en inglés: Time of Arrival) de la señal; el TOA es una medida del retardo de propagación de la señal a través del canal de comunicación, y para su estimación, ambos nodos transmisor y receptor, deben estar perfectamente sincronizados, esto debido a que en la estimación del TOA se considera el desfase de la señal de tal manera que si no hay sincronización entre los nodos transmisor-receptor, el TOA estimado basado en este desfase sería erróneo. Determinado el TOA, por medio de la fórmula de la velocidad sabemos la distancia a la que se encuentra el transmisor:

—

Donde v es la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas en el espacio libre (velocidad de la luz) y t es el TOA.

El presente trabajo de investigación, aborda la evaluación de la estimación de la distancia de transmisión mediante el TOA, de una señal transmitida a través de un canal de

comunicación inalámbrica, utilizando tecnología de UWB y filtros acoplados como herramienta de detección de la señal en el receptor.

Actualmente existen varias tecnologías que se usan en la localización de transmisores, algunas que requieren servicios de terceros como es el caso del sistema de posicionamiento global (GPS por sus siglas en inglés: Global Positioning System) que requieren de servicios satelitales, o los sistemas de posicionamiento utilizando las redes de telefonía celular, sistemas de rastreo basado en microondas, y otros, que son sistemas complejos, cuyos costos de operación son más altos comparados con la tecnología UWB, en la localización de transmisores; ZigBee también puede ser usado para el mismo propósito y compite con UWB en simplicidad y bajo costo, baja potencia de la señal que evita la interferencia con otros sistemas de comunicación de banda angosta, transmisión en banda base que permite no necesitar portadora lo cual lo hace sencillo y económico [1]- [2]; pero el gran ancho de banda de UWB lo hace más apropiado para la localización de transmisores en ambientes interiores por su capacidad de penetración de obstáculos, además de su resistencia al fenómeno de multitrayectoria que se da en la comunicación inalámbrica, alta definición de tiempo que permite una exactitud de centímetros en la localización de transmisores.

Para el desarrollo de este proyecto se propone la utilización de la tecnología UWB; la evaluación se hará por simulación en computadora usando un modelo de canal auto regresivo de respuesta en frecuencia. La tecnología UWB tiene un rango de aplicación sólo en transmisiones de corto alcance, por la limitación que tiene de transmitir a muy baja potencia en el orden de 0.5 mW [1], por lo que la experimentación y la evaluación de los resultados se harán en distancias de 1 a 12 metros.

Los receptores RAKE serán analizados en el capítulo 2, por lo pronto, podemos decir de forma general que son una herramienta útil en la detección de señales, y su salida es la combinación de los múltiples filtros acoplados que lo forman a los que llamamos “fingers” y que mejoran la relación señal a ruido de cada uno de los componentes multitrayectoria que llegan al receptor y de la señal recibida en general; del máximo argumento de la salida del receptor RAKE se obtiene el TOA con el cual se estima la distancia a la que se encuentra el transmisor.

1.2 Antecedentes

Desde que la comisión federal de comunicaciones (FCC por sus siglas en inglés: Federal Communication Commission), que es la encargada de regular los usos de frecuencia y sus potencias de transmisión en telecomunicaciones internacionales, aprobó en el 2002 el uso de la tecnología de ultra banda ancha para operaciones sin licencia [3], ésta recibió un gran impulso y ha derivado en la aparición de proyectos de investigación, entre los que se encuentran localización geográfica de transmisores, y en la búsqueda de técnicas óptimas para detección de señales y estimación de distancias de transmisión, para el cálculo de posicionamiento.

Para la estimación de distancia de transmisión, existen varias técnicas que pueden ser utilizadas en el cálculo de los parámetros relacionados con la posición de un transmisor, algunos ejemplos de esta técnicas son las que están basadas en tiempo de arribo de la señal (TOA), potencia de la señal recibida (RSS), ángulo de arribo (AOA) y diferencias en tiempo de arribo (TDOA) en dos o más receptores. También pueden ser usados sistemas híbridos con alguna combinación de dos técnicas de las mencionadas anteriormente [4].

Los investigadores se han dado a la tarea de proponer métodos para el cálculo de los parámetros, que nos permitan determinar la distancia de transmisión utilizando alguna de las técnicas mencionadas. Un método propuesto en [5] es la estimación del TOA en 2 pasos, en el primer paso se hace la estimación del TOA de manera no precisa seleccionando de un “frame” el cual es el pulso recibido donde vienen n cantidad de replicas, un bloque de intervalo T_b de la señal recibida en donde existe la primer trayectoria de la señal basado en mediciones RSS, esto es, se toma el bloque con mayor cantidad de energía, limitando la incertidumbre a solo ese bloque del “frame” recibido; el segundo paso consiste en darle más refinamiento al TOA estimado, y se basa en salidas de correlación de tasa baja mediante el cual se determina la posición del “chip”, (longitud de un pulso transmitido), dentro del bloque de la señal recibida, en donde exista la primer trayectoria de la señal; en la figura 1.1 se muestra una ilustración del algoritmo basado en la estimación del TOA en dos pasos. La evaluación de este método de estimación del TOA se hizo por simulación en computadora, utilizando un modelo de canal inalámbrico propuesto en IEEE 802.15.4a para interiores con línea de vista (LOS por sus siglas en inglés: Line of Sight) y no línea de vista (NLOS por sus siglas en inglés: Non line of Sight) [6].

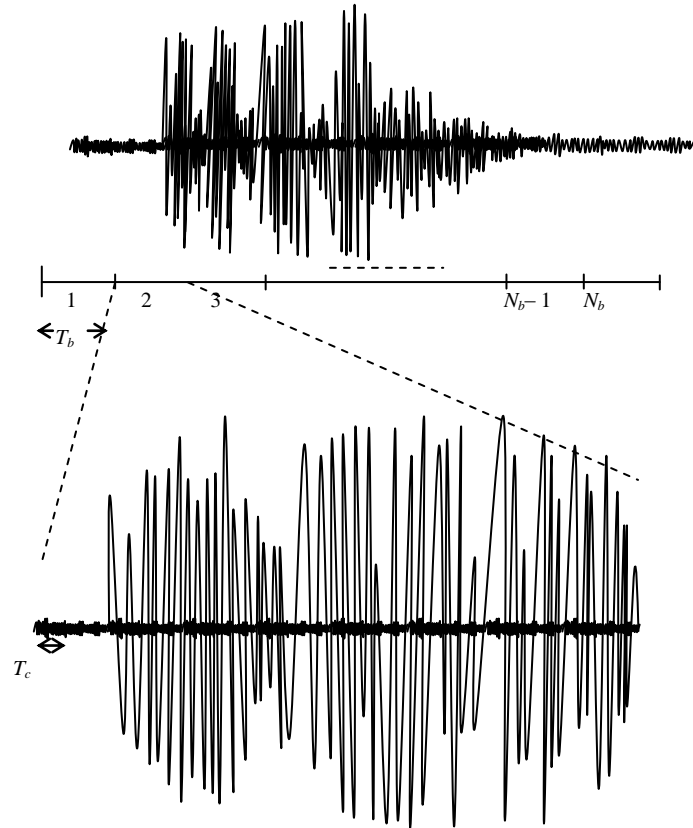


Figura 1.1. Ilustración del algoritmo de estimación del TOA en dos pasos.

En [7] se utiliza un método de cálculo del TOA, basado en muestreo a la tasa de símbolos a la salida de un dispositivo de ley cuadrada. También se introduce un método de selección de umbral adaptable, basado en los valores mínimos y máximos de las muestras de energía de la señal; la evaluación de este método es por simulación en computadora y se utiliza el modelo de canal inalámbrico para interiores propuesto en IEEE 802.15.4 [6]. Las técnicas propuestas en [5] y [7] son muy parecidas, ambas utilizan una primera búsqueda de la trayectoria más fuerte de acuerdo a un nivel de energía, combinando una secuencia de N transmisiones de pulsos; pero en el segundo paso, la diferencia estriba en que la primera obtiene la estimación del TOA basado en el índice del “chip” dentro de un bloque que maximiza a una variable de decisión que se calcula con un algoritmo donde no interviene ningún umbral de energía.

El filtro acoplado es una herramienta útil en la estimación del TOA basado en el pico máximo de su salida, sin embargo, por la naturaleza misma del canal multitrayectoria, debe utilizarse junto con otras técnicas, porque el pico máximo determinado por el filtro no necesariamente es la primera trayectoria de llegada. Un caso de esto lo tenemos en [8] que utiliza un filtro acoplado por el cual pasa una señal recibida, teniendo como señal de referencia el pulso transmitido; a la salida del filtro acoplado la señal pasa por un filtro pasa-bajas para obtener su envolvente; en la figura 1.2 se muestra la detección de la envolvente después del filtrado. En relación al pico más alto de la envolvente, se determina un umbral para mitigar la interferencia inter símbolos (ISI por sus siglas en inglés Inter symbol interference), de tal manera que,

Donde γ es el umbral calculado y $e(t)$ es la envolvente de la salida del filtro, α es un factor dinámico de umbral obtenido del perfil de intensidad multitrayectoria (PDP por sus siglas en inglés: Power Delay Profile) del modelo del canal usado; generalmente está entre 0.45 y 0.65 dependiendo de la tasa de repetición de pulsos y las condiciones del ambiente de propagación; con esta información se calcula el TOA que está en función del primer pico de la envolvente que sobrepasa el valor del umbral, esto es,

Por lo tanto,

Una vez obtenido el TOA se obtiene la distancia a la que se encuentra el transmisor por medio de la fórmula de la velocidad,

Donde τ es el tiempo de retardo de las mediciones del equipo y c es la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas en el espacio libre.

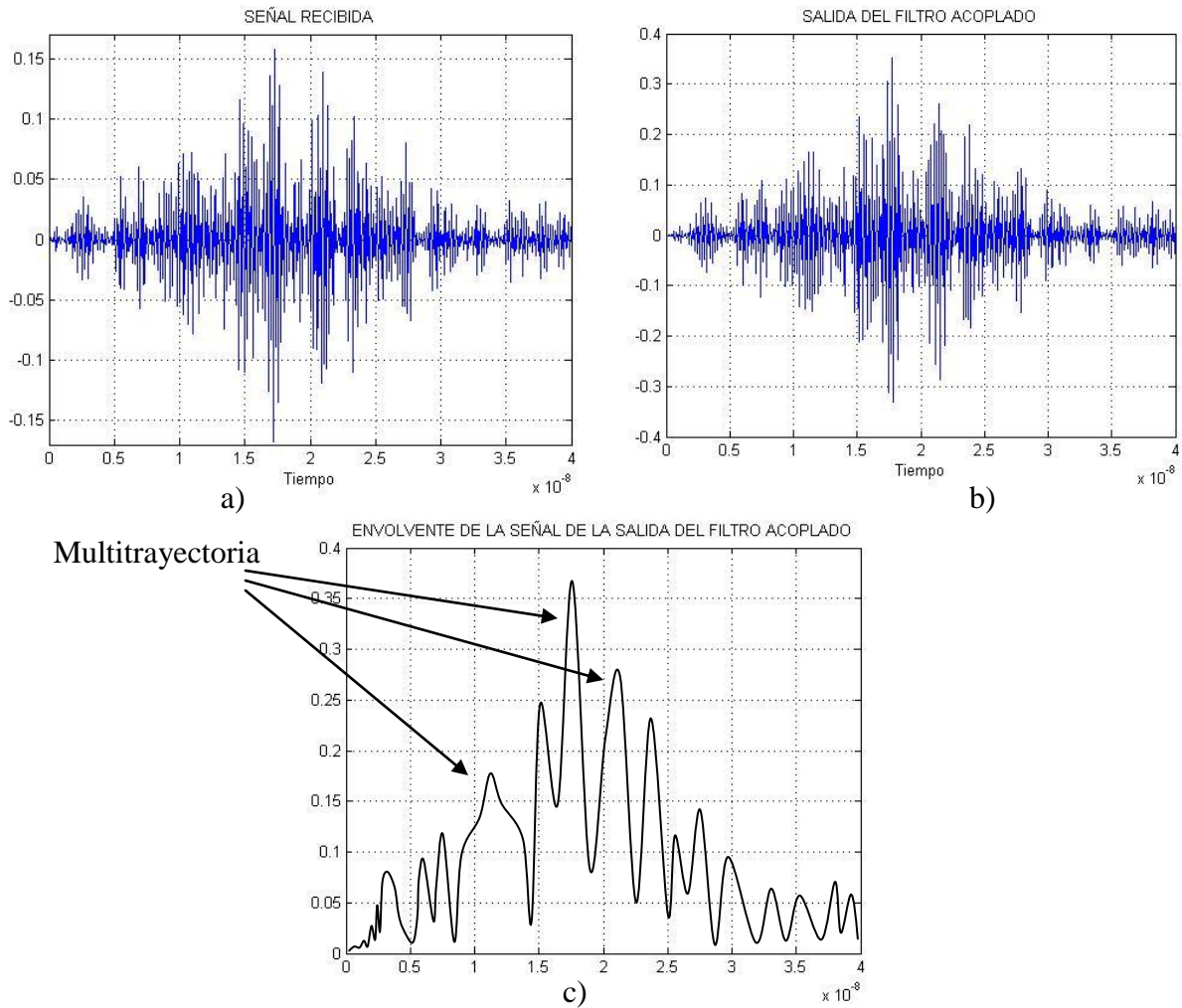


Figura 1.2. Filtro acoplado y detección de la envolvente: a) Señal UWB recibida. b) Salida del filtro acoplado. c) Envolvente de la señal de salida del filtro acoplado.

El método propuesto en [8] es sencillo de implementar y los resultados obtenidos fueron muy aceptables con errores en la estimación de distancia con una media que va desde 0.479 cm a 3.571 cm con una desviación estándar entre 0.575 cm a 10.648 cm, dependiendo de la distancia transmisor - receptor en el rango de 1 m a 24 m y el ambiente de propagación (cerrado, abierto); sin embargo todas las mediciones se hicieron bajo condiciones similares de ambiente multitrayectoria, pero cuando estas cambian drásticamente los errores se incrementan [8] como puede observarse en la desviación estándar presentados en el estudio; un modelo de canal estadístico toma en cuenta diferentes características de ambiente multitrayectoria con mediciones reales que lo hacen

estándar para ser usado en cualquier ambiente de propagación, por lo que utilizar este canal en este trabajo, mejoraría los resultados presentados como los mismos autores lo sugieren [8].

En el trabajo realizado en [9] se utilizó un método muy similar a los anteriores, que primero se enfocan en la búsqueda de la trayectoria de llegada más fuerte; este método propone una estimación del TOA en tres pasos: en el primer paso utiliza un filtro acoplado para determinar mediante el argumento máximo de la salida del filtro, la trayectoria de llegada más fuerte; como se especificó antes, la trayectoria más fuerte no necesariamente es la primer trayectoria de llegada o trayectoria directa cuando la transmisión es en escenario LOS, por lo tanto, el segundo paso es buscar en trayectorias anteriores, un pico del filtro que sobrepase un umbral calculado dinámicamente basado en las características de la señal en un proceso cuyos argumentos son el kurtosis, que es una medida de la extensión en la que se concentra una distribución de frecuencia en relación a su media y el retardo expandido RMS (RMS delay spread); el tercer paso consiste en afinar el TOA estimado buscando el centro del pico encontrado; la diferencia entre esta propuesta y el explicado en [5]-[8], es el método de búsqueda del factor umbral, además de que esta propuesta no utiliza la envolvente de la señal como en [8] sino la salida del filtro acoplado, además, obtiene la salida del filtro basado en un promedio de 1000 transmisiones del pulso; los resultados arrojados por este método dependen de los parámetros utilizados para calcular el factor que servirá para determinar el umbral como son el retardo rms y el kurtosis, los cuales pueden ser controlados para proporcionar 3 niveles de confiabilidad en los resultados, donde en una alta confiabilidad el error máximo puede ser de 30 cm en el cálculo de la posición del transmisor. En una confiabilidad media el error varía entre 30 y 120 cm, y en una confiabilidad baja el error se incrementa hasta 3 metros. Determinar cual nivel ha de aceptarse en este método, supone el nivel de complejidad que ha de aceptarse en el cálculo de retardo rms y kurtosis.

Para la realización de este proyecto de investigación, se utilizará un modelo estadístico de canal inalámbrico para tecnología UWB en ambiente de propagación de interiores, para ser usado en simulación en computadora el cual fue propuesto en [10]; posteriormente en [11] y [12] se propusieron ajustes a los parámetros del modelo para que sus resultados fueran más acordes a los datos medidos. Este modelo de canal fue el

resultado de experimentación, que consistió en la caracterización de los parámetros del modelo de pérdida por trayectoria de las señales UWB [13], se utilizaron muestras de frecuencia en ambientes interiores de 23 residencias de diferentes características, utilizándose un rango de frecuencias de entre 3.75 GHz a 6.25 GHz que está dentro del rango permitido para la tecnología UWB, y con una frecuencia central de 5 GHz; se utilizó un salto entre muestras de frecuencias de 3.125 MHz, obteniéndose un total de 801 tonos de frecuencia. Para generar la salida del modelo se utilizaron aproximadamente 300,000 pulsos de muestra en frecuencia [13]. El resultado de este modelo es una secuencia de respuesta en frecuencia del cual por medio de la transformada inversa de Fourier, obtenemos la respuesta al impulso que puede ser utilizada como modelo de canal para simular una transmisión; este modelo de canal será utilizado en este proyecto, al que se aplicará las técnicas propuestas, para estimar la posición de un transmisor.

1.3 Objetivo

El presente proyecto de investigación tiene por objetivo evaluar el desempeño de la estimación de distancia para una transmisión inalámbrica UWB en interiores, mediante la técnica TOA utilizando filtros acoplados digitales.

Para la realización de este proyecto de investigación y alcanzar el objetivo propuesto, fue necesario:

- Comprender el funcionamiento e implementación de filtros acoplados y su explicación matemática.
- Comprender el funcionamiento de los receptores RAKE en sus diferentes tipos (I-RAKE, P-RAKE y S-RAKE) y sus diferentes elementos y parámetros que lo componen.
- El estudio exhaustivo del modelo de canal inalámbrico auto regresivo de respuesta en frecuencia para interiores, propuesto en [10]-[12] con el que se hizo el proceso de simulación en computadora.
- La experimentación utilizando la plataforma de Matlab en transmisión y recepción por simulación de impulsos de radio UWB (IR-UWB) a través del modelo de canal inalámbrico autoregresivo de respuesta en frecuencia

utilizando los receptores RAKE para detección de la señal y análisis de su comportamiento en distancias de 1 a 12 metros.

- La representación gráfica de los resultados de la investigación con comparativas en diferentes variables (distancia entre transmisor-receptor, señal de referencia, factor de peso, umbral para selección de replicas de la señal)
- Obtener las conclusiones finales de acuerdo a los resultados de la experimentación.

1.4 Contribuciones

De los proyectos de investigación presentados en antecedentes [5],[7]-[9], en [8] y [9] utilizan filtros acoplados para la detección de la señal, pero que cuentan con un sólo correlador que está acoplado a una forma de onda simple ya sea de un pulso simple o de múltiples pulsos; pero ninguno de ellos a diferencia del presente trabajo de tesis, aprovechan las ventajas de la diversidad temporal y selectiva que pueden aplicarse en ambientes propagación multitrayectoria utilizando pulsos muy angostos en UWB, y que son descritas a continuación.

Los pulsos de radio con los que opera UWB, por ser tan angostos en el orden de 1 nanosegundos o unos cientos de picosegundos, son llamados impulsos de radio (IR por sus siglas en inglés: Impulse Radio) [14]. Los sistemas de transmisión con IR-UWB, toman ventaja de la propagación multitrayectoria al combinar un gran número de réplicas diferentes e independientes del mismo pulso transmitido; esto es a lo que se llama diversidad temporal del canal multitrayectoria que mejora el rendimiento en los procesos de decisión [14]. Esto, aunado a la diversidad de selección, en la que podemos aplicar criterios de selección en el receptor para procesar las primeras N réplicas del pulso transmitido, o las N réplicas que tengan mayor energía (P-RAKE y S-RAKE respectivamente), en combinación con estrategias de aplicación de ganancia en las réplicas procesadas mediante técnicas de combinación de tasa máxima (MRC por sus siglas en inglés: Maximal Ratio Combining) o combinación de ganancia constante (EGC por sus siglas en inglés: Equal Gain Combining), que serán aplicadas posteriormente. Es precisamente la utilización de receptores RAKE para la estimación del TOA utilizando un

canal multitrayectoria para interiores realista, una característica que diferencia este trabajo de investigación con los antes descritos, y de su evaluación se obtendrán las conclusiones las cuales serán la contribución al conocimiento científico.

1.5 Estructura del documento

En el capítulo 1 se dio una introducción de la presente tesis, así como el planteamiento del problema donde se describe el propósito de este trabajo, los antecedentes que hay en trabajos de investigación relacionados con este proyecto de investigación, se describen los objetivos que serán alcanzados y las contribuciones que el presente trabajo de tesis da al conocimiento científico en el área de localización de transmisores; también en este capítulo se propuso el uso de la tecnología de UWB en la transmisión de la señal y el modelo de canal inalámbrico que será utilizado en la simulación. En el capítulo 2 se describen los conceptos teóricos involucrados en el uso de la tecnología de ultra-banda ancha, telecomunicaciones y procesamiento de las señales y que son utilizados en el presente proyecto de investigación. En el capítulo 3 se describe el método usado en la evaluación de la estimación de distancia, el modelo de canal utilizado en la simulación de transmisión inalámbrica de la señal, los parámetros y variables involucrados en el proceso de simulación, y el diagrama a bloques del proceso de simulación. En el capítulo 4 se muestra la parte experimental donde se evalúan los resultados y se presentan las tablas y gráficas de los resultados obtenidos en el desarrollo de la simulación en Matlab y el análisis de éstos, y finalmente, en el capítulo 5 se encuentra el resultado de la tesis, las conclusiones así como el trabajo futuro.

Capítulo 2

Marco Teórico

2.1 Tecnología Ultra Banda Ancha

Ultra banda ancha (UWB) es una tecnología de radio comunicación de corto alcance con características que la hacen muy apropiada en aplicaciones de comunicación inalámbrica, radar, y sistemas de posicionamiento. UWB utiliza una señal cuyo ancho de banda en -10 dB es superior a 500 MHz o tiene un ancho de banda fraccional superior al 20% de su frecuencia central determinado de la siguiente manera [3]:

$$\frac{f_H - f_L}{f_c} > 0.2$$

Donde f_L y f_H son las frecuencias inferior y superior respectivamente del ancho de banda en -10 dB.

El amplio ancho de banda de UWB que puede llegar hasta 7 GHz y mediante la utilización de alguna técnica de modulación apropiada, permite una velocidad de transmisión de hasta 480 Mbps [16]; pero al hacer uso de este amplio ancho de banda en un sistema UWB puede interferir con frecuencias con licencia usadas como portadoras por otros sistemas; con el fin de evitar estas interferencias la FCC reglamentó el uso de UWB estableciendo rangos y potencias de transmisión en la que UWB debe ser usada; estos

rangos de frecuencias autorizadas para interiores y exteriores, se representa en la tabla 2.1 y figura 2.1 [1] donde vemos la características de baja potencia en la transmisión.

Aunque es posible utilizar diferentes tipos de pulsos para la transmisión de una señal en UWB, generalmente el pulso más popular utilizado es el pulso Gaussiano o alguna de sus derivadas por la simplicidad de generarlo; podemos representar al pulso Gaussiano mediante la siguiente ecuación:

$$s(t) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(t-\mu)^2}{2\sigma^2}}$$

Donde σ y μ representan a la desviación estándar y la media respectivamente.

La transmisión de una señal de UWB se basa en el envío de secuencias de pulsos de muy corta duración, esto hace que al transmitir por el canal inalámbrico, los pulsos recibidos no se traslapen debido a los retardos producidos por la distancia recorrida y por el efecto de las múltiples replicas que llegan al receptor como podría ser el caso en la transmisión de un sistema de banda angosta donde los pulsos son más largos y cambian al traslaparse, la posición del pico de correlación que es usado como el TOA de la señal, en un algoritmo de estimación del TOA basado en correladores o filtros acoplados [4]; la tecnología de UWB nos permite procesar retardos de llegada de los pulsos transmitidos en el orden de nanosegundos o picosegundos con lo que calculamos errores de distancia de transmisión muy pequeños medidos en centímetros, esta característica de alta resolución en tiempo, la hace ideal para la estimación de distancias de transmisión en aplicaciones de localización de transmisores, o de rastreo en radar; por lo tanto, la tecnología de UWB nos permite la solución de los problemas de comunicación móvil en interiores debido a las condiciones de multitrayectoria muy densas que existen en estos escenarios, más difíciles de resolver utilizando tecnología de banda angosta [17].

Tabla 2.1. Límites de radiación por la FCC para aplicaciones de comunicación.

Frecuencia en MHz	Interiores	Exteriores
	EIRP en dBm	EIRP en dBm
960-1610	-75.3	-75.3
1610-1990	-53.3	-63.3
1990-3100	-51.3	-61.3
3100-10600	-41.3	-41.3
Arriba de 10600	-51.3	-61.3

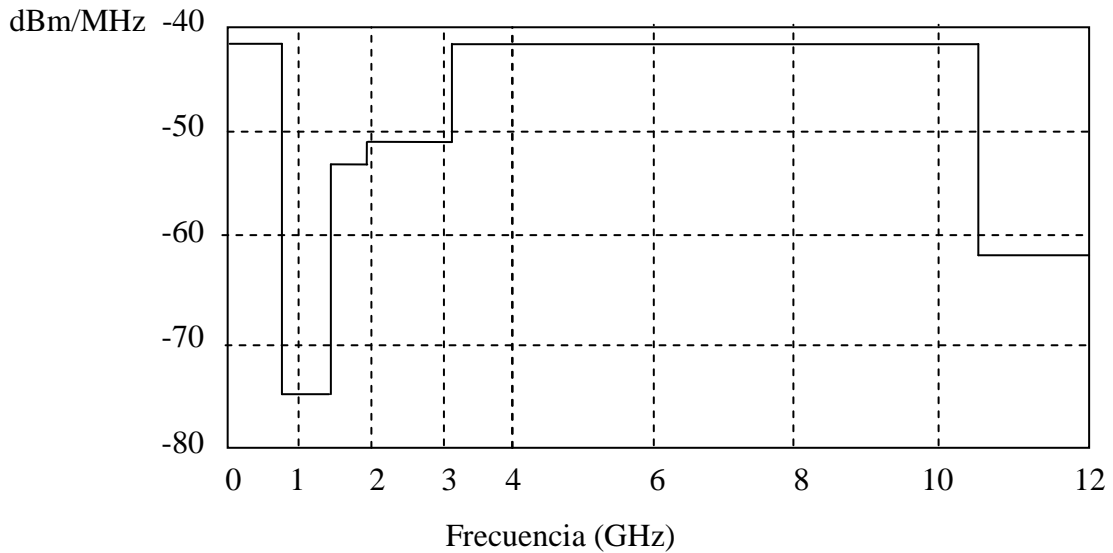


Figura 2.1. Máscara de límites de frecuencias de UWB para interiores según la FCC.

2.1.1 Características de ultra banda ancha.

Algunas características de la tecnología de UWB son [2],[4]:

- Baja potencia de transmisión que conlleva al ahorro de energía que permitirían en transmisiones móviles mayor duración en baterías.
- Penetración en obstáculos que solucionarán problemas de transmisión en ambientes de propagación de interiores donde existe a menudo transmisión NLOS, donde se encuentran problemas de sombreado debido a paredes y mobiliarios, lo que las hace útil para el propósito de detectar señales en ambiente de interiores.
- Amplio rango de frecuencia que permite una transmisión de información a altas velocidades, pudiendo alcanzar hasta 480 Mbps. [16]
- Densidad espectral de potencia promedio muy baja que permite convivir con otros sistemas de comunicación en el mismo espacio sin problemas de interferencia procedentes de otras emisiones radioeléctricas.
- Transmisión en banda base que evita la necesidad de utilizar portadora por lo que tanto en el transmisor como receptor, facilita la construcción de dispositivos de comunicación más económicos.

- Transmisión con una relación señal a ruido (SNR por sus siglas en inglés: Signal to Noise Ratio) muy baja, esto hace que la probabilidad de intercepción y detección sea casi nula.

2.1.2 Aplicaciones de ultra banda ancha

Ultra banda ancha es una tecnología que actualmente se le está dando gran impulso en proyectos de investigación de sistemas de localización por sus características antes mencionadas [2]-[14],[16]-[17]. El desarrollo de UWB podría en un momento dado suplantar las tecnologías cuya cobertura sean de corto alcance, por las restricciones de cobertura espacial que tiene, más sin embargo, podría ser auxiliar en las telecomunicaciones de largo alcance utilizando las tecnologías actualmente en uso y sirviendo de enlace final donde sea conveniente la comunicación sin cable. Esto no quiere decir que necesariamente las demás tecnologías inalámbricas de corto alcance desaparezcan, sino que puede verse a UWB como una opción más de conectividad donde cada una encontrará cabida en el amplio rango de servicios de comunicaciones que existen. Las ventajas de UWB pueden ser aprovechadas en el sector militar, gubernamental y doméstico en aplicaciones como la comunicación y transmisión de información a altas velocidades, sistemas de localización geográfica de personal y equipo; sistemas de radar, construcción de equipos de radio comunicación de difícil detección e intercepción; comunicaciones que operen sin problemas en ambientes de propagación NLOS, comunicación entre sensores usados en seguridad, control de aparatos electrodomésticos, etc.

2.2 Propagación multitrayectoria

La propagación terrestre de las ondas de radio, es afectadas por los objetos que rodean al transmisor y receptor, como son las montañas, colinas, edificios, coches, personas, árboles, follajes, etc.; esto es debido a que estos objetos hacen que en la señal actúen fenómenos de reflexión, difracción y dispersión, haciendo que al receptor lleguen diferentes réplicas de la señal con diferentes características de fase, amplitud, y retardo, y en la comunicación móvil, de frecuencia (efecto Doppler); a esto es lo que se le llama propagación multitrayectoria. En este sentido el fenómeno de multitrayectoria en el canal

en una comunicación móvil, crea efectos de desvanecimiento a pequeña escala causado por los objetos del entorno local, de los cuales los tres más importantes son [18]:

- Rápidos cambios en la intensidad de la señal sobre una corta distancia de viaje de la unidad de comunicación, o de intervalos de tiempo.
- Modulación de frecuencia aleatoria debido a cambios Doppler que son precisamente las modificaciones de frecuencia de la señal debido al movimiento de la unidad de transmisión o receptor.
- Dispersiones en el tiempo (ecos) causadas por retardos en la propagación multitrayectoria.

La figura 2.2 muestra el fenómeno multitrayectoria, donde se puede apreciar que a la antena receptora llegan múltiples réplicas o “ecos” de la señal a través de diferentes caminos de trayectoria y por consiguiente cuando no hay una trayectoria directa llegan desfasadas produciendo fenómenos en la transmisión que posteriormente serán analizadas.

2.2.1 Propagación multitrayectoria de gran escala

Se le conoce con el nombre de propagación de gran escala (large-scale propagation), al efecto que tienen los dispersores del entorno general como edificios, montañas, colinas, árboles, etc., en una comunicación móvil, que afectan la señal en forma gradual conforme la unidad se mueve; este entorno caracteriza la potencia de la señal sobre grandes distancias de separación entre transmisor y receptor (en el orden de varios cientos o miles de metros) [18].

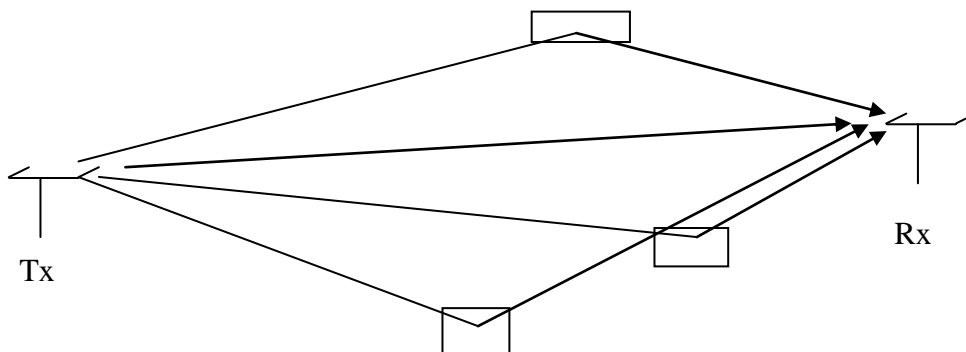


Figura 2.2. Propagación multitrayectoria LOS.

2.2.2 Propagación multitrayectoria de pequeña escala

Los dispersores del entorno local, como árboles, edificios, personas, coches, objetos cercanos al móvil, caracterizan las rápidas fluctuaciones de la potencia de la señal recibida sobre una pequeña distancia recorrida por la unidad. A este ambiente de propagación se le conoce como propagación de pequeña escala (small-scale propagation); en la comunicación móvil inalámbrica terrestre por lo regular siempre hay propagación multitrayectoria de pequeña-escala y no se consideran los efectos de la propagación multitrayectoria de gran-escala [18].

2.2.3 Transmisión LOS y NLOS

Cuando no hay obstrucción de línea directa entre transmisor y receptor, se dice que la transmisión es LOS, en esta categoría está la comunicación en el espacio libre como es la comunicación vía satélite, en donde no se toman en cuenta los efectos de reflexión sobre la tierra; sin embargo, en la comunicación inalámbrica terrestre, pueden intervenir además de la comunicación directa o LOS, la propagación multitrayectoria causada por los dispersores que rodean al receptor.

Cuando la recepción de la señal se da solamente por la propagación multitrayectoria indirecta de las ondas de radio, se dice que la comunicación es NLOS; en la figura 2.3 se muestra un esquema de transmisión NLOS, vemos que hay obstrucción entre transmisor y receptor y la comunicación se da por reflexión o difracción de las ondas de radio, llegando al receptor diferentes componentes multitrayectoria.

2.3 Efectos de propagación móvil multitrayectoria

Además de los efectos propios del canal de comunicación inalámbrica, si tanto el transmisor como el receptor están en movimiento, el fenómeno de propagación será variante con el tiempo y ocurre lo que se conoce como desvanecimiento (fading) el cual se clasifica en dos tipos: “slow fading” que se da en entornos de propagación de gran escala y “fast fading” que se da en entornos de propagación de pequeña escala, estos efectos se reflejan en cambios lentos o bruscos en la potencia de la señal recibida, dependiendo del entorno de propagación sobre el cual se refleja o difracta la señal transmitida y de la velocidad de la unidad móvil y de los objetos circundantes.

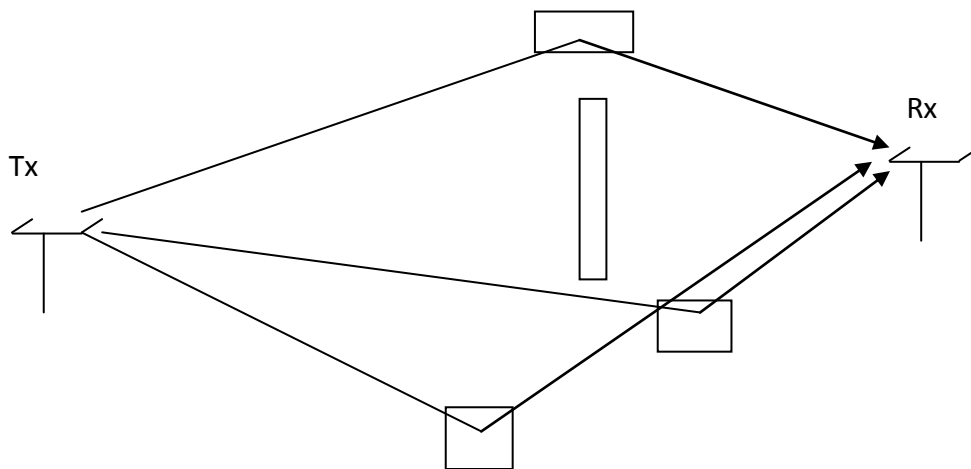


Figura 2.3. Propagación multitrayectoria NLOS.

2.3.1 Slow fading

Se da en escenario de propagación de gran escala; “slow fading” viene del hecho de que los objetos en los cuales las ondas electromagnéticas transmitidas se reflejan o difractan, están muy alejados de la unidad transmisora y receptora, por lo que el movimiento de la unidad en relación a estos objetos es pequeño, y consecuentemente, los cambios de propagación de la señal son lentos, de tal manera que en una gráfica el desvanecimiento de la señal se mira gradual, como puede observarse en la figura 2.4. El proceso de “slow fading” también se le conoce como “shadowing” o “lognormal fading” [19].

2.3.2 Fast fading

Se da en el escenario de propagación multitrayectoria de pequeña-escala (small-scale fading). Es un término para describir la rápida fluctuación de la amplitud, fase o retardo de una señal de radio, en un corto periodo de tiempo o durante el viaje del móvil en una distancia corta en relación a su longitud de onda y es ocasionado por los dispersores del entorno local que producen la propagación multitrayectoria. El desvanecimiento a pequeña escala es causado por la interferencia entre dos o más versiones de la señal transmitida (señal multitrayectoria) cuando llegan al receptor con muy poco tiempo de diferencia y que afecta constructiva o destructivamente al sumarse cada trayectoria entre sí en la antena receptora; la señal resultante puede variar en forma, amplitud y fase dependiendo de la

distribución de intensidad, tiempo relativo de propagación de las ondas y del ancho de banda de la señal transmitida [19].

Entre los factores que afectan la señal, que producen el desvanecimiento de pequeña escala están los siguientes:

- Propagación multitrayectoria
- Velocidad del móvil
- Velocidad de los objetos alrededor del receptor
- El ancho de banda de la señal transmitida

En la figura 2.4 se ilustra el desvanecimiento de la señal y vemos su comportamiento en los dos escenarios: desvanecimiento de pequeña-escala y desvanecimiento de gran-escala. En la propagación de pequeña-escala la señal sufre cambios bruscos de potencia (Fast fading) conforme el receptor se mueve en un corto periodo de tiempo o distancia, y su representación gráfica tiene una distribución Rayleigh, mientras que en la propagación de gran-escala el desvanecimiento es gradual (slow fading).

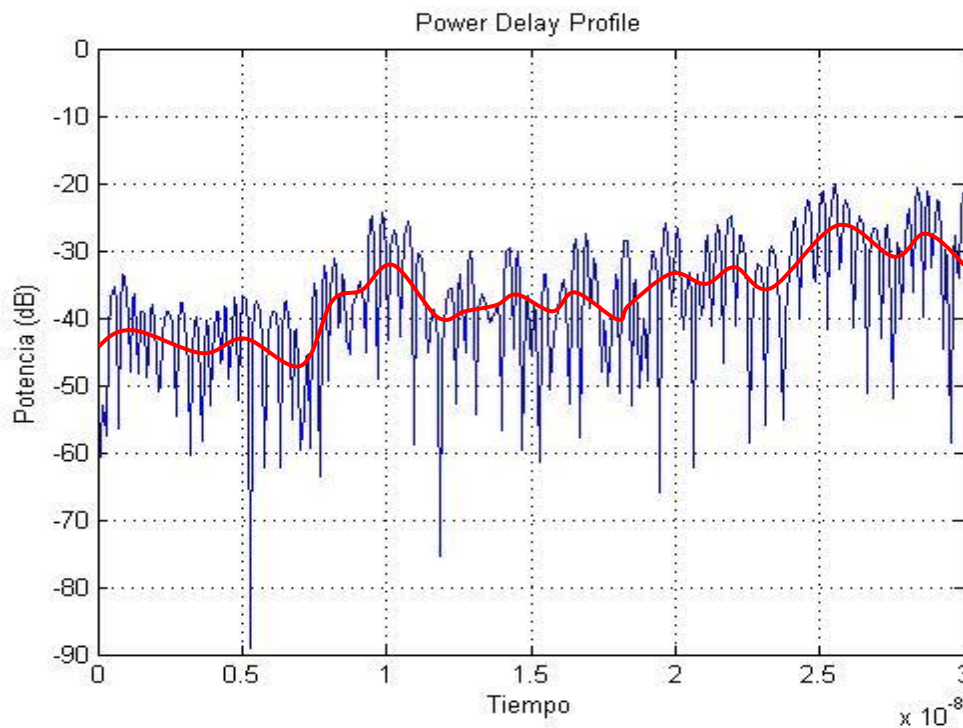


Figura 2.4. Desvanecimiento “fast fading” y “low fading” de la señal recibida debido a la propagación multitrayectoria de pequeña escala y de gran escala.

2.3.3 Dispersión de frecuencia (Doppler Spread)

El canal móvil introduce en la señal recibida lo que se llama dispersión Doppler, esto es, el ancho de banda de la señal recibida es más grande que el ancho de banda de la señal transmitida, debido a los cambios Doppler o cambios de frecuencia introducido por los componentes multitrayectoria en la señal. Este fenómeno es denominado dispersión en frecuencia. Estos cambios de frecuencia pueden ser positivo cuando transmisor y receptor se acercan (la frecuencia recibida se incrementa), o negativo cuando estos se alejan entre sí (la frecuencia recibida disminuye). El efecto Doppler o cambio de frecuencia está dado por [19]:

—

Donde v es la velocidad de la unidad móvil, λ es la longitud de onda de la señal y θ es el ángulo de llegada de la señal a la unidad receptora.

Para modelar el fenómeno de efecto Doppler consideremos la figura 2.5 donde se presenta un transmisor fijo y un receptor en movimiento a una velocidad constante sobre un eje x . Si la envolvente compleja de la señal emitida por el transmisor es $Ae^{j2\pi f_0 t}$, la señal en un punto del eje x , sería:

—

Donde $x = x_0 + vt$, x_0 es la posición inicial del receptor, v es la velocidad constante a la que se aleja de la fuente y c es la velocidad de la luz. Entonces la señal en el receptor sería:

_____ -

Donde f_0 es la frecuencia de transmisión de la portadora. La frecuencia recibida está dada por:

—

El efecto Doppler está dado por

—

$$(2.1)$$

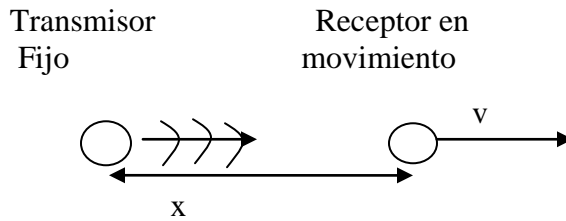


Figura 2.5. Receptor en movimiento que introduce efecto Doppler.

La ecuación 2.1 nos proporciona el máximo efecto Doppler que podemos tener, aunque si hay un ángulo de llegada θ de la señal al receptor en movimiento, entonces:

-

2.4 Perfil de intensidad multitrayectoria (PDP)

También conocida como “power delay profile” (PDP), provee una estimación de la potencia multitrayectoria como una función del retardo. Una gráfica del PDP muestra la potencia en dB de cada trayectoria de la señal que llega al receptor, contra el tiempo de arribo. Del PDP se obtienen los parámetros de dispersión: “mean excess delay”, “rms delay spread”, “excess delay spread” (X dB) y “maximum excess delay”, los cuales serán explicados posteriormente. En la figura 2.6 se muestra un ejemplo de un perfil de retardos de multitrayectoria discreto [19].

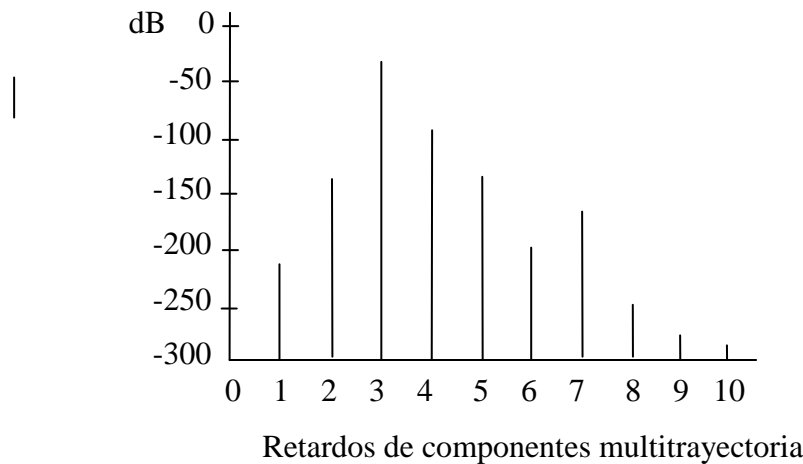


Figura 2.6. Ejemplo de perfil de intensidad multitrayectoria (PDP).

2.5 Parámetros de dispersión en tiempo (delay spread)

Como la señal llega al receptor a través de múltiples trayectorias que viajan por diferentes distancia con diferentes coeficientes de reflexión de los dispersores, y con efectos de difracción, esto hace que cada componente multitrayectoria tengan diferente tiempo de llegada, por lo que la señal recibida es más larga en el tiempo, fenómeno denominado dispersión en el tiempo (delay spread). Los parámetros de dispersión en el tiempo son obtenidos del PDP y nos ayudan a caracterizar un canal multitrayectoria con los cuales podemos obtener ciertos criterios de diseño de un sistema de comunicaciones [18]. En la figura 2.7 se muestra la ubicación de los parámetros de dispersión.

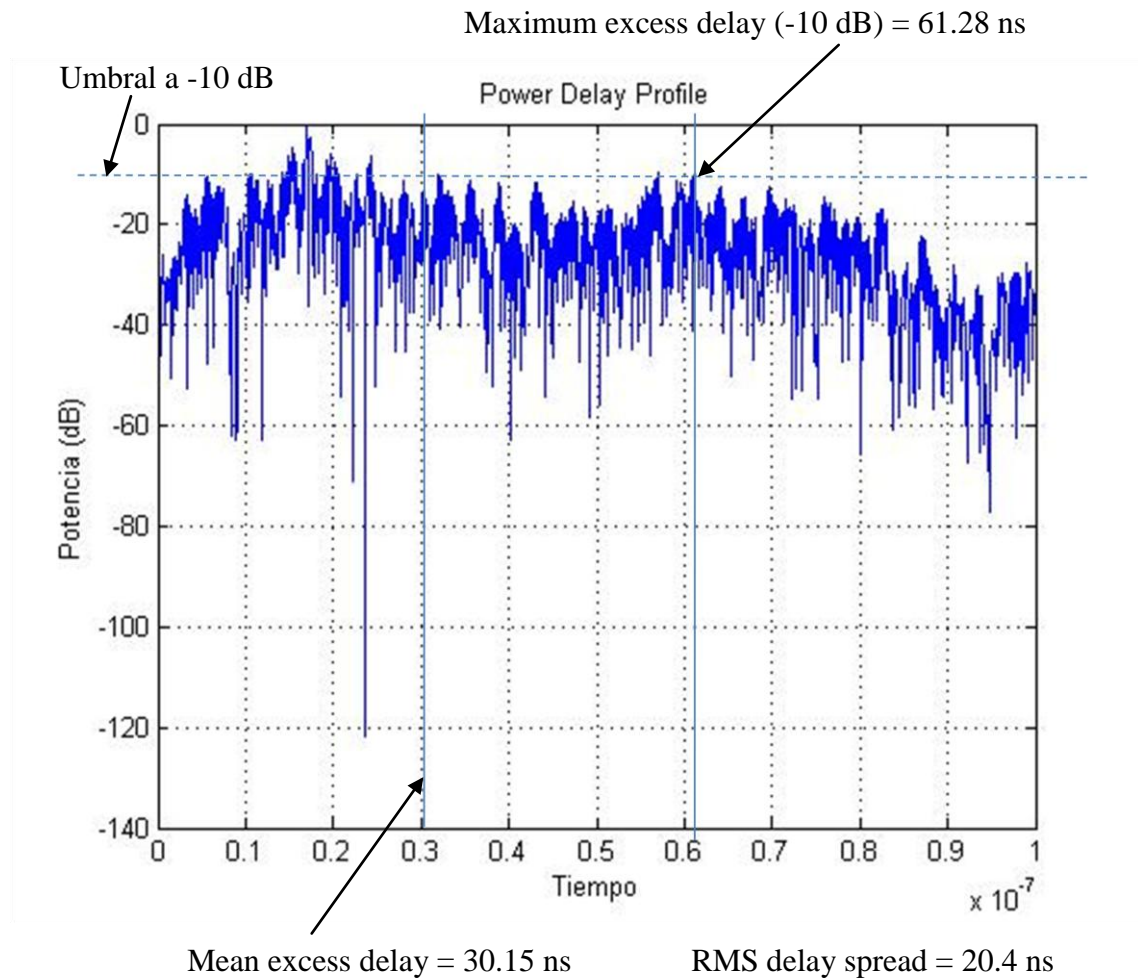


Figura 2.7. Perfil de intensidad multitrayectoria y parámetros de dispersión.

2.5.1 Mean excess delay

Mean excess delay y rms delay spread son los parámetros del canal multitrayectoria de banda ancha con los que comúnmente se cuantifican las propiedades de dispersión en tiempo. Mean excess delay es el primer momento del PDP, el cual nos da una medida del promedio de los retardos y se define como:

$$\tau_{me} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2}$$

Donde τ es el tiempo de retardo de cada una de las réplicas recibidas identificadas con k y a es la amplitud, $P(\tau_k)$ es la potencia de cada replica de la señal.

2.5.2 RMS Delay spread

Es el tiempo de dispersión rms (root mean square – raíz media cuadrática) del retardo de las replicas de la señal transmitida, también definida como la desviación estándar del retardo de reflexión, y se obtiene con la raíz cuadrada del segundo momento central del PDP y está dada por la siguiente ecuación:

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} - \tau_{me}^2}$$

Donde

$$\tau_{me} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2}$$

2.5.3 Maximum excess delay (X dB)

Se define como el tiempo de retardo durante el cual la energía multitrayectoria cae a X dB abajo del máximo y está dado por la siguiente ecuación:

$$\text{Maximum excess delay (X dB)} = \tau_x - \tau_0$$

Donde τ_0 es el tiempo de arribo de la primer trayectoria y τ_x es el excess delay spread.

2.3.4 Excess delay spread

Es el máximo retardo en el que un componente multitrayectoria está dentro de los X dB de la señal multitrayectoria más fuerte (que no necesariamente está en τ_0).

2.6 Canal y modelo de canal.

Para transmitir una señal de un punto a otro, esta debe viajar a través de un medio que puede ser cable o alambre de cualquier material conductor, fibra óptica o el espacio libre; a este medio se le denomina canal, el cual puede afectar a la señal transmitida modificando su estado inicial con efectos nocivos tales como desvanecimiento, desfaseamiento, ruido, etc., o en el caso de utilizar el espacio libre, componentes multitrayectoria que afectan constructiva o destructivamente la señal.

Un modelo de canal puede ser predefinido matemáticamente de tal manera que pueda simularse una transmisión. La señal simulada matemáticamente pasa a través del modelo de canal, cuya salida es la señal recibida con sus características iniciales modificadas, tal como hubiese ocurrido en una transmisión por un canal real.

Un canal de radio móvil, puede ser modelado como un filtro lineal con respuesta al impulso variante en el tiempo, donde la variación en el tiempo es debido al movimiento del receptor en el espacio. La naturaleza de filtro que modela el canal es causado por la suma de amplitudes y retardos de las múltiples ondas de llegada en cualquier instante de tiempo.

2.7 Respuesta al impulso del canal

La respuesta al impulso $h(t)$ es la salida de un sistema cuando en la entrada se tiene un pulso muy breve llamado impulso, éste describe el comportamiento del sistema en el dominio del tiempo. Mediante la respuesta al impulso se caracteriza un canal porque éste contiene toda la información necesaria para simular y analizar cualquier tipo de onda de radio transmitido a través del canal; es una caracterización útil ya que puede ser usado para predecir y comparar la actuación de muchos sistemas de comunicaciones diferentes, y transmisiones en banda ancha para una condición particular de canal móvil. La función apropiada para representar un impulso es la función $\delta(t)$, en la figura 2.8 se presenta un posible comportamiento de un sistema con un impulso en la entrada representada por la función impulso $\delta(t)$ y la salida $y(t)$ es la respuesta al impulso $h(t)$ del sistema.

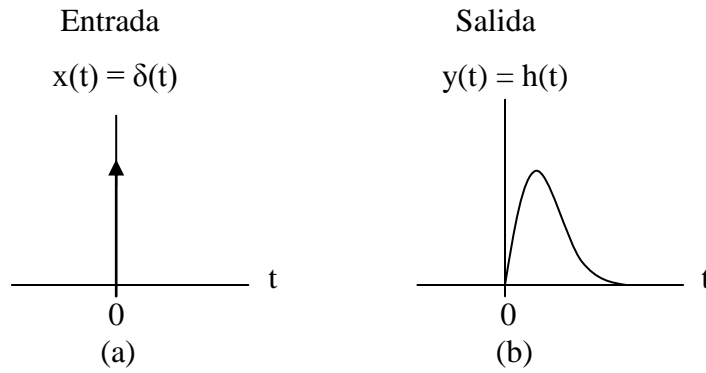


Figura 2.8. Salida de un sistema cuando en la entrada se tiene una función impulso $\delta(t)$. (a) La señal de entrada $x(t)$ es un función impulso unitario. (b) la señal de salida $y(t)$ es la respuesta al impulso $h(t)$ del sistema.

2.8 Filtro digital IIR

El filtro de respuesta al impulso infinito (IIR por sus siglas en ingles: Infinite Impulse Response), es un tipo de filtro digital en el que si su entrada es un impulso, en la salida se obtiene un número infinito de respuestas de valores diferentes a cero, es decir, que nunca volverá a un estado de reposo y que depende de los valores de entrada inicial y de valores anteriores, así como de salidas anteriores previamente almacenadas en memoria y retroalimentadas a la entrada. También se llaman filtros digitales recursivos o auto regresivo. Un ejemplo de un filtro IIR se presenta en la figura 2.9, y su ecuación para representarlo es:

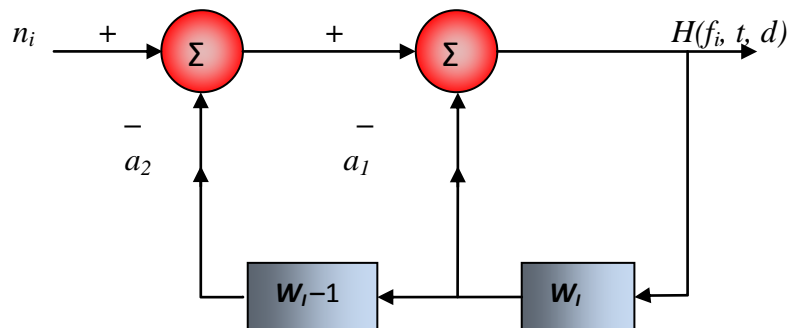


Figura 2.9. Filtro digital de respuesta al impulso infinito (IIR).

2.9 Filtro acoplado

Un problema común en sistemas de comunicación es detectar una señal que esta corrompida por efectos del canal. En la figura 2.10 se presenta un modelo de receptor donde se transmite una señal $s(t)$ la cual es corrompida por efectos del canal, incluye un filtro lineal e invariante en el tiempo con respuesta al impulso $h(t)$, cuya entrada es la señal recibida $r(t)$ compuesta por la señal transmitida $s(t)$ más ruido blanco aditivo gaussiano $n(t)$ (AWGN por sus siglas en ingles: Additive White Gaussian Noise) propio del canal, el problema consiste en determinar qué tipo de filtro es el que se debe utilizar para detectar la señal de manera óptima; es posible detectar la señal utilizando un correlador en el filtro utilizando la forma de onda de la señal transmitida como señal de referencia, la cual es reflejada con respecto al eje vertical de la señal transmitida y retardada por un intervalo T , tal como se muestra en la figura 2.11; esto es lo que se llama filtro acoplado y es el filtro lineal óptimo que maximiza la relación señal a ruido (SNR), esto es, la componente de la señal a la salida del filtro es más fuerte con respecto a la componente del ruido agregado por el canal a la salida del filtro, haciendo más fácil la detección de la señal transmitida [19]. Podemos expresar la relación señal a ruido de la siguiente manera:

Donde $|s_o(T)|^2$ es la potencia instantánea de la señal de salida del filtro y $E[n^2(t)]$ es la potencia promedio del ruido de salida del filtro.

La respuesta al impulso $h(t)$ del filtro es:

La salida del filtro acoplado se obtiene por la convolución de la respuesta al impulso del filtro con la señal recibida y la podemos expresar con la siguiente ecuación:

Donde * significa convolución.

En el diagrama de bloque de un filtro acoplado de la Figura 2.12 $r(t)$ corresponde a la señal recibida y se compone de la señal enviada $s(t)$ más ruido blanco gaussiano expresado por $n(t)$; la respuesta al impulso es una versión invertida y retardada en el tiempo de la señal de enviada $s(t)$; la versión invertida $s(-t)$, se retrasa en el tiempo T para obtener $s(T - t)$.

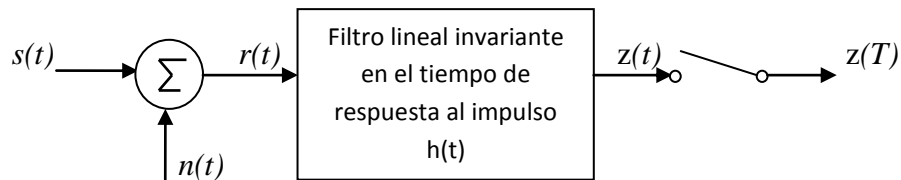


Figura 2.10. Modelo de receptor lineal.

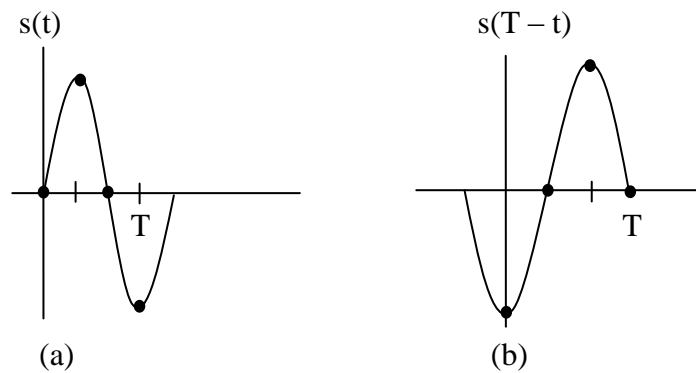


Figura 2.11. Señal de referencia utilizada en un filtro acoplado: (a) Señal transmitida $s(t)$. (b) señal de referencia en el filtro acoplado $s(T - t)$, es la señal $s(t)$ reflejada sobre el eje vertical y retrasada un intervalo T .

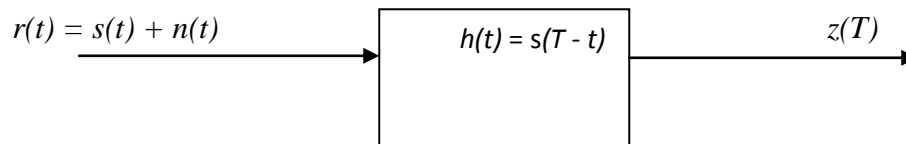


Figura 2.12. Diagrama a bloques del filtro acoplado.

2.10 Correladores y señal de referencia

Un correlador calcula la función de correlación. Sean $x(t)$ y $y(t)$ dos señales entonces la función de correlación se define como:

$$(2.2)$$

Mediante la función de correlación mostrada en la ecuación 2.2, se puede medir la similitud que existe entre dos señales, en un sistema transmisor-receptor, $y(\tau)$ es la señal recibida, y $x(t + \tau)$ es la señal de referencia, con la cual habremos de comparar la señal. En una gráfica del resultado de la correlación, (figura 2.13 inciso c) el pico máximo representa el grado de similitud de la señal, la cual se valora para hacer la decisión correspondiente; además, el valor del pico máximo da la información del tiempo que tardó la señal en llegar al receptor. Con este tiempo y conociendo la velocidad de las ondas electromagnéticas que corresponde a la velocidad de la luz, se calcula la distancia del transmisor. En la figura 2.13 se muestra una transmisión de un pulso senoidal, en el lado del receptor se recibe un pulso modificado por efectos del canal; la salida del correlador donde la señal de referencia es la señal transmitida, muestra un retraso de 22.22 ns. en la señal recibida.

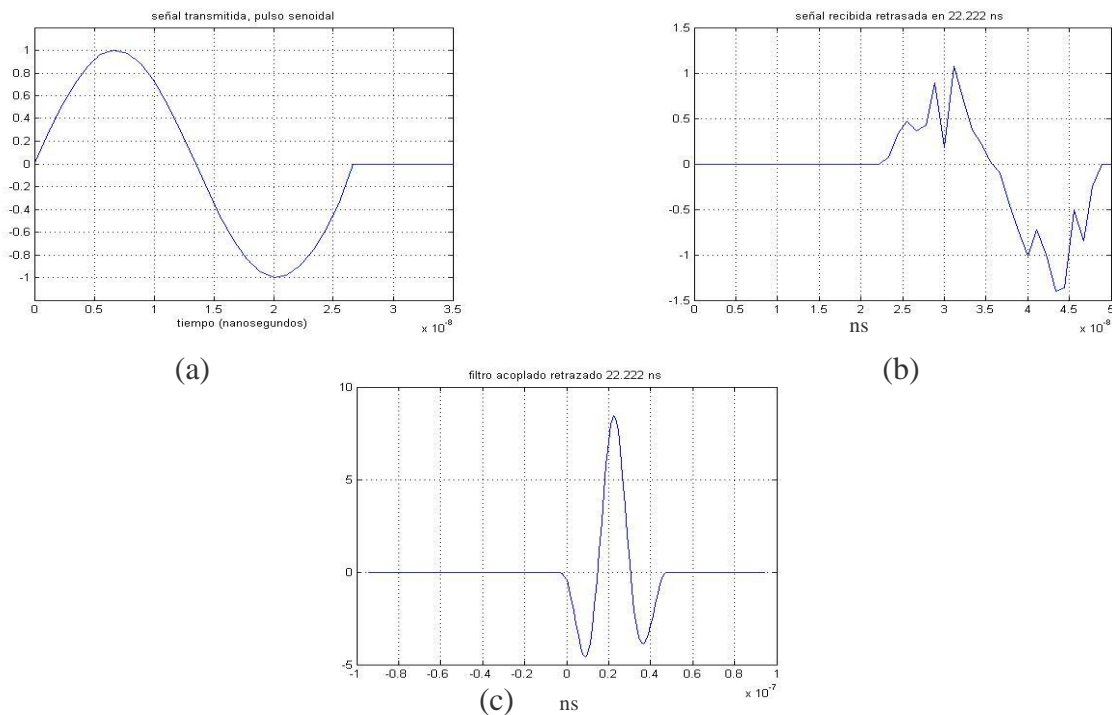


Figura 2.13. Proceso de un pulso transmitido en un receptor RAKE. (a) Señal senoidal transmitida. (b) Señal recibida. (c) Señal de salida del correlador.

2.11 Receptor RAKE

Se le denomina receptor RAKE (rastrillo) haciendo referencia al rastrillo utilizado para recoger materiales; a los correladores que conforman el receptor RAKE se les denomina “fingers” (dedos) como los dedos de un rastrillo, estos procesan cada réplica o componente multitrayectoria de longitud igual al pulso transmitidos a los que llamaremos “bins”.

El receptor RAKE consiste de un arreglo de múltiples correladores o “fingers” en paralelo, en donde cada replica de la señal recibida se es procesada mediante la función de correlación con el pulso transmitido reflejado y retrasado en el tiempo. El propósito es separar la señal de tal manera que cada correlador selecciona cada uno de los componentes multitrayectoria que llegan al receptor de un pulso transmitido, identificando las características de cada uno de ellos tal como su potencia y su desfase.

Cuando la señal de referencia utilizada en cada uno de los “fingers” es la señal transmitida, reflejada y retrasada en el tiempo, entonces los “fingers” actúan como filtros acoplados, así, en la transmisión multitrayectoria puede mejorarse la relación señal a ruido (SNR), aprovechando precisamente la información que tiene cada componente combinándolos mediante el uso de receptores RAKE; esto se hace mediante la correlación por separado de las diferentes versiones desplazadas en el tiempo que llegan al receptor [18]. En la figura 2.14 se un presenta un diagrama a bloques de un receptor RAKE.

Existen 3 tipos principales de receptores RAKE: el RAKE ideal (I-RAKE) considera todas y cada una de las llegadas multitrayectoria, esto significa que cada trayectoria que llega al receptor pasa por un correlador diferente, por lo tanto, se tendría que tener un “finger” en el receptor para cada componente multitrayectoria lo cual es difícil de determinar; El receptor parcial RAKE (P-RAKE) utiliza los primeros N componentes de multitrayectoria, esto es, los “bins” de la señal recibida para cada “finger” son consecutivos desde el primer “bin” de la señal; la implementación del receptor P-RAKE es sencilla, útil en ambientes de propagación donde sólo los primeros componentes multitrayectoria llegan con potencia más alta; El receptor RAKE selectivo (S-RAKE) sólo toma en cuenta componentes multitrayectoria que están arriba de cierto nivel de potencia por lo tanto en S-RAKE primero se tiene que leer la señal recibida para determinar la energía de cada “bin”, para luego hacer la selección de los “bins” correspondientes. En la

figura 2.15 tenemos una representación gráfica de la forma de proceso de las multitrayectorias en cada uno de los diferentes tipos de receptores RAKE [1].

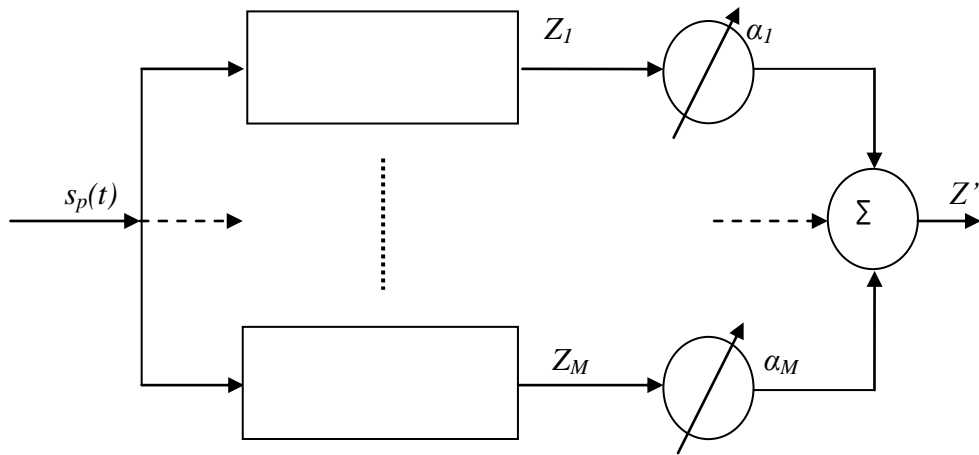


Figura 2.14. Receptor RAKE con M “fingers”.

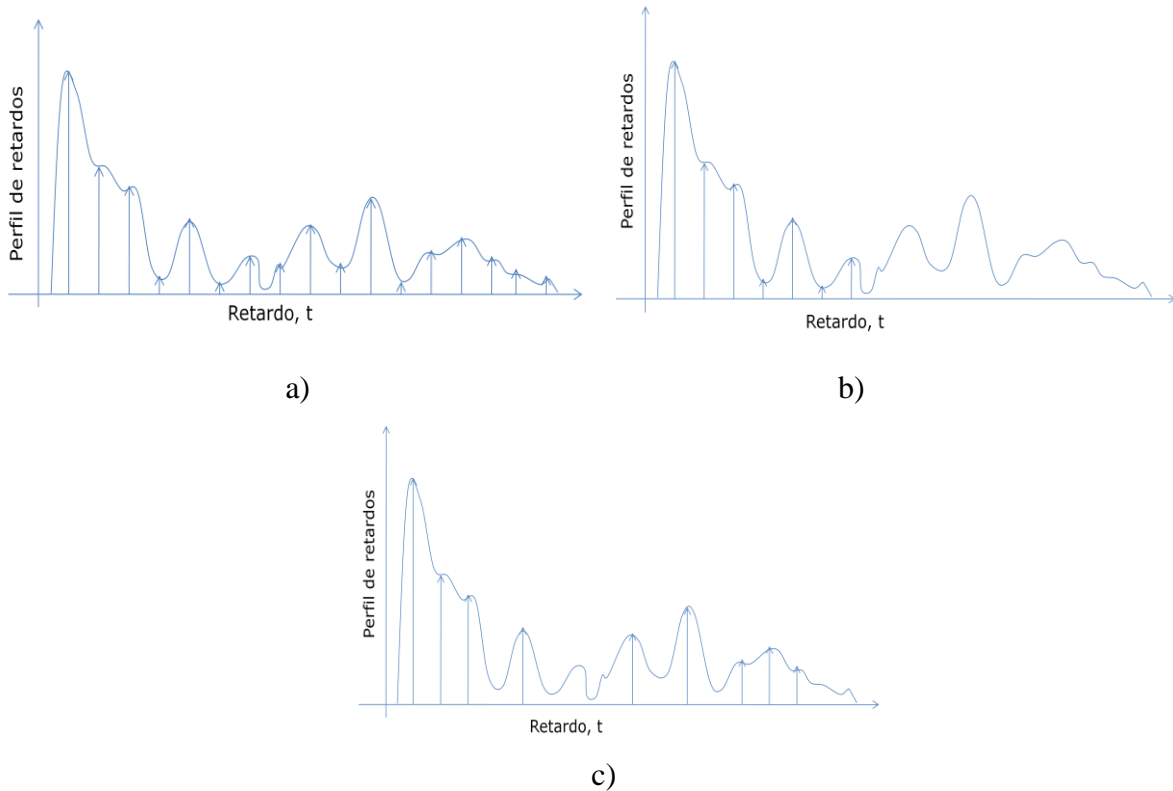


Figura 2.15. Tipos de receptores RAKE. a) I-RAKE. b) P-RAKE. c) S-RAKE.

2.11.1 Línea de retardo

Cada uno de los “fingers” del receptor RAKE correlaciona un componente de multitrayectoria con una señal de referencia, la cual se desplaza la longitud del pulso transmitido en cada uno de los “fingers” consecutivamente desde τ_0 hasta τ_{M-1} , donde M es la cantidad de “fingers” del receptor RAKE, tal como se muestra en la figura 2.14, donde $s_p(t)$ es la señal recibida y $s_r(t)$ es la señal de referencia.

2.11.2 Factor de peso MRC y EGC.

La salida del receptor RAKE debe darse por la combinación de las salidas de todos los correladores que conforman el receptor RAKE, en este caso la salida del receptor RAKE está dada por la siguiente ecuación:

Donde Z_m es la señal de salida de cada “finger” del receptor RAKE y m es el número consecutivo de cada “finger”.

Esta técnica de combinación se llama combinación de ganancia constante (EGC, por sus siglas en inglés: Equal Gain Combining). Esto debido a que en la salida de los correladores no se aplica ningún factor de peso. Existe una técnica en la que podemos mejorar aun más la salida del receptor RAKE, para tal efecto, la salida de cada correlador es multiplicada por un coeficiente llamado factor de peso; estos coeficientes de peso son normalizados a la potencia de salida de los correladores de tal manera que la suma de los coeficientes suma 1. Esta forma de cálculo del factor de peso es proporcional a la amplitud de la señal, con esto, las señales de salida de correladores más fuertes, serán amplificadas, mientras que salidas más débiles serán atenuadas; esta técnica es denominada combinación de tasa máxima (MRC, por sus siglas en inglés: Maximum ratio combining). La siguiente ecuación muestra el cálculo de los coeficientes de factor de peso:

En la figura 2.14 se muestra la salida Z' del correlador, que es la suma de las salidas de todos los correladores que fueron multiplicados por su factor de peso correspondiente, esta combinación está representada en la siguiente ecuación:

En la figura 2.16 se muestra la salida de un receptor I-RAKE de 154 “fingers” (la longitud del pulso recibido) utilizando combinación de ganancia constante (EGC) y utilizando factor de peso mediante la técnica MRC. La amplitud está normalizada a la energía total recibida; se puede apreciar que utilizando la técnica MRC el receptor amplifica las señales más fuertes y atenúa las señales más débiles.

2.12 Ruido AWGN

En los sistemas de comunicación siempre está presente lo que se conoce como ruido, que agrega a la señal componentes no deseados que dificulta la decisión en el proceso de reconocimiento de símbolos y por lo tanto limita la tasa de transmisión de información; el ruido puede provenir de diferentes fuentes como interferencias producidas por fenómenos naturales o por el hombre, ruido térmico (movimiento de los átomos), el sol u otras fuentes siderales. Se conoce como ruido blanco aditivo Gaussiano (AWGN por sus siglas en inglés: Additive White Gaussian Noise) al modelo de canal, el cual agrega a la señal ruido principalmente ruido térmico cuya densidad espectral de potencia es la misma en todas las frecuencias, y tiene una distribución normal con media 0 y desviación estándar σ [20].

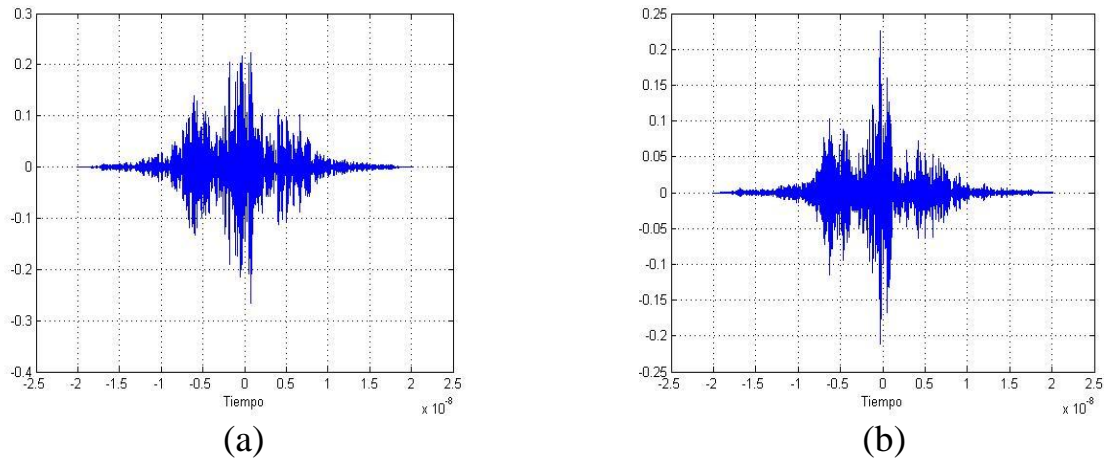


Figura 2.16. Salida del receptor I-RAKE de 154 “fingers” (a) Utilizando combinación de ganancia constante (EGC) (b) Utilizando factor de peso mediante la técnica MRC.

2.13 Relación señal a ruido (SNR)

Relación señal a ruido llamado también (S/N o SNR por las siglas en inglés: signal to noise ratio), es la potencia de una señal en relación al ruido incluido en la propia señal que la corrompe y que es agregada por efectos del canal, y su unidad de medida son los decibeles (dB), la relación señal a ruido está dada por la siguiente ecuación:

$$\text{SNR}_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{señal}}{P_{ruido}} \right)$$

Donde $P_{señal}$ es la potencia de la señal y P_{ruido} es la potencia del ruido, la fórmula también puede ser escrita en relación a la amplitud de la señal y ruido:

$$\text{SNR}_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{A_{señal}}{A_{ruido}} \right)$$

Cuando la potencia o amplitud sean superiores a los niveles de ruido, la relación señal a ruido en decibeles siempre será positivo, cuando ambos son iguales entonces $\text{SNR}_{dB} = 0$, tornándose negativo cuando el nivel de ruido es superior a la señal. Como vemos, la potencia de la señal está relacionada con una buena calidad de transmisión cuando el SNR está por encima de niveles aceptables dependiendo del sistema de detección de símbolos en el lado receptor.

2.14 Técnicas de localización

Una manera para ubicar la posición en la que se encuentra un transmisor, es a través de la estimación de la distancia que lo separa de uno o más receptores. Para ubicar la posición exacta se utilizan 3 receptores, se calcula la distancia del receptor a cada uno de ellos y con la distancia conocida entre cada receptor, por medio de la ley de los senos o cualquier otra técnica de triangulación podemos lograr este objetivo. En la figura 2.17 se ejemplifica el método de localización de un transmisor utilizando 3 receptores.

Existen diversas técnicas para la estimación de la distancia entre receptor y transmisor [2],[4]; en la tabla 2.2 se muestran algunos ejemplos de estas técnicas. La ventaja en la utilización de alguna de estas técnicas, depende de la precisión en el cálculo del parámetro correspondiente utilizado para estimar la distancia del transmisor, una forma de medir esta exactitud, es utilizando la ecuaciones de mínima certeza para cada una de las técnicas, llamadas Cramer-Rao lower bound [2].

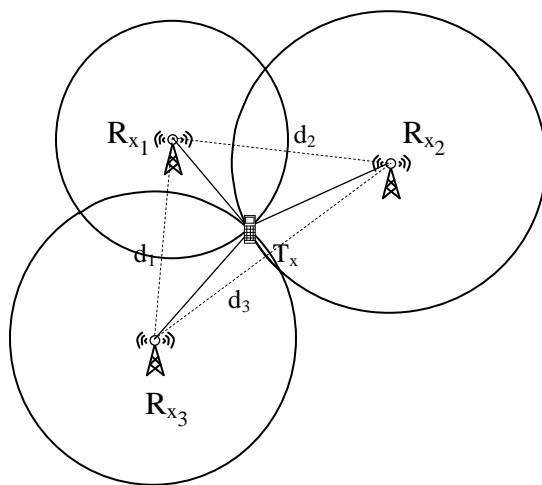


Figura 2.17. Representación del método de localización por triangulación.

Tabla 2.2. Técnicas para la localización de transmisores.

Técnica	Parámetros	Características
Basadas en tiempo	TOA, TDOA	Desfasamiento de los pulsos recibido, determinan el tiempo de arribo
Potencia de la señal	RSS	La atenuación de la señal recibida proporciona información sobre la distancia del transmisor
Ángulo de arribo	AOA	El ángulo de arribo en un arreglo de antenas, y la distancia de transmisión, proporciona información de la posición exacta del transmisor.
Esquemas Híbridos	TOA/AOA, TOA/RSS TDOA/AOA, TOA/TDOA	Combinación de técnicas anteriores

2.14.1 Potencia de la señal recibida (Received Signal Strength, RSS)

Conforme la señal viaja a través del espacio libre, su energía cambia en relación a la distancia recorrida, a esto se le llama pérdida por trayectoria; la potencia promedio recibida considerando la transmisión en el espacio libre está dado por la ecuación 2.4. Conociendo esta relación entre el cambio de energía y la distancia recorrida de la señal, podemos determinar la distancia del transmisor.

Donde P_r es la potencia promedio recibida en dB a la distancia d , P_0 es la potencia recibida en dB en una distancia corta de referencia d_0 y n es el exponente de pérdida por trayectoria.

En un ambiente de propagación real, la señal se encuentra con múltiples obstáculos que hacen variar la señal por efectos de dispersión, difracción y reflexión, ocasionando lo

que se conoce como sombreado (shadowing); por lo tanto la potencia recibida será calculada tomando en cuenta el factor de sombreado dependiendo del entorno de propagación.

—

Donde \bar{P} es la potencia promedio recibida en dB, y σ^2 es la varianza de la variable de sombreado log-normal, $P(d)$ es la potencia recibida en un entorno con múltiples efectos que varían la señal y que está en función de la potencia promedio recibida y el factor de sombreado del entorno de propagación.

Para medir la exactitud de la distancia estimada mediante la técnica RSS (parámetro \hat{d}), utilizamos la ecuación de Cramer-Rao de mínima certeza (CRLB por sus siglas en ingles: Cramer-Rao Lower Bound) representada en la ecuación 2.5 [2]; note que cuando la desviación estándar del efecto shadowing decrece, la exactitud se incrementa, conforme la distancia del transmisor se incrementa, la exactitud decae y finalmente a mayor exponente de pérdida por trayectoria del canal, la exactitud en el cálculo del parámetro se incrementa.

$$\frac{1}{\sigma_{sh}^2} \frac{1}{n} \frac{1}{\hat{d}^2} \tag{2.5}$$

Donde el parámetro \hat{d} es la distancia estimada de un transmisor posicionado a una distancia d ; σ_{sh} es la desviación estándar del efecto shadowing del entorno de propagación y n es el exponente de pérdida por trayectoria.

2.14.2 Ángulo de arribo.

La técnica que utiliza el ángulo de arribo como parámetro para el cálculo de la posición del transmisor, especifica el ángulo entre dos nodos como se muestra en la figura 2.18a. Generalmente se utiliza un arreglo de antenas en el receptor como se muestra en la figura 2.18b, para calcular el ángulo de arribo de la señal; mediante el arreglo de antenas se determina la diferencia en el tiempo de arribo en cada uno de los elementos del arreglo, esto proporciona la información necesaria de un campo geométrico donde se ubica el transmisor. En un arreglo de antenas como el mostrado en la figura 2.18b, la señal arriba a cada elemento con $\frac{l}{c} \alpha$ segundos de diferencia donde l es el espacio entre elementos, α es

el ángulo de arribo y c representa la velocidad de la luz. La ecuación 2.6 [2] mide la exactitud en el cálculo del parámetro α , al utilizar esta técnica. Como se puede notar esta técnica utiliza varias variables lo que la hace menos precisa; las variables involucradas son las siguientes: l es la separación entre las antenas, β es el ancho de banda efectivo, α es el ángulo de arribo, SNR es la relación señal a ruido de cada elemento, N_a es el número de elementos de antenas y c es la velocidad de la luz; como se puede observar, la exactitud en la estimación del ángulo de arribo se incrementa conforme aumenta el SNR, el ancho de banda efectivo, el número de elementos de antenas y el espacio entre elementos.

$$\frac{\Delta \alpha}{\alpha} = \frac{1}{\alpha} \sqrt{\frac{1}{N_a} \left(\frac{c}{\beta \text{SNR}} \right)^2} \quad (2.6)$$

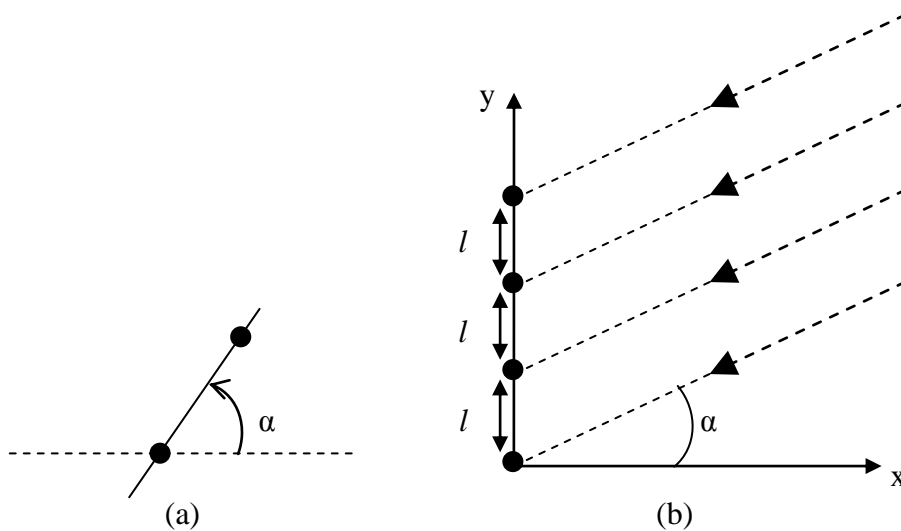


Figura 2.18. Ángulo de arribo como parámetro en el cálculo de posición de un transmisor: (a) Ángulo de arribo de la señal. (b) Configuración de un arreglo de antenas para el cálculo del ángulo de arribo.

2.14.3 Tiempo de arribo y posicionamiento

La técnica basada en el tiempo de arribo (TOA) del receptor para la estimación de la distancia de transmisión, requiere el uso de correladores o filtros acoplados para la detección de la señal; esta técnica se requiere que ambos nodos (transmisión y recepción) estén sincronizados, de tal manera que al ser detectada la señal, se pueda medir el desfaseamiento el cual nos da información del tiempo de arribo de la señal, tal como se muestra en la figura 2.19. Tiempo de arribo, es el tiempo que tarda en llegar una señal desde un transmisor al receptor, con este dato y utilizando la fórmula de la velocidad podemos calcular la distancia a la que se encuentra el transmisor.

—

Donde v es la velocidad de la luz (299,792,458 m/s), t es el TOA estimado de la primera trayectoria recibida y d es la distancia [2].

La exactitud en el cálculo del TOA puede ser determinada por medio de la ecuación CRLB [2]:

$$\frac{1}{\sigma^2} = \frac{1}{c^2} \frac{1}{\text{SNR}} \frac{1}{\beta^2}$$

Donde t corresponde al TOA estimado, SNR es la relación señal a ruido y β es el ancho de banda efectivo.

Solamente las variables β y SNR nos determinan la precisión en la estimación del TOA; como puede observarse, la tecnología de UWB por su gran amplitud de ancho de banda nos puede proporcionar una estimación del TOA muy precisa.

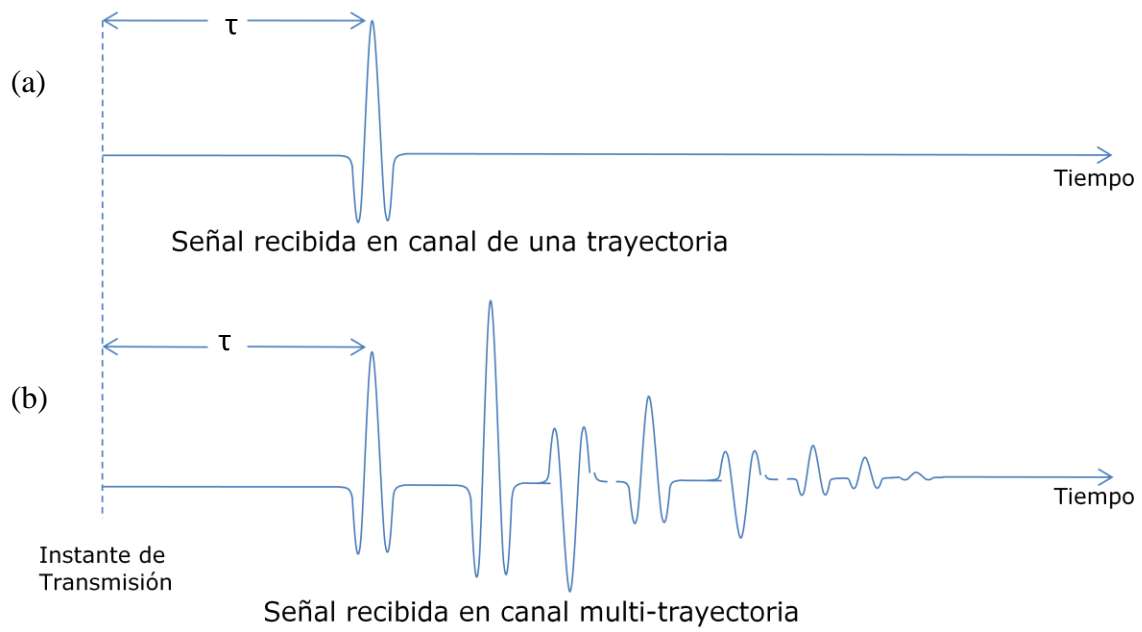


Figura 2.19. Tiempo de arribo de la señal. (a) Señal recibida en un canal de una sola trayectoria. (b) Señal recibida en un canal multitrayectoria.

Capítulo 3

Modelo de simulación

Existen diversos modelos de canal, algunos muy sencillos que modifican sólo algunas características de la señal, como ejemplos podemos citar el modelo AWGN que agrega ruido Gaussiano, el modelo de desvanecimiento que simulan el desvanecimiento de una señal al recibirla, o el canal con multitrayectoria utilizada para simular una transmisión inalámbrica, etc.; otros modelos de canal se obtienen estadísticamente con base a mediciones experimentales, de tal manera que utilizando uno de estos modelos de canal en una simulación, una señal transmitida que pasa por el canal, es lo más apegado a una transmisión real. Ejemplo de estos tipos de canales están los que fueron diseñados por el grupo IEEE 802.15.4a [6] que proveen modelos para los rangos de frecuencias entre 2 a 10 GHz y ambientes de propagación en interiores residenciales, oficinas, industrias, exteriores y campo abierto; las mediciones para caracterizar los parámetros del modelo de canal para interiores residenciales propuestos por este grupo, se realizaron en distancias de 7 a 28 metros. Otro modelo estadístico para ambiente de propagación en interiores residenciales utilizando Ultra-banda ancha es el propuesto en [10]. Este modelo fue específicamente diseñado para interiores residenciales utilizando UWB en el rango de frecuencias entre 3.75 GHz y 6.25 GHz, con una frecuencia central de 5 GHz, cuyas mediciones de la respuesta en frecuencia se realizaron a distancias de 1 a 12 metros.

3.1 Modelo del sistema

Al utilizar uno u otro modelo de canal citado (el propuesto en [6] o en [10]-[12]), se esperaría que los resultados fueran similares, sin embargo en el desarrollo del presente proyecto se utilizó el modelo propuesto en [10]-[12] porque este modelo está diseñado en el dominio de la frecuencia, razón por la que utiliza menor número de parámetros a diferencia de un modelo que esté basado en el dominio del tiempo, lo cual lo hace más sencillo de utilizar, además del interés de experimentar en este proyecto en la frecuencia central de 5 GHz con un ancho de banda de 2 GHz, para aprovechar la resolución en tiempo que ofrece la tecnología de UWB y es precisamente en esa frecuencia central y ancho de banda en que se desarrolló el modelo.

A través del canal propuesto se transmite un tren de 5000 pulsos Gaussianos, cada pulso de 1 ns de duración en un “frame” de 154 ns, modulados a la frecuencia central de 5 GHz, en la parte del receptor se recibe el tren de 5000 pulsos con el cual se obtiene una señal promedio, representada por la ecuación 3.1; esta señal es procesada por un receptor RAKE compuesto por N “fingers”, donde cada “finger”, procesa cada una de las N réplicas del pulso transmitido que llegan al receptor; si la señal de referencia en cada uno de los “fingers” se acoplara perfectamente a cada réplica procesada, el argumento máximo de la salida del receptor RAKE, fuera exactamente cero, sin embargo, es casi imposible que suceda así por las condiciones del canal inalámbrico multitrayectoria, por lo tanto, el error en el TOA se mide considerando el argumento máximo de la salida del receptor RAKE; Este argumento máximo el valor máximo que se aprecia en una grafica de la salida de un receptor como el mostrado en la figura 3.2; este proceso se repite para 1000 pulsos promedios recibidos con los cuales se obtienen los datos estadísticos que serán presentados en tablas y gráficas posteriormente. En la figura 3.1 se muestra el diagrama a bloques del sistema de simulación.

En la figura 3.2 se muestra la salida de un receptor RAKE con 154 “fingers”, con los cuales se procesan 154 réplicas del pulso transmitido que lleguen al receptor; la señal de referencia o respuesta al impulso de los filtros acoplados (fingers), se obtuvo de una señal promedio de 5000 pulsos recibidos. En la figura se observa que tomando en cuenta el argumento máximo del receptor RAKE, el error del TOA del pulso recibido es de aproximadamente 0.8 ns. El error promedio es aleatorio y en un envío de 1000 pulsos,

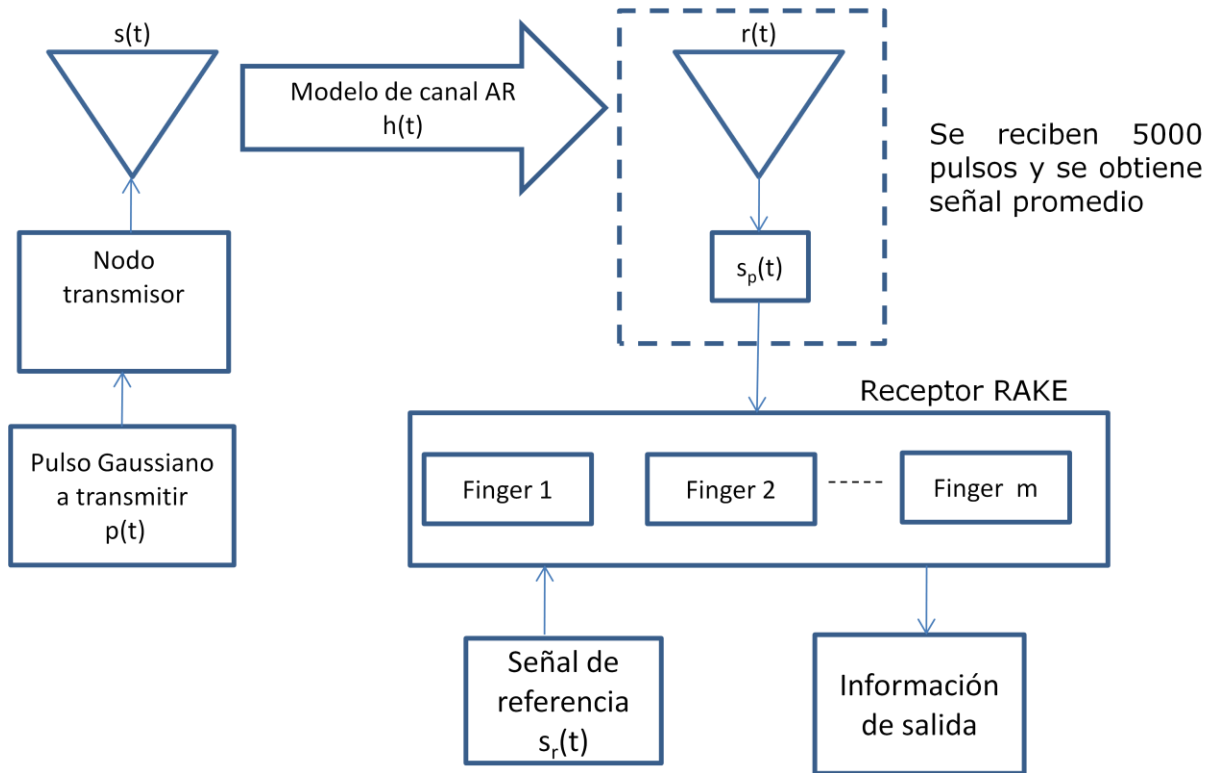


Figura 3.1. Diagrama a bloques del sistema de simulación.

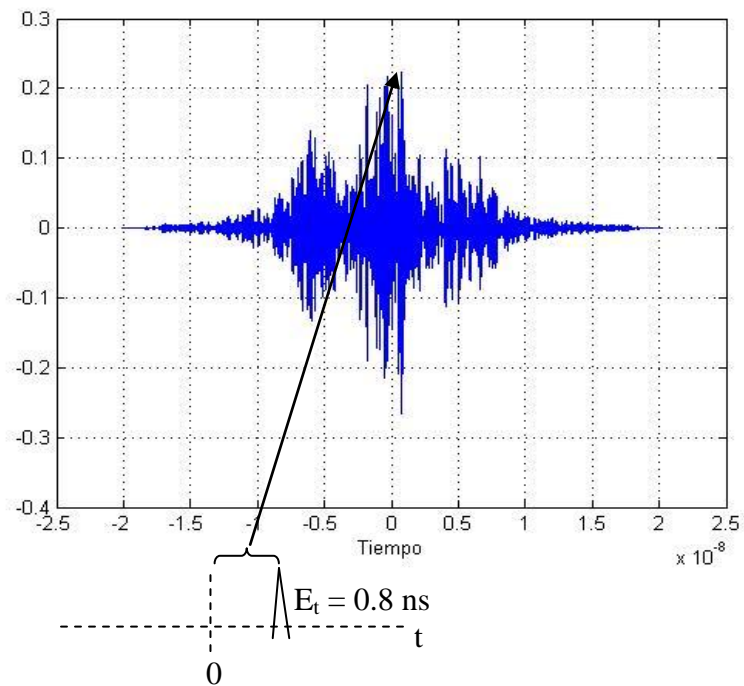


Figura 3.2. Salida de un receptor RAKE con 154 "fingers".

1/1000 es la distribución de probabilidad del error promedio. Para obtener el error promedio en la estimación del TOA, utilizamos la siguiente ecuación [15]:

—

Donde ϵ es el error en la estimación del TOA en cada pulso recibido.

Obtenemos la varianza (σ^2) considerando el segundo momento con respecto a la media:

—

Donde ϵ es el error en la estimación del TOA en cada pulso recibido, y $\bar{\epsilon}$ es la media del los errores estimados en un total de 1000 pulsos enviados [15].

Con la varianza obtenemos la desviación estándar del error en tiempo:

—

Para obtener el error promedio en distancia, estimada por el receptor RAKE, utilizamos la fórmula de la velocidad de propagación de las ondas siendo ésta igual a la velocidad de la luz:

—

De donde obtenemos el error promedio en distancia y su desviación estándar:

Con el fin de identificar la mejor opción en el uso de receptores RAKE, se realizaron diferentes experimentos:

- Se obtuvieron resultados con dos tipos de receptores RAKE: P-RAKE y S-RAKE.

- Se utilizaron 3 tipos de señales de referencia en cada uno de los tipos de receptores: pulso transmitido, pulso promedio y señal promedio.
- En cada tipo de receptor RAKE y con cada una de las señales de referencia, se obtuvieron resultados con dos opciones: aplicando un factor de peso mediante la técnica MRC y sin factor de peso.
- En cada variante del receptor RAKE se obtuvieron resultados en dos opciones: aplicando un umbral del 10% del componente multitrayectoria de energía máxima y sin aplicar tal umbral.

Cada una de estas variantes enunciadas, serán explicadas posteriormente.

El hardware y software utilizado para la simulación fue: una computadora con procesador Intel Core 2 Duo de 2.2 GHz y 3 Gb de memoria RAM utilizando la plataforma de Windows XP y el software de Matlab Ver. 7.6.

3.2 Modelo del canal

El modelo de canal propuesto para la realización del proyecto fue realizado con mediciones de respuesta en frecuencia en ambientes de propagación en interiores de 23 residencias de diferentes medidas y características de construcción del edificio. El modelo de canal utiliza un rango de frecuencia entre 3.75 GHz hasta 6.25 GHz con un salto de frecuencia de 3.125 MHz entre muestras. Se tomaron un poco más de 300,000 muestras de frecuencia para generar la secuencia de salida del canal [6]. Para determinar los parámetros que caracterizan al modelo utilizado, se utilizan técnicas de modelado autoregresivo o filtro IIR cuya salida de respuesta en frecuencia la definimos mediante la siguiente ecuación [10]:

Es la secuencia de salida de respuesta en frecuencia del filtro.

Donde f_0 es la muestra de frecuencia inicial (3.75 GHz) y f_s es la separación entre muestras de frecuencias (3.125 MHz).

$i = 1, 2, \dots, N_p$ donde N_p es el total de puntos de muestras de frecuencias.

t es el tiempo y d es la distancia entre transmisor y receptor.

n_i es la secuencia de entrada de ruido Gaussiano con media cero.

a_1 y a_2 son los coeficientes del filtro.

Este modelo de canal puede ser implementado utilizando un filtro IIR como el que se muestra en la figura 3.3, donde w_0 y w_1 son los parámetros de condición inicial.

En un proceso de simulación la respuesta en frecuencia del modelo del canal está dada por $H(f)$ y su densidad espectral de potencia es el mostrado en la figura 3.4 [13].

Obteniendo la transformada inversa de Fourier de $H(f)$, obtenemos la respuesta al impulso $h(t)$ del canal el cual es mostrado su gráfica en la figura 3.5; por este canal en el dominio del tiempo, se hace pasar la señal para obtener la salida $r(t)$, que sería la señal recibida como se muestra en el diagrama a bloques de la figura 3.6. Para pasar la señal por el canal en un proceso de simulación, se utiliza la convolución de la respuesta al impulso con el pulso transmitido:

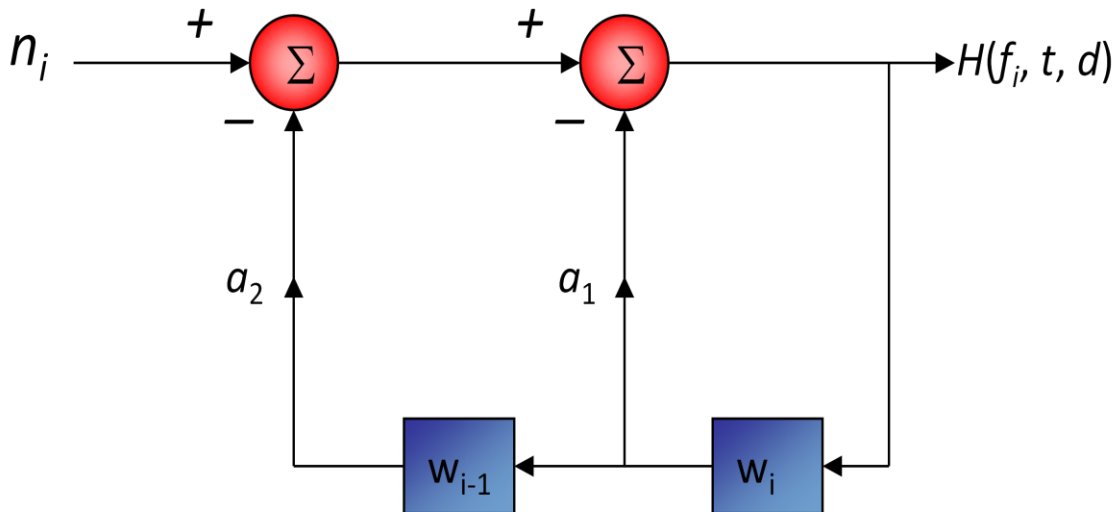


Figura 3.3. Filtro de respuesta al impulso infinito (IIR).

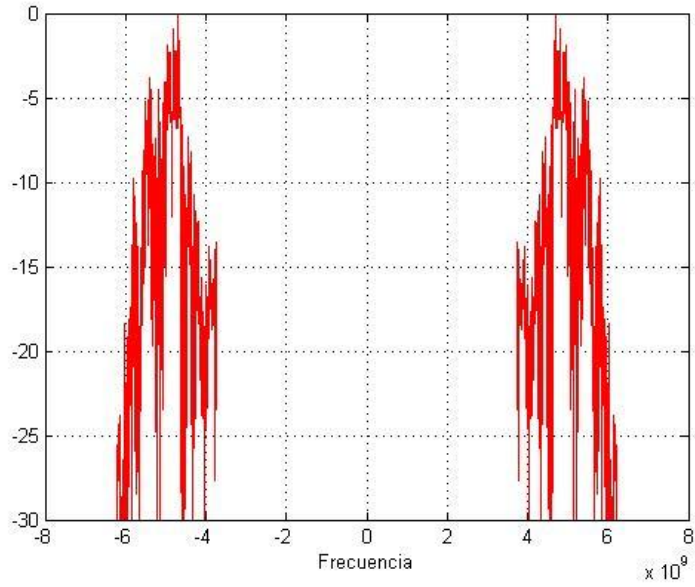


Figura 3.4. Respuesta en frecuencia del canal.

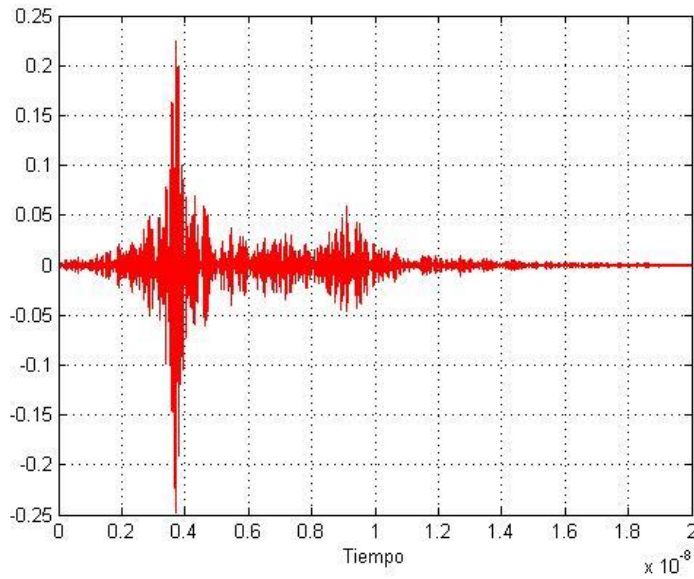


Figura 3.5. Respuesta al impulso en el dominio del tiempo.

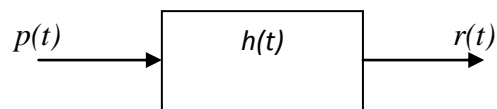


Figura 3.6. Transmisión de la señal a través del canal.

3.3 Derivación del pulso a transmitir

El pulso Gaussiano o alguna de sus derivadas son a menudo utilizados para transmisión en UWB por sus características simples y cumplen con las condiciones requeridas por la tecnología UWB para el rango de frecuencias utilizadas. La expresión general del pulso Gaussiano en el dominio temporal se define como [14]:

$$p(t) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(t-\mu)^2}{2\sigma^2}}$$

Donde σ y μ indican la desviación estándar y la media respectivamente.

Mediante una función de generación de pulsos en el software de MatLab se genera fácilmente el pulso Gaussiano, cuyos parámetros de entrada son el ancho de banda, la frecuencia central y el vector de tiempo. En este proyecto se utilizó un ancho de banda de 2 GHz, con una frecuencia central de 5 GHz, el pulso obtenido de 1 ns es el mostrado en la figura 3.7. La expresión para el pulso que tiene una amplitud normalizada a 1 con media cero es el siguiente:

$$p(t) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}}$$

Donde t es el vector tiempo y σ^2 es la varianza en el dominio del tiempo.

El pulso Gaussiano es modulado para llevarlo a la frecuencia central requerida, el cual se muestra en la figura 3.8 y lo obtenemos mediante la ecuación:

Donde f_c es la frecuencia central de 5 GHz.

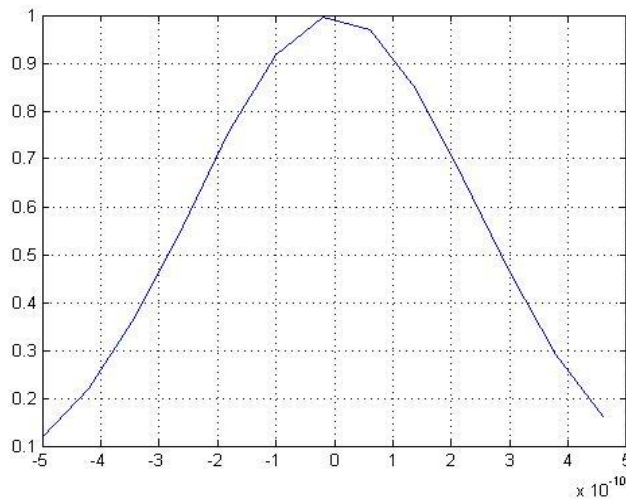


Figura 3.7. Pulso Gaussiano normalizado a 1 con media 0.

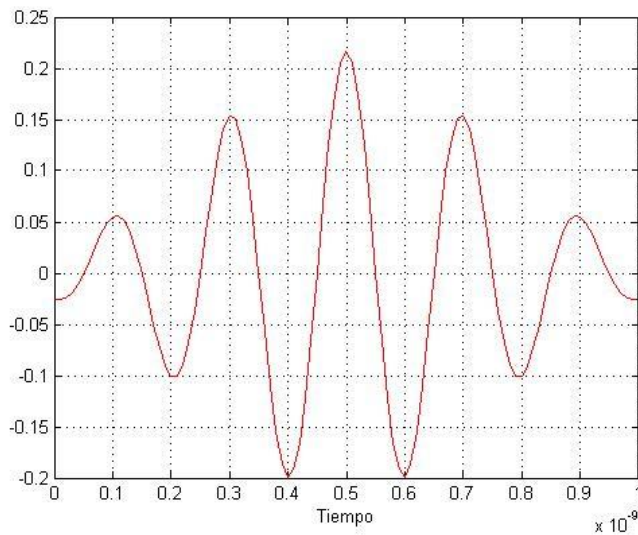


Figura 3.8. Pulso Gaussiano modulado.

3.4 Transmisión y recepción de la señal

En la figura 3.6 se muestra el diagrama a bloques de la transmisión del pulso a través del canal cuya respuesta al impulso es $h(t)$, mostrado en la figura 3.5 y $p(t)$ es el pulso Gaussiano modulado a transmitir (figura 3.8), $r(t)$ es el pulso recibido el cual en el

proceso de simulación es obtenido por la convolución del pulso a transmitir y la respuesta al impulso del canal representado en la siguiente ecuación:

En la figura 3.9 se muestra el diagrama a bloques de la transmisión y recepción del pulso y en la figura 3.10 se muestra la gráfica del pulso recibido $r(t)$; vemos que la señal ha sido afectada por el canal y recibimos un pulso con múltiples componentes multitrayectoria con diferentes tiempos de arribo y afectadas por desvanecimiento, ruido, etc.; llamaremos a cada componente multitrayectoria de longitud igual al pulso transmitido (1 ns), “bin”.

La secuencia de salida de respuesta en frecuencia del canal de la que se obtiene la respuesta al impulso, está en función de la distancia, por lo tanto, modificando este parámetro se obtiene la respuesta en frecuencia y por consiguiente la respuesta al impulso del modelo del canal, en cada una de las distancias de 1 a 12 metros; se experimentó con cada una de estas distancias para obtener el error promedio en el cálculo de la distancia entre transmisor y receptor.

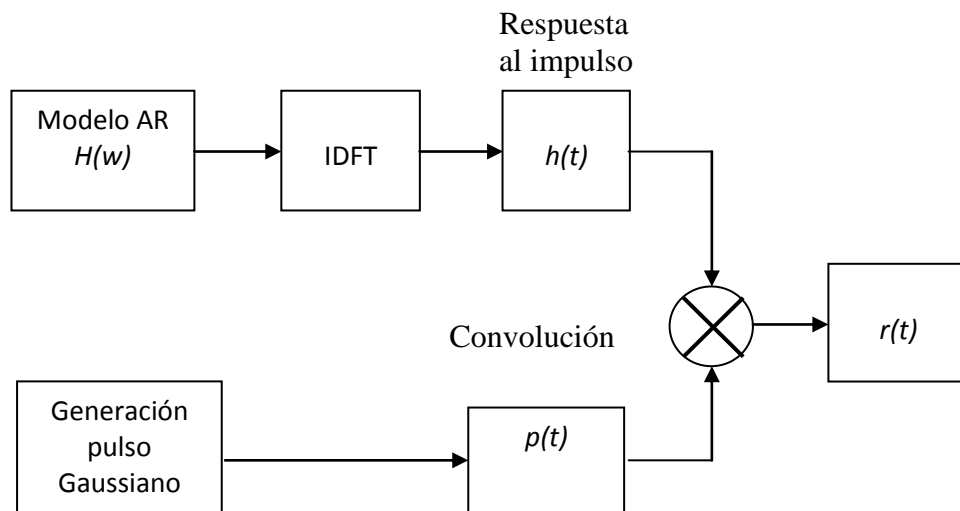


Figura 3.9. Transmisión y recepción del pulso.

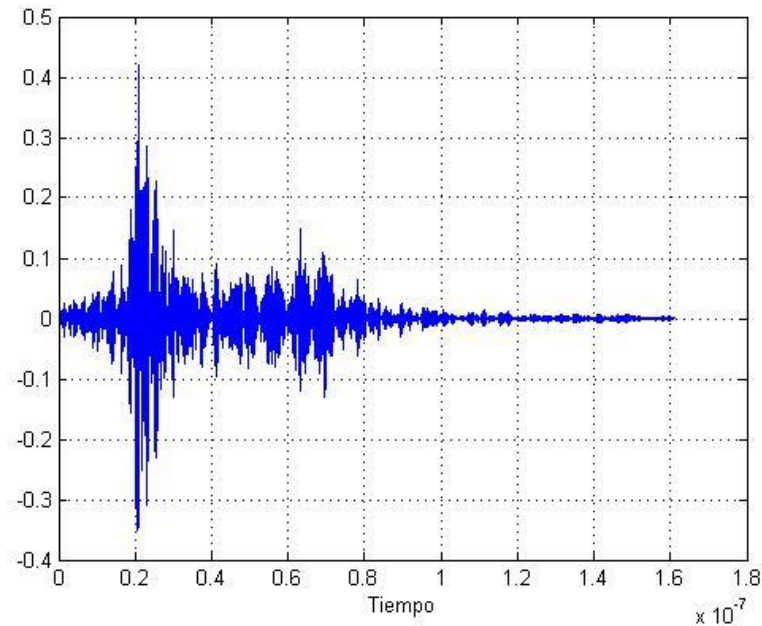


Figura 3.10. Pulso recibido $r(t)$ a la salida del modelo del canal.

Debido a la aleatoriedad del canal multitrayectoria, el pulso transmitido será diferente a su correspondiente pulso recibido, por lo tanto, se consideró utilizar una señal promedio recibida, calculada de un tren de 5,000 pulsos, como se muestra en el diagrama a bloques de la figura 3.2, en donde la señal promedio recibida está representada por $s_p(t)$ y es el resultado de la sumatoria de 5,000 pulsos como el que se muestra en la figura 3.10 dividido entre el número de pulsos (5,000); La figura 3.11 muestra la gráfica de una señal promedio y la ecuación para obtener $s_p(t)$ está dada por:

—

Donde i representa a cada componente multitrayectoria

Cada señal promedio recibida, es procesada en el receptor RAKE para obtener el error promedio en la estimación del TOA de la señal al receptor, y por consiguiente obtener

el error promedio de la distancia, así como la desviación estándar; para obtener el promedio son procesadas 1000 señales promedios recibidas.

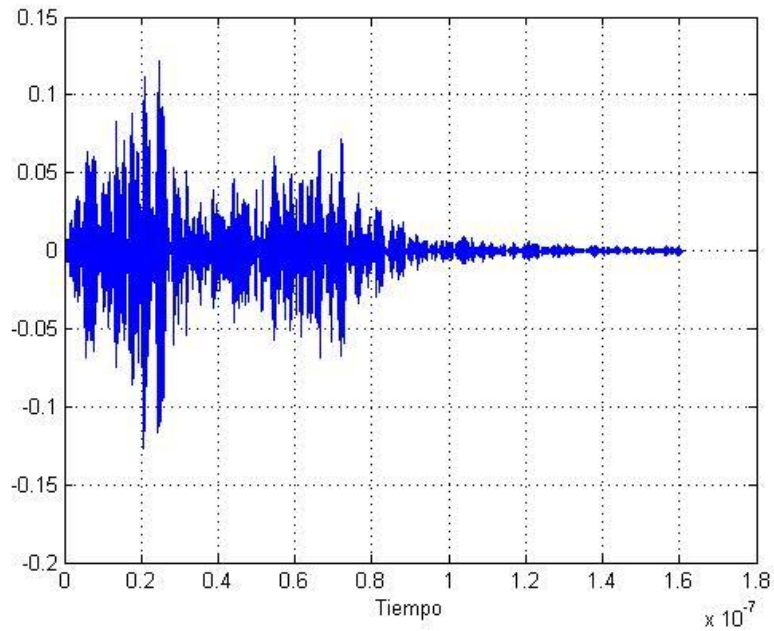


Figura 3.11. Señal promedio recibida $s_p(t)$.

3.5 Receptor RAKE

Una de las características que tiene el receptor RAKE, es que captura la energía de cada uno de los componentes multitrayectoria que llegan al receptor, por esta razón, y por la característica multitrayectoria del pulso recibido, en este proyecto utilizamos el receptor RAKE para procesar la señal recibida; se experimentó con el receptor P-RAKE y S-RAKE para el cálculo del error en la estimación del TOA, y se hizo la comparación de los resultados de cada uno de ellos. El receptor RAKE está compuesto por un conjunto de correladores, donde en cada “finger” del correlador se tiene una señal de referencia con la cual cada componente multitrayectoria de la señal, ha de correlacionarse. En la figura 3.12 se muestra un diagrama del receptor RAKE. La entrada al receptor $s_p(t)$, es la señal promedio recibida la cual pasará por los M correladores del receptor RAKE que tienen una señal de referencia $s_r(t)$ la cual se retarda acumulativamente la longitud del pulso transmitido representado por τ en cada “finger” del receptor RAKE, para acoplarse al componente multitrayectoria que le corresponde, esto es, en el primer “finger” del receptor la señal no se retrasa, en el segundo “finger” la señal se retrasa la longitud del pulso

transmitido, en el tercer “finger” la señal se retrasa 2 veces la longitud del pulso, etc., hasta procesar los M componentes multitrayectoria del pulso recibido; α es el factor de peso aplicado a cada correlador, determinado mediante la técnica MRC el cual fue explicado en el capítulo 2.

3.5.1 Umbral en la señal recibida

En un modelo de canal inalámbrico como el que se propone, al transmitir un pulso, en el receptor se recibe una señal con múltiples componentes multitrayectoria, de tal manera que la información está contenida de una manera más fuerte en las primeras trayectorias de llegada, esto es, la energía es mayor en las primeras componentes mientras va disminuyendo en las últimas, llegando a contener en éstas más ruido que información el cual fue agregado por el canal, razón por la cual el SNR tiene niveles de potencia muy bajos. En la figura 3.13 se presenta una señal recibida, como se puede apreciar, en un nivel del 10% sobre el “bin” de máxima energía, la señal está compuesta mas por ruido agregado por el canal. Con el fin de excluir tales componentes multitrayectoria, se estableció este umbral, de esta manera en el receptor RAKE, se excluirán aquellos “bins” que estén por debajo de este nivel. En la experimentación que se hizo de los receptores RAKE se obtuvieron resultados con ambas opciones: procesamiento de la señal con y sin umbral establecido.

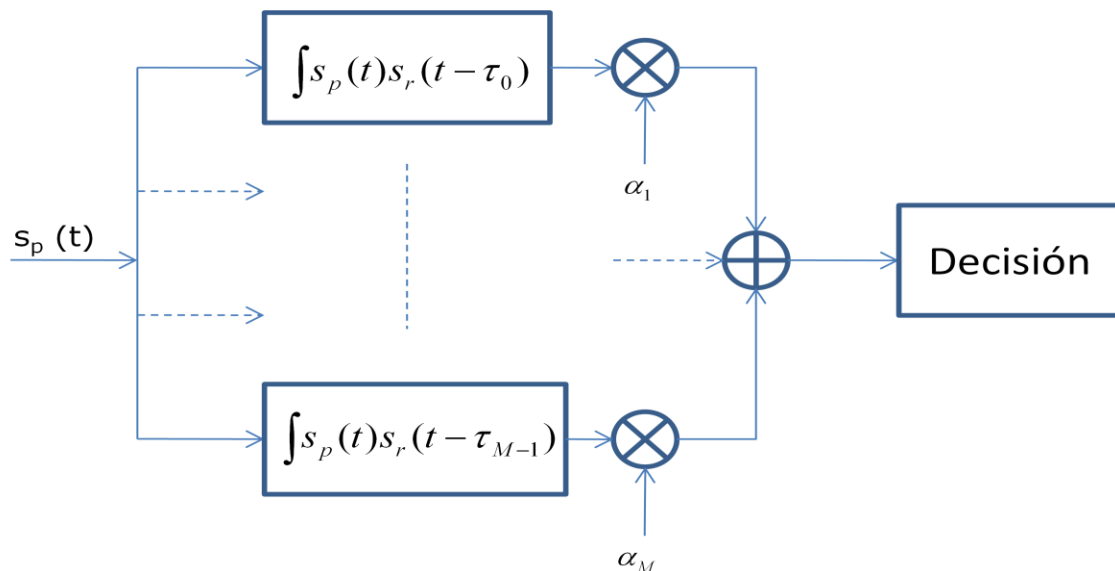


Figura 3.12. Diagrama del receptor RAKE.

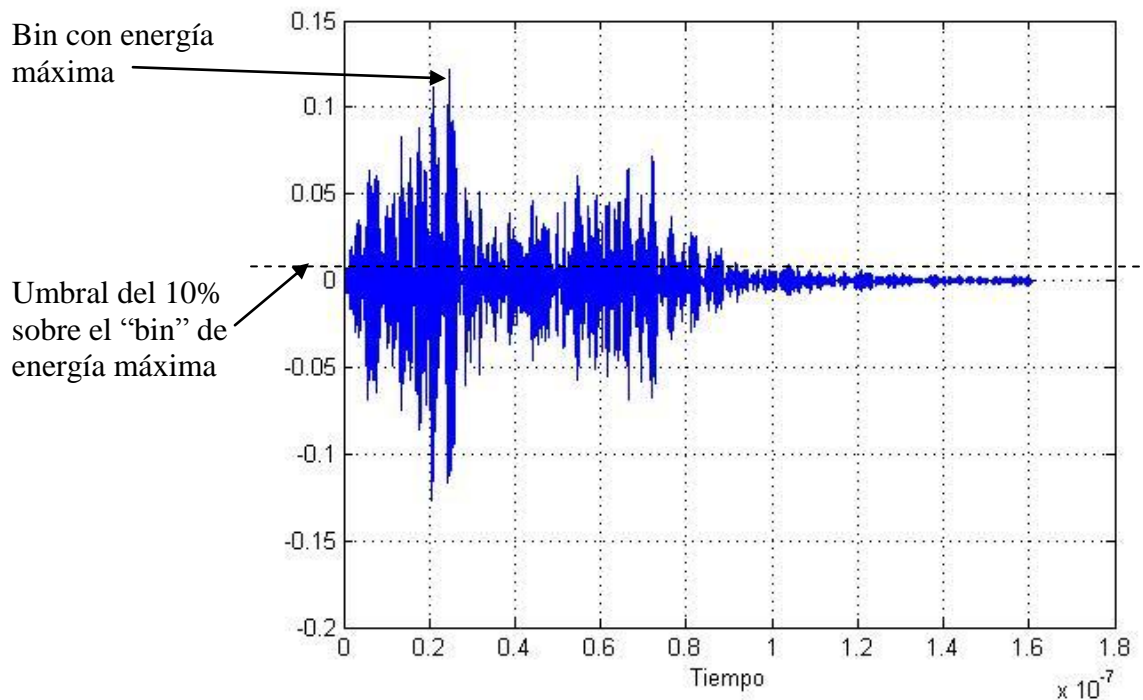


Figura 3.13. Señal recibida con umbral del 10% sobre “bin” de energía máxima.

3.5.2 Señal de referencia

Por medio de un filtro acoplado se logra reconocer una señal recibida comparándola con un patrón o señal de referencia, para tal efecto, tanto la señal recibida como la señal de referencia deben ser lo más parecida posible y para determinar esto, la salida máxima del filtro acoplado debe pasar de un nivel establecido con anterioridad; en un canal multitrayectoria inalámbrico la señal recibida es diferente a la enviada por efectos mismos del canal. Se utilizaron 3 señales de referencia para los correladores del receptor RAKE y se experimentó con cada uno de ellas para obtener el cuadro comparativo que nos permitiera identificar la mejor opción en el proceso de reconocimiento de la señal recibida. En la siguiente sección se da explicación de cada una de estas señales de referencia. Cuando la señal de referencia utilizada en cada uno de los “fingers” del receptor RAKE se refleja y se retrasa en el tiempo, tales “fingers” del receptor se convierten en filtros acoplados y la señal de referencia es su respuesta al impulso, de tal manera que ahora el receptor RAKE es un conjunto de filtros acoplados para detectar la señal en cada componente multitrayectoria que llega al receptor.

3.5.2.1 Pulso transmitido

El pulso transmitido presentado en la figura 3.8 se utilizó como señal de referencia en cada uno de los “fingers” del receptor RAKE. Utilizar el pulso transmitido como señal de referencia en cada uno de los “fingers” del receptor S-RAKE fue una opción excelente según veremos cuando presentemos los resultados, pero no fue la mejor opción en P-RAKE, por lo que se experimentó con otro tipo de pulsos como señal de referencia obteniendo mejores resultados.

3.5.2.2 Pulso promedio

Para calcular este pulso primero se recibe una señal, calculada con el mismo procedimiento para obtener la señal de la figura 3.11, de este pulso se toma cada “bin” de 1 ns que representa un componente multitrayectoria sumándose cada muestra de cada bin paralelamente para obtener un solo pulso; en la figura 3.14 se muestra gráficamente el procedimiento para obtener el pulso promedio a partir de esta señal. La ecuación que representa a un pulso promedio calculado de tal forma está dada por:

Donde $c_n(t)$ es cada componente multitrayectoria recibido, T_p es la cantidad de muestras del pulso transmitido cuya longitud entiendo es de 1 ns, y M es la cantidad de componentes multitrayectoria.

3.5.2.3 Señal promedio

Se utiliza una señal promedio para obtener la señal de referencia de cada uno de los correladores del receptor RAKE, esta señal promedio se obtiene con el mismo procedimiento como se obtuvo la señal de la gráfica 3.11; de esta señal, cada “bin” de 1 ns que corresponde a cada componente multitrayectoria, se toma como la respuesta al impulso de cada “finger” del receptor RAKE, de tal manera que cada “bin” de la señal recibida será correlacionada con cada “finger” y la combinación de las salidas de todos los “fingers” proporciona la salida del receptor RAKE. La figura 3.15 muestra gráficamente el procedimiento para obtener la señal de referencia de cada correlador del receptor.

3.5.3 Línea de retardo

Para procesar en el receptor RAKE cada componente multitrayectoria recibido, se toma cada “bin” retardando la señal recibida $M - 1$ veces la longitud del pulso transmitido, donde M es el número de componente multitrayectoria, para capturar la energía del M -ésimo componente en el filtro acoplado correspondiente; en la figura 3.12 se muestra una señal recibida $S_p(t)$ que es un pulso transmitido con múltiples componentes multitrayectoria, se procesa cada componente retardando la señal $M - 1$.

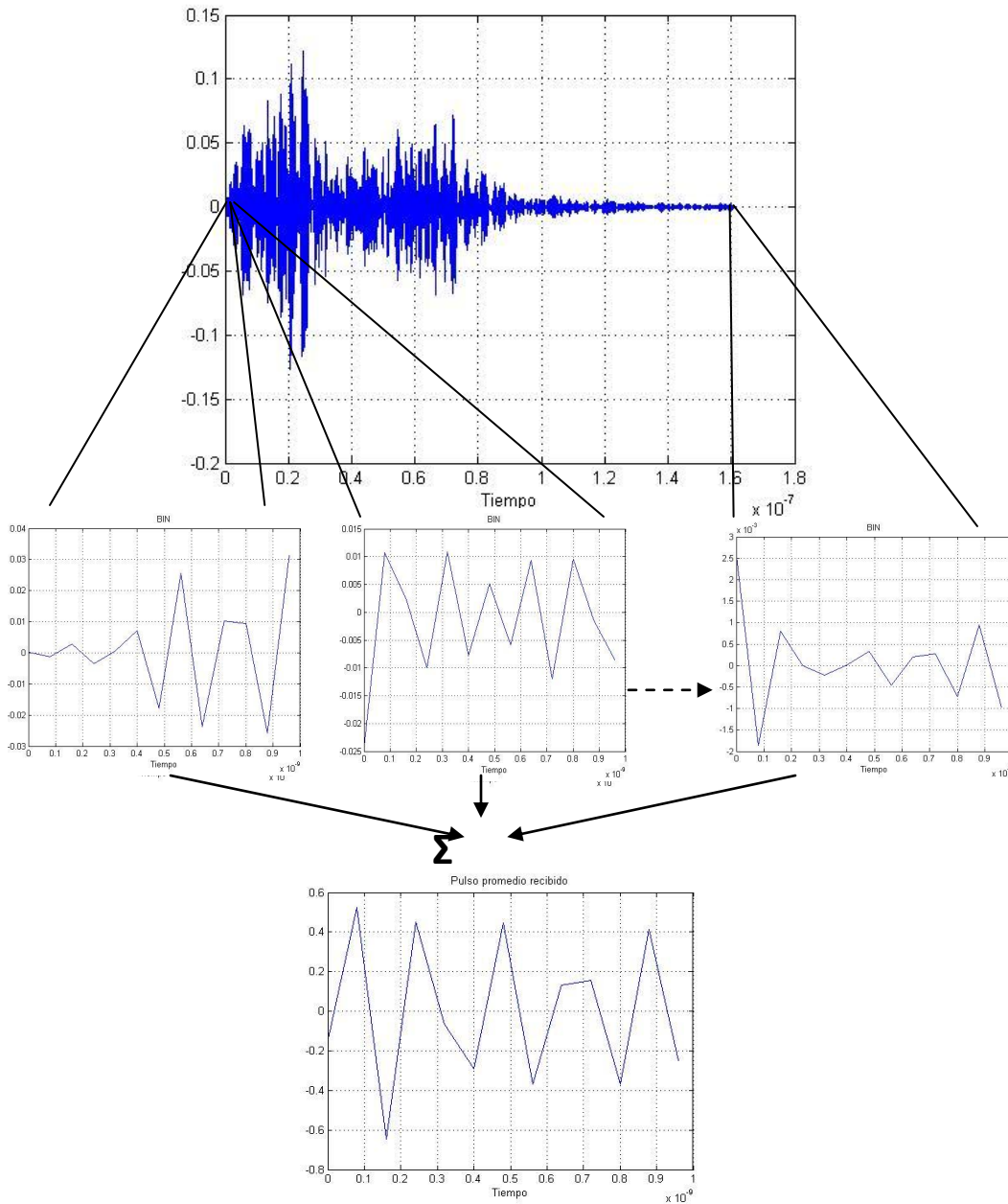


Figura 3.14. Pulso promedio.

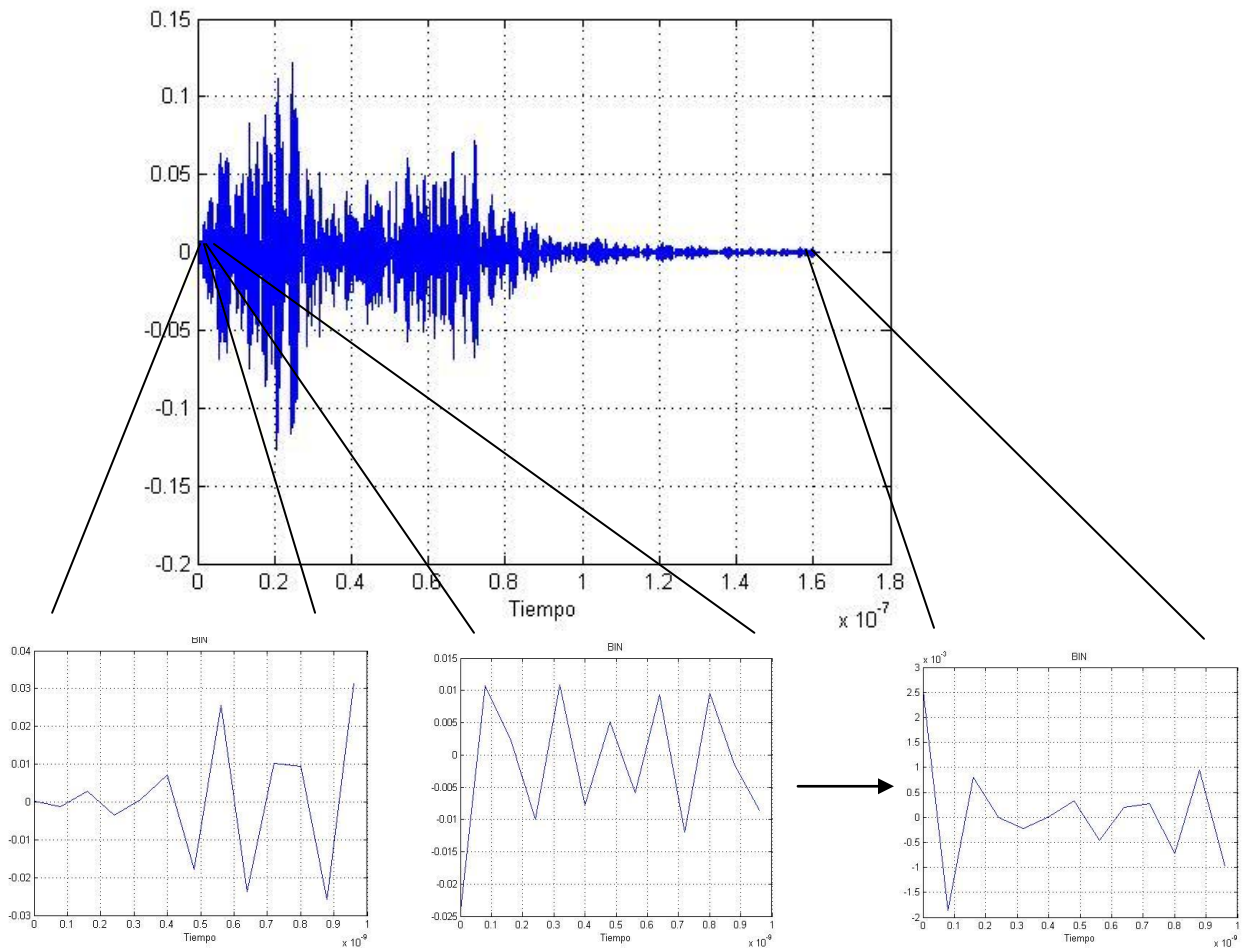


Figura 3.15. Señal de referencia en cada correlador.

3.6 Variantes de simulaciones

La figura 3.16 muestra todas las variantes y resultados de las simulaciones; vemos que con cada tipo de señal de referencia obtendremos 4 resultados, y son 3 tipos de señales de referencia y 2 tipos de receptores RAKE para obtener un total de 24 resultados que mostraremos en tablas comparativas y gráficas.

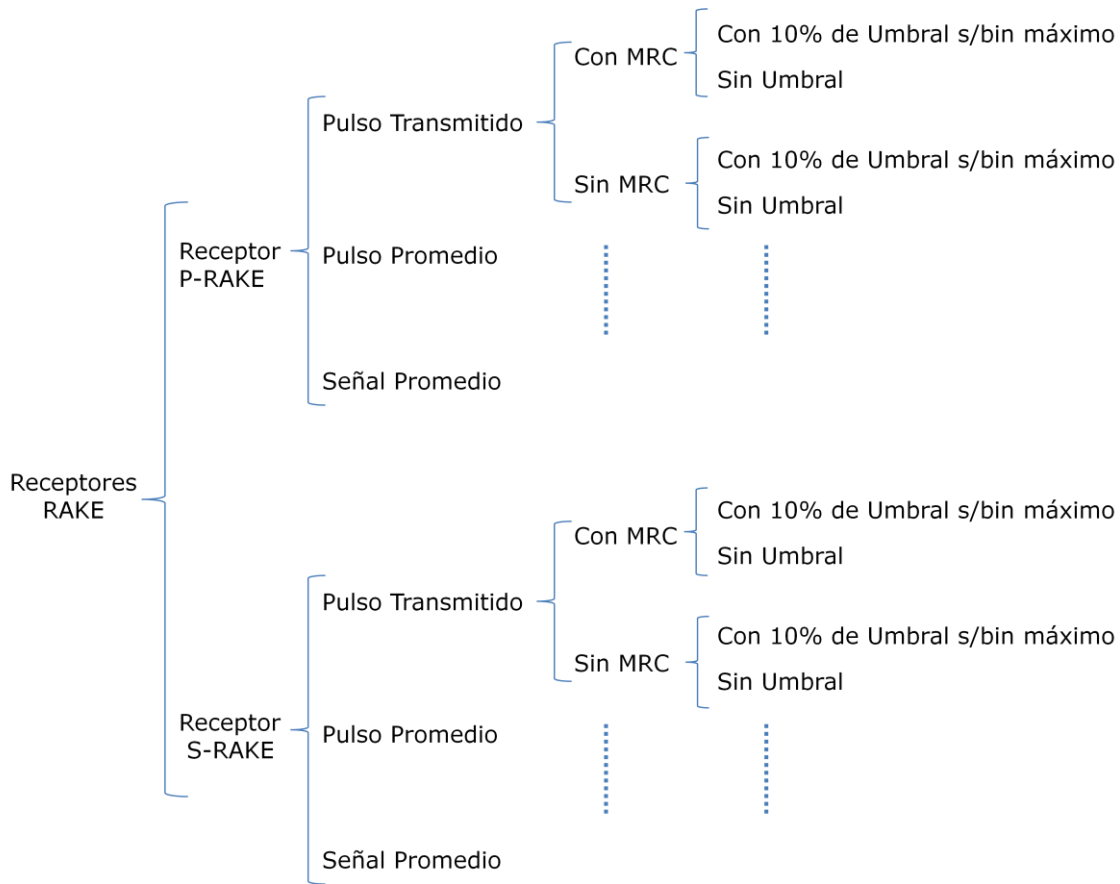


Figura 3.16. Variantes de simulaciones.

3.7 Diagrama de flujo del modelo de simulación

El diagrama de flujo se presenta en dos partes; primero se calcula y se almacena en memoria física del computador, las 3 señales de referencia que van a ser utilizadas para el cálculo del error en la estimación del TOA, con las diferentes variantes de receptores RAKE, y se preparan 1000 pulsos promedios recibidos para cada distancia de 1 a 12 metros, los cuales también se almacenan en memoria. Esta parte se presenta en la figura 3.17 inciso a). La segunda parte se muestra en el inciso b), se toma cada una de las señales de referencia y se procesan los 1000 pulsos recibidos de cada una de las distancias para cada opción de los receptores RAKE que se muestra en la figura 3.16

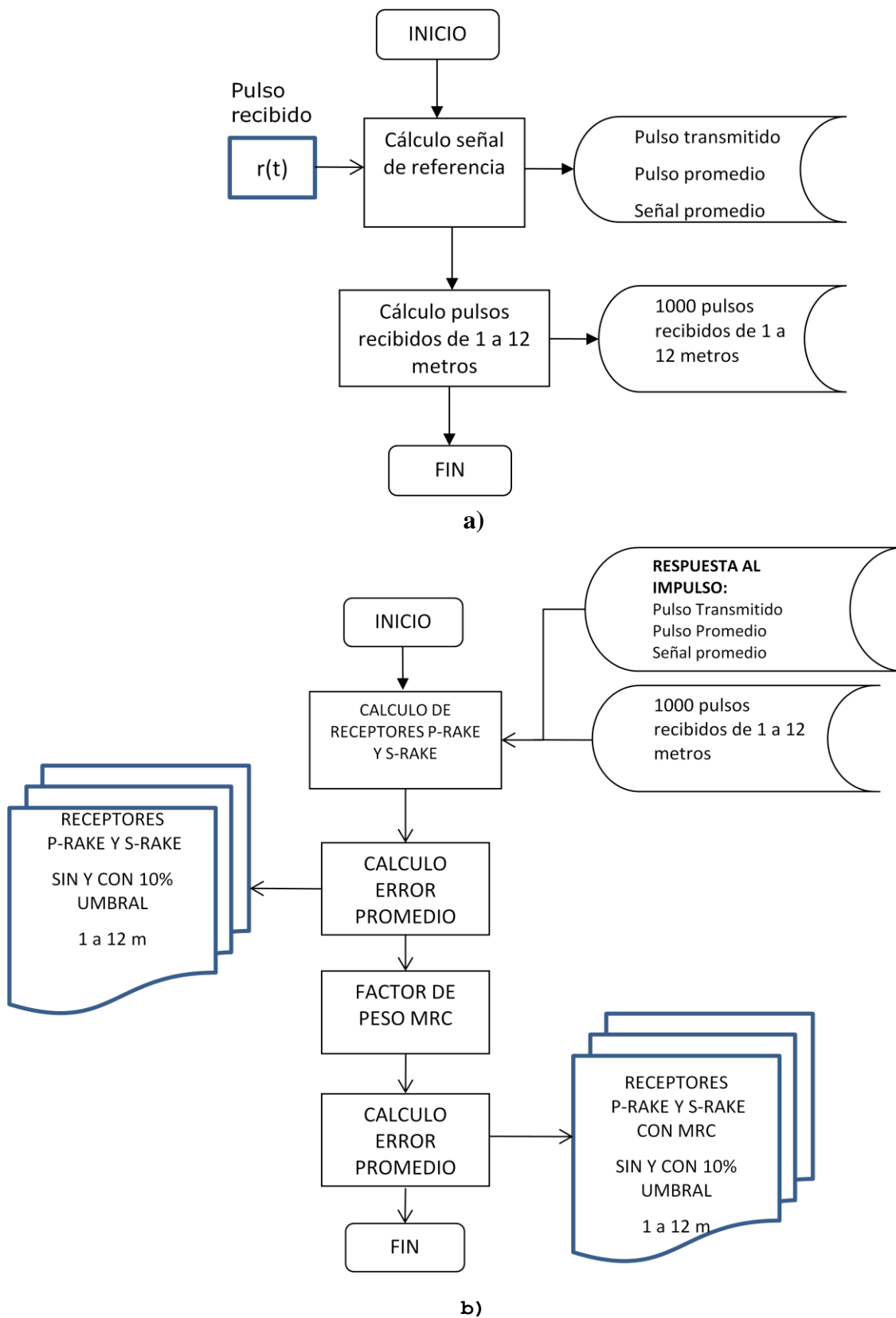


Figura 3.17. Diagrama de flujo del modelo de simulación. a) preparación de parámetros. b) proceso de los pulsos recibidos en receptores RAKE.

Capítulo 4

Análisis de resultados de simulación

4.1 Introducción

Diseñados y programados los receptores RAKE mediante el software de programación de matlab, se realizaron los experimentos utilizando cada una de las señales de referencia descritas en el capítulo 3, las cuales son:

- Pulso transmitido
- Pulso promedio
- Señal promedio

Además en cada una de las señales de referencia, se obtuvieron los resultados en las otras variantes propuestas:

- Aplicando y sin aplicar un factor de peso a la salida de los correladores.
- Aplicando y sin aplicar un umbral del 10% del “bin” de máxima energía del pulso transmitido.

En las tablas mostradas, la primer columna corresponde a la cantidad de correladores o “fingers” que componen el receptor RAKE, la segunda y tercer columna corresponde al error promedio en la estimación del TOA y su desviación estándar especificados en nanosegundos; la cuarta y quinta columna corresponde al error promedio

en la estimación de la distancia y su desviación estándar, especificado en metros; la sexta y última columna corresponde al porcentaje de energía capturada de la señal recibida con el número de “fingers” correspondiente.

En las tablas en donde se muestran los resultados cuando se aplica el umbral del 10% que corresponde al “bin” de la señal recibida con máxima energía, en la primer columna correspondiente a “fingers”, vemos que hay dos números, el primer número es la cantidad de “fingers” o correladores de que se compone el receptor RAKE, el segundo número es la cantidad de “bins” de la señal recibida que estuvieron arriba del umbral del 10% del “bin” de energía máxima, lo cual significa que fueron excluidos “bins” cuya energía no sobrepasó el umbral establecido.

4.2 Análisis en receptor P-RAKE

En esta sección presentamos los resultados del receptor P-RAKE; los resultados mostrados en las tablas con su respectiva gráfica, están calculados para una distancia de 1 metro, y en la sección 4.2.6 en las gráficas mostradas están consideradas todas las distancias de 1 a 12 metros. Se podrá observar que aunque la distancia transmisor-receptor es 1 metro, utilizando solo unos cuantos correladores, el error llega hasta más de 5 metros pero conforme se utilizan más correladores el error va disminuyendo hasta tener un promedio de error de 0.30 cm (tabla 4.3), esto se debe a que con pocos correladores no se captura toda la energía que llega al receptor.

4.2.1 P-RAKE con factor de peso EGC, sin umbral

En las tablas 4.1, 4.2 y 4.3 se presentan los resultados de los receptores P-RAKE con los 3 tipos de referencia, utilizando factor de peso EGC a la salida de los correladores, sin establecer un umbral para el proceso de cada “bin”. Vemos que la mejor opción es el utilizar como señal de referencia, una señal promedio y con sólo 30 correladores o “fingers” en el receptor, obtenemos un error promedio de 0.003 m (0.3 cm) mientras que utilizando el pulso transmitido o el pulso promedio como señal de referencia, se necesitan 60 y 61 correladores para llegar a un error promedio mínimo de 5.1 y 9.4 cm respectivamente. La gráfica de la figura 4.1 muestra claramente que utilizar una señal promedio como señal de referencia nos da la oportunidad de utilizar menos “fingers” en el

receptor RAKE, vemos que con esta opción a partir de 5 “fingers” y conforme este número aumenta, el error promedio en la estimación de la distancia del transmisor al receptor se acerca a cero.

Tabla 4.1. Receptor P-RAKE, señal de referencia igual al pulso transmitido, con técnica EGC y sin umbral.

“Fingers”	Error estimado en		Error estimado en distancia		Porc. de Energía Capturada
	promedio (ns)	σ (ns)	promedio (m)	σ (m)	
1	17.471	4.09	5.238	1.23	0.09
2	17.716	5.55	5.311	1.66	0.35
5	16.911	7.69	5.070	2.30	1.58
10	15.488	10.22	4.643	3.06	6.94
20	13.021	13.42	3.904	4.02	42.84
40	6.782	16.98	2.033	5.09	73.46
60	0.171	21.41	0.051	6.42	86.94
61	-0.195	21.73	-0.059	6.51	88.02
80	-9.240	28.47	-2.770	8.53	98.52
154	-50.848	63.38	-15.244	19.00	100.00

Tabla 4.2. Receptor P-RAKE, señal de referencia igual al pulso promedio, con técnica EGC y sin umbral.

“Fingers”	Error estimado en		Error estimado en distancia		Porc. de Energía Capturada
	promedio (ns)	σ (ns)	promedio (m)	σ (m)	
1	17.667	4.08	5.296	1.22	0.09
2	17.642	5.10	5.289	1.53	0.35
5	17.006	7.39	5.098	2.21	1.58
10	15.698	10.04	4.706	3.01	6.94
20	12.954	13.00	3.883	3.90	42.84
40	6.912	17.24	2.072	5.17	73.46
60	0.322	21.20	0.097	6.36	86.94
61	-0.314	21.29	-0.094	6.38	88.02
80	-9.498	27.76	-2.847	8.32	98.52
154	-53.402	62.43	-16.010	18.72	100.00

Tabla 4.3. Receptor P-RAKE, señal de referencia igual a una señal promedio, con técnica EGC y sin umbral.

"Fingers"	Error estimado en		Error estimado en distancia		Porc. de Energía Capturada
	promedio (ns)	σ (ns)	promedio (m)	σ (m)	
1	17.396	3.98	5.215	1.19	0.09
2	17.140	3.80	5.138	1.14	0.35
5	16.416	4.91	4.922	1.47	1.58
10	11.207	5.42	3.360	1.62	6.94
20	2.272	5.42	0.681	1.62	42.84
25	0.586	5.06	0.176	1.52	59.21
30	-0.010	5.00	-0.003	1.50	67.21
40	-0.555	4.60	-0.166	1.38	73.46
80	-0.661	4.97	-0.198	1.49	98.52
154	-0.713	5.02	-0.214	1.50	100.00

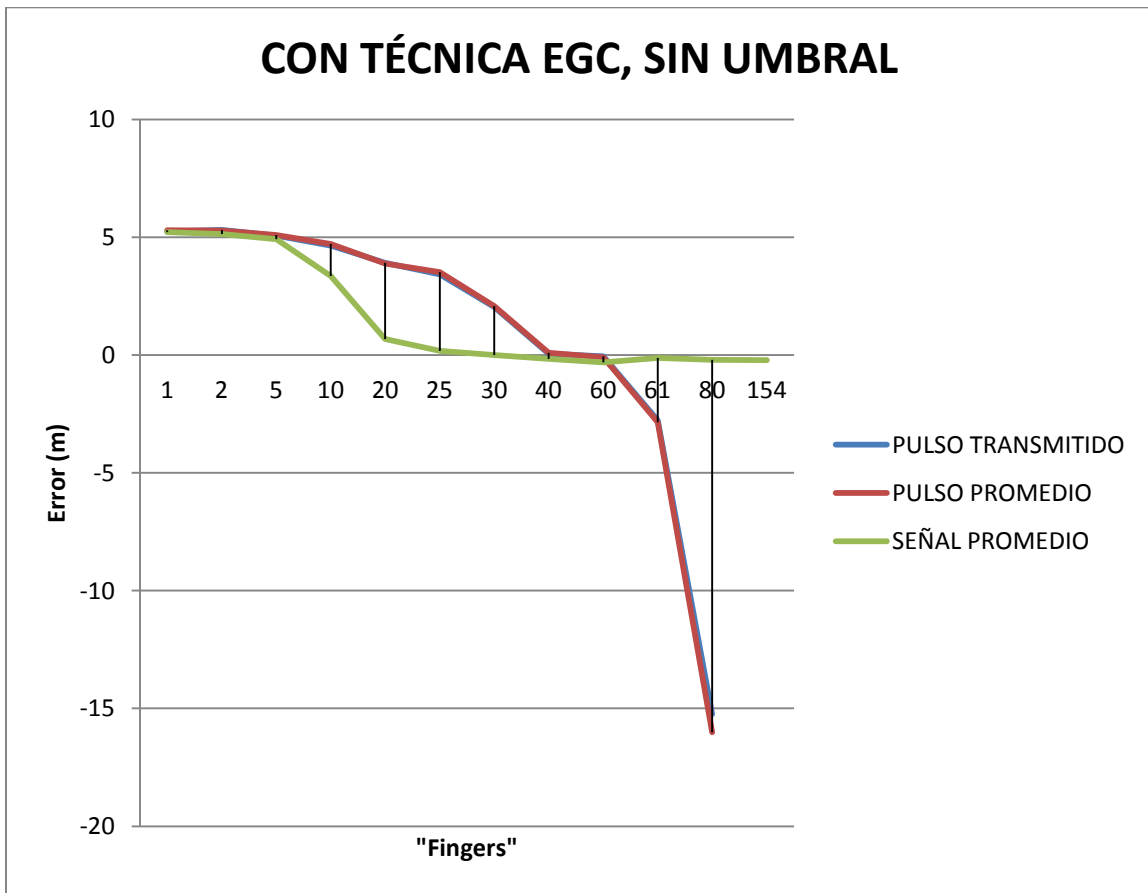


Figura 4.1. Gráfica comparativa con las 3 señales de referencia en receptor P-RAKE con técnica EGC, sin umbral.

4.2.2 P-RAKE con factor de peso MRC y sin umbral

Las tablas 4.4, 4.5 y 4.6 muestran los resultados que arrojan los receptores P-RAKE aplicando un factor de peso MRC a la salida de los correladores y sin aplicar umbral a los “bins” de la señal recibida. En los resultados obtenidos con estas variantes, utilizando como señal de referencia una señal promedio y con sólo 20 “fingers”, obtenemos un error promedio mínimo en la estimación de la distancia de 0.001 m (0.1 cm) mientras que utilizando el pulso transmitido y un pulso promedio, necesitamos 25 “fingers” para obtener un error promedio mínimo en la estimación de la distancia de 0.056 m y 0.15 m respectivamente, la gráfica de la figura 4.2 muestra los 3 resultados donde se compara el uso de las 3 señales de referencia.

Tabla 4.4. Receptor P-RAKE, señal de referencia igual al pulso transmitido, con técnica MRC a la salida de los correladores y sin umbral.

“Fingers”	Error estimado en		Error estimado en distancia		Porc. de Energía Capturada
	promedio (ns)	σ	promedio (m)	σ (m)	
1	17.471	4.09	5.238	1.23	0.09
2	17.190	4.43	5.154	1.33	0.35
5	15.679	5.18	4.701	1.55	1.58
10	12.898	7.59	3.867	2.27	6.94
20	4.764	12.58	1.428	3.77	42.84
25	0.188	14.67	0.056	4.40	59.21
40	-18.348	16.42	-5.501	4.92	73.46
80	-61.436	20.57	-18.418	6.17	98.52
154	-135.170	35.71	-40.523	10.71	100.00

Tabla 4.5. Receptor P-RAKE, señal de referencia igual al pulso promedio, con técnica MRC a la salida de los correladores y sin umbral.

“Fingers”	Error estimado en		Error estimado en distancia		Porc. de Energía Capturada
	promedio (ns)	σ (ns)	promedio (m)	σ (m)	
1	17.667	4.08	5.30	1.22	0.09
2	17.447	4.12	5.23	1.24	0.35
5	15.936	5.16	4.78	1.55	1.58
10	13.135	7.17	3.94	2.15	6.94
20	5.346	12.38	1.60	3.71	42.84
25	0.493	14.18	0.15	4.25	59.21
26	-0.784	14.28	-0.24	4.28	61.35
40	-18.007	15.68	-5.40	4.70	73.46
80	-62.355	16.96	-18.69	5.09	98.52
154	-137.080	29.54	-41.10	8.85	100.00

Tabla 4.6. Receptor P-RAKE, señal de referencia igual a una señal promedio, con técnica MRC a la salida de los correladores y sin umbral.

“Fingers”	Error estimado en		Error estimado en distancia		Porc. de Energía Capturada
	promedio (ns)	σ (ns)	promedio (m)	σ (m)	
1	17.396	3.98	5.215	1.19	0.09
2	17.410	4.01	5.219	1.20	0.35
5	17.613	5.02	5.280	1.50	1.58
10	7.678	4.49	2.302	1.35	6.94
20	0.003	4.80	0.001	1.44	42.84
40	1.217	5.74	0.365	1.72	73.46
80	1.507	6.70	0.452	2.01	98.52
154	1.507	6.70	0.452	2.01	100.00

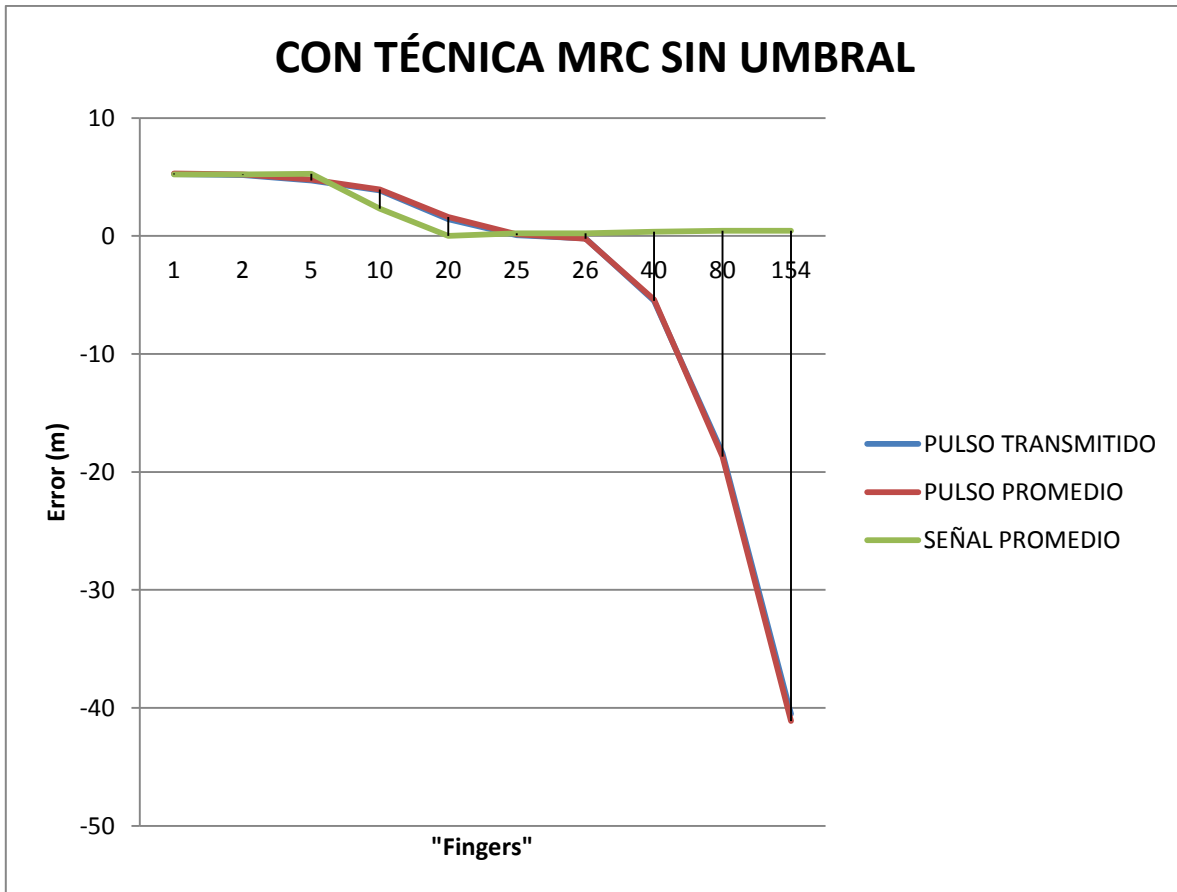


Figura 4.2. Gráfica comparativa con las 3 señales de referencia en receptor P-RAKE con técnica MRC, sin umbral.

4.2.3 P-RAKE con factor de peso EGC y con umbral correspondiente a 10% del “bin” de máxima energía de la señal recibida

En las tablas 4.7, 4.8 y 4.9, se presentan los resultados que arrojan los receptores P-RAKE con técnica EGC como factor de peso a la salida de los correladores, con EGC la salida del receptor RAKE es simplemente la suma de la salida de cada “finger” como la representamos en la ecuación 2.1 se estableció un umbral que corresponde al 10% del “bin” de energía máxima de la señal recibida para excluir aquellos componentes con bajos niveles de SNR. Con esta opción como en las anteriores, utilizar una señal de referencia igual a una señal promedio nos da la mejor opción ya que con sólo 17 “fingers” en el receptor P-RAKE nos da un error mínimo en la estimación de la distancia de 0.12 m (1.2 cm) mientras que utilizando el pulso transmitido y el pulso promedio como señal de referencia, se utilizan 33

y 59 “fingers” para obtener un error promedio en la estimación de la distancia de 0.009 m (0.9 cm) y 0.006 m (0.6 cm) respectivamente y en la figura 4.3 se muestra la gráfica comparativa de las 3 señales de referencia.

Tabla 4.7. Receptor P-RAKE, señal de referencia igual al pulso transmitido, con técnica EGC y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.

“Fingers”		Error estimado en		Error estimado en distancia		Porc. De Energía Capturada
		promedio (ns)	σ (ns)	promedio (m)	σ (m)	
1	1	10.647	4.84	3.192	1.45	1.80
2	2	10.300	6.01	3.088	1.80	4.10
5	5	8.131	6.72	2.438	2.01	14.07
10	10	6.029	8.84	1.808	2.65	36.01
20	20	2.936	10.84	0.880	3.25	63.64
30	30	0.209	11.31	0.063	3.39	73.08
33	33	0.031	11.24	0.009	3.37	74.62
40	40	-0.801	11.08	-0.240	3.32	76.46
80	59	-0.831	11.05	-0.249	3.31	77.05
154	59	-0.831	11.05	-0.249	3.31	77.05

Tabla 4.8. Receptor P-RAKE, señal de referencia igual al pulso promedio, con técnica EGC y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.

“Fingers”		Error estimado en		Error estimado en distancia		Porc. De Energía Capturada
		promedio (ns)	σ	promedio (m)	σ (m)	
1	1	11.172	5.27	3.349	1.58	1.80
2	2	10.602	6.48	3.178	1.94	4.10
5	5	8.939	8.04	2.680	2.41	14.07
10	10	6.854	10.17	2.055	3.05	36.01
20	20	3.722	12.12	1.116	3.63	63.64
40	40	0.117	12.61	0.035	3.78	76.46
59	59	0.020	12.66	0.006	3.80	77.05
80	59	0.020	12.66	0.006	3.80	77.05
154	59	0.020	12.66	0.006	3.80	77.05

Tabla 4.9. Receptor P-RAKE, señal de referencia igual a una señal promedio, con técnica EGC y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.

“Fingers”	Error estimado en		Error estimado en distancia		Porc. de Energía Capturada
	promedio (ns)	σ (ns)	promedio (m)	σ (m)	
1 1	10.739	4.81	3.22	1.44	1.8
2 2	9.423	5.17	2.825	1.55	4.1
5 5	6.625	5.72	1.986	1.71	14.07
10 10	2.227	5.04	0.667	1.51	36.01
17 17	0.04	5.53	0.012	1.66	63.15
18 18	-0.061	5.27	-0.018	1.58	64.6
20 20	-0.288	4.27	-0.086	1.28	63.64
40 40	-0.292	4.32	-0.087	1.29	76.46
80 59	-0.291	4.31	-0.087	1.29	77.05
154 59	-0.291	4.31	-0.087	1.29	77.05

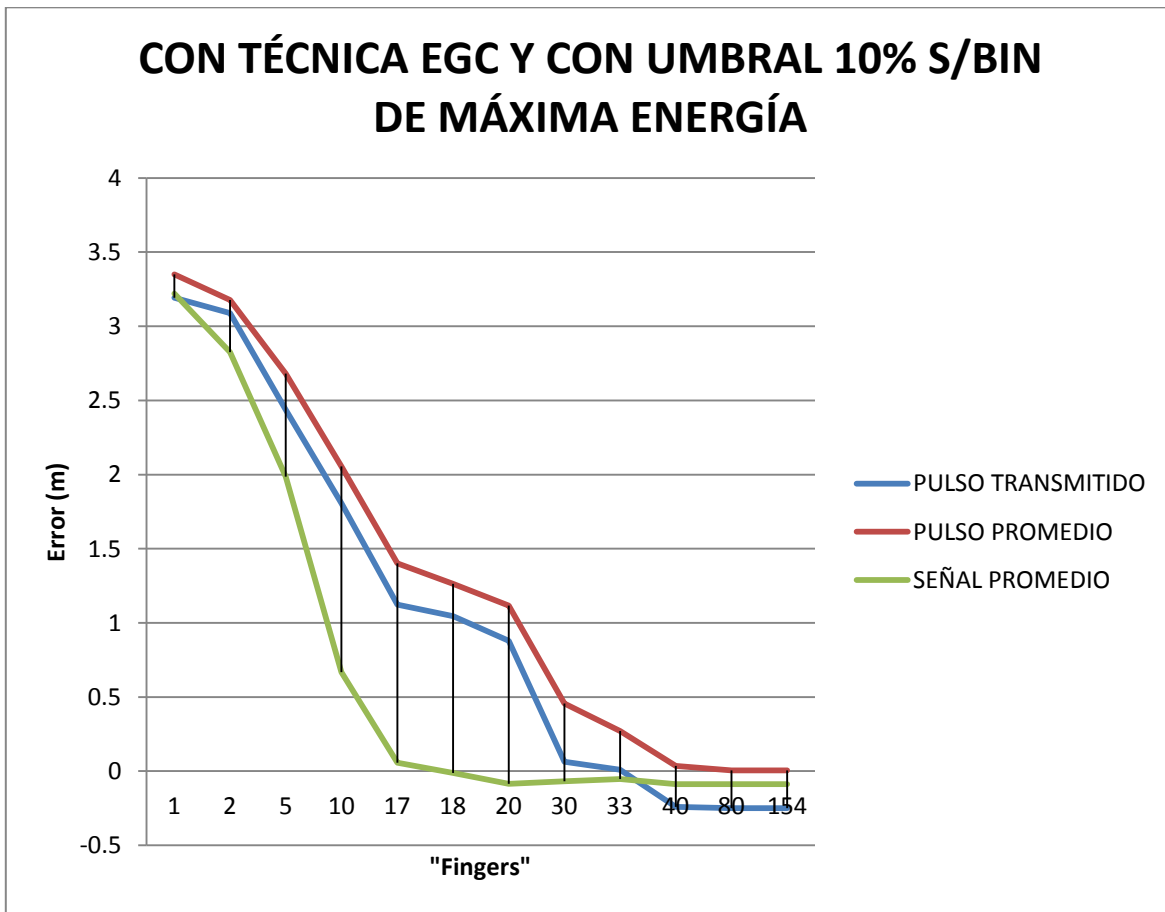


Figura 4.3. Gráfica comparativa con las 3 señales de referencia en receptor P-RAKE con técnica EGC y con umbral del 10% s/“bin” de máxima energía.

4.2.4 P-RAKE con factor de peso MRC y con umbral correspondiente al 10% del “bin” de máxima energía de la señal recibida

En las tablas 4.10, 4.11 y 4.12 se presentan los resultados que arrojan los receptores P-RAKE utilizando factor de peso MRC a la salida de los correladores, estableciendo el umbral del 10% del “bin” de energía máxima de la señal recibida. Con esta opción de variantes, al utilizar una señal de referencia igual a una señal promedio, con sólo 13 “fingers” en el receptor P-RAKE obtenemos un error mínimo en la estimación de la distancia de 0.126 m (12.6 cm) mientras que utilizando el pulso transmitido y el pulso promedio como señal de referencia se utilizan 14 “fingers” para obtener un error promedio en la estimación de la distancia de 0.162 m (16.2 cm) y 0.119 m (11.9 cm) respectivamente y en la figura 4.4 se muestra la gráfica comparativa de las 3 señales de referencia.

Tabla 4.10. Receptor P-RAKE, señal de referencia igual al pulso transmitido, con técnica MRC a la salida de los correladores y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.

“Fingers”	Error estimado en		Error estimado en distancia		Porc. de Energía Capturada	
	promedio (ns)	σ (ns)	promedio (m)	σ (m)		
1	1	10.647	4.84	3.192	1.45	1.80
2	2	9.790	5.15	2.935	1.54	4.10
5	5	7.522	5.84	2.255	1.75	14.07
10	10	4.401	9.29	1.319	2.79	36.01
13	13	1.211	12.91	0.363	3.87	47.49
14	14	-0.539	14.13	-0.162	4.23	50.64
20	20	-18.872	20.35	-5.658	6.10	63.64
40	40	-43.255	13.35	-12.968	4.00	76.46
80	59	-44.361	13.54	-13.299	4.06	77.05
154	59	-44.361	13.54	-13.299	4.06	77.05

Tabla 4.11. Receptor P-RAKE, señal de referencia igual al pulso promedio, con técnica MRC a la salida de los correladores y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.

“Fingers”		Error estimado en		Error estimado en distancia		Porc. de Energía Capturada
		promedio (ns)	σ (ns)	promedio (m)	σ (m)	
1	1	11.172	5.27	3.349	1.58	1.80
2	2	10.061	5.52	3.016	1.66	4.10
5	5	8.023	6.29	2.405	1.89	14.07
10	10	5.030	9.76	1.508	2.93	36.01
14	14	0.398	14.78	0.119	4.43	50.64
15	15	-1.769	16.52	-0.530	4.95	53.59
20	20	-17.953	21.22	-5.382	6.36	3.64
40	40	-42.769	14.11	-12.822	4.23	76.46
80	59	-43.623	14.57	-13.078	4.37	77.05
154	59	-43.623	14.57	-13.078	4.37	77.05

Tabla 4.12. Receptor P-RAKE, señal de referencia igual a una señal promedio, con técnica MRC a la salida de los correladores y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.

“Fingers”		Error estimado en		Error estimado en distancia		Porc. de Energía Capturada
		promedio (ns)	σ (ns)	promedio (m)	σ (m)	
1	1	1.074	4.81	3.22	1.44	1.8
2	2	9.18	4.85	2.752	1.45	4.1
5	5	5.555	5.36	1.665	1.61	14.07
10	10	0.841	4.79	0.252	1.44	36.01
13	13	0.421	4.73	0.126	1.42	47.49
14	14	0.621	4.95	0.186	1.48	50.64
20	20	1.056	5.31	0.317	1.59	63.64
40	40	1.342	6.03	0.402	1.81	76.46
80	59	1.384	6.17	0.415	1.85	77.05
154	59	1.384	6.17	0.415	1.85	77.05

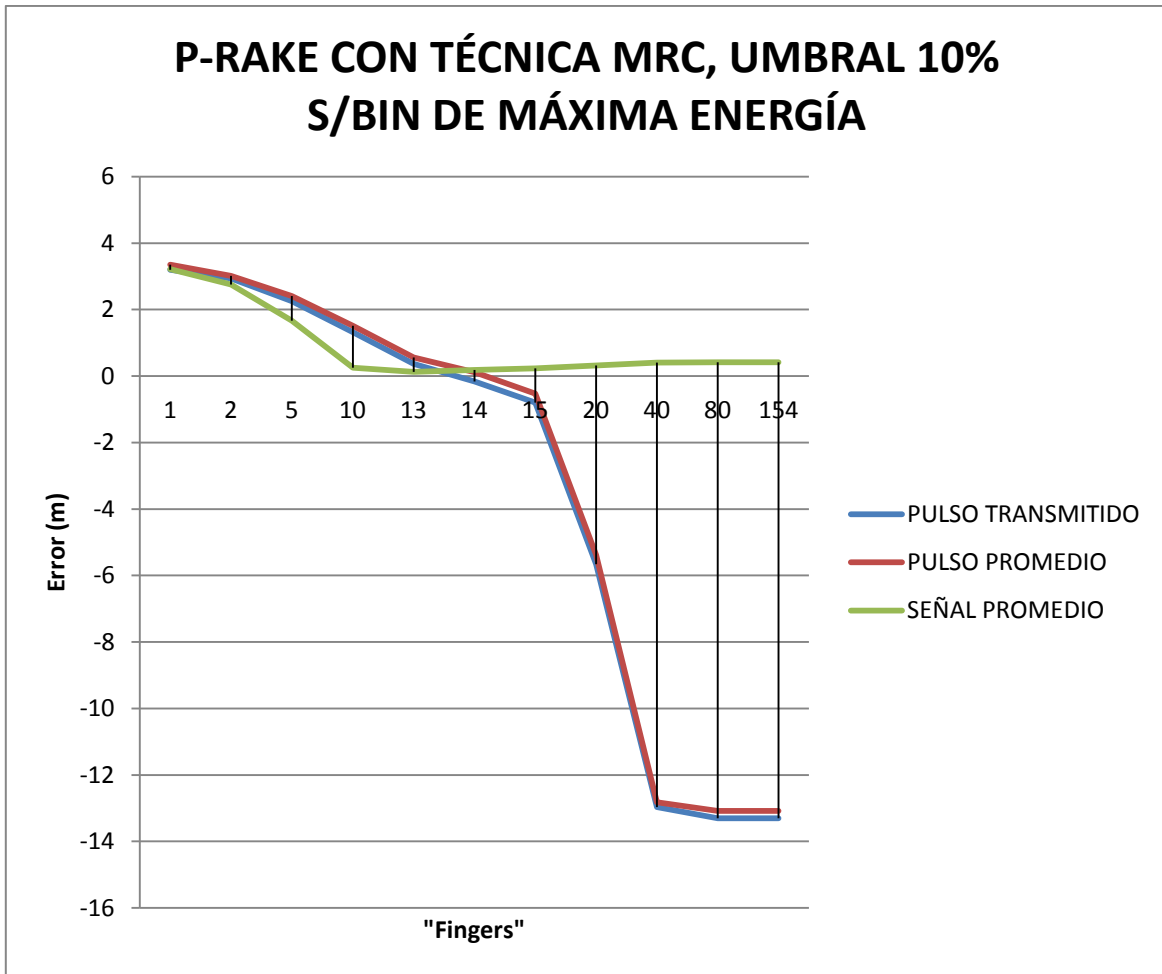


Figura 4.4. Gráfica comparativa con las 3 señales de referencia en receptor P-RAKE con técnica MRC y umbral del 10% s/"bin" de máxima energía.

4.2.5 Opción óptima en las 4 variantes del receptor P-RAKE

En la sección anterior vimos que al experimentar con las diferentes variantes en el receptor P-RAKE, al utilizar la señal promedio como señal de referencia utilizamos menos "fingers" para obtener un mejor resultado que las otras variantes; en la figura 4.5 se muestra la comparación de las 4 variantes en el receptor P-RAKE, utilizando la señal promedio como señal de referencia, para observar claramente que utilizando un factor de peso MRC a la salida de los correladores con un umbral correspondiente al 10% del "bin" de energía máxima, tenemos la mejor opción en el receptor; en la sección 4.2.6, se presentan los resultados en las distancias de 1 a 12 metros en las diferentes variantes de umbral y de factor de peso.

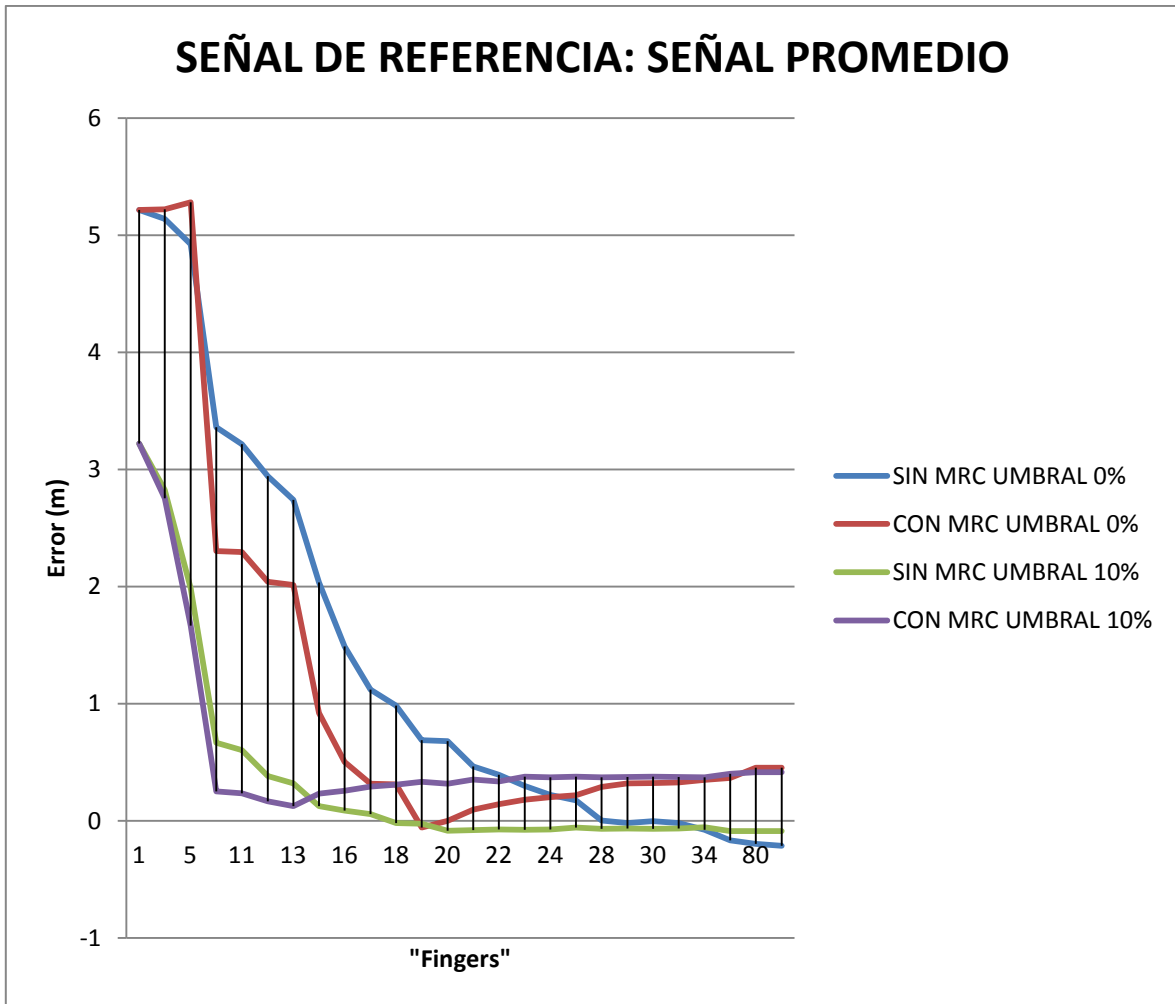


Figura 4.5. Gráfica comparativa con las 4 variantes del receptor P-RAKE con señal de referencia igual a la señal promedio.

4.2.6 Gráficas comparativas en distancias de 1 a 12 metros

Utilizando la señal promedio para obtener la señal de referencia en los correladores del receptor P-RAKE, se muestran los resultados que se obtuvieron en distancias de 1 a 12 metros en cada variante propuesta, en las graficas 4.6, 4.7, 4.8 y 4.9. Estas variantes son: la utilización de la técnica de factor de peso EGC o factor de peso MRC a la salida de los correladores, y la aplicación de un umbral correspondiente al 10% del “bin” de máxima energía del pulso recibido y sin umbral; se puede observar que la tendencia para todas las distancias es la misma que para un metro: al utilizar un factor de peso mediante la técnica MRC a la salida de cada uno de los correladores y aplicando el umbral del 10% del “bin” de máxima energía de la señal recibida, tenemos mejores resultados al utilizar menos

“fingers” para lograr un mínimo error en la estimación del TOA y la distancia transmisor-receptor.

La gráfica de la figura 4.10 muestra las 4 variantes del receptor P-RAKE promediadas de las distancias de 1 a 12 metros y se puede observar claramente que utilizando la técnica de factor de peso MRC a la salida de los correladores y aplicando el umbral, utiliza menor cantidad de “fingers” en los correladores para obtener un error más cercano a cero a diferencia de las otras opciones.

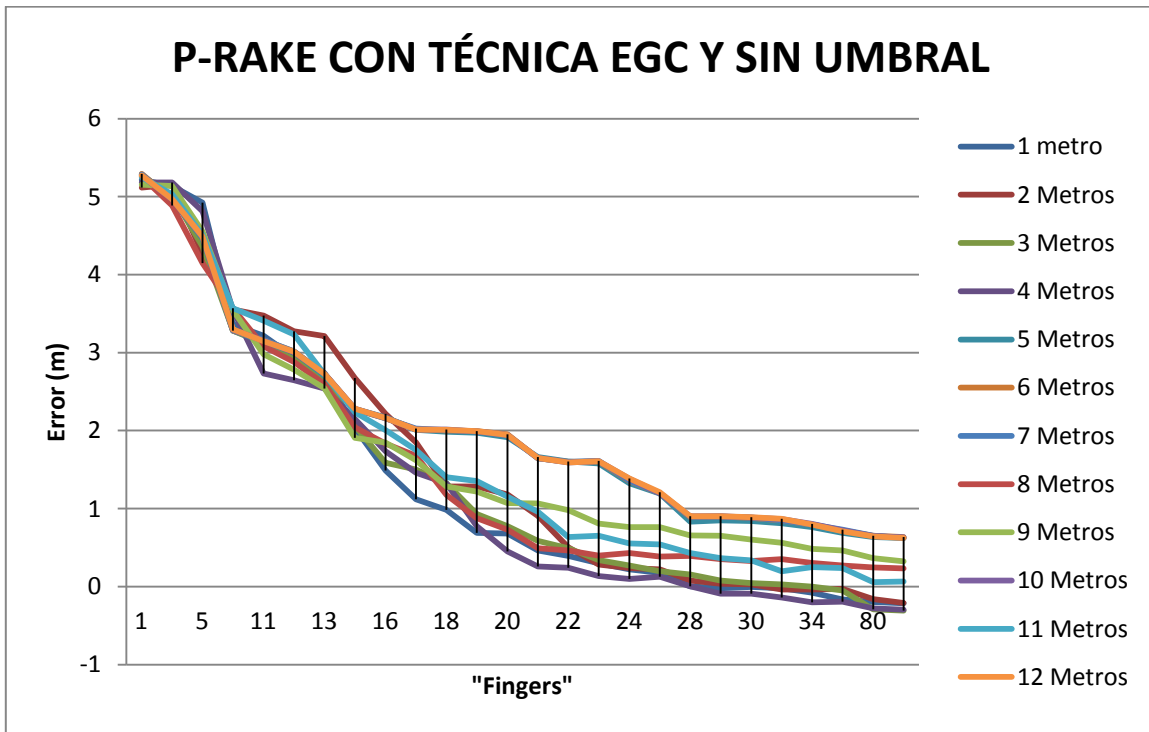


Figura 4.6. P-RAKE con señal promedio como señal de referencia, con técnica EGC y sin umbral en distancias de 1 a 12 metros.

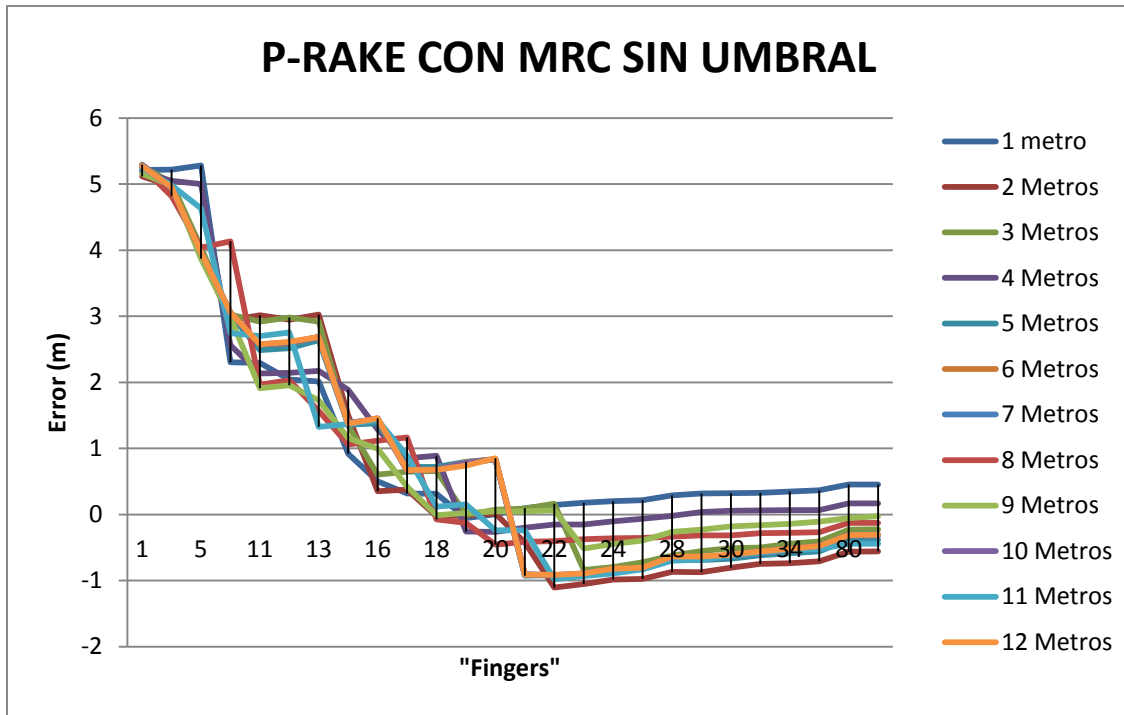


Figura 4.7. P-RAKE con señal promedio como señal de referencia, con técnica MRC y sin umbral en distancias de 1 a 12 metros.

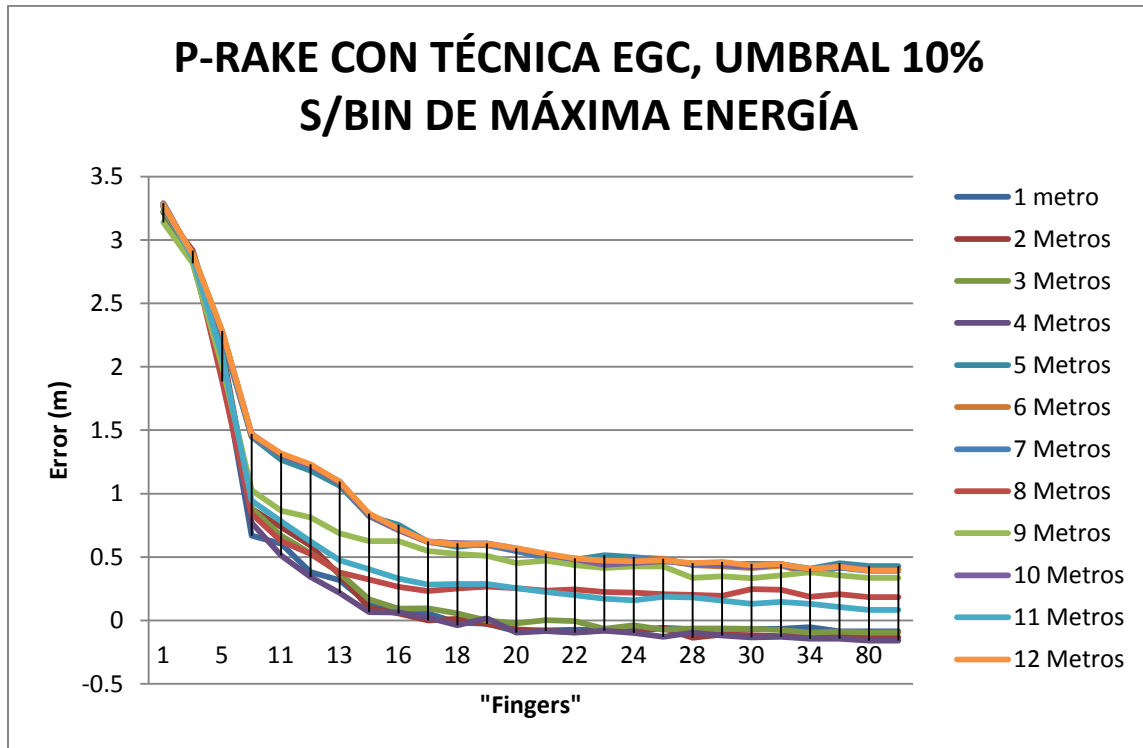


Figura 4.8. P-RAKE con señal promedio como señal de referencia, con técnica MRC y con umbral del 10% s/"bin" de máxima energía en distancias de 1 a 12 metros.

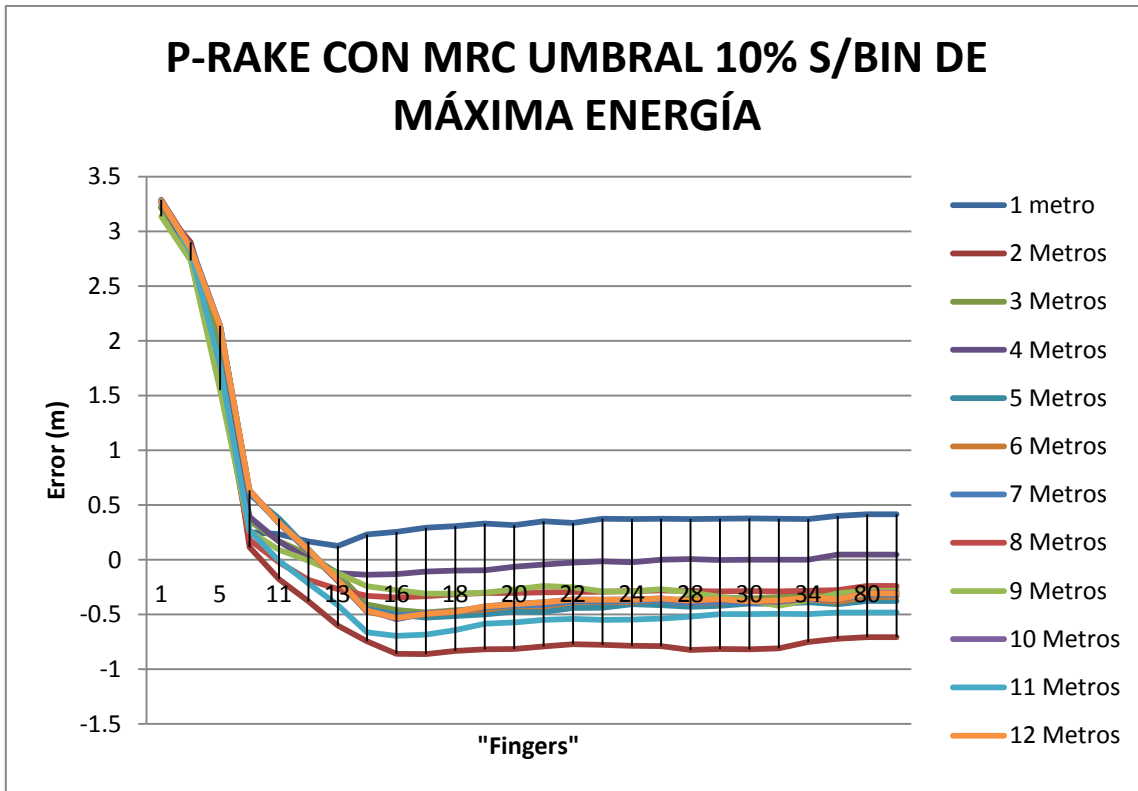


Figura 4.9. P-RAKE con señal promedio como señal de referencia, con técnica MRC y con umbral del 10% s/"bin" de máxima energía.

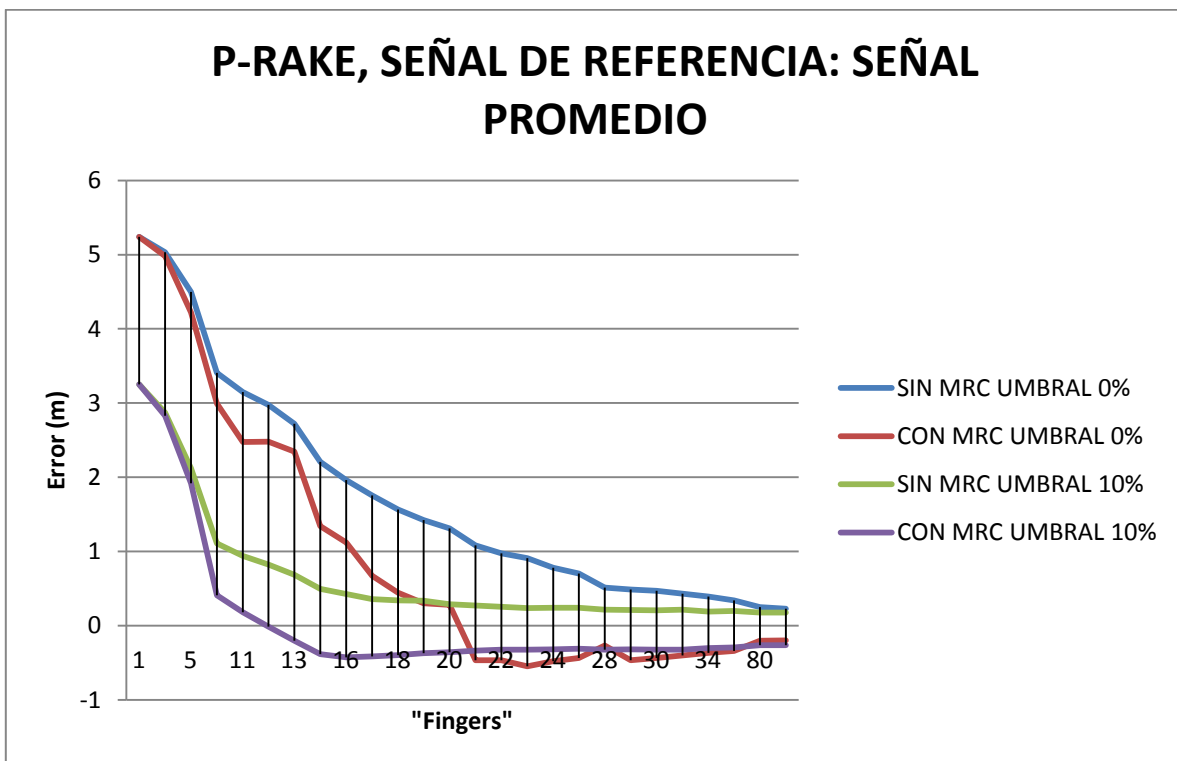


Figura 4.10. Resultados promedios del P-RAKE con señal de referencia igual a la señal promedio, en distancias de 1 a 12 metros.

4.2.7 Cantidad óptima de “fingers” en el receptor P-RAKE

En las tablas que se presentaron se determinó que el utilizar una señal promedio para obtener la señal de referencia en los correladores del receptor P-RAKE, así como el utilizar un factor de peso mediante la técnica MRC a la salida de los correladores y aplicando el umbral correspondiente al 10% del “bin” de máxima energía del pulso recibido, fue la mejor opción; de la información obtenida en cada una de las distancias de 1 a 12 metros del modelo de simulación, se determinó la cantidad de “fingers” óptimo que ha de utilizarse en los correladores; en la tabla 4.13 se muestra el error promedio al estimar la distancia transmisor-receptor en cada una de las distancias del modelo de simulación y en la figura 4.11 se muestra gráficamente la comparación en el uso de 10,11,12,13 y 15 “fingers” en el receptor P-RAKE. En la figura se observa que en general el utilizar 12 “fingers”, se obtienen resultados óptimos al hacer el proceso de simulación en las distancias de 1 a 12 metros, aunque se observa que en las distancias de 2, 8 y 11 metros, utilizar 11 “fingers” da mejor resultados, en un sistema de localización si la complejidad y costo no es problema y se desea utilizar receptores P-RAKE, se podría pensar en un sistema que calcule distancias transmisor-receptor con las dos opciones, esto es, utilizando 11 “fingers” y utilizando 12 “fingers”.

Tabla 4.13. Error promedio en metros utilizando receptor P-RAKE, señal de referencia igual a una señal promedio, con factor de peso MRC a la salida de los correladores y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.

“Fingers”		Distancias (m)											
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	1	3.22	3.22	3.23	3.29	3.27	3.26	3.26	3.29	3.14	3.27	3.28	3.27
2	2	2.75	2.90	2.81	2.77	2.85	2.85	2.87	2.86	2.73	2.86	2.82	2.85
5	5	1.67	1.96	1.98	1.79	2.12	2.13	2.14	1.68	1.55	2.14	1.78	2.13
10	10	0.25	0.11	0.35	0.39	0.60	0.62	0.62	0.18	0.26	0.64	0.27	0.63
11	11	0.23	-0.18	0.17	0.17	0.38	0.34	0.33	-0.02	0.09	0.34	-0.01	0.34
12	12	0.17	-0.38	0.05	0.01	0.10	0.07	0.08	-0.18	-0.01	0.09	-0.22	0.09
13	13	0.13	-0.60	-0.13	-0.12	-0.18	-0.20	-0.19	-0.27	-0.12	-0.19	-0.42	-0.18
15	15	0.23	-0.74	-0.41	-0.14	-0.45	-0.48	-0.47	-0.33	-0.24	-0.46	-0.66	-0.46
16	16	0.26	-0.86	-0.46	-0.13	-0.50	-0.52	-0.51	-0.34	-0.28	-0.54	-0.70	-0.53
17	17	0.29	-0.86	-0.48	-0.11	-0.53	-0.50	-0.49	-0.33	-0.31	-0.49	-0.68	-0.49
18	18	0.31	-0.83	-0.46	-0.10	-0.51	-0.47	-0.48	-0.31	-0.31	-0.47	-0.64	-0.48
19	19	0.33	-0.82	-0.45	-0.10	-0.50	-0.45	-0.44	-0.30	-0.30	-0.43	-0.58	-0.43
20	20	0.32	-0.82	-0.45	-0.06	-0.47	-0.42	-0.42	-0.30	-0.27	-0.40	-0.57	-0.40
21	21	0.35	-0.79	-0.42	-0.04	-0.48	-0.43	-0.41	-0.30	-0.24	-0.39	-0.55	-0.39
22	22	0.34	-0.77	-0.40	-0.03	-0.44	-0.39	-0.38	-0.29	-0.25	-0.36	-0.54	-0.37
23	23	0.38	-0.78	-0.41	-0.01	-0.44	-0.38	-0.38	-0.29	-0.29	-0.36	-0.55	-0.37
24	24	0.37	-0.79	-0.39	-0.02	-0.41	-0.38	-0.38	-0.29	-0.29	-0.36	-0.55	-0.37
25	25	0.38	-0.79	-0.38	0.00	-0.41	-0.37	-0.37	-0.28	-0.27	-0.35	-0.54	-0.35
28	28	0.37	-0.82	-0.35	0.01	-0.43	-0.40	-0.40	-0.29	-0.30	-0.38	-0.52	-0.37
29	29	0.37	-0.82	-0.34	0.00	-0.42	-0.39	-0.38	-0.29	-0.34	-0.36	-0.50	-0.36
30	30	0.38	-0.82	-0.35	0.00	-0.40	-0.37	-0.39	-0.28	-0.37	-0.38	-0.50	-0.38
31	31	0.37	-0.81	-0.34	0.00	-0.40	-0.38	-0.39	-0.29	-0.42	-0.38	-0.49	-0.37
34	34	0.37	-0.75	-0.31	0.00	-0.39	-0.36	-0.36	-0.28	-0.37	-0.35	-0.50	-0.35
40	40	0.40	-0.72	-0.30	0.05	-0.41	-0.39	-0.36	-0.28	-0.31	-0.37	-0.48	-0.36
80	59	0.41	-0.71	-0.26	0.05	-0.38	-0.34	-0.32	-0.24	-0.28	-0.30	-0.48	-0.31
154	59	0.41	-0.71	-0.26	0.05	-0.38	-0.34	-0.32	-0.24	-0.28	-0.30	-0.48	-0.31

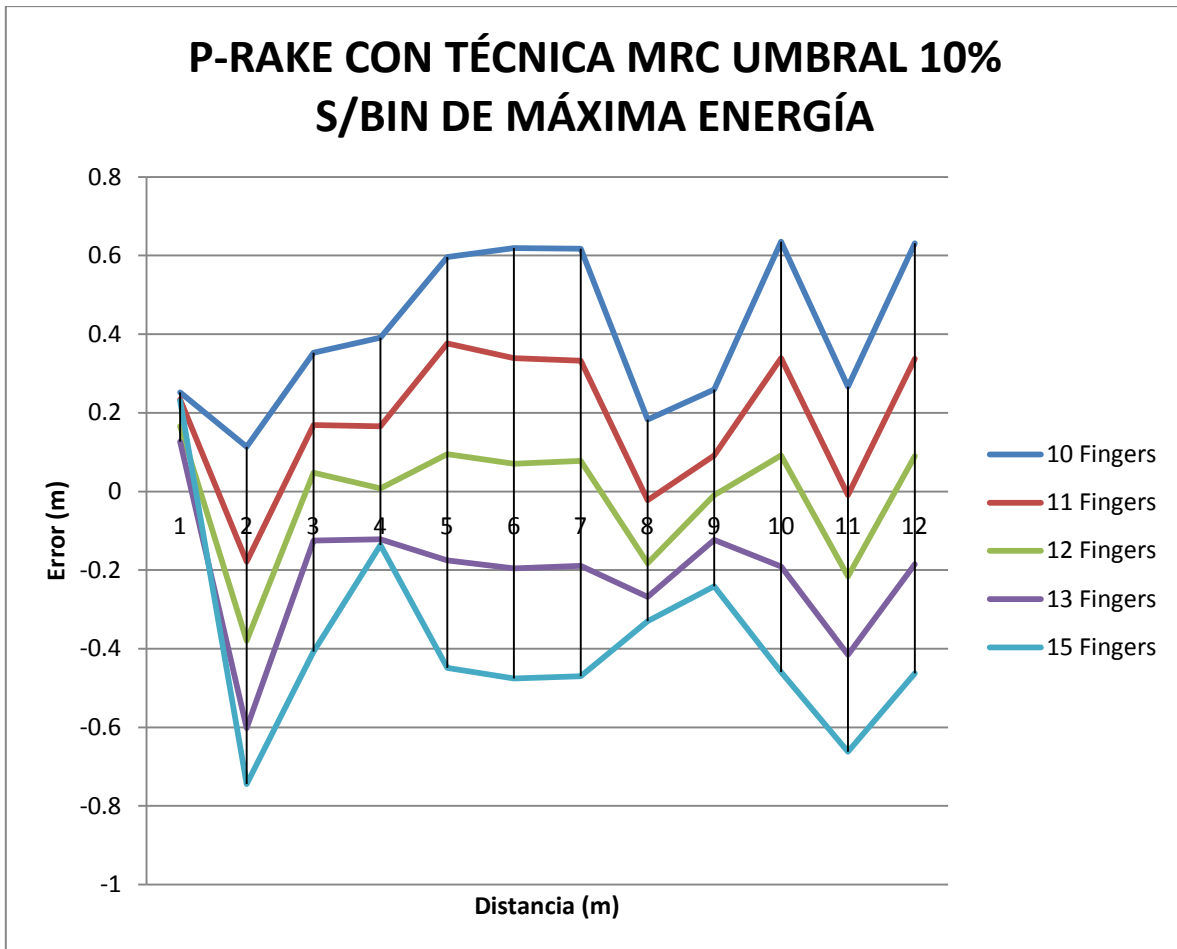


Figura 4.11. P-RAKE, con técnica MRC y umbral del 10% s/"bin" de máxima energía en distancia de 1 a 12 metros por "finger".

4.3 Análisis en receptor S-RAKE

En las secciones del 4.3.1 al 4.3.5 se muestran los resultados en tablas y gráficas de las simulaciones en las diferentes variantes del receptor S-RAKE, están calculados para una distancia de 1 metro del transmisor-receptor; en la sección 4.3.6, se hicieron los cálculos del error promedio en la estimación de la distancia de transmisión en las distancias de 1 a 12 metros, cuyos resultados son mostrados en las gráficas correspondientes en esa misma sección.

4.3.1 S-RAKE con factor de peso EGC y sin umbral

En las tablas 4.14, 4.15 y 4.16, se presentan los resultados obtenidos en receptores S-RAKE con los 3 tipos de referencia, utilizando técnica EGC como factor de peso a la salida de los correladores, y sin establecer un umbral para excluir los “bins” con niveles bajos de energía.

Se observa en la gráfica de la figura 4.12, que sin importar el tipo de señal de referencia que se use en los correladores del receptor S-RAKE, los valores del error promedio en la estimación de la distancia de transmisión, con un correlador (finger) es cercano a cero.

Tabla 4.14. Receptor S-RAKE con señal de referencia igual al pulso transmitido, con técnica EGC y sin umbral.

“Fingers”	Error estimado en tiempo		Error estimado en distancia		Porc. de Energía Capturada
	Promedio (ns)	σ (ns)	promedio (m)	σ (m)	
1	-0.108	2.88	-0.032	0.86	10.21
2	0.233	3.94	0.070	1.18	17.55
5	0.646	5.50	0.194	1.65	33.03
10	0.862	6.84	0.258	2.05	49.28
20	0.743	8.69	0.223	2.61	68.07
40	-4.802	15.31	-1.440	4.59	86.67
80	-15.590	27.99	-4.674	8.39	98.92
154	-50.848	63.38	-15.244	19.00	100.00

Tabla 4.15. Receptor S-RAKE con señal de referencia igual al pulso promedio, con técnica EGC y sin umbral.

“Fingers”	Error estimado en tiempo		Error estimado en distancia		Porc. de Energía Capturada
	promedio (ns)	σ (ns)	promedio (m)	σ (m)	
1	0.176	4.13	0.053	1.24	10.21
2	0.422	3.90	0.126	1.17	17.55
5	0.991	5.75	0.297	1.72	33.03
10	0.948	6.81	0.284	2.04	49.28
20	1.041	8.07	0.312	2.42	68.07
40	-2.233	14.03	-0.670	4.21	86.67
80	-13.452	27.68	-4.033	8.30	98.92
154	-53.402	62.43	-16.010	18.72	100.00

Tabla 4.16. Receptor S-RAKE con señal de referencia igual a una señal promedio, con técnica EGC y sin umbral.

"Fingers"	Error estimado en tiempo		Error estimado en distancia		Porc. de Energía Capturada
	promedio (ns)	σ (ns)	promedio (m)	σ (m)	
1	-0.086	3.27	-0.026	0.98	10.21
2	0.080	3.84	0.024	1.15	17.55
5	0.147	4.17	0.044	1.25	33.03
10	0.119	4.92	0.036	1.47	49.28
20	0.067	5.39	0.020	1.62	68.07
40	-0.286	4.68	-0.086	1.40	86.67
80	-0.777	4.69	-0.233	1.41	98.92
154	-0.713	5.02	-0.214	1.50	100.00

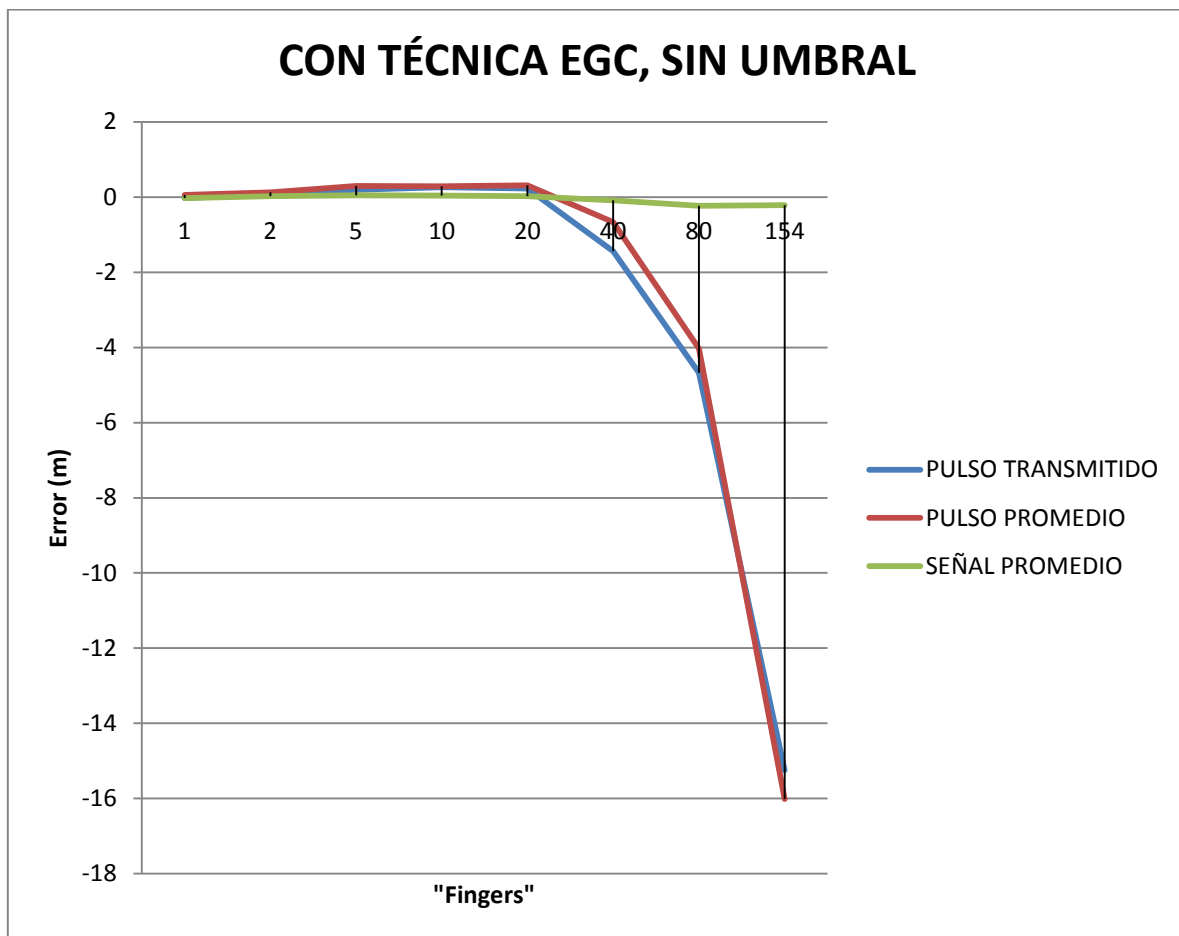


Figura 4.12. Gráfica comparativa del S-RAKE con las 3 señales de referencia con técnica EGC, sin umbral.

4.3.2 S-RAKE con factor de peso MRC y sin umbral

Las tablas 4.17, 4.18 y 4.19 muestran los resultados que arrojan los receptores S-RAKE aplicando un factor de peso MRC a la salida de los correladores y sin aplicar umbral a los “bins” de la señal recibida. En los resultados obtenidos al igual que en la sección 4.3.1, no importa el tipo de señal de referencia utilizada en los correladores del receptor S-RAKE, utilizando un “finger” se obtienen valores en el error promedio cercanos a cero. En la gráfica de la figura 4.13 se muestran los 3 tipos de referencia y se ve claramente que con sólo un “finger” es suficiente para tener valores cercanos a cero en el error promedio al estimar el TOA y la distancia transmisor-receptor.

Tabla 4.17. Receptor S-RAKE, señal de referencia igual al pulso transmitido, con técnica MRC a la salida de los correladores y sin umbral.

“Fingers”	Error estimado en tiempo		Error estimado en distancia		Porc. de Energía Capturada
	promedio (ns)	σ (ns)	promedio (m)	σ (m)	
1	-0.108	2.88	-0.032	0.86	10.21
2	-0.311	5.98	-0.093	1.79	17.55
5	-4.528	13.83	-1.357	4.15	33.03
10	-21.215	21.23	-6.360	6.37	49.28
20	-41.295	11.19	-12.380	3.35	68.07
40	-49.567	13.32	-14.860	3.99	86.67
80	-72.987	9.52	-21.881	2.85	98.92
154	-135.170	35.71	-40.523	10.71	100.00

Tabla 4.18. Receptor S-RAKE, señal de referencia igual al pulso promedio, con técnica MRC a la salida de los correladores y sin umbral.

“Fingers”	Error estimado en tiempo		Error estimado en distancia		Porc. de Energía Capturada
	promedio (ns)	σ (ns)	promedio (m)	σ (m)	
1	0.176	4.13	0.053	1.24	10.21
2	-0.019	6.72	-0.006	2.01	17.55
5	-3.941	13.42	-1.181	4.02	33.03
10	-20.205	21.13	-6.057	6.34	49.28
20	-40.471	10.89	-12.133	3.27	68.07
40	-48.924	14.23	-14.667	4.27	86.67
80	-72.613	8.19	-21.769	2.45	98.92

154	-137.080	29.54	-41.096	8.85	100.00
-----	----------	-------	---------	------	--------

Tabla 4.19. Receptor S-RAKE, señal de referencia igual a una señal promedio, con técnica MRC a la salida de los correladores y sin umbral.

"Fingers"	Error estimado en tiempo		Error estimado en distancia		Porc. de Energía Capturada
	promedio (ns)	σ (ns)	promedio (m)	σ (m)	
1	-0.086	3.27	-0.026	0.98	10.21
2	-0.333	3.54	-0.100	1.06	17.55
5	0.099	4.49	0.030	1.34	33.03
10	0.687	5.22	0.206	1.56	49.28
20	1.111	5.66	0.333	1.70	68.07
40	1.429	6.44	0.428	1.93	86.67
80	1.530	6.90	0.459	2.07	98.92
154	1.507	6.70	0.452	2.01	100.00

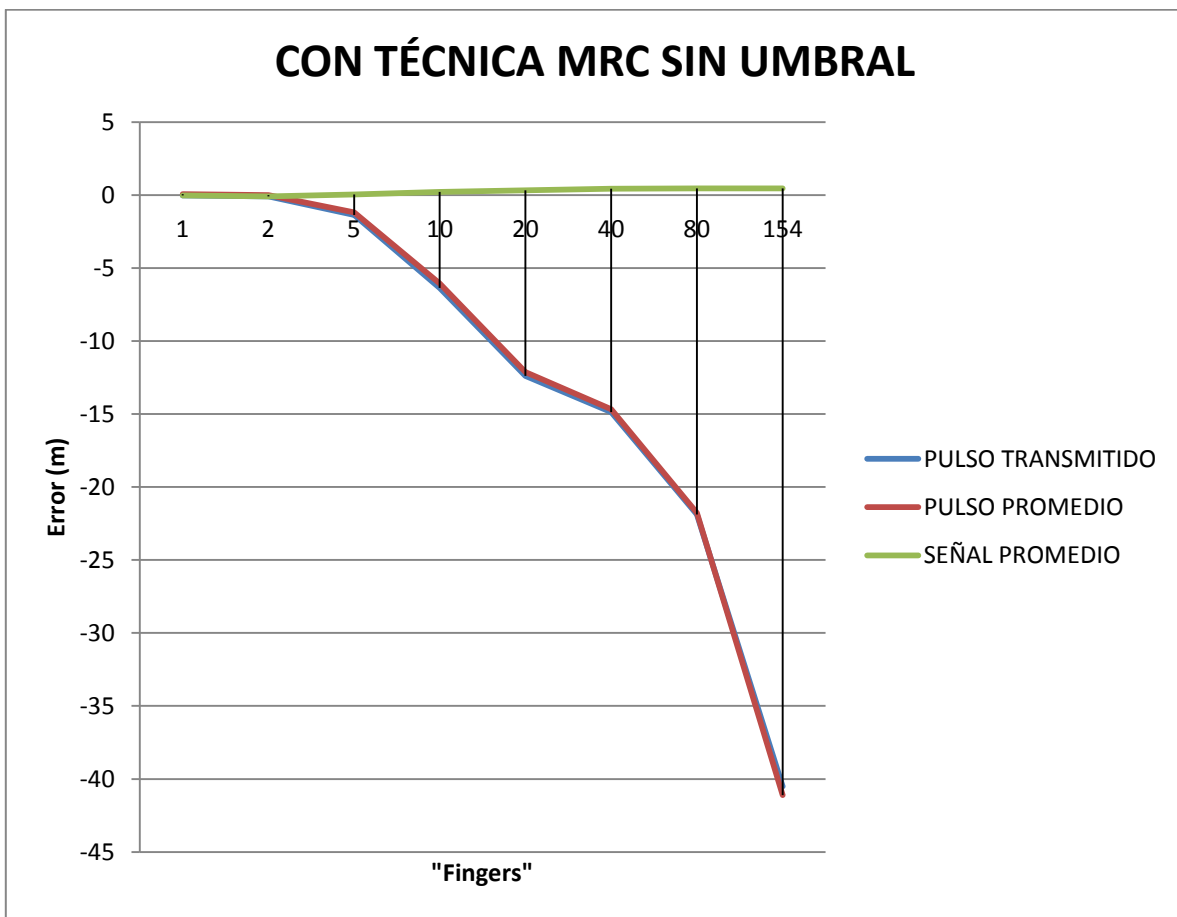


Figura 4.13. Gráfica comparativa del S-RAKE con las 3 señales de referencia con técnica MRC, sin umbral.

4.3.3 S-RAKE sin factor de peso EGC y con umbral correspondiente al 10% del “bin” de máxima energía de la señal recibida

En las tablas 4.20, 4.21 y 4.22, se presentan los resultados que arrojan los receptores S-RAKE en la variante que utiliza un factor de peso EGC a la salida de los correladores, estableciendo un umbral que corresponde al 10% del “bin” de energía máxima de la señal recibida. Podemos ver que al utilizar un “finger” en cualquiera de las 3 señales de referencia que se use en los correladores, al igual que en la sección anterior, se obtiene el mínimo error en la estimación de la distancia transmisor-receptor. En la figura 4.14 se muestra la gráfica comparativa de las 3 señales de referencia, en donde se observa claramente que sólo necesitamos un “finger” en el correlador para detectar la señal transmitida y obtener a la salida del correlador un error promedio cercano a cero en la estimación de la distancia transmisor-receptor. En las 3 variantes de señal de referencia, conforme aumenta el número de “fingers” el promedio de error aumenta, esto se debe a que con el primer “finger” en un S-RAKE se captura el componente multitrayectoria con máxima energía, suficiente para calcular el TOA con un mínimo de error, pero cada “finger” siguiente, captura un componente donde el nivel de SNR va disminuyendo, agregando error en el cálculo del TOA.

Tabla 4.20 Receptor S-RAKE, señal de referencia igual al pulso transmitido, con técnica EGC y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.

“Fingers”		Error estimado en tiempo		Error estimado en distancia		Porc. de Energía Capturada
		promedio (ns)	σ (ns)	promedio (m)	σ (m)	
1	1	-0.108	2.88	-0.032	0.86	10.21
2	2	0.233	3.94	0.070	1.18	17.55
5	5	0.646	5.50	0.194	1.65	33.03
10	10	0.862	6.84	0.258	2.05	49.26
20	20	0.721	8.62	0.216	2.58	67.17
40	40	-0.881	10.87	-0.264	3.26	76.72
80	59	-0.831	11.05	-0.249	3.31	77.05
154	59	-0.831	11.05	-0.249	3.31	77.05

Tabla 4.21. Receptor S-RAKE, señal de referencia igual al pulso promedio, con técnica EGC y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.

“Fingers”		Error estimado en tiempo		Error estimado en distancia		Porc. de Energía Capturada
		promedio (ns)	σ (ns)	promedio (m)	σ (m)	
1	1	0.286	3.57	0.086	1.07	10.21
2	2	0.362	4.84	0.109	1.45	17.55
5	5	1.217	7.12	0.365	2.13	33.03
10	10	1.132	7.67	0.339	2.30	49.26
20	20	1.686	10.33	0.505	3.10	67.17
40	40	-0.199	12.39	-0.060	3.71	76.72
80	59	0.020	12.66	0.006	3.80	77.05
154	59	0.020	12.66	0.006	3.80	77.05

Tabla 4.22. Receptor S-RAKE, señal de referencia igual a una señal promedio, con técnica EGC y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.

“Fingers”		Error estimado en tiempo		Error estimado en distancia		Porc. de Energía Capturada
		promedio (ns)	σ (ns)	promedio (m)	σ (m)	
1	1	-0.086	3.27	-0.026	0.98	10.21
2	2	0.080	3.84	0.024	1.15	17.55
5	5	0.147	4.17	0.044	1.25	33.03
10	10	0.117	4.92	0.035	1.47	49.26
20	20	0.073	5.39	0.022	1.62	67.17
40	40	-0.278	4.33	-0.083	1.30	76.72
80	59	-0.291	4.31	-0.087	1.29	77.05
154	59	-0.291	4.31	-0.087	1.29	77.05

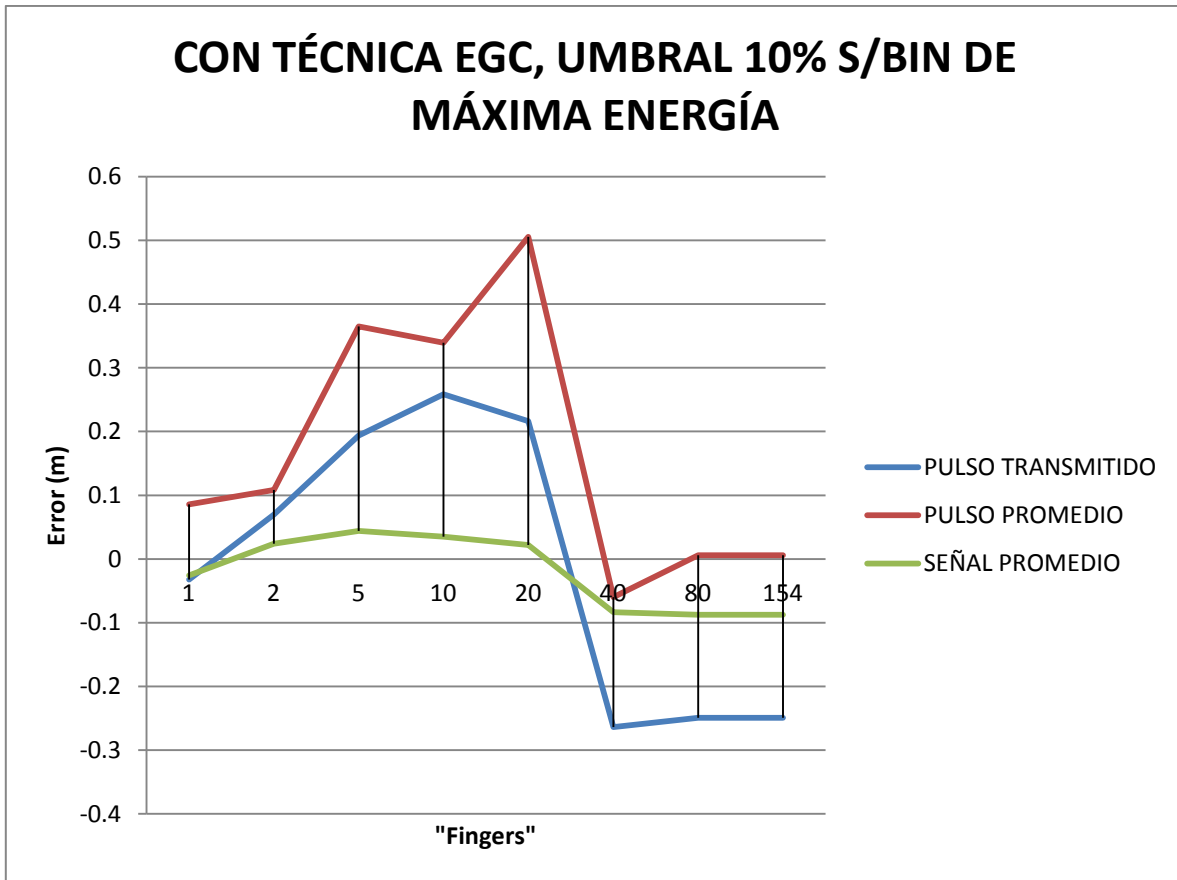


Figura 4.14. Gráfica comparativa del S-RAKE con las 3 señales de referencia con técnica EGC y umbral del 10% s/bin de máxima energía.

4.3.4 S-RAKE con factor de peso MRC y con umbral correspondiente al 10% del “bin” de máxima energía de la señal recibida

En las tablas 4.23, 4.24 y 4.25, se presentan los resultados que arrojan los receptores S-RAKE, utilizando un factor de peso MRC a la salida de los correladores, y estableciendo el umbral que corresponde al 10% del “bin” de energía máxima de la señal recibida. Se observa al igual que en las variantes anteriores, que un “finger” en el receptor S-RAKE es suficiente para detectar la señal transmitida y obtener un error promedio muy cercano a cero; esto se puede observar claramente en la figura 4.15 donde se muestra la gráfica comparativa de las 3 señales de referencia.

Tabla 4.23. Receptor S-RAKE con señal de referencia igual al pulso transmitido, con técnica MRC en los correladores y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.

“Fingers”		Error estimado en tiempo		Error estimado en distancia		Porc. de Energía Capturada
		promedio (ns)	σ (ns)	promedio (m)	σ (m)	
1	1	-0.108	2.88	-0.032	0.86	10.21
2	2	-0.311	5.98	-0.093	1.79	17.55
5	5	-4.528	13.83	-1.357	4.15	33.03
10	10	-21.160	21.22	-6.344	6.36	49.26
20	20	-40.591	12.37	-12.169	3.71	67.17
40	40	-43.899	13.71	-13.161	4.11	76.72
80	59	-44.361	13.54	-13.299	4.06	77.05
154	59	-44.361	13.54	-13.299	4.06	77.05

Tabla 4.24. Receptor S-RAKE, señal de referencia igual al pulso promedio, con técnica MRC a la salida de los correladores y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.

“Fingers”		Error estimado en tiempo		Error estimado en distancia		Porc. de Energía Capturada
		promedio (ns)	σ (ns)	promedio (m)	σ (m)	
1	1	0.286	3.57	0.086	1.07	10.21
2	2	-0.017	6.36	-0.005	1.91	17.55
5	5	-4.254	14.14	-1.275	4.24	33.03
10	10	-20.871	21.21	-6.257	6.36	49.26
20	20	-40.310	12.50	-12.085	3.75	67.17
40	40	-43.700	13.89	-13.101	4.16	76.72
80	59	-43.623	14.57	-13.078	4.37	77.05
154	59	-43.623	14.57	-13.078	4.37	77.05

Tabla 4.25. Receptor S-RAKE con señal de referencia igual a una señal promedio, con técnica MRC en los correladores y con umbral del 10% del “bin” de máxima energía.

“Fingers”		Error estimado en tiempo		Error estimado en distancia		Porc. de Energía Capturada
		promedio (ns)	σ (ns)	promedio (m)	σ (m)	
1	1	-0.086	3.27	-0.026	0.98	10.21
2	2	-0.333	3.54	-0.100	1.06	17.55
5	5	0.099	4.49	0.030	1.34	33.03
10	10	0.687	5.22	0.206	1.56	49.26
20	20	1.123	5.66	0.337	1.70	67.17
40	40	1.407	6.17	0.422	1.85	76.72
80	59	1.384	6.17	0.415	1.85	77.05
154	59	1.384	6.17	0.415	1.85	77.05

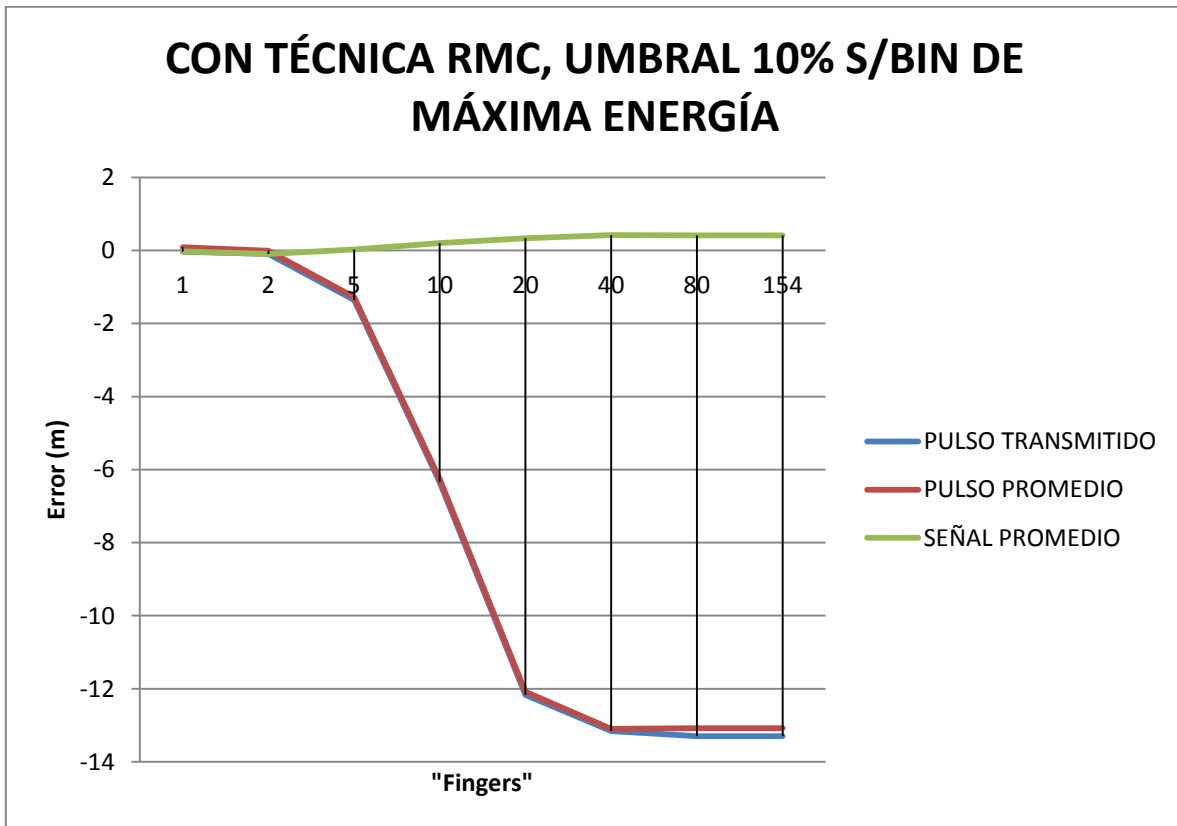


Figura 4.15. Gráfica comparativa del S-RAKE con las 3 señales de referencia con técnica MRC y umbral del 10% s/bin de máxima energía.

4.3.5 Opción óptima en las cuatro variantes del receptor S-RAKE

En la presentación de los resultados de los 3 tipos de señales de referencia utilizados en los correladores del receptor S-RAKE, en cada una de las 4 variantes propuestos en las que se hicieron las simulaciones, utilizando sólo un “finger” en el receptor S-RAKE se obtuvo un valor mínimo en el error promedio al estimar el TOA, y por consiguiente, la distancia transmisor-receptor; la razón de esto es que el utilizar un “finger” en el receptor S-RAKE, permite capturar el componente multitrayectoria con más energía de todas las réplicas recibidas del pulso transmitido, razón por la cual este componente con máxima energía capturada, es suficiente para detectar el pulso transmitido.

En las figuras 4.16, 4.17 y 4.18 se muestra la comparación de las 4 variantes en el receptor S-RAKE en cada una de las señales de referencia que utilizan los correladores; se observa que no importa el tipo de señal de referencia utilizada en los correladores,

utilizando solamente un “finger” en el receptor, se obtiene un valor mínimo en el error promedio en la estimación del TOA y la distancia transmisor-receptor.

Al obtenemos un error mínimo en los valores del error promedio, utilizando cualquiera de las 3 señales de referencia y en cualquiera de las variantes de factor de peso en los correladores y de umbral, se tomó por su simplicidad la siguiente combinación de las variantes en el receptor S-RAKE como mejor opción, y con los cuales se obtienen y se presentan gráficamente los resultados de simulación en las distancias de 1 a 12 metros:

- Señal de referencia en los correladores del S-RAKE igual al pulso transmitido.
- Sin utilizar un factor de peso a la salida de los correladores.
- Sin aplicar un umbral para excluir “bins” con débil energía.

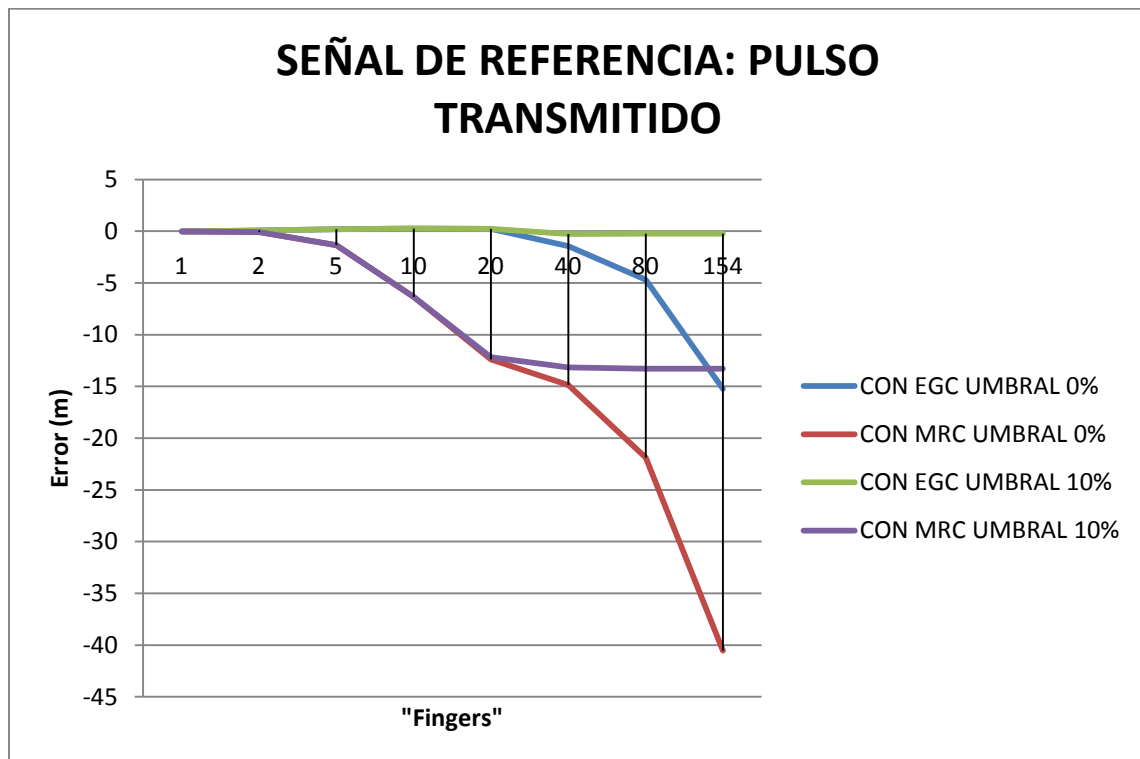


Figura 4.16. Gráfica comparativa con las 4 variantes del receptor S-RAKE con señal de referencia igual al pulso transmitido.

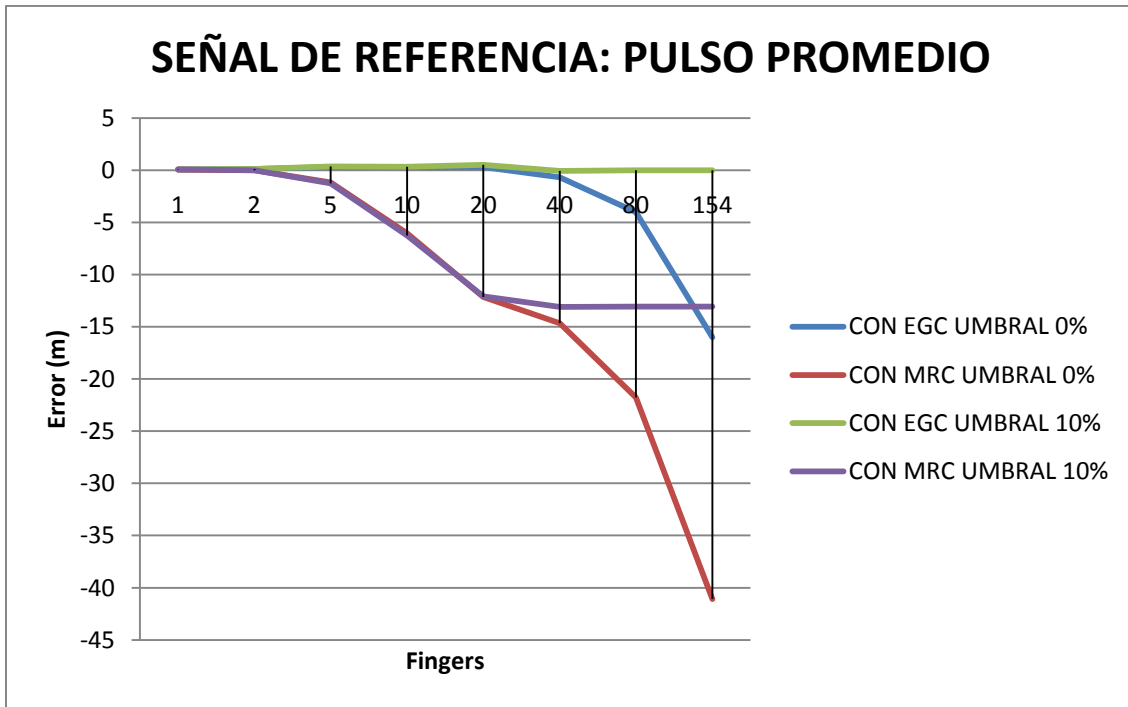


Figura 4.17. Gráfica comparativa con las 4 variantes del receptor S-RAKE con señal de referencia igual al pulso promedio.

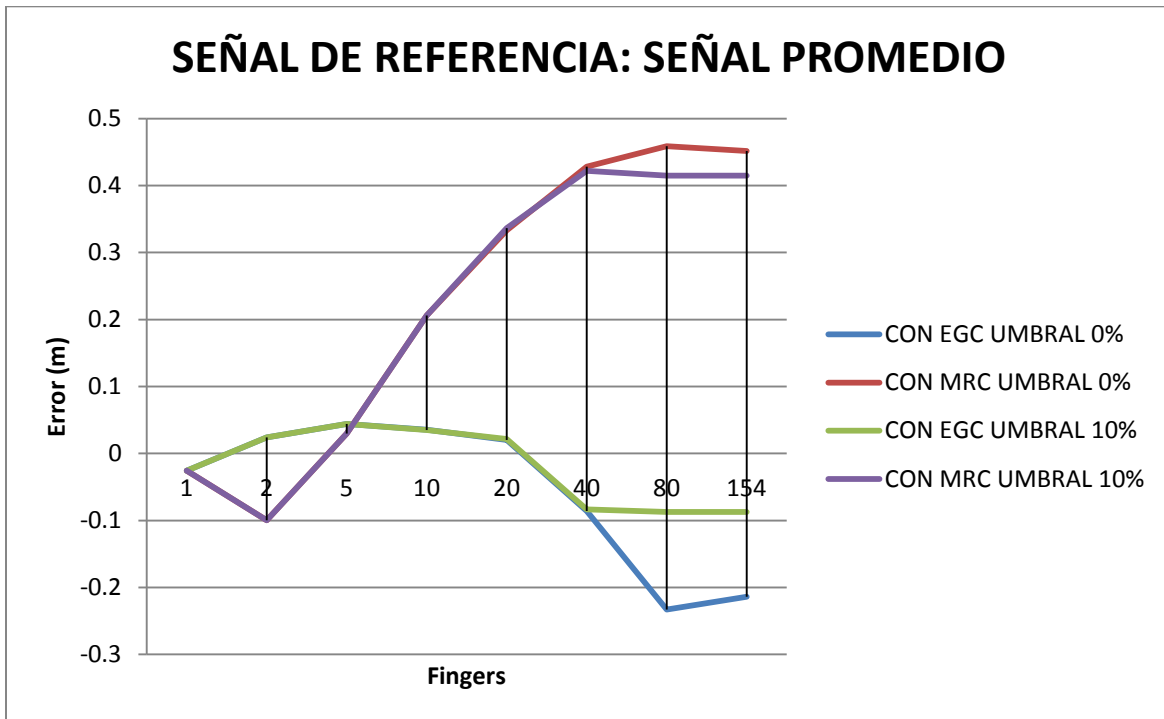


Figura 4.18. Gráfica comparativa con las 4 variantes del receptor S-RAKE con señal de referencia igual a la señal promedio.

4.3.6 Gráficas comparativas en distancias de 1 a 12 metros

La gráfica 4.19, presenta los resultados de la simulación en donde se observa que la tendencia para todas las distancias es la misma que para un metro, solamente necesitamos un “finger” en el receptor S-RAKE para detectar la señal y obtener valor mínimo en el promedio de error en la estimación del TOA y la distancia transmisor-receptor.

La gráfica de la figura 4.20 es un promedio de todas las distancias de 1 a 12 metros en las que se hizo la simulación y muestra que con sólo un “finger”, cualquiera de los 3 tipos de señales que se usen como señal de referencia, arroja un promedio de error cercano a cero.

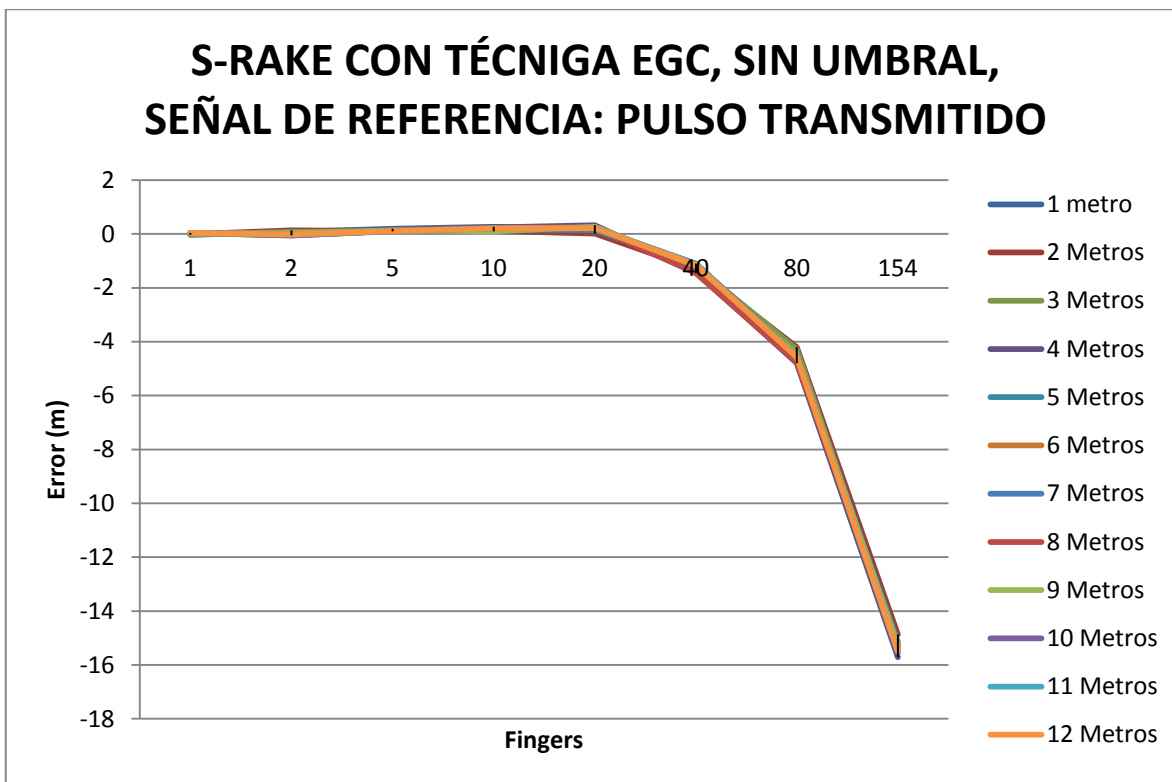


Figura 4.19. Gráfica comparativa de la simulación en distancias de 1 a 12 metros con técnica EGC, sin umbral con respuesta al impulso igual al pulso transmitido.

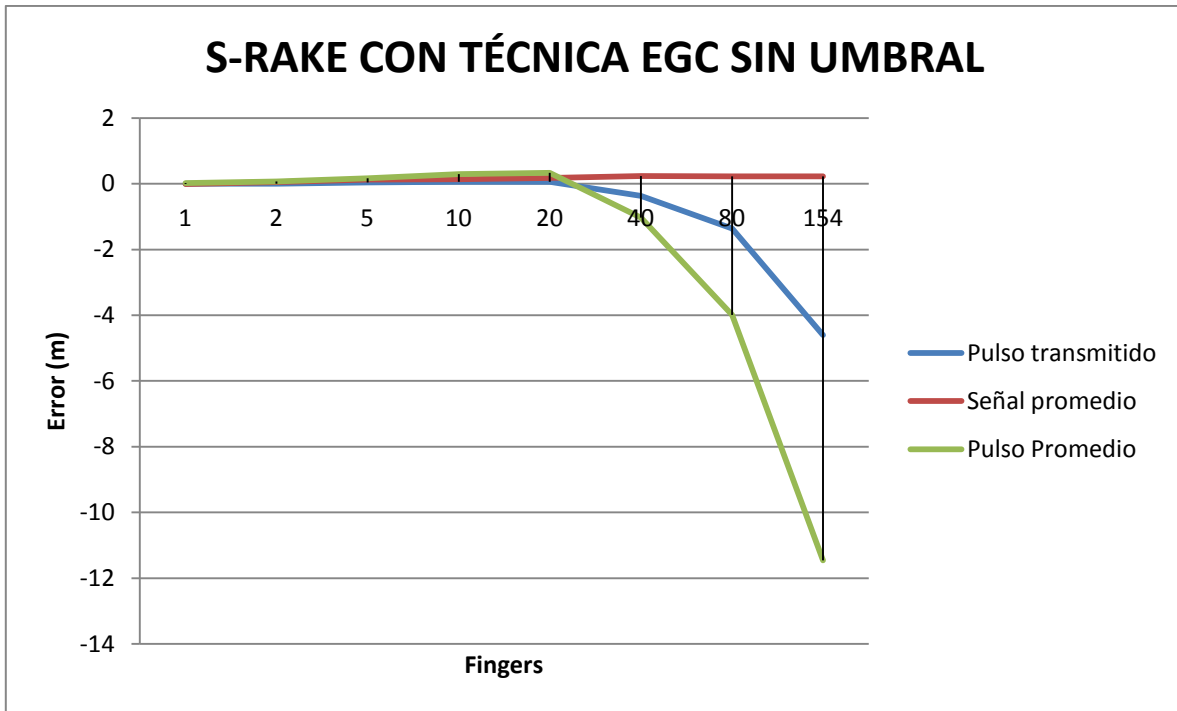


Figura 4.20. Media en distancia de 1 a 12 metros con técnica EGC sin umbral.

4.3.7 Cantidad óptima de “fingers” en el receptor S-RAKE

Para mostrar que solamente un “finger” en el receptor S-RAKE es suficiente para detectar la señal y obtener un error mínimo en la estimación del TOA, en la tabla 4.26 se muestran los resultados del error promedio en la estimación de la distancia transmisor-receptor en las distancias de 1 a 12 metros, y en la figura 4.21 se muestra gráficamente que utilizando sólo un “finger”, el error promedio en cada una de las distancias están cercanos a cero.

Tabla 4.26. Receptor S-RAKE, señal de referencia igual al pulso transmitido, con técnica EGC y sin umbral.

“Fingers”	Distancias (m)											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	-0.03	-0.02	-0.03	0.00	0.03	0.03	0.04	0.02	0.00	0.04	0.04	0.04
2	0.07	0.13	0.07	-0.02	-0.02	-0.06	-0.05	-0.01	0.02	-0.04	-0.03	-0.02
5	0.19	0.11	0.11	0.13	0.11	0.10	0.10	0.13	0.13	0.11	0.11	0.11
10	0.26	0.11	0.20	0.24	0.17	0.20	0.21	0.22	0.10	0.21	0.20	0.20
20	0.22	0.01	0.23	0.33	0.15	0.23	0.22	0.25	0.26	0.20	0.22	0.21
40	-1.44	-1.30	-1.19	-1.41	-1.19	-1.15	-1.13	-1.46	-1.19	-1.10	-1.12	-1.15
80	-4.67	-4.20	-4.29	-4.79	-4.50	-4.52	-4.54	-4.76	-4.48	-4.54	-4.56	-4.57
154	-15.24	-14.87	-15.35	-15.71	-15.16	-15.39	-15.56	-15.29	-15.27	-15.51	-15.50	-15.49

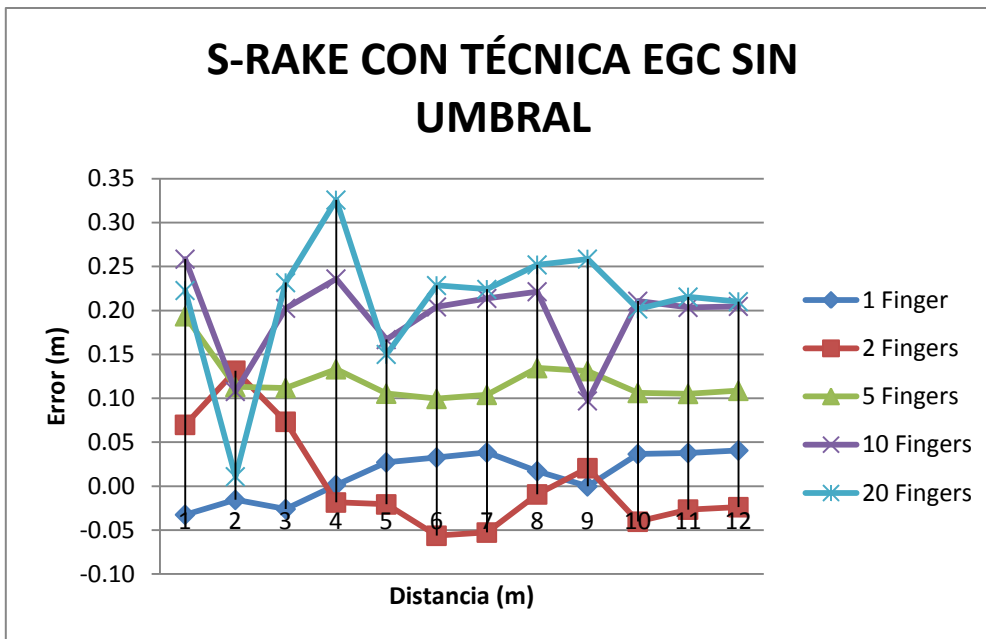


Figura 4.21. Distancia de 1 a 12 metros por “finger” con técnica EGC, sin umbral.

Capítulo 5

Conclusiones y trabajo futuro

5.1 Resultados de la tesis

Un modelo de canal autoregresivo nos permitió simular una transmisión inalámbrica de un tren de 1000 pulsos Gaussianos modulados a una frecuencia central de 5 GHz; en la parte del receptor se experimentó y se obtuvieron resultados con un receptor P-RAKE y un receptor S-RAKE, utilizando en cada uno separadamente 3 tipos de señales de referencia que fueron usados en los correladores de cada receptor, las cuales son:

- Pulso transmitido
- Pulso promedio
- Señal promedio

Se emplearon además en cada receptor con cada tipo de señal de referencia, 4 variantes para el cálculo del TOA y la distancia de transmisión:

- Receptor RAKE con factor de peso mediante la técnica MRC a la salida de los correladores.
- Receptor RAKE sin factor de peso a la salida de los correladores
- Utilización de un umbral para eliminar “bins” del pulso recibido con bajo nivel de energía que corresponde al 10% del “bin” de máxima energía.

- Procesamiento del pulso recibido sin utilizar umbral

Se generaron tablas y gráficas comparativas en cada una de las variantes, de las de los cuales se obtuvieron los resultados expuestos a continuación.

5.1.1 Receptor P-RAKE

En el capítulo 4 al analizar los resultados en cada una de las variantes utilizadas en el receptor P-RAKE, el resultado óptimo se obtuvo utilizando 12 “fingers”, y la siguiente combinación de las variantes:

- Señal promedio como señal de referencia donde cada “bin” consecutivo corresponde a la respuesta al impulso en cada “finger” consecutivo del receptor.
- Utilización de un factor de peso mediante la técnica MRC a la salida de los correladores
- Establecimiento de un umbral correspondiente al 10% del “bin” de máxima energía del pulso recibido para excluir “bins” con niveles bajos de energía.

En la tabla 5.1 se muestran estos resultados obtenidos utilizando 12 “fingers” y con la combinación anterior en las variantes, y de la cual obtenemos la media y la desviación estándar:

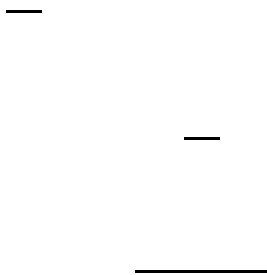


Tabla 5.1. Error promedio en la distancia estimada en cada distancia del modelo de simulación utilizando P-RAKE.

Metros	Error promedio	
	TOA (ns)	Distancia (m)
1	0.553	0.166
2	-1.267	-0.380
3	0.1589	0.048
4	0.0253	0.008
5	0.3170	0.091
6	0.2337	0.070
7	0.2589	0.078
8	-0.6103	-0.180
9	-0.0302	-0.009
10	0.3043	0.090
11	-0.7203	-0.216
12	0.2989	0.090

5.1.2 Receptor S-RAKE

Al analizar en el capítulo 4 el receptor S-RAKE, el resultado óptimo se obtuvo utilizando un “finger”, sin importar el tipo de señal utilizada como señal de referencia en los correladores del receptor, ni las demás variantes utilizadas como son el factor de peso y si se usa o no el umbral del 10% sobre el “bin” de máxima energía, para excluir “bins” con bajos niveles de energía, por lo tanto, se seleccionó la combinación más simple como mejor opción la cual es la siguiente:

- Pulso transmitido como señal de referencia en cada uno de los correladores del receptor S-RAKE
- Utilizando factor de peso EGC a la salida de los correladores
- Sin establecer un umbral para excluir “bins” con bajo nivel de energía

En la tabla 5.2 se muestran los resultados obtenidos utilizando un “finger” con la combinación anterior en las variantes, y de la cual obtenemos la media y la desviación estándar.

Tabla 5.2. Error promedio en la distancia estimada en cada distancia del modelo de simulación utilizando S-RAKE.

Metros	Error promedio	
	TOA (ns)	Distancia (m)
1	-0.1082	-0.0325
2	-0.0520	-0.0155
3	-0.0870	-0.0260
4	0.0050	0.0014
5	0.0910	0.0272
6	0.1090	0.0327
7	0.1280	0.0383
8	0.0570	0.0171
9	0.0000	-0.0001
10	0.1220	0.0366
11	0.1260	0.0378
12	0.1360	0.0407

5.2 Conclusiones

En este trabajo de tesis se hizo la evaluación en la estimación de distancia de transmisión, mediante la técnica TOA de una señal transmitida a través de un canal inalámbrico multitrayectoria utilizando tecnología UWB y mediante el uso de filtros acoplados en arreglos que forman receptores RAKE. La evaluación se hizo por simulación utilizando el la plataforma de MatLab y un modelo de canal inalámbrico autoregresivo de respuesta en frecuencia. La experimentación se hizo en dos tipos de receptores RAKE, el receptor P-RAKE y el receptor S-RAKE en distancias de 1 a 12 metros experimentando con 3 tipos de señales como patrón de referencia en cada correlador los cuales son: pulso transmitido, señal promedio, pulso promedio. También se compararon los resultados utilizando factor de peso EGC y MRC a la salida de los correladores así como un umbral

del 10% sobre el “bin” de máxima energía para excluir aquellas replicas con niveles bajos de SNR y sin usar tal umbral.

Mediante el receptor S-RAKE, se obtuvo un error promedio de 2.55 cm utilizando un sólo correlador, con la combinación de variantes más simples, por lo tanto, en cuanto a exactitud en la estimación es más apropiado el receptor S-RAKE que el P-RAKE en un sistema de localización de transmisores, pero tiene la particularidad que para calcular la distancia de transmisión, primero se tiene que leer toda la señal recibida para identificar la energía de cada réplica que llega al receptor para procesar las M réplicas más fuertes que corresponde a los M correladores de que consta el receptor S-RAKE, llevando consigo el uso de más recursos de memoria en hardware. Por lo antes expuesto se puede decir que el receptor S-RAKE es en esencia más complejo que un receptor P-RAKE.

En cuanto a los receptores P-RAKE, ofrecen un promedio de error y desviación estándar mayor que S-RAKE que son de 11.94 cm y 9.99 cm respectivamente utilizando 12 correladores; en este método se envía inicialmente un tren de pulsos para establecer una señal promedio recibida y utilizada como señal de referencia además que a la salida de los correladores se utiliza la técnica MRC como factor de peso y procesando sólo aquellas réplicas que tengan arriba del 10% del “bin” de máxima energía. Una ventaja que puede considerarse en los receptores P-RAKE es menos complejo que el receptor S-RAKE ya que las réplicas de la señal se van procesando conforme van llegando al receptor, hasta procesar las M réplicas de que constan el receptor P-RAKE. Aunque el receptor P-RAKE es más sencillo, utiliza más correladores que el receptor S-RAKE en su operación óptima que son 12 correladores.

El tipo de receptor que ha de utilizarse en la estimación del TOA dependerá de los aspectos que cumplan las expectativas para el proyecto en particular tales como exactitud en la estimación, complejidad y costo.

5.3 Trabajo futuro

Mediante la estimación del TOA se puede estimar la distancia de transmisión de un nodo transmisor a un receptor utilizando la formula de la velocidad $d = vt$, donde t es el TOA estimado, y v es la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas (3×10^8 m/s); la utilización de un solo receptor no es suficiente para establecer la posición exacta de

un transmisor, por lo que como trabajo futuro se propone el uso de 3 receptores P-RAKE o S-RAKE para estimar la distancia del transmisor a cada receptor mediante las cuales con un algoritmo de triangulación se obtenga la posición del transmisor, como es mostrado en la figura 2.17.

Bibliografía

- [1] Ian Oppermann, Matti Hamalainen, Jari Iinatti. UWB Theory and Applications. John Wiley and Sons. USA, pp 1, 5, 68,67-70. 2004.
- [2] Sinan Gezici, H. Vincent Poor. Position Estimation via Ultra-Wideband Signals. Proceedings of the IEEE.0807.2730v1. Jul. 2008.
- [3] Federal Communications Commission. First Report and Order 02-48. Pp 12-15. 2002.
- [4] Sinan Gezici, Zhi Tian, Georgios B. Biannakis, Hisashi, Andreas F. Molisch, H. Vincent Poor, Zafer Sahinoglu. Localization via Ultra-Wideband Radios: A look at positioning aspects for future sensor networks. IEEE Signal Processing Magazine. 22. 4. pp. 70-84. Jul. 2005.
- [5] Sinan Gezici, Zafer Sahinoglu,2 Andreas F. Molisch, Hisashi Kobayashi, and H. Vincent Poor. Two-Step Time of Arrival Estimation for Pulse-Based Ultra-Wideband Systems. Hindawi Publishing Corporation EURASIP Journal on advances in Signal Processing Volume 2008, Article ID 529134.
- [6] Andreas F. Molisch, Kannan Balakrishnan, Chia-Chin Chong, Shahriar Emami, Andrew Fort, Johan Karedal, Juergen Kunisch, Hans Schantz, Ulrich Schuster, Kai Siwiak. IEEE 802.15.4a channel model – Final report. Sep, 2004
- [7] Guvenc, Z. Sahinoglu. Threshold-Based TOA Estimation for Impulse Radio UWB Systems. Mitsubishi Electric Research Labs. TR2005-026. Dec. 2005.
- [8] Z.N. Low, J.H.Cheong, C.L. Law, W. T. Ng., Y. J. Lee. Pulse Detection Algorithm for Line-of-Sight (LOS) UWB Ranging Applications. IEEE Antennas and wireless propagation letters, vol 4, 2005

- [9] Shaohua Wu, Qinyu Zhang, Rongfei Fan, Naitong Zhang. Match-Filtering Based TOA Estimation for IR-UWB Ranging Systems. IEEE, 2008
- [10] William Turin, Rittwik Jana, Saeed S. Ghassemzadeh, Christopher W. Rice. Autoregressive Modeling of an Indoor UWB Channel. AT&T Labs-Research, NJ. IEEE, 2002.
- [11] Enrique René Bastidas Puga, Fernando Ramirez Mireles, David Muñoz Rodriguez. Performance of UWB PPM in Residential Multipath Environments. IEEE, 2003.
- [12] Enrique René Bastidas Puga, Fernando Ramirez Mireles, David Muñoz Rodriguez. On Fading Margin in Ultra-Wide Band Communications Over Multipath Channels. IEEE, 2005.
- [13] Saeed S. Ghassemzadeh, Rittwik Jana, Christopher W. Rice, William Turin. A statistical path loss model for in-home uwb channels. IEEE. 2002
- [14] Maria Gabriella Di Benedetto, Guerino Giancola. Understanding Ultra Wide Band Radio Fundamentals. Prentice Hall. pp.26, 188, 296. 2004
- [15] Gabriel Velasco Sotomayor, Piotr Marin Wisniewski. Probabilidad y Estadística para Ingeniería y Ciencias. Thomson Learning. Pp. 96. 2001.
- [16] Recomendación UIT-R SM. 1755. Características de la tecnología de ultra banda ancha. 2006.
- [17] Moe Z. Win, Robert A. Scholtz. Impulse Radio: How it works". IEEE Communications letters. 2. 1. pp. 36-38. 1998.
- [18] Theodore S. Rappaport. Wireless Communications, Principles and Practice. Prentice Hall. 2nd edition. USA, pp. 177,106,199,395. 2002.
- [19] Simon Haykin, Michael Moher. Modern Wireless Communications. Pearson Prentice Hall. USA, pp 36,42,58. 2005.
- [20] Bernard Sklar. Digital Communications, Fundamentals and Applications. Prentice Hall. Second edition. USA. Pp. 122-124,30. 2001.