

Estimación conjunta de TOA y DOA en sistemas UWB para localización

Proyecto Final de Carrera

Eva Lagunas Targarona

e-mail: elagunas@gps.tsc.upc.edu

Departament de Teoria del Senyal i Comunicacions (TSC)
Telecom BCN
Universitat Politècnica de Catalunya (UPC)



Director/a de Proyecto: Prof. Dr. Montse Nájjar Martón
e-mail: montse.najar@upc.edu

Barcelona, Junio 2009

Agradecimientos

A mi familia, a Montse Nájjar y a Mónica Navarro.

Índice general

Índice de Figuras	7
Índice de Cuadros	9
Listado de Acrónimos	10
Lista de símbolos y notaciones	12
Resumen del proyecto	17
1. Introducción	19
1.1. Estado del Arte	19
1.1.1. Introducción	19
1.1.2. Tecnología Ultra-Wideband	19
1.1.3. Técnicas de posicionamiento	28
1.1.4. Conclusión	33
1.2. Motivación	33
1.3. Estructura del Documento	35
2. Estimación conjunta TOA y DOA	36
2.1. Introducción	36
2.2. Modelo de señal	36
2.2.1. Señal UWB	36
2.2.2. Canal de propagación	37
2.2.3. Señal recibida en una antena	41
2.2.4. Señal recibida en Q antenas	41
2.3. Estimador conjunto TOA y DOA	43
2.3.1. Etapas del estimador	43
2.3.2. Estimador TOA y DOA de alta resolución	46
2.4. Implementación eficiente	49
2.4.1. Planteamiento	50
2.4.2. Elaboración del pseudo-periodograma definitivo a partir de los sub-periodogramas $S_{q,k}$	53
2.4.3. Resultado Final	58
2.5. Conclusión	59

3. Simulación y evaluación experimental	60
3.1. Introducción	60
3.2. Canal Ideal	61
3.2.1. Configuración del simulador	61
3.2.2. Resultados obtenidos	61
3.3. Canal Multicamino LOS.	64
3.3.1. Configuración del simulador	64
3.3.2. Resultados obtenidos	64
3.4. Comparación con el estimador lineal previo	71
3.4.1. Estimador lineal previo	71
3.4.2. Resultados obtenidos	72
3.4.3. Conclusión	73
3.5. Standard IEEE 802.15.4a	73
3.5.1. IEEE 802.15.4a	74
3.5.2. Adaptación del estimador a IEEE 802.15.4a	76
3.5.3. Resultados Obtenidos	78
4. Trabajo futuro	80
5. Conclusiones	81
Anexo A: Artículo aceptado para ICUWB2009 de la IEEE	82
Bibliografía	88

Índice de figuras

1.1. Máscara de la FCC	20
1.2. Máscara de la ECC	21
1.3. Restricciones aplicadas por la ECC	21
1.4. Pulsos utilizados en comunicaciones UWB	22
1.5. Gráfica comparativa de capacidades	23
1.6. Gráfica comparativa de densidad espectral	24
1.7. Aplicaciones UWB	26
1.8. Técnica de localización basada en 3 nodos de referencia	29
1.9. Cálculo de distancia basado en tiempo de vuelo	30
1.10. Firma espacial sobre una apertura lineal de una fuente en tres posiciones diferentes de elevación (a)Próxima a 0° , (b)Próxima a 45° y (c)Próxima a 90°	31
2.1. Esquema del escenario propuesto	36
2.2. Pulso UWB de duración 0.4 nseg.	37
2.3. Notación	38
2.4. Símbolo UWB de duración 11.2 μs con efecto del canal	38
2.5. Pulso recibido sin ruido en antena receptora	39
2.6. Pulso recibido con ruido en antena receptora	39
2.7. Formas de onda típicas en transmisión y recepción	40
2.8. Geometría del escenario	42
2.9. Diagrama de bloques del transmisor IR-UWB y del receptor pro- puesto	44
2.10. Estimación de la posición de los pulsos con $N_f=20$ y $N_c=20$	45
2.11. Descripción de las dos etapas del estimador	47
2.12. Esquema de las curvas de nivel resultantes del periodograma	49
2.13. Resultados obtenidos con el simulador	50
2.14. Sub-periodograma S_{00} con la diagonal destacada	52
2.15. (a) Diagonal del sub-periodograma S_0 (b) FFT de los coeficientes \mathbf{R}_n	52
2.16. Sub-Periodograma S_0	53
2.17. Curvas de nivel del Pseudo-Periodograma con la información de S_0	54
2.18. Sub-Periodograma S_q	54
2.19. Curvas de nivel del Pseudo-Periodograma con la información de S_0 y S_q	55
2.20. Curvas de nivel de los Sub-Periodogramas $S_{q,k}$ y $S_{k,q}$	56
2.21. Curvas de nivel del Pseudo-Periodograma final	56
2.22. Contribución en $P(\tau, \theta)$ de las correlaciones cruzadas	57

2.23. (a) Contribución en $P(\tau, \theta)$ de las autocorrelaciones (b) Contribución de todas las correlaciones en $P(\tau, \theta)$.	57
2.24. Comparación de resultados: (a) Curvas de nivel del pseudo-periodograma con la expresión (2.36) (b) Curvas de nivel del pseudo-periodograma con implementación eficiente basada en FFT's	58
2.25. Comparación de resultados: (a) Pseudo-periodograma con la expresión (2.36) (b) Pseudo-periodograma con implementación eficiente basada en FFT's	58
3.1. Periodograma canal ideal	61
3.2. Curvas de nivel del periodograma 3.1	62
3.3. Estimación del TOA (τ_0) para un array de 2 antenas separadas 36cm (canal ideal)	63
3.4. Dirección de llegada ($\hat{\theta}$) estimada para un array de 2 antenas separadas 36cm (canal ideal)	63
3.5. Estimación de la energía de chip con $N_f=20$ y $N_c=20$	65
3.6. Probabilidad de no sincronización en canal LOS	65
3.7. líneas de contorno del periodograma resultante para 2 antenas separadas 36cm	66
3.8. Periodograma resultante para 2 antenas separadas 36cm	67
3.9. Estimación del TOA (τ_0) para un array de 2 antenas separadas 36cm	67
3.10. Dirección de llegada ($\hat{\theta}$) estimada para un array de 2 antenas separadas 36cm	68
3.11. Estimación del TOA (τ_0) para un array de 2 elementos y $E_b/N_0=4\text{dB}$	69
3.12. DOA estimado ($\hat{\theta}$) para un array de 2 elementos y $E_b/N_0=4\text{dB}$	69
3.13. Evolución según N_{fft} del TOA estimado (τ_0) para un array de 2 elementos y $E_b/N_0=10\text{dB}$	70
3.14. Evolución según N_{fft} del DOA estimado ($\hat{\theta}$) para un array de 2 elementos y $E_b/N_0=10\text{dB}$	70
3.15. Comparación con el estimador previo: RMSE de τ_0	72
3.16. Comparación con el estimador previo: RMSE de ($\hat{\theta}$)	73
3.17. Formato de señal IEEE 802.15.4a	74
3.18. Pulso IEEE 802.15.4a	75
3.19. Símbolo IEEE 802.15.4a según c_1	76
3.20. Estándar IEEE 802.15.4a: RMSE del TOA estimado	79
3.21. Estándar IEEE 802.15.4a: RMSE del DOA estimado	79

Índice de cuadros

1.1. Escenarios típicos y distancias máximas para aplicaciones UWB .	24
2.1. Cuadro comparativo $E_b/N_0=20\text{dB}$	59
3.1. Parámetros de la señal UWB	60
3.2. Resultados para $E_b/N_0=4\text{dB}$ $\text{ArraySize}=36\text{cm}$	68
3.3. Secuencias Ternarias IEEE 802.15.4a	75
3.4. Parámetros simulación estándar IEEE 802.15.4a	78

Listado de Acrónimos

TOA	Time Of Arrival
DOA	Direction Of Arrival
AOA	Angle Of Arrival
UWB	Ultra-Wide Band
TDOA	Time Difference of Arrival
SNR	Signal to Noise Ratio
TWR	Two Way Ranging
OWR	One Way Ranging
TOF	Time Of Flight
MLE	Maximum Likelihood Estimation
MUSIC	Multiple Signal Classification
PPM	Pulse Position Modulation
ISI	InterSymbol Interference
ULA	Uniform Linial Array
FT	Fourier Transform
DFT	Discrete Fourier Transform
FFT	Fast Fourier Transform
EIRP	Equivalent Isotropic Radiated Power
FCC	Federal Communications Commission
ECC	Electronic Communications Committee
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAM	Pulse Amplitude Modulation
BPSK	Binary Phase Shift Keying
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers

ETSI European Telecommunications Standards Institute

LOS Line of Sight

NLOS Non-Line of Sight

JADE Joint Angle and Delay Estimation

IR-UWB Impulse-Radio UWB

TH Time-Hopping

PRF Pulse Repetition Frequency

MSE Mean Squared Error

RMSE Root Mean Squared Error

CRB Cramer-Rao Bound

SSR Signal Strength

Lista de símbolos y notaciones

Constantes

j Unidad imaginaria $j = \sqrt{-1}$.

π Pi $\pi = 3,1416$.

∞ Infinito.

Funciones

e^x Función exponencial.

$\delta(t)$ Delta de Dirac.

$\text{mín}(x)$ Mínimo.

$\text{máx}(x)$ Máximo.

Matrices y Vectores

\mathbf{h} Vector columna.

\mathbf{h}^T Vector fila.

\mathbf{H} Matriz.

\mathbf{H}^T Matriz transpuesta.

\mathbf{H}^H Matriz transpuesta y conjugada.

$E\{\mathbf{A}\}$ Operador esperanza aplicado a la matriz \mathbf{A} .

Notación del modelo de sistema

T_{sym} Tiempo de símbolo.

T_f Tiempo de frame.

T_c Tiempo de chip.

T_δ Intervalo de modulación PPM.

$\{c_j\}$ Secuencia de Time Hopping.

b_k Coeficiente modulación PPM.

N_f Número de frames por símbolo.

N_c Número de chips por frame.

c Velocidad de la luz.

$p(t)$ Pulso gaussiano.

T_p Duración de pulso.

τ_m Retardo de propagación que sufre el camino m.

τ_0 TOA a estimar.

h_m Desvanecimiento del camino m.

$\tilde{p}(t)$ Pulso recibido.

$v(t)$ Ruido en el receptor $N(0, N_0)$.

$Y_j^k(w)$ Señal asociada a un pulso j correspondiente a un símbolo k en el dominio frecuencial.

$\tilde{P}(w)$ Transformada de Fourier de $\tilde{p}(t)$.

$V_j^k(w)$ Ruido asociado al frame j correspondiente al símbolo k en el dominio frecuencial.

$S_j^k(w)$ Transformada de Fourier de $\tilde{p}(t - kT_s - jT_f - c_jT_c - b_kT_\delta)$.

w_n Frecuencia discreta tal que $w_n = w_0n$ donde $w_0 = 2\pi/N$.

$Y_j^k[n]$ Muestras frecuenciales discretas de $Y_j^k(w)$.

\mathbf{Y}_j^k Si se trata de una única antena receptora, vector con las muestras frecuenciales $Y_j^k[n]$.

N Puntos de la DFT para la obtención de \mathbf{Y}_j^k .

\mathbf{S}_j^k Matriz diagonal cuyos elementos son las muestras frecuenciales de $S_j^k(w)$.

- \mathbf{V}_j^k Muestras frecuenciales de $V_j^k(w)$.
- \mathbf{h} Conjunto de coeficientes de desvanecimiento h_m .
- \mathbf{e}_{τ_m} Muestras frecuenciales de τ_m .
- \mathbf{E}_τ Matriz con los vectores \mathbf{e}_{τ_m} .
- d Distancia entre antenas.
- θ_m Ángulo de incidencia del camino m .
- $\tau_{m,q}$ Retardo percibido en la antena q del camino de propagación m .
- $y_q(t)$ Señal recibida en la antena q .
- \mathbf{Y}_{jq}^k Vector de señal recibido en la antena q asociado a un pulso j y un símbolo k en el dominio frecuencial.
- \mathbf{Y}_j^k Vector con la concatenación de los vectores \mathbf{Y}_{jq}^k .

Notación del estimador

- K_s Tiempo de adquisición menos un T_{sym} .
- $y[m]$ Señal recibida en tiempo discreto.
- $Y_{chip,i}[n]$ Muestras frecuenciales recibidas en el intervalo de tiempo correspondiente al chip i .
- $E_{chip,j}$ Energía del chip j .
- $\mathbf{Y}_{chip,i}$ Conjunto de muestras frecuenciales $Y_{chip,i}[n]$.
- \mathbf{a} Posición estimada de los N_f chips.
- \mathbf{c} Vector con la secuencia de TH.
- Δ_{ρ_c} Matriz circular con los retardos relativos al número de intervalos de chip entre 2 pulsos consecutivos dentro de un mismo periodo de símbolo.
- $\Delta_{\rho_c}|_j$ Fila j de la matriz Δ_{ρ_c} .
- $\rho_c(n)$ Número de chips entre 2 pulsos consecutivos.
- $\Delta\alpha$ Vector con las distancias relativas entre las N_f posiciones estimadas del vector \mathbf{a} .
- v Número de frame estimado.
- $\hat{\tau}_0^f$ Estimación coarse.
- $\hat{\tau}_0^c$ Estimación fina.
- $\tilde{\tau}$ Estimación de alta resolución.
- P_{th} Umbral de decisión.

$P(\tau, \theta)$ Periodograma bidimensional.

$\mathbf{R}_{q,k}$ Matriz de correlación entre la señal recibida en la antena q y la señal recibida en la antena k .

\mathbf{R} Matriz de correlación de la señal recibida en el receptor que contiene todas las $\mathbf{R}_{q,k}$.

$\tilde{\mathbf{R}}_n$ Suma de los elementos de la diagonal n -ésima de $\mathbf{R}_{q,q}$.

$S_{q,k}(\tau_q, \tau_k)$ Sub-Periodograma bidimensional resultante de la correlación $\mathbf{R}_{q,k}$.

N_{fft} Número de puntos de la FFT para la obtención de $S_{q,k}(\tau_q, \tau_k)$.

K_{ss} Tiempo de adquisición para el estándar IEEE 802.15.4a.

N_{SFD} Longitud en símbolos del delimitador de inicio de frame (SFD).

N_{SYNC} Longitud en símbolos del preámbulo SYNCH.

N_{SHR} Longitud en símbolos del preámbulo synchronization header (SHR).

$E_{sym,j}$ Energía del símbolo j .

$E_{frame,j}$ Energía del frame j .

$\Delta_{\rho_{c_i}}$ Matriz circular con los retardos relativos al número de intervalos de frame entre 2 pulsos consecutivos dentro de un mismo periodo de símbolo.

$\Delta_{\rho_{c_i}}|_j$ Fila j de la matriz $\Delta_{\rho_{c_i}}$.

Δd Vector con las distancias relativas entre las 16 posiciones estimadas de los pulsos.

η Número de pulso estimado.

c_i Secuencia ternaria de longitud N_{sym} .

\mathbf{d} Vector conformado por las 16 posiciones de c_i que contienen ± 1 .

Operadores y transformaciones

$|x|$ Valor absoluto.

$\|x\|$ Norma.

$\lfloor x \rfloor$ Entero inferior.

Distribuciones

$N(\mu, \sigma^2)$ Variable aleatoria real gaussiana de media μ y varianza σ^2 .

Resumen del proyecto

Este documento presenta el Proyecto Final de Carrera de Eva Lagunas Targarona para la obtención del título de Ingeniero/a de Telecomunicación por la Universitat Politècnica de Catalunya (UPC) bajo la supervisión de Montse Nájjar Martón.

El objetivo de este proyecto es el diseño de un algoritmo de localización para sistemas con tecnología Ultra-Wideband (UWB). Se considera un sistema impulse-radio UWB (IR-UWB) donde la transmisión de un símbolo de información se implementa típicamente con la repetición de un número determinado de pulsos de muy corta duración. Al basarse en la transmisión de pulsos muy cortos se consiguen anchos de banda muy grandes que hacen de la tecnología UWB una magnífica herramienta para aplicaciones tipo radar para zonas muy localizadas, obteniéndose rastreos de gran resolución, así como para otras aplicaciones de localización y detección, ya que aporta muy altos niveles de precisión. En este trabajo, el sistema de localización propuesto utiliza un novedoso algoritmo de estimación conjunta para el cálculo de tiempo de llegada (TOA) y ángulo de llegada (AOA) basado en un enfoque en el dominio frecuencial. El hecho de llevar a cabo la estimación en el dominio frecuencial permite hacer uso de técnicas de estimación espectral de alta resolución. Concretamente se desarrolla un perfil de potencias en dos dimensiones según los dos parámetros a estimar, ángulo y tiempo de llegada. El perfil de potencias bidimensional se define como la distribución de energía con respecto a los retardos de propagación por un lado, y como la distribución de energía según los ángulos de llegada por otro lado. La técnica de estimación espectral escogida es el periodograma por su implementación de baja complejidad y por el hecho de que no es necesario el conocimiento de la forma del pulso recibido para realizar la estimación. El sistema propuesto explota el hecho de que el retardo temporal en cada elemento del array receptor depende no sólo del retardo de propagación sino también de la dirección de llegada (DOA). Se realiza un conjunto de simulaciones en un escenario interior considerando un canal con visión directa (LOS) para evaluar la validez del algoritmo propuesto. Para ello es necesario un esquema previo de sincronización entre emisor y receptor que se incluye como primera etapa del estimador. Finalmente, se propone una implementación del algoritmo basada en Transformadas de Fourier (FFT) que convierte el estimador propuesto en una solución eficiente computacionalmente.

Capítulo 1

Introducción

1.1. Estado del Arte

1.1.1. Introducción

Uno de los problemas más interesantes en comunicaciones inalámbricas es la estimación de posición asumiendo un canal con propagación multicamino. La tecnología inalámbrica que ha demostrado tener mejores prestaciones en aplicaciones de localización es Ultra-Wideband. En este capítulo se mostrará una introducción a la tecnología UWB y se justificará su uso para aplicaciones de localización. Por otra parte se mostrarán los algoritmos de posicionamiento típicos mencionando sus características más destacadas.

1.1.2. Tecnología Ultra-Wideband

Las comunicaciones inalámbricas de corto alcance están a punto de vivir una transformación sin precedentes con la incorporación de los sistemas Ultra-Wideband (UWB).

UWB es una tecnología emergente con unas características muy atractivas para las comunicaciones inalámbricas, radar, imagen, así como para sistemas de posicionamiento. Las señales UWB se definen como aquellas que ocupan más de 500 MHz de ancho de banda absoluto¹ o bien aquellas que su ancho de banda relativo² es superior al 20 %.

Estos anchos de banda conducen a interesantes propiedades para aplicaciones de comunicaciones y de radar. Es por esta razón que los sistemas de UWB han sido investigados durante años. Es una tecnología cuyos inicios datan del siglo pasado, en la década de los 60, en el ámbito militar, y su traspaso a la esfera civil ha estado bastante limitada hasta ahora, siendo el campo de la aeronáutica donde mayor aplicación ha tenido, principalmente en la fabricación de radares. Esta aplicación limitada para los usos civiles ha sido, en cierto modo, una de las razones del retraso de su comercialización en otras áreas. Su empleo masivo se consideraba una amenaza para las comunicaciones aeronáuticas y de

¹Ancho de banda absoluto = $f_h - f_l$, donde f_h es la frecuencia superior a -10dB y f_l es la frecuencia inferior del margen a -10dB

²Ancho de banda relativo = $\frac{2(f_h - f_l)}{f_h + f_l} \times 100$

emergencia por las interferencias que podría provocar la proliferación indiscriminada de dispositivos que utilizarán esta tecnología de transmisión. Aunque la verdadera causa de su desarrollo tardío hay que buscarla más en la apuesta y consolidación de los fabricantes por otras tecnologías inalámbricas más viables tecnológicamente, que planteaban unas expectativas de suficiencia adecuadas para atender las necesidades de conectividad que se preveían en su momento, como Bluetooth. No obstante, estas previsiones se han visto pronto desbordadas por las exigencias de usuarios domésticos y profesionales, cuyas necesidades de conexión nunca son suficientes.

Cronología

A finales de 1960, el Dr. Gerald F. Ross demostró la viabilidad de los sistemas UWB aplicados en comunicaciones y radar. Más adelante, en la década de 1990, el trabajo pionero en IR (impulse radio) realizado por Win y Scholtz [1], hizo centrar más atención en las comunicaciones UWB.

La tecnología UWB recibió un gran impulso en 2002 con la decisión de la *US Frequency Regulator* (Federal Communications Commission, FCC) de permitir operaciones sin licencia UWB [2]. Hasta el momento sus emisiones se limitaban en la banda ISM (Industrial, Scientific and Medical). En Estados Unidos la densidad espectral de potencia³ está limitada actualmente a -41.3 dBm/MHz en la banda comprendida entre 3,1 y 10,6 GHz para comunicaciones indoor (véase Fig. 1.1). No fue hasta Marzo del 2006 que la Electronic Communications Committee (ECC) de la European Conference of Communications permitió el uso de operaciones UWB sin licencia en Europa, aunque ésta optó por hacer uso de sólo una parte del espectro aprobado 4 años antes por Estados Unidos. En Europa se permite una densidad espectral de potencia de -41.3 dBm/MHz únicamente sobre el espectro comprendido entre 6,0 y 8,5GHz (véase Fig. 1.2). También se aplicará provisionalmente hasta finales de 2010 entre 4,2 y 4,8GHz (véase Fig. 1.3).

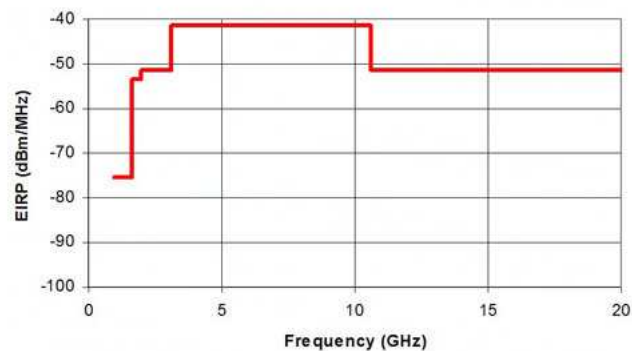


Figura 1.1: Máscara de la FCC

³Densidad espectral de potencia es la potencia por unidad de ancho de banda.

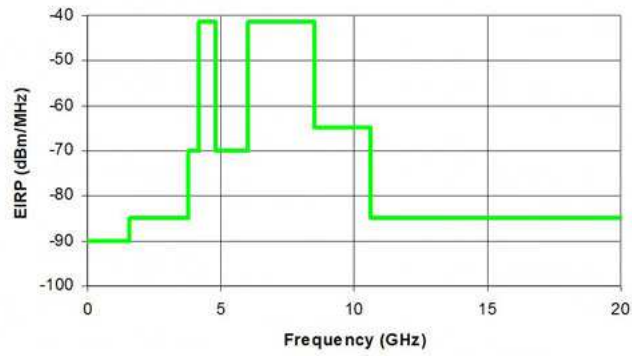


Figura 1.2: Máscara de la ECC

Restrictions apply to EC ultra-wide band spectrum allocation
 The isotropic radiated power (EIRP) of UWB devices are strictly regulated

Frequency range (GHz)	Maximum mean EIRP density (dBm/MHz)	Maximum peak EIRP density (dBm/50 MHz)
Below 1,6	-90,0	-50,0
1,6 to 3,4	-85,0	-45,0
3,4 to 3,8	-85,0	-45,0
3,8 to 4,2	-70,0	-30,0
4,2 to 4,8	-41,3 (until December 31, 2010)	0,0 (until December 31, 2010)
	-70,0 (beyond December 31, 2010)	-30,0 (beyond December 31, 2010)
4,8 to 6,0	-70,0	-30,0
6,0 to 8,5	-41,3	0,0
8,5 to 10,6	-65,0	-25,0
Above 10,6	-85,0	-45,0

Source: European Commission, Radio-Spectrum Policy Unit

Figura 1.3: Restricciones aplicadas por la ECC

Fuera de estas bandas no se permiten emisiones UWB y la EIRP admitida para emisiones espurias está muy limitada para proteger a los sistemas de posicionamiento global GPS, así como para servicios celulares.

Características

La base de funcionamiento de UWB puede asimilarse a Bluetooth, aunque con sustanciales diferencias. Ultra-Wideband difunde secuencias de pulsos de muy corta duración y de baja potencia que se sitúan de forma muy precisa en el tiempo (del orden de nanosegundos), de forma que la modulación de la información a transmitir se consigue variando la posición de las pulsaciones utilizando códigos PN, técnicas de espectro ensanchado. Es decir, el emisor opera traduciendo los datos a transmitir y enviando miles de pulsos a través de ese espectro de frecuencia amplio, varios GHz, para que lleguen al receptor, que se encarga de traducirlos a datos a través de la detección de una secuencia de pulsos predeterminada con el emisor. Ambos, emisor y receptor, deben estar perfectamente coordinados para enviar y recibir estos pulsos que por su duración llegan a ser millones por segundo. Estos pulsos no necesitan de una señal portadora como medio de comunicación.

Hay diferentes formas de pulso que se pueden usar en UWB pero el más popular es sin duda alguna el pulso Gaussiano o sus derivadas debido a su simplicidad y que cumplen perfectamente con las máscara de la FFC (ver Fig. 1.4).

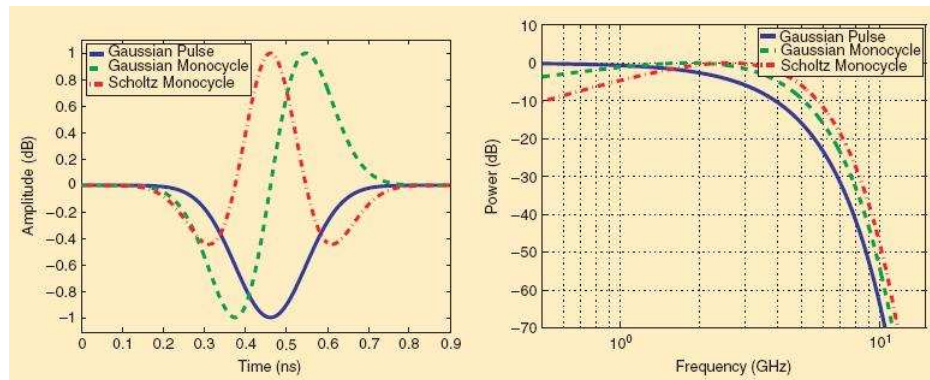


Figura 1.4: Pulsos utilizados en comunicaciones UWB

La expresión general del pulso Gaussiano en el dominio temporal se define,

$$p(t) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp^{-0,5\left(\frac{t-\mu}{\sigma}\right)^2} \quad (1.1)$$

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

El aprovechamiento del amplio rango de frecuencias permite que el límite teórico de la velocidad de transmisión se sitúe en los 480 Mbps. Esta capacidad es consecuencia directa de la ocupación combinada del amplio espectro de frecuencias que se utiliza, 7 GHz, mediante técnicas de modulación, por ejemplo variando

la amplitud (PAM), la polarización o fase (BPSK), la posición de los impulsos (PPM) o la Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM).

En la Fig. 1.5 se compara la capacidad de los sistemas UWB con otros sistemas de comunicaciones. Al comparar alcance y velocidad de transmisión de datos entre las tecnologías inalámbricas más populares, UWB presenta alta velocidad de transmisión de datos, pero a corta distancia.

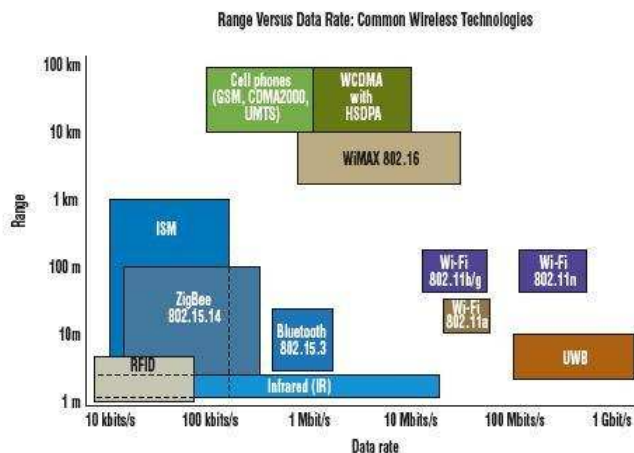


Figura 1.5: Gráfica comparativa de capacidades

Como la emisión de la secuencia de pulsos se realiza a muy baja potencia con una duración muy corta para cada uno de ellos, otra ventaja añadida, inherente a estas transmisiones, es su resistencia a las interferencias procedentes de otras emisiones radioeléctricas que puedan estar en el mismo espacio. Además, por la misma razón, estos pulsos pueden traspasar obstáculos que se encuentren en su trayectoria. Se trata de una señal que, por sus características de emisión, es más difícil de interferir y tiene mayor capacidad de penetración en el medio. Respecto a su alcance, el espacio teórico que pueden cubrir las conexiones UWB no tiene nada que envidiar a las tecnologías inalámbricas actuales. Pueden llegar a cubrir varios cientos de metros (véase Cuadro 1.1).

Sin embargo, el estándar limita su radio de cobertura teórico sólo a varias decenas de metros de alcance en la práctica, con el fin de evitar posibles interferencias con otras señales similares de servicios prioritarios en los que resulta inaceptable la contaminación o interceptación de sus transmisiones, como es el tráfico aéreo, infraestructuras de energía nuclear y otras. Esta es una limitación que fija estrictamente el rango de aplicaciones que puede tener esta tecnología inalámbrica, y establece las soluciones de conectividad que puede aportar.

En la Fig. 1.6 se puede observar la distribución de densidad espectral de potencia de UWB con respecto a otras tecnologías.

Las comunicaciones UWB son muy seguras puesto que la relación señal a ruido es tan baja que las transmisiones son fácilmente confundidas con ruido ambiente o ruido de fondo. Asimismo las transmisiones pueden cifrarse sin ningún tipo de limitación y se pueden excluir de la escucha aquellos terminales que se hallen más alejados de una cierta distancia específica. Tampoco se tiene

Cuadro 1.1: Escenarios típicos y distancias máximas para aplicaciones UWB

Escenario	Distancia Máx
Indoor Residential	1 - 30m
Indoor Office	1 - 100m
Body Area Network	0.1 - 2m
Outdoor Peer to Peer	1 - 100m
Outdoor Base Station Scenario	1 - 300m
Industrial Enviroments	1 - 300m
Emergency Communications	1 - 50m

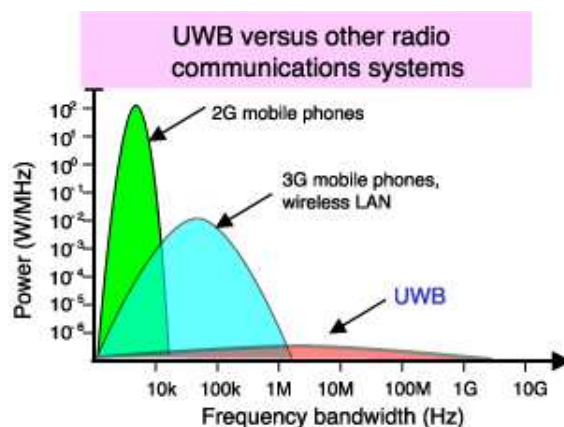


Figura 1.6: Gráfica comparativa de densidad espectral

que sintonizar la transmisión, ya que no existe portadora.

La restricción de cobertura espacial hace que UWB sólo pueda plantearse como una solución de conectividad inalámbrica para espacios reducidos, y su aparición debe observarse como la evolución y sustituto de las tecnologías inalámbricas también de corto alcance, como sucede con Bluetooth, la referencia comparativa más cercana. En la práctica, UWB encontrará hueco como tecnología inalámbrica de despliegue único, sólo en conexiones de área muy reducida, en el hogar o en pequeñas oficinas. Cuando las necesidades de enlace superen el límite espacial que marcan las especificaciones del nuevo estándar, obviamente, seguirá siendo imperativo recurrir a las otras conexiones inalámbricas ya conocidas. Es previsible que los enlaces sin hilos para larga distancia se cubran mediante tecnologías ya en uso, y las conexiones finales se realicen mediante dispositivos de Pulso Digital Inalámbrico. Ésta parece ser, a todas luces, la orientación que tienen estas nuevas especificaciones.

La solución de conectividad que por radio de acción aporta esta reciente tecnología no significa, en modo alguno, que su desarrollo e implantación nazca limitado. Bien al contrario, la delimitación clara de su aplicación aporta ya soluciones versátiles que potenciarán servicios que en la actualidad tienen gran demanda por parte de los usuarios, y resultan insostenibles sobre conexiones que

no lleven cable. Por ejemplo, videoconferencia y telefonía IP seguramente son servicios que se beneficiarán de las condiciones de conexión que ofrece UWB. Estos suelen ser proyectos atractivos de implantar para muchas organizaciones, pero mandatarios en la electrónica de red, y los costes asociados a cambios en esta infraestructura suelen hacerlos inviables. Los avances que seguro se irán produciendo en esta tecnología harán factibles soluciones para este tipo de servicio que sean asequibles, fáciles de implementar y rápidos de desplegar. Del mismo modo, estas limitaciones también influirán en el desarrollo de las otras tecnologías inalámbricas. Los fabricantes se volcarán en mejorar y potenciar UWB pero no abandonarán el resto de tecnologías que, como se ha comentado anteriormente, seguirán teniendo su razón de ser y aplicación, por lo que continuarán avanzando en sus prestaciones y facilidad de conexión. La llegada de esta nueva tecnología debe ser, por tanto, contemplada como una alternativa de conectividad más para dar solución a determinadas situaciones constreñidas por el estado de la industria, y no puede ser considerada, hoy por hoy, como la revolución que acabará definitivamente con las anteriores tecnologías. Los proyectos actualmente en marcha sobre conectividad inalámbrica no nacen desfasados, sino que tendrán continuidad y vigencia a medio y largo plazo, tanto en lo que se refiere a la solución que aportan como a sus posibilidades de mejora en el tiempo.

Estas circunstancias no son óbice para que las expectativas que ha creado el Pulso Digital Inalámbrico resulten muy interesantes. Además de la capacidad que aporta, introduce otras ventajas significativas a los enlaces que proporciona, respecto a las tecnologías inalámbricas de corto alcance utilizadas hasta ahora, ya que puede transmitir más información utilizando menos potencia, y necesita menos componentes. De esta forma, los dispositivos UWB permiten mayor autonomía a los ordenadores portátiles para funcionar con baterías, y al ser más sencillos, cabe esperar que salgan al mercado con un coste bastante asequible. Del mismo modo, como la señalización que emplea en sus transmisiones son de baja potencia, provocan un nivel de interferencia para otras señales radioeléctricas muy baja, casi inapreciables, por lo que sus transmisiones no serán problemáticas en espacios en donde se de una alta densidad de ocupación del espectro radioeléctrico por emisiones de fuentes distintas. Una característica que se verá reforzada por la capacidad de la señal de atravesar obstáculos, que evitará los problemas de conexión relacionados con zonas de sombra que ahora provocan paredes y mobiliario. Ultra-Wideband proporciona conexiones con mayor ancho de banda de forma más eficaz, por lo que, sin duda, será la mejor alternativa de conectividad en su ámbito de aplicación.

En resumen, las características más destacadas de la tecnología UWB son:

- Alta resolución temporal debido al uso de pulsos de muy corta duración
- Robustez frente a propagación multicamino debido a su alta resolución temporal
- Posibilidad de acceso múltiple debido a su gran ancho de banda de transmisión
- Alta velocidad de transmisión de datos

- Transmisiones seguras puesto que la relación señal a ruido es tan baja que las transmisiones son fácilmente confundidas con ruido
- Potencias de transmisión muy reducidas
- Baja tasa de interferencia
- Posible penetración en materiales debido a la presencia de energía en diferentes frecuencias

Aplicaciones

Entre las principales aplicaciones de UWB en el sector gubernamental y militar cabe destacar: dispositivos radio con baja probabilidad de interceptación y detección para equipos tácticos de combate, comunicaciones a bordo de aeronaves, comunicaciones con baja probabilidad de interceptación y detección sin visión directa por ondas de superficie, altímetros y radares anticolidión, etiquetas activas para control de presencia y logística, radares de detección de intrusiones, sistemas precisos de geolocalización, enlaces para comunicaciones en vehículos autónomos y robotizados, e intercomunicadores con baja probabilidad de interceptación y detección.

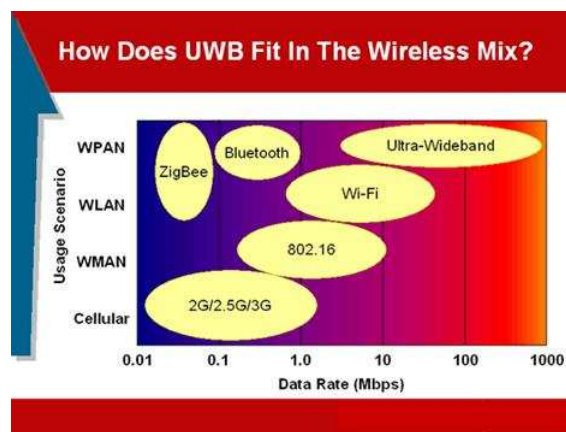


Figura 1.7: Aplicaciones UWB

Evidentemente, estas aplicaciones también podrían ser fácilmente extendidas al mercado corporativo, principalmente en servicios de emergencia, vigilancia, sanidad, seguridad o construcción. El principal impedimento que se tenía para ello en los inicios de su desarrollo, es que los equipos UWB eran muy caros, debido a la utilización de componentes discretos en los circuitos electrónicos antes de la aparición de los circuitos integrados. Sin embargo la situación ha cambiado drásticamente, y los dispositivos UWB son muy competitivos, no sólo para aplicaciones corporativas sino también domésticas, gracias a: bajo coste, bajo consumo, gran ancho de banda, alta seguridad, y la inexistencia de interferencias con otras tecnologías. En aplicaciones comerciales la forma de trabajar de los dispositivos UWB será muy similar a la de los dispositivos Bluetooth, es decir, cada dispositivo es capaz de detectar y comunicarse de forma segura con cualquier otro dispositivo de su entorno.

Entre las principales aplicaciones comerciales civiles de UWB cabe destacar: redes inalámbricas WPAN y WLAN de alta velocidad, redes en el hogar, aplicaciones GPR (Ground Penetrating Radar), radares y sistemas anticolidión para aviación civil, sensores anticolidión para vehículos móviles, etiquetas activas para sistemas inteligentes de transporte e identificación sin contacto, sistemas de monitorización industrial en planta, y sistemas de posicionamiento de alta precisión.

De entre las aplicaciones tradicionales que pueden ser cubiertas por UWB, cabe destacar la interconexión de dispositivos electrónicos e informáticos en el hogar y en las oficinas. Mediante UWB se alcanzarán inicialmente velocidades de hasta 200 Mbps, permitiendo en un futuro velocidades de varios Gbps, superando ampliamente los actuales 54 Mbps de Wi-Fi. Es por lo tanto una tecnología ideal para ser empleada en los decodificadores de TV por cable y satélite y los módems ADSL, posibilitando el acceso a Internet de banda ancha desde cualquier PC o dispositivo del hogar y la distribución de la señal de vídeo y audio codificada a todos los aparatos de televisión del hogar. También resulta muy útil para la comunicación entre distintos PC o entre éstos y sus periféricos remotos. El elevado ancho de banda ofrecido por UWB lo convierte también en una alternativa muy atractiva para la integración de las tecnologías inalámbricas de área personal como medio de acceso a los sistemas móviles celulares 3G, pues además no se verían sensiblemente afectados ni el precio ni la autonomía de los terminales móviles.

Como ocurre con cualquier otra tecnología, siempre hay aplicaciones de UWB que podrían ser mejor satisfechas mediante otras alternativas. Como principal desventaja en el sector residencial y empresarial de UWB está su lenta estandarización y su escasa implantación en el mercado. Por otro lado, las distancias máximas soportadas estarán en torno a los 50 metros, siendo por lo tanto una tecnología prácticamente WPAN. Por ello, para aplicaciones WLAN que no tengan que ver con el radar o la localización, Wi-Fi será una alternativa generalmente más rentable, con una velocidad de hasta 54 Mbps y unas distancias cubiertas de más de 100 metros. Del mismo modo, para comunicaciones inalámbricas de área metropolitana (WMAN - Wireless Metropolitan Area Network), WiMax (IEEE 802.16) es la mejor alternativa, soportando anchos de banda de hasta 75 Mbps y cubriendo distancias de hasta 50 Km. En el entorno WPAN, existen otros competidores, como Bluetooth, HomeRF o ZigBee; aunque la alternativa más atractiva en precio y prestaciones es sin lugar a dudas UWB. No obstante, Bluetooth está muy extendido en el hogar, sobre todo en teléfonos móviles y PDA, donde es utilizado para la sincronización de la agenda de contactos de estos dispositivos con la del correo electrónico del PC o como sistema de manos libres inalámbrico dentro de vehículos.

Asociaciones

Junto a los organismos de estandarización internacionales, comunes a muchas otras tecnologías de telecomunicaciones inalámbricas o cableadas, cabe destacar el gran número de asociaciones que tratan de acelerar la implantación comercial masiva de UWB: UWB Working Group, WiMedia Alliance, MultiBand OFDM Alliance, Wireless USB Industry Group, etc. Estas asociaciones, que aúnan esfuerzos de las principales empresas de la electrónica y telecomunicaciones, demuestran el altísimo potencial de UWB, así como aseguran, en cierto modo, su

éxito comercial a medio plazo.

El **UWB Working Group** es una asociación abierta de compañías, individuos y entidades de normalización y regulación, formada en 1998, cuyo objetivo común es el desarrollo y aceptación de la tecnología UWB. Este grupo de trabajo fue formado para proporcionar un foro coherente para la diseminación y discusión de temas relacionados con UWB.

La **WiMedia Alliance** es una asociación abierta sin ánimo de lucro formada en 2002 para promover la conectividad e interoperabilidad WPAN para múltiples protocolos. La alianza desarrolla y adopta estándares para conectar de forma inalámbrica dispositivos multimedia, incluyendo las capas de aplicación, transporte y control, y un programa de certificación para acelerar la adopción comercial masiva de soluciones multimedia inalámbricas. El medio físico seleccionado por la alianza para desarrollar estos protocolos de comunicaciones de alto nivel es precisamente UWB, siguiendo el estándar IEEE 802.15.3a.

La **Multiband OFDM Alliance** (MBOA) es una alianza formada en 2003 que cuenta actualmente como miembros con más de 170 compañías, cuyo objetivo es el desarrollo de una solución global para el mercado emergente de productos basados en UWB en consonancia con los requerimientos establecidos por las distintas entidades de regulación. La especificación de UWB soportada se basa en una aproximación de MB-OFDM (MultiBand – Orthogonal Frequency Division Multiplexing), introducida originariamente por Texas Instruments en marzo de 2003. La propuesta establecida por la MBOA ha constituido la base principal de la IEEE 802.15.3a.

El **Wireless USB Industry Group**, formado en febrero de 2004 por Agere Systems, Intel Corporation, HP, Microsoft Corporation, Philips Semiconductors y Samsung Electronics; ha seleccionado la tecnología UWB para el desarrollo del denominado USB (Universal Serial Bus) inalámbrico. La idea es crear una interfaz similar en cuanto a arquitectura y uso a la USB cableada, pero que mejore la comodidad y movilidad de las comunicaciones entre dispositivos multimedia, periféricos de PC y dispositivos móviles. El grupo promotor ha empezado a definir la especificación USB inalámbrica con un ancho de banda de 480 Mbps, lo que facilitará la ruta de migración para las soluciones USB cableadas existentes hoy en día.

1.1.3. Técnicas de posicionamiento

La aparición de múltiples aplicaciones basadas en localización con necesidad de alta precisión hace de las técnicas de posicionamiento una herramienta cada vez más importante.

Para geolocalizar o conocer la posición de un objeto en un mapa o un área o espacio determinado, se suele utilizar un método basado en medir la distancia de dicho objeto a tres o más puntos o balizas cuya localización es conocida y luego, por medio de la triangulación obtener el punto exacto (ver Fig. 1.8).

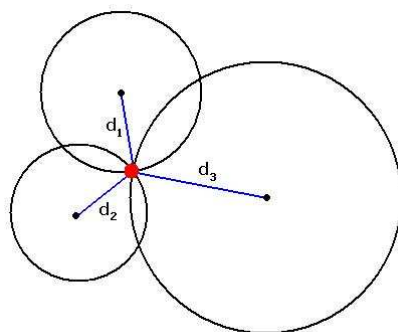


Figura 1.8: Técnica de localización basada en 3 nodos de referencia

Otra técnica ampliamente utilizada es sónar o radar en el que se envía una señal y se mide el tiempo que tarda en recibirse el eco. En este caso el retardo de propagación es el doble, el de ida de la señal y el de vuelta del eco. En este caso, el nodo emite y recibe. En el caso anterior, las balizas sólo emiten y el objeto sólo recibe con lo que emisor y receptor tienen que estar sincronizados para que el receptor sepa cuando tiene que empezar a medir el retardo. Los radares móviles determinan la dirección de llegada mediante el ángulo de giro mientras que los radares estáticos necesitan de diversidad espacial para la determinación de este.

En general el problema de localización se reduce a cálculos de distancias y/o ángulos de llegada.

Medida de distancias

Hay dos formas posibles de medir la distancia entre dos puntos: midiendo el retardo de propagación de una señal que viaja a una velocidad de propagación conocida (método basado en la medida del tiempo de llegada, TOA) y/o midiendo la atenuación de una señal por el efecto de la distancia (signal strength o SSR).

Método Signal Strength El enfoque SSR se basa en la atenuación de una señal de radio por el efecto de la distancia, el 'path loss'. La atenuación se mide a través de la señal RSSI (Received Signal Strength Indication) que indica la intensidad de la señal recibida. Para una localización en dos dimensiones esta técnica requiere de un mínimo de 3 nodos de referencia y para la estimación de la distancia es necesario conocer las características del canal de propagación. La precisión de la medida realizada mediante este método depende únicamente del canal de propagación y de la distancia en si. Las ventajas del gran ancho de banda UWB no se aprovechan para aumentar la precisión.

Método TOA La medida de TOA es la la medida del retardo de propagación que provoca el canal. La técnica TOA considera que el nodo receptor está sincronizado con el nodo emisor. El método TOA tiene una variante llamada Time Difference of Arrival (TDOA) que se basa en la estimación de la diferencia entre

los tiempos de llegada de la señal emitida por la fuente medida en múltiples receptores. La sincronización con el transmisor no es necesaria, tan sólo los nodos receptores deben estarlo. El problema de TDOA es que implica la resolución de sistemas de ecuaciones no lineales.

No obstante, los métodos basados en tiempo se pueden mejorar incrementando la SNR o el ancho de banda de la señal. Es decir que usando tecnología UWB se pueden alcanzar estimaciones muy precisas de posición.

Existen dos esquemas clásicos de medida de TOA: Two Way Ranging (TWR) y One Way Ranging (OWR). En el primero se mide el tiempo de ida y vuelta de la señal entre dos transceptores asíncronos. Esto se hace calculando el tiempo en que el nodo receptor responde a una solicitud de transmisión del terminal móvil. El móvil envía primero paquetes al nodo receptor y este responde con un paquete que contiene información temporal de sincronismo. Esta información es la que permite al terminal determinar el retardo de propagación, también llamado tiempo de vuelo (TOF),

$$TOF = 2T_{prop} + T_{rev} \quad (1.2)$$

donde T_{prop} es el tiempo de propagación y T_{rev} es el tiempo que tarda el nodo receptor en responder. Se puede ver un esquema en la Fig. 1.9.

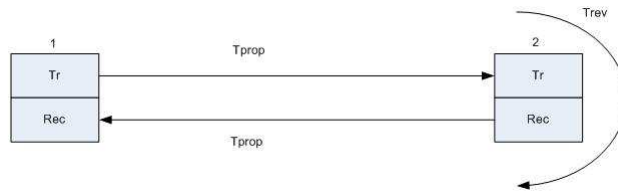


Figura 1.9: Cálculo de distancia basado en tiempo de vuelo

La precisión de las medidas con el esquema TWR se verá afectado por la precisión del reloj del terminal y de los nodos, por las derivas de este y por el T_{rev} establecido.

Por otro lado, en el esquema OWR los nodos y el terminal están sincronizados a un reloj común por lo que el TOF es directamente,

$$TOF = (T_1 - T_0) \quad (1.3)$$

La dificultad reside en alcanzar una sincronización perfecta entre el terminal y los receptores.

Medida de ángulo de llegada

Para poder medir el ángulo de llegada de una señal es necesario disponer de diversidad espacial mediante un array de antenas en recepción. A diferencia de las medidas de tiempo, para calcular direcciones de llegada no es necesario sincronización precisa. En general la estimación se lleva a cabo mediante técnicas de estimación de densidad espectral de potencia.

Es claro que una fuente situada en un ángulo de cero grados de elevación, en

la dirección perpendicular al array de sensores, provoca que la señal llegue en el mismo instante a todos los sensores. En otras palabras, tomando la amplitud recibida, para una fuente situada en este ángulo, la amplitud será la misma en todos los sensores teniendo como consecuencia que al dibujar dicha señal sobre el eje espacio esta aparezca como una constante o de muy baja frecuencia espacial.

Si ahora la fuente se encuentra en una elevación de 45° , cada sensor recibirá una amplitud que depende del tiempo de propagación entre un sensor y otro. Así pues, al cambiar el ángulo, no solo la posición de la fuente influye en la firma sobre la diversidad espacial sino también la frecuencia temporal de la fuente. Tal y como se muestra en la Fig. 1.10, fijada la frecuencia de la señal en f_0 , en un instante dado la amplitud variará de un sensor a otro. En definitiva la frecuencia espacial ha aumentado. Este aumento es aun mayor si la fuente se acerca a una elevación de 90° . En esta situación el retardo entre la señal en cada sensor es máximo y se observará una mayor frecuencia espacial.

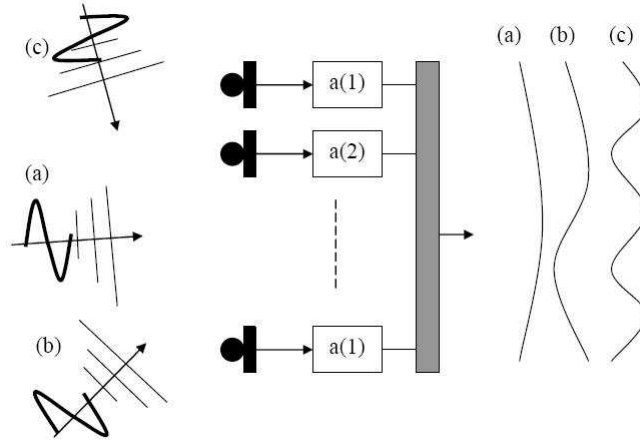


Figura 1.10: Firma espacial sobre una apertura lineal de una fuente en tres posiciones diferentes de elevación (a)Próxima a 0° , (b)Próxima a 45° y (c)Próxima a 90°

Suponiendo una fuente emitiendo una señal $s(t)$, la señal recibida en el cada elemento q del array será,

$$x_s(t, q) = s(t - \tau_q) = a_s(t - \tau_q)e^{jw_0(t - \tau_q)} \quad (1.4)$$

siendo $a_s(t)$ la envolvente compleja, τ_q el retardo relativo a la distancia entre fuente y elemento q del array y w_0 la frecuencia central de la señal $s(t)$. A partir de un estudio geométrico suponiendo array lineal uniforme se deduce que,

$$\tau_q = \tau_0 + q \frac{d}{c} \sin \theta_0 \quad (1.5)$$

donde τ_0 es el retardo relativo a la distancia entre la fuente y el centro de fases del array, d es la distancia que separa dos elementos consecutivos del array, c es la velocidad de la luz y θ_0 es el ángulo que determina la posición de la fuente.

Esta representación del efecto de la diversidad espacial provocada por la apertura es meramente temporal. Es interesante explorar ahora cuál es su formulación en términos frecuenciales. Para ello se toma transformada de Fourier de la señal recibida en el sensor q . Dicha transformada de Fourier se expone en (1.6).

$$X_s(f, q) = X_s(f)e^{-jw_0t}e^{-jw_0\tau_q} \quad (1.6)$$

Esta formulación separa perfectamente el término sobre el que recae el interés. Tan sólo el término de fase, más a la derecha, es el único relevante y que contiene la información de ángulos de llegada. De un modo intuitivo, los dos primeros términos son comunes a todos los sensores, no contribuyen a la firma en diversidad espacial de la fuente, y tan sólo el último, sensor a sensor, hace firmar de manera diferente a las fuentes en función de su posición. Más interesante aún, si la fuente radia en varias frecuencias, cada una de ellas repetirá la firma espacial aumentando las posibilidades de estimar con menor varianza la posición de la fuente. Es decir que disponiendo un banco de filtros a la salida de cada sensor se dispondrá de una firma en diversidad frecuencial y diversidad espacial. En términos de complejidad, es bien conocido que un banco de filtros de resolución constante y equi-espaciados puede realizarse mediante una FFT. En cualquier caso, es fácil comprender que la complejidad crece notablemente con el número de bandas.

Se considera que la fuente es de banda estrecha cuando la diversidad espacial puede considerarse que afecta igual a todas las frecuencias de la banda e igual a la de una sola frecuencia, en concreto a su portadora. Considerando una señal paso banda como la parte real del producto del equivalente paso bajo o envolvente compleja por el fasor a la frecuencia portadora, se dice que la señal es de banda estrecha cuando el equivalente paso bajo no firma en la diversidad espacial o, lo que es lo mismo, es invariante en cada elemento del array. Claramente para que el proceso de la diversidad espacial pueda considerarse de banda estrecha se requerirá en (1.4) que,

$$a_s(t - \tau_q) \approx a_s(t) \quad \forall q \forall s \quad (1.7)$$

Debido al gran ancho de banda de las señales UWB, el número de caminos de propagación que puede resolver el receptor puede llegar a ser muy grande. Es por esta razón que la estimación del ángulo de llegada puede ser extremadamente difícil en canales de propagación multicamino. Sin embargo el problema más grave al usar UWB es que no se puede asumir (1.7).

Si se plantea la expresión (1.7) en el dominio frecuencial,

$$A_s(w)e^{-jw\tau_0}e^{-jw(q\frac{d}{c}\sin(\theta_0))} \approx A_s(w)e^{-jw\tau_0} \quad (1.8)$$

se hace evidente que el producto frecuencia por retardo de grupo ha de ser despreciable. La situación más desfavorable en lo que se refiere a posición de la fuente es que esta se sitúe en una posición donde el $\sin(\theta)$ sea igual a 1. Con respecto a la posición del sensor, lo más desfavorable es coger el sensor más alejado del centro de fase, considerando que el centro de fase está dentro del recinto de la apertura y que la dimensión máxima de esta es de D metros, el peor valor de d será precisamente D . Con respecto a la máxima excursión de frecuencia del equivalente paso bajo, claramente lo peor es encontrarnos en el extremo de la banda, es decir, en $\frac{B_0}{2}$, o peor en B_0 (Este es el caso de banda

lateral única o SSB). En resumen, el máximo valor del producto frecuencia retardo de grupo es (1.9).

$$w \frac{d}{c} \sin(\theta) \ll 1 \Rightarrow B_0 \frac{D}{\lambda f_0} \ll 1 \quad (1.9)$$

Que puede expresarse como,

$$\frac{D}{\lambda} \ll \frac{f_0}{B_0} \quad (1.10)$$

En UWB esta condición no se cumple debido al gran ancho de banda que utiliza. Esto implica que la diversidad espacial no afectará por igual a todas las frecuencias de la banda con lo que el estudio de la señal se complica considerablemente. Una de las técnicas más populares para estudio de DOA en banda ancha es la focalización. Esta técnica consiste en la estimación de potencia para distintas frecuencias de la banda. Así pues la exploración en ángulos se ha de añadir ahora la de frecuencia, resultando un proceso computacionalmente lento y complicado. En definitiva, aunque la diversidad frecuencial aparenta ser una ventaja en detección de DOA por el hecho de que cada una de las frecuencias radiadas por la fuente repite la firma espacial, este se convierte en un proceso lento y complejo ya que todo lo que se puede hacer es simplemente medir potencia, vía un método de exploración y a continuación promediar en frecuencia.

1.1.4. Conclusión

En este capítulo hemos visto que la tecnología UWB usa una potencia muy baja y señales de radio de pulsos cortos (del orden de nanosegundos) para transferir datos en un extenso rango de frecuencias. Posee un inmenso potencial para las técnicas de medición por el simple hecho de trabajar con anchos de banda del orden de GHz. Además, consume muy poca energía, lo que la convierte en una tecnología más barata y sencilla. Sin lugar a duda parece ser la mejor tecnología para el objetivo de este proyecto.

El objetivo propuesto es conseguir localización precisa en un escenario indoor. Por lo tanto se dispone de espacio limitado. Se va a suponer que se dispone de un único dispositivo a localizar y de un único dispositivo receptor. En definitiva dispondremos de un único receptor que deberá estimar el TOA y el DOA mediante la información que se obtiene en una transmisión UWB. El enfoque SSR es del todo inapropiado ya que no aprovecha la alta resolución temporal de UWB. Por consiguiente se usará el método TOA para el cálculo de distancias y un novedoso método de estimación DOA basado en el estudio de retardos temporales.

1.2. Motivación

Uno de los problemas más interesantes en comunicaciones inalámbricas es la estimación del ángulo de incidencia y del tiempo de llegada de una señal que llega a un array de antenas asumiendo un canal con propagación multicamino. Dicho problema tiene múltiples aplicaciones, incluyendo, por ejemplo, los sistemas de posicionamiento.

La motivación principal de este proyecto es hacer uso de las características de las señales UWB para proporcionar estimaciones conjuntas muy precisas de TOA

y DOA.

La estimación conjunta de ángulo y retardo ha sido ampliamente investigada en sistemas de banda estrecha.

En comparación con las técnicas clásicas de estimación disjunta [3]- [4], donde primero se estima el ángulo de llegada y, secuencialmente, el tiempo de llegada correspondiente al anterior ángulo, la estimación conjunta tiene ventaja en los casos en que varios rayos tienen aproximadamente el mismo retardo (o los mismos ángulos).

La estimación conjunta de ángulo y retardo ha sido un tema de interés destacado en la literatura científica de estos últimos años. Algunos métodos de estimación conjunta de TOA y DOA (JADE) se proponen en [5]- [6]. En los algoritmos JADE, la resolución de caminos viene limitada por la resolución en ángulo-tiempo, es decir, se pueden resolver caminos cuando éstos se diferencian en, como mínimo, uno de los dos dominios, ya sea ángulo o tiempo. En general JADE no requiere mayor número de antenas que caminos presentes (a diferencia de los algoritmos DOA típicos).

En un modelo de propagación paramétrico, una fuente es recibida en un array de antenas a través de una serie de rayos, cada uno de ellos descrito por una dirección de llegada, un retardo, y un parámetro de desvanecimiento. A diferencia del desvanecimiento o fading, los ángulos y retrasos son estacionarios durante largos intervalos de tiempo. Esta idea es explotada en muchos artículos, tales como [6] donde el algoritmo utilizado se basa en una versión multidimensional de ESPRIT. Anteriormente algoritmos como MLE [7] o MUSIC [8] multidimensional se utilizaron, pero se descartaron por ser poco atractivos para la estimación en línea.

El presente trabajo se focaliza en la estimación conjunta de ángulos y retardos relativos a una señal con propagación multicamino emanada por una única fuente y recibida en un array de antenas en un sistema UWB.

La mayoría de estimaciones propuestas en sistemas de localización UWB se basan en estimaciones de tiempo de retardo, mientras que pocas consideran la estimación de la dirección de llegada (DOA). Los estudios realizados en estimación DOA en grandes anchos de banda se pueden encontrar en [9], donde se supone canal ideal, y también en [10], donde una técnica de estimación de DOA es propuesta usando un receptor con canalización digital.

En un trabajo previo, se explota el hecho de que el retardo temporal en cada elemento del array no sólo depende del retardo de propagación, sino también de la dirección de llegada. En [11] la técnica de estimación propuesta considera un enfoque en el dominio frecuencial. Trabajar en el dominio frecuencial facilita la aplicación de técnicas de estimación espectral de alta resolución para obtener un perfil de potencia de la señal donde el TOA es estimado para cada antena del array. Entonces, la estimación de DOA se obtiene a partir de las mediciones TOA anteriores mediante una estimación lineal.

En este trabajo se propone desarrollar un perfil de potencias bidimensional de donde se obtiene la estimación conjunta de ambos parámetros, el ángulo y el retardo. Las dos dimensiones del perfil de potencias se definen como la distribución de energía de la señal con respecto a los retardos debidos a la propagación en una dimensión, y la distribución de energía de la señal con respecto a los ángulos de llegada en la segunda dimensión. La estimación espectral se basa en el periodograma con el objetivo de alcanzar una implementación sencilla y poder asumir que se desconoce la forma de onda del pulso recibido.

1.3. Estructura del Documento

El proyecto está organizado en los siguientes capítulos: El **capítulo 2** se propone el estimador conjunto de TOA y DOA y una implementación eficaz mediante uso de FFT. En el **capítulo 3** se muestra la parte experimental donde se evalúa el funcionamiento del estimador en un escenario ideal y en un escenario LOS. Además se compara el estimador propuesto con el estimador lineal [11] y se adapta el simulador al Standard IEEE 802.15.4a. En el **capítulo 4** se discute el trabajo futuro. Finalmente, en el **capítulo 5** se presentan las conclusiones.

Capítulo 2

Estimación conjunta TOA y DOA

2.1. Introducción

En el capítulo anterior se ha justificado el uso de tecnología UWB para sistemas de localización. Para conseguir localización precisa con tan sólo un receptor necesitaremos una medida de distancia y una medida de ángulo (ver Fig.2.1).

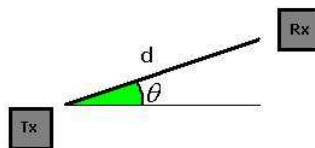


Figura 2.1: Esquema del escenario propuesto

En este capítulo se va a mostrar la descripción matemática del algoritmo de estimación conjunta propuesto. Para comprender todas sus partes es necesario mostrar una descripción del modelo de sistema que se va a utilizar y definir una notación para todo el proyecto. Esto se mostrará en el apartado titulado *Modelo de señal*. A continuación se expone el desarrollo del estimador y finalmente se propone una implementación eficiente para mejorar la velocidad de cálculo.

2.2. Modelo de señal

2.2.1. Señal UWB

Se considera un sistema impulse-radio UWB (IR-UWB) donde la transmisión de un símbolo de información se implementa típicamente con la repetición de N_f pulsos de muy corta duración.

En la Fig. 2.2 se puede observar uno de los pulsos utilizados para la simulación:

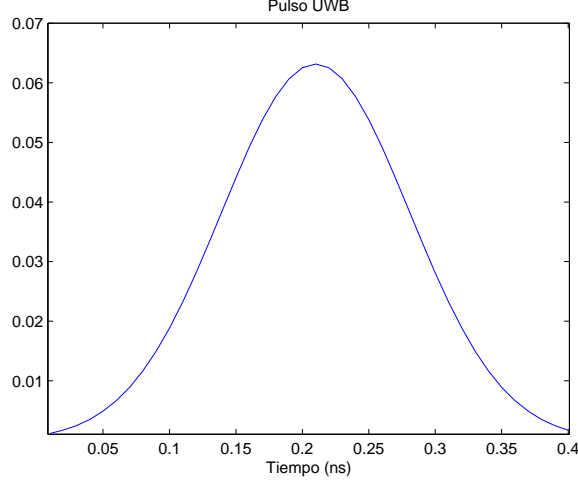


Figura 2.2: Pulso UWB de duración 0.4 nseg.

La señal transmitida se expresa como:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_f-1} a_j p(t - (kN_f + j)T_f - c_j T_c - b_k T_\delta) \quad (2.1)$$

donde se asume modulación PPM mediante b_k tomando valores $\{0, 1\}$ con igual probabilidad. El pulso gaussiano viene expresado como $p(t)$, típicamente Gaussiano y de duración T_p . $T_{sym} = N_f T_f$ es la duración de símbolo, donde $T_f \gg T_p$ es el periodo de repetición de pulso también llamado periodo de frame, y N_f es el número de frames por símbolo, T_c es el tiempo de chip, T_δ es el intervalo de modulación PPM, N_c es el número de chips por frame, $\{c_j\}$ es la secuencia de Time Hopping y $\{a_j\} = \pm 1$ denota la secuencia de polarización típicamente usada para la configuración del espectro.

También se puede escribir,

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_f-1} a_j p(t - kT_{sym} - jT_f - c_j T_c - b_k T_\delta) \quad (2.2)$$

En la Fig. 2.3 y 2.4 se puede observar la notación utilizada y un símbolo UWB de los utilizados para la simulación respectivamente.

2.2.2. Canal de propagación

El modelo de canal considerado viene dado por la expresión general para el canal de propagación multicamino con desvanecimiento de la siguiente manera,

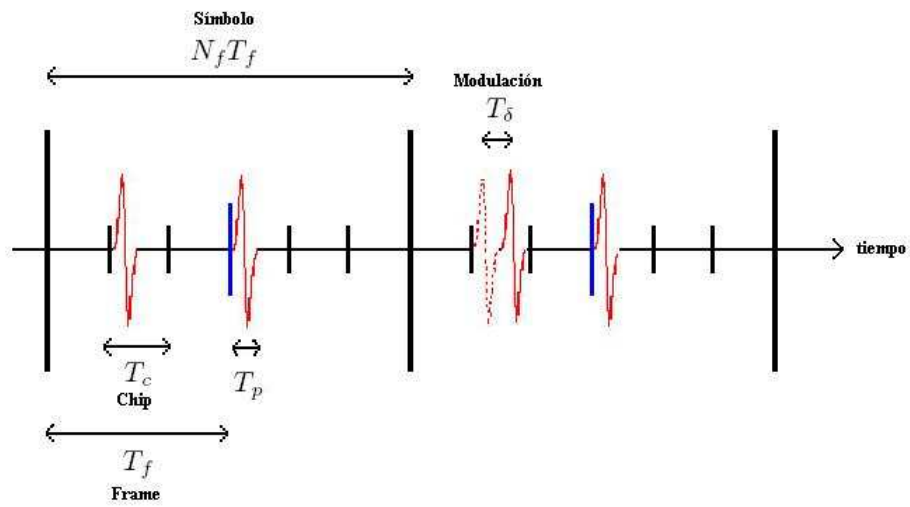


Figura 2.3: Notación

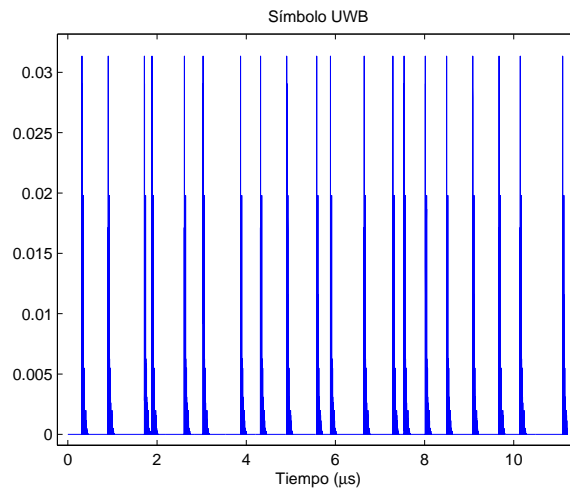


Figura 2.4: Símbolo UWB de duración 11.2 μs con efecto del canal

$$h(t) = \sum_{m=0}^{M-1} h_m \delta(t - \tau_m) \quad (2.3)$$

donde h_m denota el coeficiente de fading para el camino de propagación m , mientras que τ_m representa el retardo que sufre el camino de propagación m . En general se asume $\tau_0 < \tau_1 < \dots < \tau_{M-1}$, siendo τ_0 el TOA que se debe estimar.

En la Fig. 2.5 se ha representado un pulso UWB recibido en una antena suponiendo

do canal multicamino pero sin ruido. En la Fig. 2.6 se ha representado el mismo pulso recibido que en la Fig. 2.5 pero añadiendo ruido.

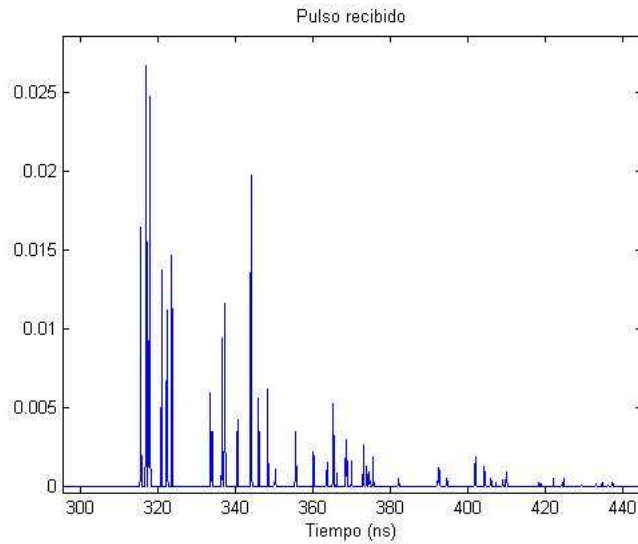


Figura 2.5: Pulso recibido sin ruido en antena receptora

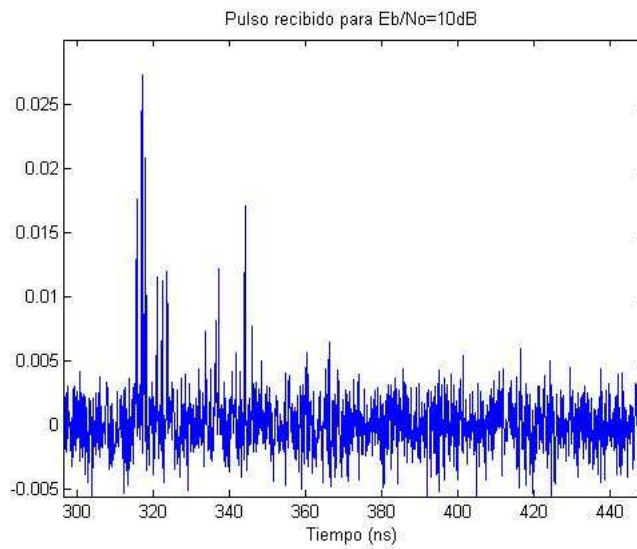
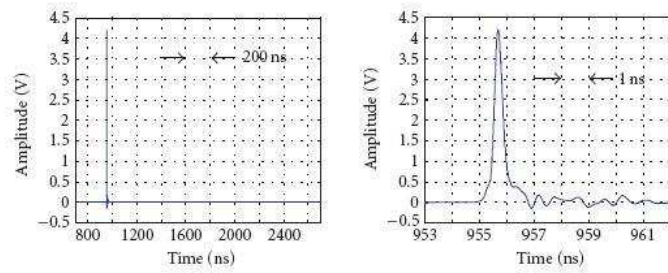


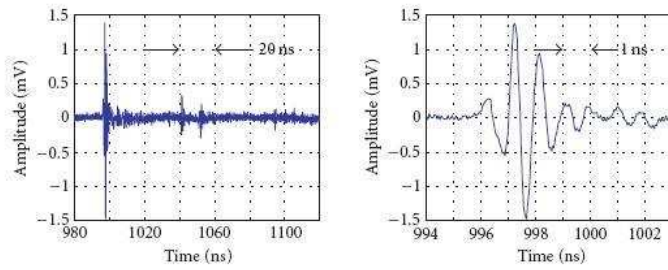
Figura 2.6: Pulso recibido con ruido en antena receptora

Finalmente en la Fig. 2.7 se pueden observar las formas de onda típicas de señal transmitida y recibida en tres ambientes diferentes. La señal recibida en cada uno de los escenarios se muestra en dos diferentes escalas de tiempo: la subfigura izquierda abarca el tiempo de decaimiento de la respuesta, y en la

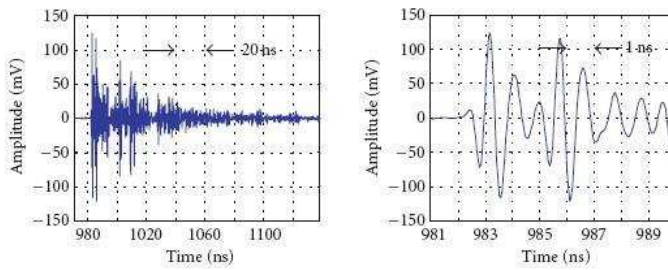
subfigura derecha se fija la escala en un nanosegundo por división para mostrar la respuesta con más detalle.



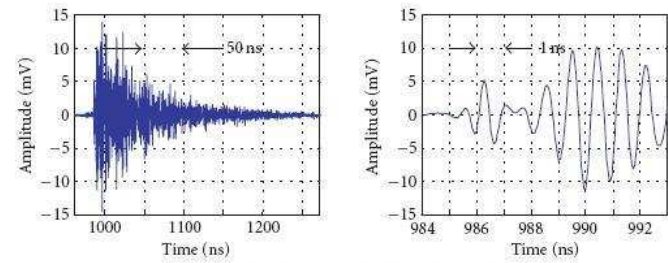
(a) Pulse driving transmitting antenna.



(b) outdoor received signal.



(c) indoor received signal, line-of-sight.



(d) indoor received signal, blocked line-of-sight.

Figura 2.7: Formas de onda típicas en transmisión y recepción

2.2.3. Señal recibida en una antena

La señal recibida en una única antena es la suma de los múltiples retardos y las réplicas atenuadas del pulso recibido $\tilde{p}(t)$ que ya incluye el filtro receptor,

$$y(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_f-1} h_m \tilde{p}(t - kT_s - jT_f - c_j T_c - b_k T_\delta - \tau_m) + v(t) \quad (2.4)$$

Se asume que el pulso recibido procedente de cada camino m tiene la misma forma de onda pero experimenta desvanecimiento distinto (coeficiente h_m), y retardo distinto (τ_m). El ruido se representa de forma aditiva con $v(t) \sim N(0, N_0)$. Debido al corto ciclo de trabajo de las señales UWB se asume que la señal recibida está libre de Interferencia Intersimbólica (ISI).

La señal asociada a un pulso j correspondiente a un símbolo k , en el dominio frecuencial puede escribirse como,

$$Y_j^k(w) = \sum_{m=0}^{M-1} h_m S_j^k(w) e^{-jw\tau_m} + V_j^k(w) \quad (2.5)$$

con

$$S_j^k(w) = \tilde{P}(w) e^{-jw(kT_{sym} + jT_f + c_j T_c + b_k T_\delta)} \quad (2.6)$$

donde $\tilde{P}(w)$ denota la Transformada de Fourier (FT) de $\tilde{p}(t)$ y $V_j^k(w)$ es el ruido en el dominio frecuencial asociado al frame j correspondiente al símbolo k . Muestreando (2.5) a $w_n = w_0 n$ para $n = 0, 1, \dots, N-1$ y $w_0 = 2\pi/N$ y reordenando las muestras frecuenciales $Y_j^k[n]$ en el vector $\mathbf{Y}_j^k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ se obtiene,

$$\mathbf{Y}_j^k = \mathbf{S}_j^k \mathbf{E}_\tau \mathbf{h} + \mathbf{V}_j^k \quad (2.7)$$

donde la matriz $\mathbf{S}_j^k \in \mathbb{C}^{N \times N}$ es una matriz diagonal cuyos elementos son las muestras frecuenciales de $S_j^k(w)$ y la matriz $\mathbf{E}_\tau \in \mathbb{C}^{N \times M}$ contiene los vectores con la firma de los retardos asociados a cada camino de llegada,

$$\mathbf{E}_\tau = [\mathbf{e}_{\tau_0} \dots \mathbf{e}_{\tau_m} \dots \mathbf{e}_{\tau_{M-1}}] \quad (2.8)$$

con $\mathbf{e}_{\tau_m} = [1 \ e^{-jw_0\tau_m} \ \dots \ e^{-jw_0(N-1)\tau_m}]^T$. Los coeficientes asociados al fading del canal se agrupan en el vector $\mathbf{h} = [h_0 \dots h_{M-1}]^T \in \mathbb{R}^{M \times 1}$, y las muestras de ruido en el vector $\mathbf{V}_j^k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$.

2.2.4. Señal recibida en Q antenas

En el capítulo anterior se ha visto que para calcular la distancia basta con una sola antena pero que para calcular el DOA es necesario varios elementos receptores. Es por esta razón que se considera un array de Q elementos receptores equiespaciados d metros.

La señal recibida en la antena q para un receptor equipado con Q antenas se puede formular así,

$$y_q(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_f-1} h_m \tilde{p}(t - kT_{sym} - jT_f - c_j T_c - b_k T_\delta - \tau_{m,q}) + v_q(t) \quad (2.9)$$

donde el retardo temporal de cada antena no sólo depende del retardo de propagación sino también de la dirección de llegada (véase Fig. 2.8). En particular, para un array lineal uniforme (ULA) el retardo de propagación asociado al camino de llegada m en la antena q viene dado por la expresión,

$$\tau_{m,q} = \tau_m + q \frac{d}{c} \sin \theta_m \quad 0 \leq q \leq Q - 1 \quad (2.10)$$

siendo d la distancia entre antenas, c la velocidad de la luz y θ_m la dirección de llegada del camino m . Aunque el esquema presentado asume ULA, éste puede ser extendido directamente a otras distribuciones de arrays.

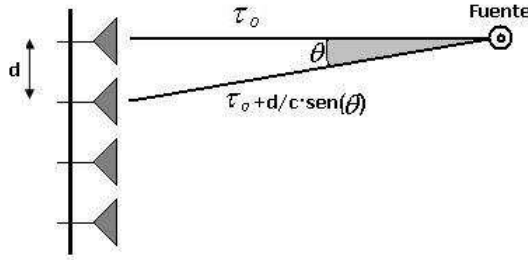


Figura 2.8: Geometría del escenario

Si se pasa la expresión (2.9) al dominio frecuencial se obtiene,

$$Y_{jq}^k(w) = \sum_{m=0}^{M-1} h_m S_j^k(w) e^{-jw\tau_{m,q}} + V_{jq}^k(w) \quad (2.11)$$

donde $Y_{jq}^k(w)$, $S_j^k(w)$ y $V_{jq}^k(w)$ denotan la transformada de Fourier de la señal recibida, de la señal transmitida y del ruido, respectivamente.

Muestreando y reordenando (2.11) en una notación matricial, el vector de señal recibido en el elemento q viene dado por,

$$\mathbf{Y}_{jq}^k = \sum_{m=0}^{M-1} h_m \mathbf{S}_j^k \mathbf{e}_{\tau_{m,q}} + \mathbf{V}_{jq}^k \quad (2.12)$$

donde los elementos del vector $\mathbf{Y}_{jq}^k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, $Y_{jq}^k(w_n)$ son las componentes de la DFT de $y_{jq}^k(t)$ con $w_n = w_0 n$ para $n = 0, 1, \dots, N-1$ y $w_0 = 2\pi/N$, $\mathbf{S}_j^k \in \mathbb{C}^{N \times N}$ es una matriz diagonal cuyos elementos son las componentes de la DFT de la señal transmitida y las muestras de ruido se organizan en el vector $\mathbf{V}_{jq}^k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$. Los elementos del 'steering vector' contienen la firma de la señal ya que incluyen la dependencia con el ángulo de llegada en $\tau_{m,q}$,

$$\mathbf{e}_{\tau_{m,q}} = (1 \quad e^{-jw_0\tau_{m,q}} \quad \dots \quad e^{-jw_0(N-1)\tau_{m,q}})^T \quad (2.13)$$

Con el objetivo de compactar la notación se va a considerar un vector formado por la concatenación de señales recibidas en cada elemento del array,

$$\mathbf{Y}_j^k = \left[\mathbf{Y}_{j,0}^k{}^T \quad \mathbf{Y}_{j,1}^k{}^T \quad \dots \quad \mathbf{Y}_{j,Q-1}^k{}^T \right]^T \quad (2.14)$$

En consecuencia, el vector $\mathbf{Y}_j^k \in \mathbb{C}^{QN \times 1}$.

2.3. Estimador conjunto TOA y DOA

Como ya se ha comentado en la introducción, para cálculos de TOA es necesario una etapa previa de sincronización. En esta sección se mostrarán y se describirán las dos etapas de que consta el estimador propuesto. Se hará especial hincapié en la segunda etapa donde se consigue la estimación más precisa de TOA y DOA.

2.3.1. Etapas del estimador

El algoritmo propuesto en [12] resuelve la sincronización a ciegas, sin la necesidad de estimación de canal de transmisión o secuencia de entrenamiento. La estrategia se basa en un primer bloque que realiza la estimación de energía y que sólo requiere el conocimiento en el receptor de la secuencia de Time Hopping (TH) seguida de un algoritmo de estimación TOA de alta resolución que proporciona la medida de tiempo fina.

ETAPA 1: Coarse Estimation

La estimación tosca, o *coarse estimation* a partir de ahora, consiste en un estimador de energía y un algoritmo de búsqueda sencillo que indentifica el inicio de símbolo aplicando un criterio de mínima distancia basado en el conocimiento de la secuencia de TH. Se va a considerar un tiempo de adquisición de $K_s + 1$ símbolos. El TOA definido como τ_0 indica el inicio del primer símbolo completo en el intervalo de observación, siendo $0 \leq \tau_0 \leq T_{sym}$. Se quiere destacar que la duración de la ventana de adquisición se define un símbolo más larga que el número de símbolos considerados para la estimación fina. Por lo tanto se deduce que la ventana mínima de adquisición debe ser de 2 tiempos de símbolo para poder realizar la estimación fina en un solo símbolo $K_s = 1$. En la Fig. 2.9 se muestra el diagrama de bloques general de un esquema de transmisión IR-UWB y la estructura del receptor propuesto. A efectos de describir el algoritmo de estimación el receptor asume una tasa de muestreo de Nyquist ideal, seguido de un módulo DFT. No obstante existen implementaciones que pueden reducir los requerimientos de alta velocidad de muestreo asociados con las señales UWB, usando por ejemplo receptores basados en bancos de filtros [13].

Se designa $y[m] = y(mT_s)$ a la señal recibida en tiempo discreto, donde T_s es el periodo de muestreo. Las muestras en el dominio frecuencial de la señal recibida en intervalo de tiempo del chip i se definen como,

$$Y_{chip,i}[n] = \sum_{m=1}^{K_c} y[(i-1)K_c + m] e^{-j \frac{2\pi}{K_c} mn} \quad n = 1, \dots, K_c \quad (2.15)$$

donde $i = 1, \dots, N_c N_f (K_s + 1)$.

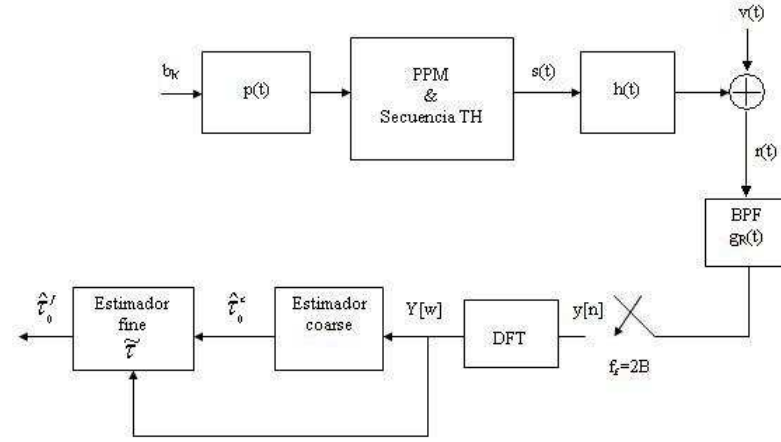


Figura 2.9: Diagrama de bloques del transmisor IR-UWB y del receptor propuesto

Reordenando las muestras frecuenciales $Y_{chip,i}[n]$ en el vector $\mathbf{Y}_{chip,i} \in \mathbb{C}^{K_c \times 1}$, siendo $K_c = \lfloor T_c/T_s \rfloor$ el número de muestras en un tiempo de chip, la energía de cada intervalo de chip en un periodo de símbolo se obtiene promediando para cada uno de los $N_f N_c$ chips, sobre todos los $K_s + 1$ símbolos del intervalo de adquisición. Esto es,

$$E_{chip,j} = \sum_{k=0}^{K_s} \|\mathbf{Y}_{chip,j+kN_c N_f}\|^2 \quad j = 1, \dots, N_c N_f \quad (2.16)$$

La estimación de energía se lleva a cabo en el dominio frecuencial ya que posteriormente se sigue trabajando en el dominio frecuencial. Si el paso a dominio frecuencial es crítico la estimación de energía se puede realizar en el dominio temporal. En este caso el paso a dominio frecuencial no es nada problemático pues el tiempo de chip es muy pequeño.

En la Fig. 2.10 se puede observar el resultado obtenido donde destacan los picos correspondientes a los pulsos. Remarcar que se ha usado en este caso una E_b/N_0 de 20dB y $K_s=1$.

El algoritmo encuentra la posición de los N_f valores máximos de la energía de la señal y los ordena en el vector,

$$\mathbf{a} = [\alpha_0 \quad \dots \quad \alpha_j \quad \dots \quad \alpha_{N_f-1}] \quad (2.17)$$

donde los elementos $\alpha_j \in \{0, \dots, N_c N_f - 1\}$ corresponden a la posición del pulso en el símbolo con una resolución temporal igual al intervalo de chip T_c .

Llamaremos $\mathbf{c} = [c_0 \quad \dots \quad c_{N_f-1}]$ al vector que contiene la secuencia de TH, con los elementos $c_i \in \{0, 1, \dots, N_c - 1\}$. Definimos entonces una matriz circular Δ_{ρ_c} donde las filas contienen los retardos relativos en número de intervalos de chips entre dos pulsos consecutivos dentro de un mismo periodo de símbolo. Más concretamente, si se define $\rho_c(n) = N_c - c_{n-1} + c_n$, como el número de chips

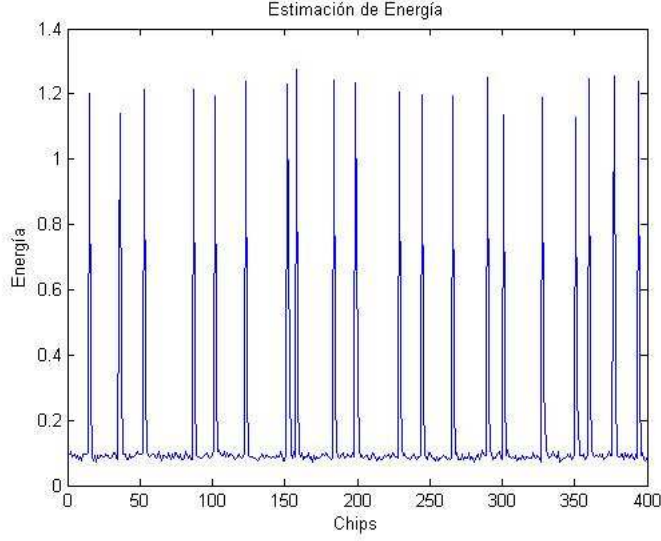


Figura 2.10: Estimación de la posición de los pulsos con $N_f=20$ y $N_c=20$

entre dos pulsos transmitidos consecutivos, la matrix Δ_{ρ_c} viene dada por,

$$\Delta_{\rho_c} = \begin{bmatrix} \rho_c(1) & \rho_c(2) & \dots & \rho_c(N_f - 1) & \rho_c(N_f) \\ \rho_c(2) & \rho_c(3) & \dots & \rho_c(N_f) & \rho_c(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \rho_c(N_f) & \rho_c(1) & \dots & \rho_c(N_f - 2) & \rho_c(N_f - 1) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Por lo tanto, la distancia relativa entre las N_f posiciones estimadas de los pulsos conforman el vector,

$$\Delta\alpha = [\alpha_1 - \alpha_0 \quad \dots \quad \alpha_j - \alpha_{j-1} \quad \dots \quad \alpha_{N_f-1} - \alpha_{N_f-2}] \quad (2.19)$$

La estimación del número de frame $v \in \{1, \dots, N_f\}$ al que pertenece el primer pulso detectado se lleva a cabo encontrando la secuencia desplazada de TH que más se parece a $\Delta\alpha$. Es decir, el algoritmo encuentra la fila j de la matrix Δ_{ρ_c} , que llamaremos $\Delta_{\rho_c}|_j$, que minimiza,

$$v = \arg \min_{j=1, \dots, N_f} \|\Delta\alpha - \Delta_{\rho_c}|_j\|^2 \quad (2.20)$$

A partir del v estimado y de la secuencia de TH conocida por el receptor, la estimación coarse del TOA se puede definir directamente,

$$\hat{\tau}_0^c = (\alpha_0 + N_c - c_v + (N_f - v)N_c)T_c \quad (2.21)$$

ETAPA 2: Fine Estimation

La estimación fina, $\hat{\tau}_0^f$, se obtiene de la estimación coarse, $\hat{\tau}_0^c$, y de una estimación de alta resolución del retardo temporal $\hat{\tau}$ del primer camino que llega con respecto a la referencia temporal obtenida en la etapa de estimación coarse. Es decir, la estimación de alta resolución $\hat{\tau}$ cumplirá $0 \leq \hat{\tau} \leq T_f$.

La estimación TOA resultante de la etapa de estimación fina viene dada por,

$$\hat{\tau}_0^f = \hat{\tau}_0^c + \tilde{\tau} \quad (2.22)$$

A continuación se describe el algoritmo de alta resolución para la estimación TOA $\tilde{\tau}$. Además del TOA, este algoritmo nos proporciona el DOA.

2.3.2. Estimador TOA y DOA de alta resolución

La estimación TOA de alta resolución consiste en encontrar el retardo del primer rayo, $\tilde{\tau}$, que supere un umbral P_{th} en el perfil de potencias bidimensional sumando la contribución en todas las direcciones,

$$\tilde{\tau} = \text{mín arg}_{\tau} \left\{ \sum_{\theta} P(\tau, \theta) > P_{th} \right\} \quad (2.23)$$

Una vez estimado el primer retardo $\tilde{\tau}$, la dirección de llegada se estima mediante el máximo de la distribución de potencia en $\tilde{\tau}$,

$$\tilde{\theta} = \text{arg máx}_{\theta} \{P(\tilde{\tau}, \theta)\} \quad (2.24)$$

El perfil de potencias $P(\tau, \theta)$ se puede realizar aplicando cualquiera de los estimadores espectrales. El estimador, por decirlo de algún modo, más natural de densidad espectral viene dado por,

$$S(w) = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{\mathbf{S}^H \mathbf{S}} \mathbf{S}^H \mathbf{R} \mathbf{S} \quad (2.25)$$

donde \mathbf{S} es el expresado en (2.26), M es el orden de la matriz de correlación, y \mathbf{R} es la matriz con los valores de la correlación del proceso y, obviamente, es de tamaño $M \times M$. Nótese que $S(w)$ no es la densidad espectral correcta sino un estimador. Para que fuese la correcta la M , debería de tender a infinito.

$$\mathbf{S}^H = [1 \quad e^{-jw} \quad \dots \quad e^{-j(M-1)w}] \quad (2.26)$$

Mediante el vector \mathbf{S} se obtiene un perfil de potencias según la frecuencia. En el periodograma $P(\tau, \theta)$ lo que se quiere es obtener información referente a tiempo de llegada por un lado y ángulo de llegada por el otro lado.

El perfil de potencias se obtiene estimando la energía de la señal filtrándola con el vector formado por la concatenación de las firmas retardo-ángulo, $\mathbf{E}_{\tau, \theta}$, en cada retardo temporal y en cada dirección resultante de la fórmula cuadrática,

$$P(\tau, \theta) = \mathbf{E}_{\tau, \theta}^H \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{E}_{\tau, \theta} \quad (2.27)$$

donde \mathbf{R} es la matriz de correlación de la señal. El vector firma $\mathbf{E}_{\tau, \theta}$ está formado por los vectores firma asociados a cada elemento del array,

$$\mathbf{E}_{\tau, \theta} = [\mathbf{e}_0^T \quad \mathbf{e}_1^T \quad \dots \quad \mathbf{e}_{Q-1}^T]^T \quad (2.28)$$

donde,

$$\mathbf{e}_q = \left(1 \quad e^{-jw_0(\tau + qd \frac{\sin \theta}{c})} \quad \dots \quad e^{-jw_0(N-1)(\tau + qd \frac{\sin \theta}{c})} \right)^T \quad (2.29)$$

El vector firma definido en (2.29) asociado a cada antena depende del retardo τ y del ángulo de incidencia θ .

En la Fig. 2.11 se muestran las variables temporales involucradas en las dos etapas de estimación. Las cajas pintadas en verde indican el nivel de energía en cada intervalo de chip.

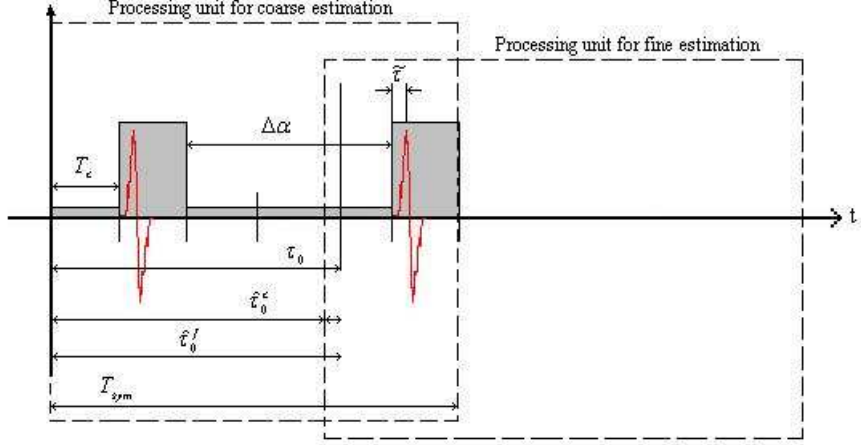


Figura 2.11: Descripción de las dos etapas del estimador

Estimador de Correlación

La correlación se define como,

$$\mathbf{R} = E \left\{ \mathbf{X}_n \cdot \mathbf{X}_n^H \right\} \quad (2.30)$$

donde \mathbf{X}_n es el vector que contiene las muestras de la señal. Es fundamental la forma en que se estima esta matriz ya que la estructura de ésta configurará el espectro de potencia resultante del periodograma.

Como se ha comentado con anterioridad, el tiempo de adquisición mínimo es de K_s+1 símbolos. En cada símbolo se dispone de N_f frames cada uno de ellos con un pulso. Usaremos esta información redundante para estimar la matriz de correlación.

La estimación de la correlación se define como,

$$\mathbf{R} = \frac{1}{N_f K_s} \sum_{k=1}^{K_s} \sum_{j=1}^{N_f} \mathbf{Y}_j^k \cdot \mathbf{Y}_j^{kH} \quad (2.31)$$

donde el vector \mathbf{Y}_j^k es el definido en (2.14).

Las muestras frecuenciales $Y_{jq}^k[n]$ asociadas al símbolo k, frame j y antena q que forman cada vector \mathbf{Y}_j^k se obtienen del vector de muestras temporales una

vez que las posiciones de los pulsos se han alineado,

$$Y_{jq}^k[n] = \sum_{m=1}^{K_f} y[\hat{m}_j^k + m] e^{-j \frac{2\pi}{K_f} nm} \quad n = 1, \dots, K_f \quad (2.32)$$

siendo \hat{m}_j^k la primera muestra asociada al pulso j correspondiente al símbolo k,

$$\hat{m}_j^k = \left\lfloor \frac{\hat{\tau}_0^c + kT_s + jT_f + c_j T_c}{T_s} \right\rfloor \quad (2.33)$$

donde $\hat{\tau}_0^c$ es la estimación burda, T_s es el periodo de muestreo y $K_f = \lfloor T_f/T_s \rfloor$ es el numero de muestras por frame.

Cabe notar que la computación de la matriz de correlación toma robustez debido a la diversidad temporal inherente de las señales UWB, con N_f pulsos transmitidos repetidos para cada símbolo de información, promediando la matriz de correlación en los N_f frames disponibles. Esta aproximación proporciona una mejor estimación de la correlación que al final se traduce en un mejor algoritmo de estimación total.

Una vez obtenido el vector \mathbf{Y}_j^k y su correlación \mathbf{R} ya se puede diseñar un filtrado que nos dé información sobre el TOA y DOA.

Pseudo-Periodograma

El pseudo-periodograma se calcula con la expresión (2.27), donde $\mathbf{E}_{\tau, \theta}$ actúa como vector de enfoque o steering vector. Se puede observar que el vector $\mathbf{E}_{\tau, \theta}$ tiene dimensión $QN \times 1$.

El objetivo del pseudo-periodograma propuesto es establecer un perfil de potencias según τ y según θ aprovechando la naturaleza de la señal recibida. Para cada camino de propagación tendremos una contribución en τ correspondiente al TOA constante para todo ángulo. Si consideramos las curvas de nivel de un periodograma resultante de un escenario cuya respuesta impulsional es una delta, obtendríamos en la representación una recta de pendiente cero en $\tau = \tau_0$. A esta recta le cruzarán tantas rectas como elementos del array menos uno, cada una de ellas de pendiente q_c^d . La Fig. 2.12 ayuda a comprender mejor dichas curvas de nivel del periodograma.

En el caso de tener únicamente un camino de propagación directo se obtendrá un pico aislado en el periodograma. Si el canal tuviera multicamino se obtendrían contribuciones rectas de pendiente cero en cada τ correspondiente al retardo de cada camino y de amplitud proporcional a la potencia recibida. En estos casos es fundamental escoger la primera contribución para un cálculo correcto de TOA.

En el caso de tener canal ideal basta con aplicar,

$$\tilde{\tau} = \arg \max_{\tau} \{P(\tau, \theta)\} \quad (2.34)$$

Una vez estimado el retardo $\tilde{\tau}$, la dirección de llegada se estima igual que en (2.24).

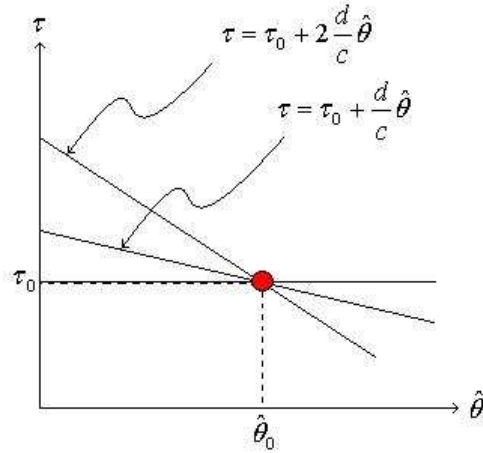


Figura 2.12: Esquema de las curvas de nivel resultantes del periodograma

En los casos de canal no-ideal primero se debe buscar el primer τ donde hay contribución. Éste será el TOA que nos proporcionará la estimación de la distancia.

$$\tilde{\tau} = \text{mín arg}_{\tau} \left\{ \sum_{\theta} P(\tau, \theta) > P_{th} \right\} \quad (2.35)$$

Una vez obtenido el $\tilde{\tau}$ se debe buscar el máximo de la misma forma que en (2.24) para obtener el DOA.

En la Fig. 2.13 se muestra el resultado obtenido con la simulación del algoritmo. A la izquierda se muestra el periodograma y a la derecha las curvas de nivel. Debido a la dificultad de plasmar los periodogramas en tres dimensiones, a menudo se trabajará con las curvas de nivel de los periodogramas para visualizar mejor los resultados.

Se puede observar que se ha representado el DOA en función del parámetro $\hat{\theta} = \sin \theta$ para linealizar la función. El parámetro de salida del simulador va a ser en todas las simulaciones $\hat{\theta}$ puesto que no hay necesidad de transformar al dominio angular para aplicaciones posteriores de localización.

2.4. Implementación eficiente

Con lo visto en este capítulo ya se tiene la información necesaria para implementar el estimador. El problema reside en la operación,

$$P(\tau, \theta) = \mathbf{E}_{\tau, \theta}^H \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{E}_{\tau, \theta} \quad (2.36)$$

Dicha operación se debe realizar para cada par de (τ, θ) que se quiera examinar. La precisión aumenta cuando el periodo de los barridos disminuye. Por otra parte es necesario que el escenario sea invariante durante el proceso de estimación. En cualquier caso será necesario realizar dicha operación decenas de miles de veces y de forma rápida para alcanzar los objetivos propuestos. Por esta razón urge

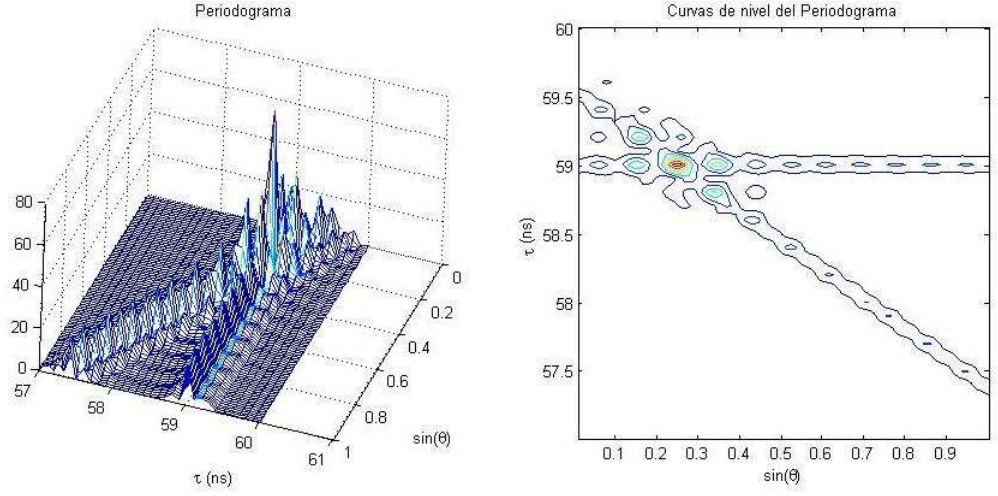


Figura 2.13: Resultados obtenidos con el simulador

definir una implementación de la expresión (2.36) mucho más eficiente para conseguir un estimador realmente competitivo.

2.4.1. Planteamiento

Si se desarrolla la expresión (2.36) se obtiene lo siguiente:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{e}_0^H & \mathbf{e}_1^H & \cdots & \mathbf{e}_{Q-1}^H \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{0,0} & \mathbf{R}_{0,1} & \cdots & \mathbf{R}_{0,Q-1} \\ \mathbf{R}_{1,0} & \mathbf{R}_{1,1} & \cdots & \mathbf{R}_{1,Q-1} \\ \vdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{R}_{Q-1,0} & \mathbf{R}_{Q-1,1} & \cdots & \mathbf{R}_{Q-1,Q-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{e}_0 \\ \mathbf{e}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{e}_{Q-1} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

donde \mathbf{e}_q indica el vector definido en (2.29) y $\mathbf{R}_{q,k}$ es de dimensión $N \times N$ e indica la matriz de correlación entre la señal en el dominio frecuencial recibida en la antena q y la señal en el dominio frecuencial recibida en la antena k . Desarrollando el producto indicado en (2.37) se obtiene,

$$P(\tau, \theta) = \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{k=0}^{Q-1} \mathbf{e}_q^H \mathbf{R}_{q,k} \mathbf{e}_k \quad (2.38)$$

Cada uno de los productos $\mathbf{e}_q^H \mathbf{R}_{q,k} \mathbf{e}_k$ da como resultado un sub-periodograma bidimensional en (τ, θ) que a partir de ahora llamaremos $\mathbf{S}_{q,k}$. Examinando estos periodogramas se obtiene,

$$S_{q,k}(\tau_q, \tau_k) = \underbrace{\sum_{l=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} e_q^*(i) R_{q,k}(i, l) e_k(l)}_{(1)} \quad (2.39)$$

donde,

$$(1) = S_k(\tau_q, l) = \sum_{i=0}^{N-1} R_{q,k}(i, l) e^{j(w_0(\tau+q\frac{d}{c} \sin \theta))i} = \sum_{i=0}^{N-1} R_{q,k}(i, l) e^{j\tau_q i} \quad (2.40)$$

De la expresión (2.40) se puede observar que (1) puede ser formulado como una Transformada Discreta de Fourier Inversa (IDFT), donde la información de TOA y DOA está contenida en τ_q . Se puede alcanzar entonces una implementación de baja complejidad mediante la Fast Fourier Transform (IFFT) de longitud N_{fft} , donde N_{fft} indica el número de valores a barrer de τ_q . Asimismo se puede escribir,

$$S_{q,k}(\tau_q, \tau_k) = \sum_{l=0}^{N-1} S_k(\tau_q, l) e_k(l) = \sum_{l=0}^{N-1} S_k(\tau_q, l) e^{-j\tau_k l} \quad (2.41)$$

Es decir, cada uno de los sub-periodogramas $S_{q,k}$ se puede calcular mediante el cálculo consecutivo de IFFT y FFT.

En los casos en los que q y k coincidan el cálculo aún es más sencillo ya que la fórmula cuadrática (2.36) permite aplicar tan sólo una FFT a los coeficientes que siguen,

$$\tilde{\mathbf{R}}_n = \left\{ \begin{array}{l} \sum_{k=n+1}^N \mathbf{R}[k-n, k] : 0 \leq n \leq N-1 \\ \sum_{k=1}^{N+n} \mathbf{R}[k-n, k] : -N+1 \leq n \leq 0 \end{array} \right\} \quad (2.42)$$

donde $\tilde{\mathbf{R}}_n$ es la suma de los elementos de la diagonal n -ésima de la matriz de correlación $\mathbf{R}_{q,q}$, que a partir de ahora llamaremos simplemente \mathbf{R}_q . Por propiedades de la traza y de las fórmulas cuadráticas, la computación del pseudo-periodograma $S_{q,k}$ en dichos casos es equivalente a,

$$S_q(\tau_q) = \text{traza}(\mathbf{R}_q \mathbf{e}_q \mathbf{e}_q^H) \quad (2.43)$$

Cabe destacar que $S_q(\tau_q)$ debe coincidir siempre con la diagonal principal del periodograma $S_{q,q}$ ya que es donde los valores τ_q de los ejes coinciden.

Si se define la matriz $D = \mathbf{e}_q \mathbf{e}_q^H$ en términos de τ_q ,

$$D = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\tau_q} & e^{j2\tau_q} & \dots & e^{j(N-1)\tau_q} \\ e^{-j\tau_q} & 1 & e^{j\tau_q} & \dots & e^{j(N-2)\tau_q} \\ e^{-j2\tau_q} & e^{-j\tau_q} & 1 & \dots & e^{j(N-3)\tau_q} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ e^{-j(N-1)\tau_q} & e^{-j(N-2)\tau_q} & \dots & e^{-j\tau_q} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

se puede redefinir la expresión (2.43) como,

$$S_q(\tau_q) = \sum_{l=1}^N \sum_{k=1}^N \mathbf{R}[l, k] e^{-j\tau_q(k-l)} = \sum_{n=1-N}^{-N+1} \tilde{\mathbf{R}}_n e^{-j\tau_q n} \quad (2.45)$$

después de substituir $n = k - l$ y $\tilde{\mathbf{R}}_n = \sum_{k=1}^N \mathbf{R}[k - n, k]$, siendo la suma de los elementos de la diagonal n de la matriz de correlación.

En la Fig. 2.15 se puede ver el resultado de usar una sola FFT. Para ver si

el resultado es el adecuado se muestra la diagonal del sub-periodograma S_{00} (veáse Fig. 2.14) que debería coincidir con la gráfica usando una sola FFT. Se observa que las gráficas coinciden.

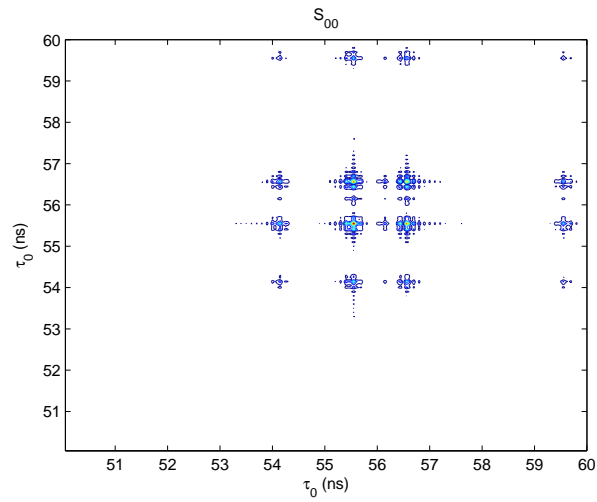


Figura 2.14: Sub-periodograma S_{00} con la diagonal destacada

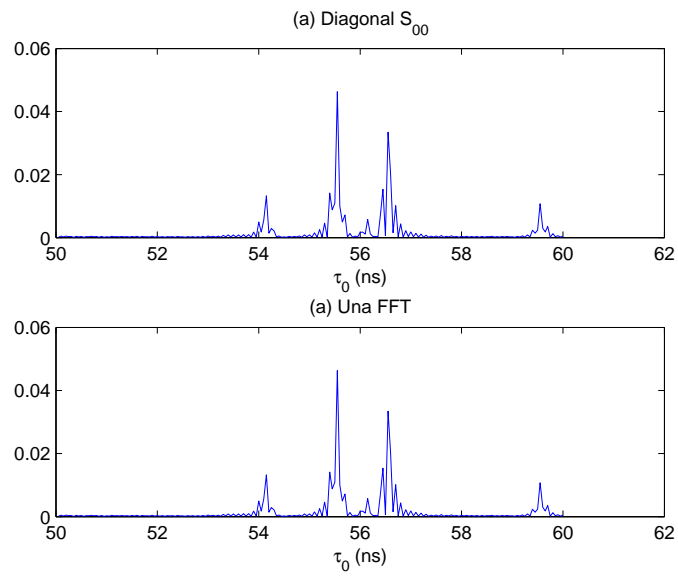


Figura 2.15: (a) Diagonal del sub-periodograma S_0 (b) FFT de los coeficientes $\tilde{\mathbf{R}}_n$

2.4.2. Elaboración del pseudo-periodograma definitivo a partir de los sub-periodogramas $S_{q,k}$

Una vez obtenidos los Q^2 sub-periodogramas (siendo Q el número de antenas) se debe juntar toda la información en un pseudo-periodograma $P(\tau, \theta)$ como el que se obtenía en (2.36).

Sub-periodograma S_0

El sub-periodograma $S_0(\tau_0)$ nos da información de los tiempos de llegada de todos los rayos percibidos. Se ha visto anteriormente que S_q se puede obtener de dos formas distintas. La primera y menos eficiente es tomar la diagonal principal del periodograma en dos dimensiones S_q . La segunda y más eficiente es hacer la FFT de los coeficientes $\tilde{\mathbf{R}}_n$. En la Fig. 2.16 se muestra un ejemplo de $S_0(\tau_0)$.

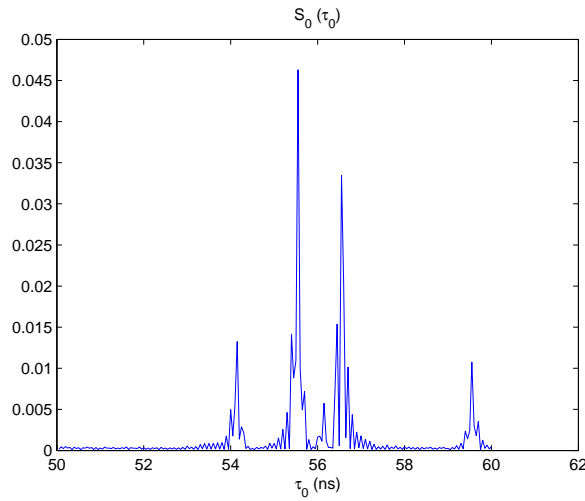


Figura 2.16: Sub-Periodograma S_0

Su paso a $P(\tau, \theta)$ es el más sencillo ya que no nos da información en θ .

$$P(\tau_0, \theta) = S_0(\tau_0) \quad \forall \theta \quad (2.46)$$

En la Fig. 2.17 se muestran las curvas de nivel correspondientes al periodograma obtenido con la información del sub-periodograma S_0 . Para visualizar mejor lo que ocurre se trabajará a menudo con las curvas de nivel de los periodogramas.

Sub-periodograma S_q

Los sub-periodogramas S_q dependen de la variable $\tau_q(\tau, \theta) = \tau + q \frac{d}{c} \sin \theta$, es decir, contienen información en τ y en θ . Usando notación matricial se obtiene,

$$\underline{\tau}_q = \underline{\tau} + \alpha \tilde{\underline{\theta}} \quad (2.47)$$

donde los vectores $\underline{\tau}$ y $\tilde{\underline{\theta}}$ indican el conjunto de valores de (τ) y de $(\sin \theta)$ a barrer en el pseudo-periodograma $P(\tau, \theta)$ respectivamente, y α indica la pendiente $q \frac{d}{c}$

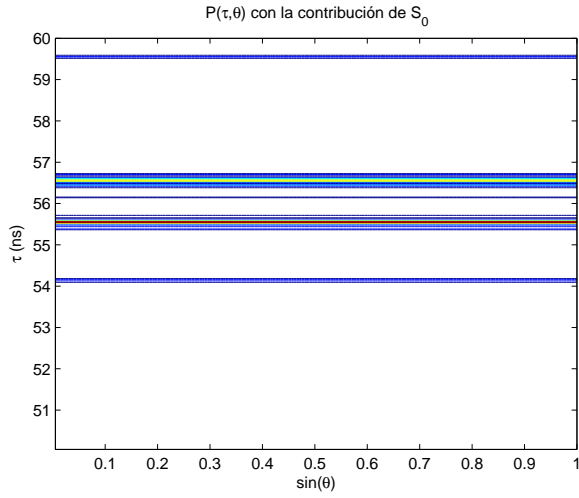


Figura 2.17: Curvas de nivel del Pseudo-Periodograma con la información de S_0

que es constante para todo el barrido. Entonces para pasar la información de S_q a $P(\tau, \theta)$ se debe calcular para los valores de τ a barrer el seno del ángulo correspondiente,

$$\tilde{\theta} = \frac{1}{\alpha} [\tau_q - \tau] \quad (2.48)$$

En la Fig. 2.18 se muestra el sub-periodograma S_q siendo $q = 1$ y en la Fig. 2.19 se pueden ver las curvas de nivel del pseudo-periodograma resultante con la información obtenida a partir de S_0 y S_q .

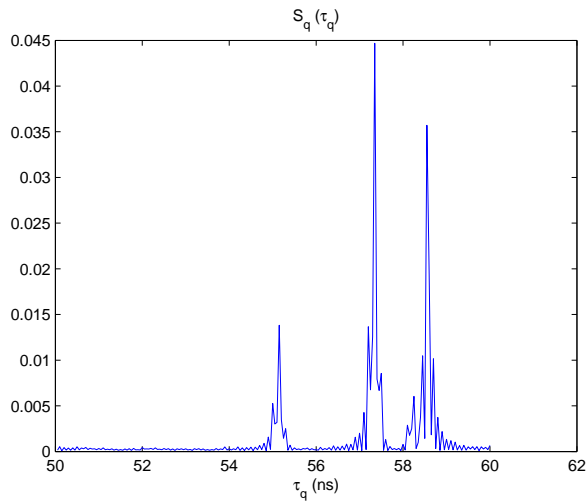


Figura 2.18: Sub-Periodograma S_q

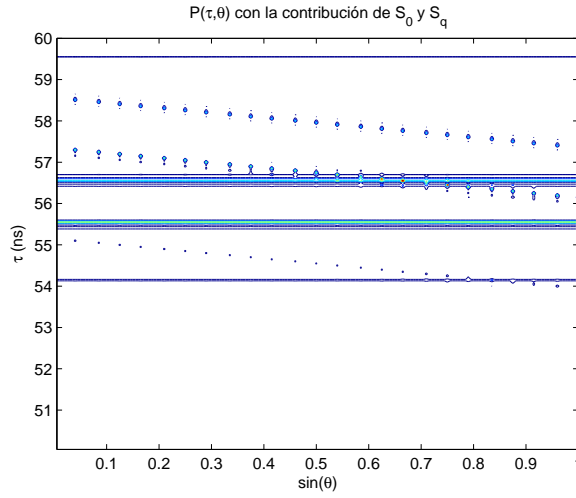


Figura 2.19: Curvas de nivel del Pseudo-Periodograma con la información de S_0 y S_q

Sub-periodograma $S_{q,k}$

En el caso más general se tiene una dependencia en (τ_q, τ_k) que se debe transformar al dominio (τ, θ) . Si se escribe el problema en notación matricial se obtiene,

$$\begin{bmatrix} \tau_q \\ \tau_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \alpha_q \\ 1 & \alpha_k \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tau \\ \theta \end{bmatrix} = \mathbf{A} \cdot \begin{bmatrix} \tau \\ \theta \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

donde α_i indica el factor ($i \frac{d}{c}$). De aquí se resuelve que,

$$\begin{bmatrix} \tau \\ \theta \end{bmatrix} = \mathbf{A}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \tau_q \\ \tau_k \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

En la Fig. 2.20 se pueden observar las curvas de nivel de los dos sub-periodogramas $S_{q,k}$ y $S_{k,q}$. Se comprueba la simetría existente entre ellos.

En la Fig. 2.21 se muestran las curvas de nivel del pseudo-periodograma $P(\tau, \theta)$ final con la información obtenida de el conjunto de sub-periodogramas.

Aunque aparentemente no se observa mucha diferencia entre la Fig. 2.21 y la Fig. 2.19, en realidad la contribución de las correlaciones cruzadas implica un aumento de nivel en los puntos donde se producen cortes.

En la Fig. 2.22 se muestra únicamente la contribución de las correlaciones cruzadas en el periodograma $P(\tau, \theta)$.

En la Fig. 2.23 se puede observar el mismo periodograma en un caso sin la contribución de las correlaciones cruzadas y en el otro caso con todas las contribuciones.

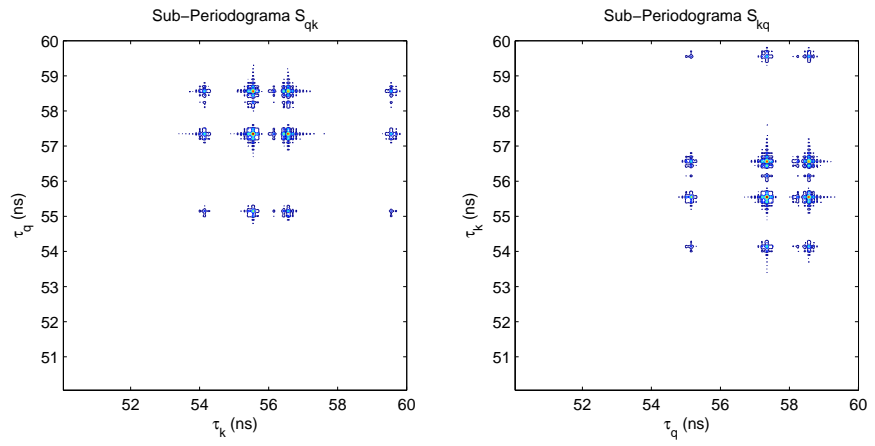


Figura 2.20: Curvas de nivel de los Sub-Periodogramas $S_{q,k}$ y $S_{k,q}$

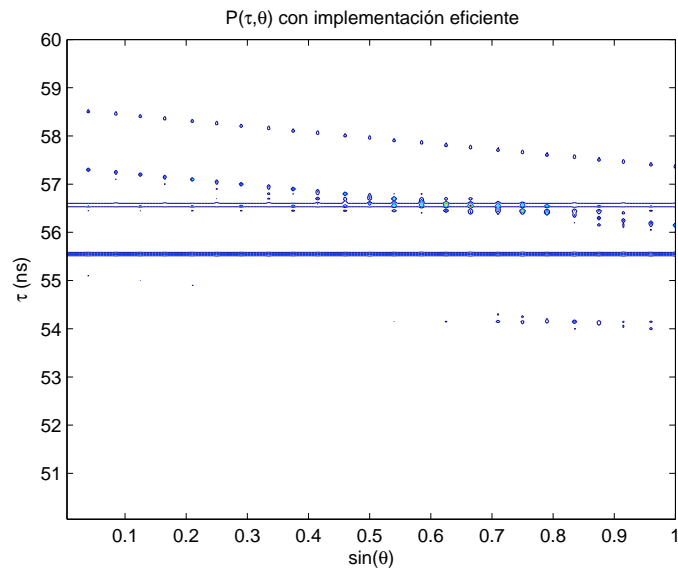


Figura 2.21: Curvas de nivel del Pseudo-Periodograma final

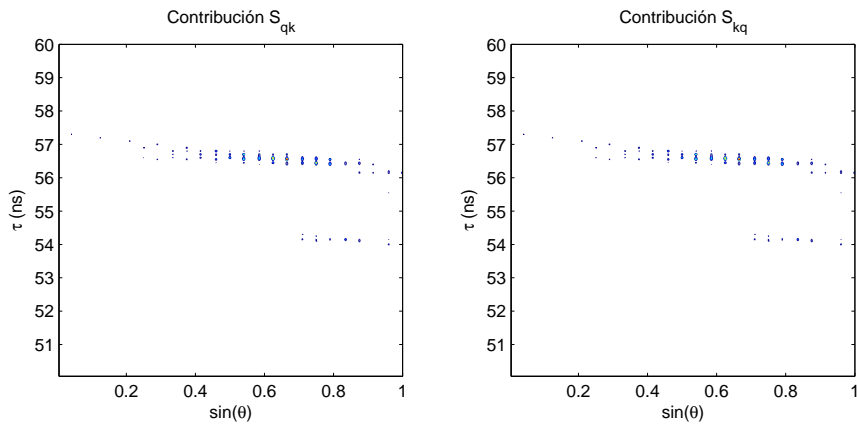


Figura 2.22: Contribución en $P(\tau, \theta)$ de las correlaciones cruzadas

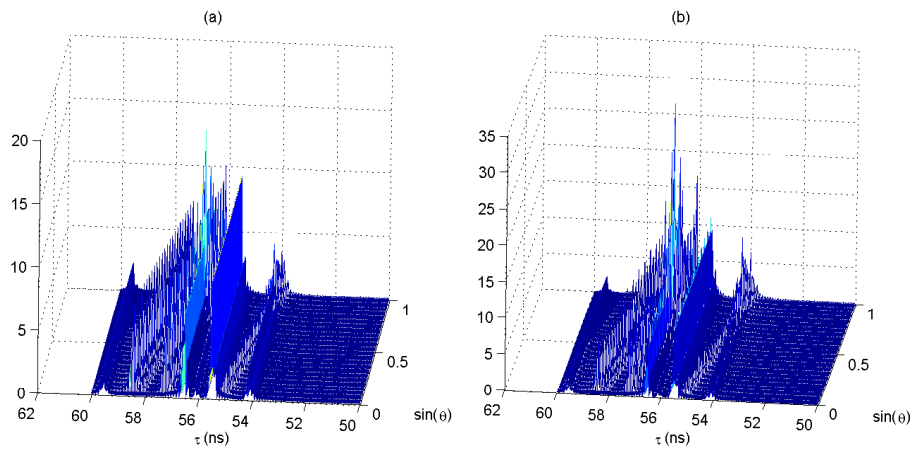


Figura 2.23: (a) Contribución en $P(\tau, \theta)$ de las autocorrelaciones (b) Contribución de todas las correlaciones en $P(\tau, \theta)$.

2.4.3. Resultado Final

Finalmente en la Fig. 2.24 se comparan los resultados obtenidos mediante la expresión (2.36) con los resultados obtenidos mediante la implementación eficiente basada en FFT's. En la Fig. 2.25 se ha hecho un zoom a la zona de interés y se muestran los periodogramas resultantes.

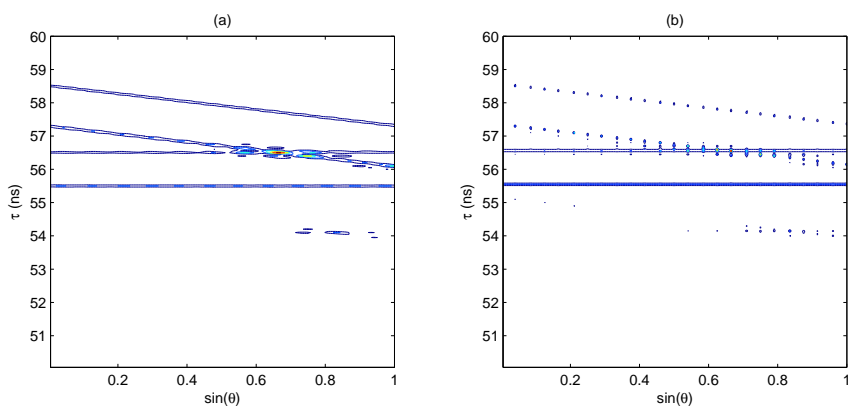


Figura 2.24: Comparación de resultados: (a) Curvas de nivel del pseudo-periodograma con la expresión (2.36) (b) Curvas de nivel del pseudo-periodograma con implementación eficiente basada en FFT's

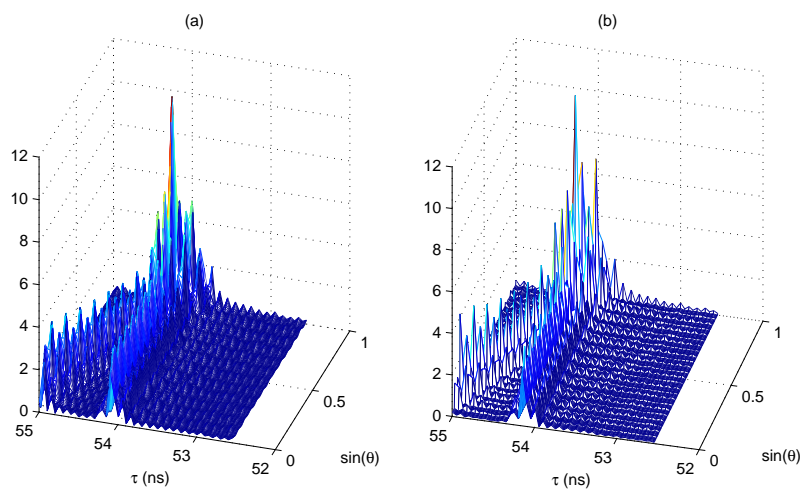


Figura 2.25: Comparación de resultados: (a) Pseudo-periodograma con la expresión (2.36) (b) Pseudo-periodograma con implementación eficiente basada en FFT's

Se observa que el uso de la implementación mediante FFT prácticamente no afectará en la precisión de las medidas.

En el Cuadro 2.1 podemos comparar los resultados obtenidos mediante el estudio del periodograma elaborado con la expresión (2.36) y los resultados obtenidos mediante el estudio del periodograma elaborado con FFT's.

En definitiva, con la aplicación de la implementación propuesta se mejora la velocidad de cálculo sin afectar en los resultados del estimador.

Cuadro 2.1: Cuadro comparativo Eb/No=20dB

Técnica	RMSE(ns)	RMSE($\hat{\theta}$)
Periodograma	5.0471e-2	4.4721e-2
FFT	4.8247e-2	5.5678e-2

2.5. Conclusión

Hemos visto en este capítulo toda la nomenclatura, notación y descripción matemática del estimador conjunto de TOA y DOA propuesto. Se propone un estimador basado en dos etapas: la primera llamada coarse donde se estima el inicio de símbolo y la segunda llamada fine o de alta resolución donde se estima el inicio de pulso. De la segunda etapa se extrae el DOA y la suma de las dos estimaciones temporales proporciona el TOA final. En el proceso de estimación se aprovecha que el ángulo de incidencia firma en los retardos temporales de los elementos del array para definir un pseudo-periodograma bidimensional. El estudio del periodograma es tan simple como buscar la primera contribución en TOA y, una vez estimado el TOA buscar el máximo en ángulo que nos dará el DOA. Finalmente y en vistas de la alta carga computacional que supone la elaboración de dicho periodograma se propone una implementación basada en FFT para mejorar la velocidad de cálculo del estimador.

Capítulo 3

Simulación y evaluación experimental

3.1. Introducción

En este capítulo se muestran la parte práctica del proyecto. Se ha elaborado un simulador mediante MATLAB para evaluar experimentalmente el funcionamiento del estimador propuesto en el capítulo anterior. El capítulo se divide en cuatro partes bien diferenciadas: la primera donde se usa canal ideal para la simulación, la segunda donde se usa canal Line-Of-Sight (LOS), la tercera donde se compara el nuevo estimador con el estimador presentado en [11] y la cuarta donde se adapta el estimador al estándar IEEE 802.15.4a.

Exceptuando el último apartado de este capítulo, los parámetros para el resto de simulaciones son:

Cuadro 3.1: Parámetros de la señal UWB

Parámetro	Valor
Duración de pulso, T_p	0.4 ns
Periodo de frame, T_f	560 ns
Frecuencia de Repetición de Pulso, PRF	20
Periodo de Símbolo	11.2 μ s
Ancho de Banda	2.5 GHz

Se ha tomado ancho de banda 2.5GHz y $f_c = 7,25$ GHz de acuerdo con la European ECC (véase [18]). El umbral P_{th} usado en las simulaciones se define como el nivel de ruido, que se obtiene durante la estimación coarse.

En las simulaciones realizadas (exceptuando el apartado del estándar IEEE 802.15.4a) se trabaja con el tiempo de adquisición mínimo que es de $2T_{sym}$, es decir, $K_s = 1$. Entonces, trabajamos en la etapa de estimación fina con un T_{sym} . Para pasar la señal recibida al dominio frecuencial no se puede tomar FFT de todo un frame ya que es inviable en cuanto a carga computacional y estimación

en línea. Esto conlleva tener que recortar la señal que llega al array en bloques de un número de muestras concretas.

3.2. Canal Ideal

3.2.1. Configuración del simulador

El canal ideal considera que la señal UWB llega al array sin multicamino,

$$h(t) = \delta(t - \tau) \quad (3.1)$$

donde τ representa el retardo que experimenta el único camino de propagación existente en el escenario.

En la Fig. 3.1 tenemos un ejemplo de periodograma para el caso de tener una fuente situada a 10,8 metros y 35 grados en canal ideal. En este caso se ha utilizado un array de 2 elementos y una E_b/N_0 de 10dB. Se puede observar el máximo del periodograma indicado con un punto rojo.

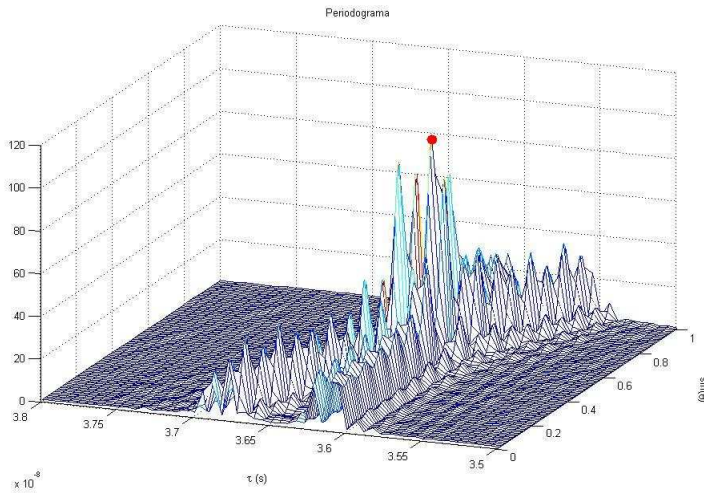


Figura 3.1: Periodograma canal ideal

Como ya se ha comentado en el capítulo anterior, usaremos las curvas de nivel de los periodogramas para visualizar mejor los resultados obtenidos. En la Fig. 3.2 vemos las curvas correspondientes al caso anterior.

Vemos como el máximo corresponde a $\tilde{\tau} = 36,11\text{ns}$ y $\sin(\tilde{\theta}) = 0,58$, lo que implica una distancia estimada de 10,83 metros y un ángulo estimado de 35,5 grados. Dichos valores vienen dados por la ordenada y la abscisa correspondientes al máximo del periodograma indicado con el punto rojo respectivamente.

3.2.2. Resultados obtenidos

En esta sección se van a mostrar los resultados para un conjunto de 50 realizaciones. El tiempo de llegada y el ángulo de llegada varían para cada realización de canal.

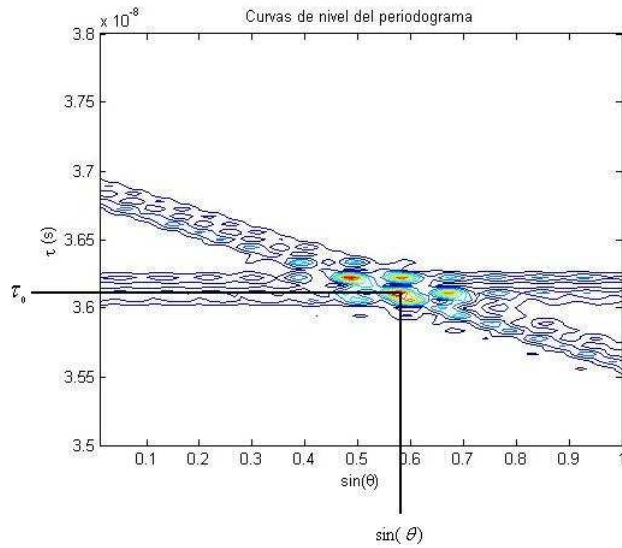


Figura 3.2: Curvas de nivel del periodograma 3.1

Para mostrar los resultados obtenidos se va a usar siempre la raíz del error cuadrático medio. Esta consiste en la raíz del promedio de las diferencias al cuadrado entre el parámetro real y el parámetro estimado. Es decir,

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{t=1}^T (\phi_t - \hat{\phi}_t)^2}{T}} \quad (3.2)$$

donde ϕ_t indica el valor real en la realización t , $\hat{\phi}_t$ indica el valor estimado en la realización t y T indica el número de realizaciones.

La Fig. 3.3 se muestra la raíz del error cuadrático medio (RMSE) de la estimación TOA para un array equipado con 2 antenas y con un equiespaciado entre ellas de 36cm. Los resultados se comparan con la cota de Cramer-Rao calculada en [11]. La Cota de Cramer-Rao (CRB) permite obtener la mínima varianza de cualquier estimador insesgado de un parámetro determinista. Los resultados muestran que para cualquiera de los valores de E_b/N_0 simulados la precisión del estimador en distancia es de mínimo 1,9 cm. Se observa que el RMSE se mantiene aproximadamente igual para cualquiera de la E_b/N_0 simuladas, aunque va decreciendo lentamente.

Asimismo, la Fig. 3.4 muestra la estimación del seno del DOA en las mismas condiciones. Se muestra también como referencia la CRB. El error máximo de estimación sobre el parámetro $\sin(\theta)$ es de 0,04, lo que equivale a 2,4 grados. Igual que en el caso anterior a medida que aumenta la relación E_b/N_0 va decreciendo el RMSE, aunque lentamente.

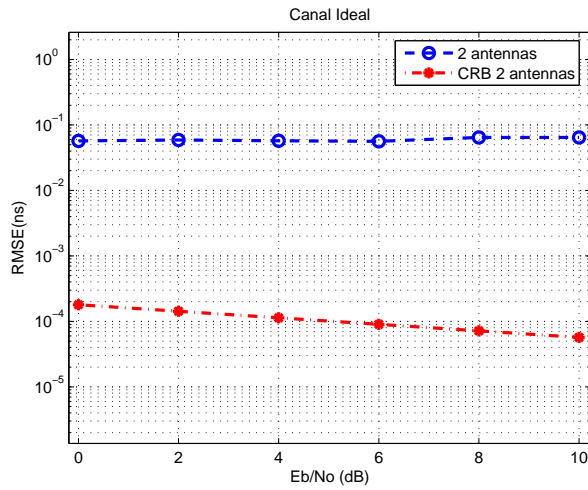


Figura 3.3: Estimación del TOA (τ_0) para un array de 2 antenas separadas 36cm (canal ideal)

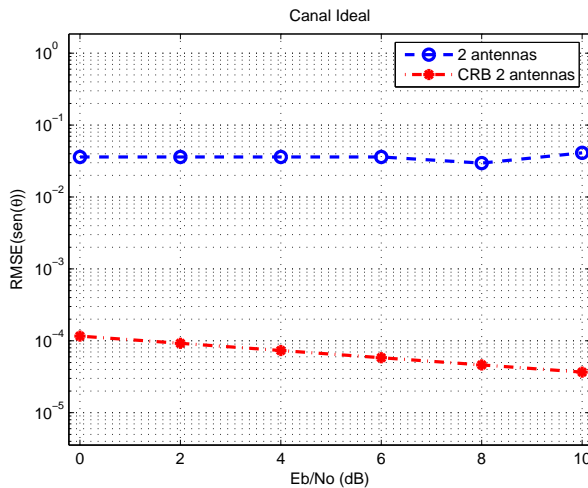


Figura 3.4: Dirección de llegada ($\hat{\theta}$) estimada para un array de 2 antenas separadas 36cm (canal ideal)

Se debe remarcar que los resultados se dan directamente sobre la salida del estimador $\hat{\theta}$, esto es el valor del seno del DOA, en lugar de dar el ángulo directamente. No hay necesidad de transformar al dominio angular para aplicaciones posteriores de posicionamiento.

Finalmente se concluye que el estimador responde muy bien cuando el canal es ideal con precisiones de centímetros en distancia y de unos pocos grados en ángulo. Aunque estos resultados son reconfortantes no se debe olvidar que las condiciones ideales no son nada realistas y que, en general y sobretodo en esce-

narios interiores (INDOOR), la contribución multicamino va a estar presente.

3.3. Canal Multicamino LOS.

3.3.1. Configuración del simulador

En la sección anterior se ha mostrado el buen funcionamiento del estimador en escenario ideal. En esta sección se propone introducir un canal multicamino Line-Of-Sight (LOS) donde la recepción se produce por diferentes ángulos y tiempos de llegada aunque existe visión directa entre emisor y receptor.

Para simular el canal LOS se han utilizado los modelos que proporciona la IEEE¹. Concretamente para este caso se ha usado: 802.15.4a model RESIDENTIAL LOS. Dichos modelos de canal no incluyen explícitamente la dependencia espacial propia de los arrays de antenas. Resultados recientes [19] muestran que la anisotropía espectral de las antenas UWB puede dar lugar a ambigüedades en los sistemas que usan estimación DOA para estimaciones de posición. El documento también muestra que con el uso de técnicas de compensación, las ambigüedades de la localización DOA pueden ser eliminadas. Dada la falta de normalización de un modelo de canal que incluya la dimensión espacial, seguiremos el enfoque de [20] donde se considera que la respuesta impulsional del canal es un función separable en términos de tiempo y ángulo azimuth,

$$h(t, \theta) = h_a(t)h_b(\theta) \quad (3.3)$$

La dependencia en tiempo viene dada por $h_a(t)$ que se genera de acuerdo con [21] y la respuesta impulsional angular $h_b(\theta)$ se genera asumiendo un modelo de clusters,

$$h_b(\theta) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \beta_{kl} \delta(\theta - \Theta_l - \psi_{kl}) \quad (3.4)$$

donde β_{kl} es la amplitud del camino de llegada k del cluster l, Θ_l es el ángulo de llegada (AOA) medio del cluster l y sigue una distribución uniforme y ψ_{kl} es el AOA relativo a Θ_l y sigue una distribución Laplaciana de media cero con desviación estándar, σ , de 38 grados [20],

$$p(\psi) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma} e^{-|\sqrt{2}\psi/\sigma|} \quad (3.5)$$

Los parámetros principales de la simulación son los mismos que para canal ideal.

3.3.2. Resultados obtenidos

Todos los resultados que se van a presentar en este apartado son para 50 realizaciones de canales independientes. Al igual que antes, para cada realización de canal cada elemento del array visualiza un canal diferente según la dependencia con el ángulo de llegada y según la dependencia con la distancia que separa emisor y receptor. El ancho de banda de la señal sigue siendo de 2,5

¹Se puede encontrar una explicación completa de los canales UWB en [14]

GHz, centrada en $f_c = 7,25$ GHz de acuerdo con la normativa europea. La estimación se ha llevado a cabo considerando $K_s = 1$. Los cálculos se han hecho para $E_b/N_0(\text{dB})=[2 \ 4 \ 6 \ 8 \ 10]$. A diferencia del escenario ideal aquí se ha omitido el caso $E_b/N_0=0\text{dB}$ ya que el canal LOS hace prácticamente imposible conseguir la sincronización previa usando $K_s = 1$. En la Fig. 3.5 se puede ver la estimación de energía de los chips y la dificultad de detectar la posición de picos de señal. En la Fig. 3.6 se muestra la evolución de la probabilidad de no sincronización según aumenta E_b/N_0 . Como era de esperar, la probabilidad de no sincronización se reduce a medida que aumenta la E_b/N_0 .

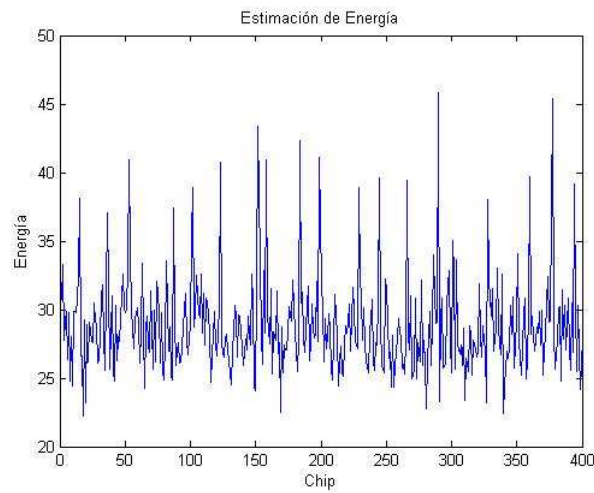


Figura 3.5: Estimación de la energía de chip con $N_f=20$ y $N_c=20$

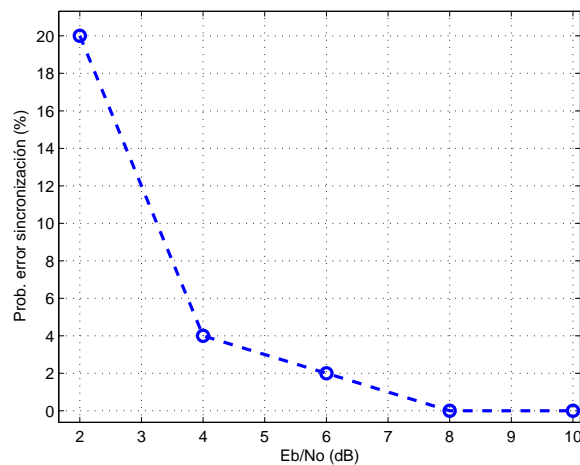


Figura 3.6: Probabilidad de no sincronización en canal LOS

La etapa de sincronización es crítica puesto que se está considerando un sólo símbolo para realizar el cálculo de energía de chips. Considerar $K_s = 1$ es suponer el peor caso ya que, en general, este problema se resuelve usando un K_s mayor. De hecho, en las publicaciones referentes a sincronización en sistemas UWB se suelen tomar valores de decenas de símbolos [22].

La Fig. 3.7 muestra las líneas de contorno de un periodograma resultante usando un array equipado únicamente con 2 antenas con una única fuente emisora situada en 13 metros y 81,5 grados.

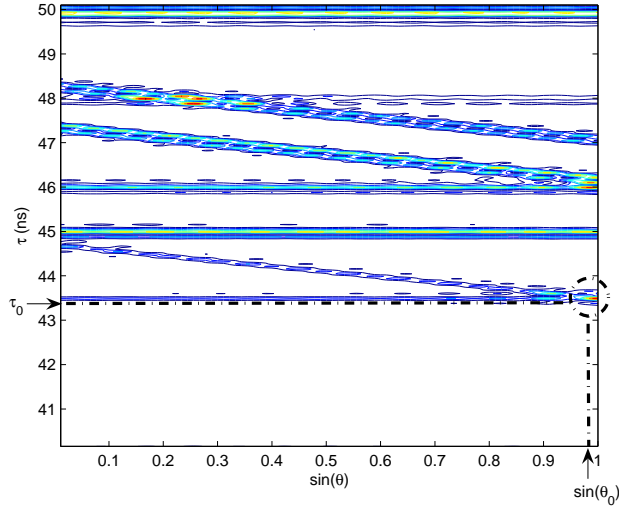


Figura 3.7: líneas de contorno del periodograma resultante para 2 antenas separadas 36cm

El periodograma se puede observar en la Fig. 3.8 donde se ha hecho un zoom en la zona de interés. Para el escenario propuesto, el TOA es $\tau_0 = 43,3\text{ns}$ y $\sin(\theta) = 0,99$. El TOA y el DOA estimados vienen dados por los valores de ordenada y abscisa correspondientes al primer máximo del periodograma, ilustrado con un punto rojo en la Fig. 3.8.

En la Fig. 3.7 se puede ver como para cada camino de propagación aparece una línea de contorno asociada. Algunas de ellas con pendiente cero y otras que siguen una pendiente según la separación entre antenas,

$$\tau = \tau_m + q \frac{d}{c} \sin(\theta_m) \quad (3.6)$$

La intersección marcada en la Fig. 3.7 entre la primera contribución plana y la primera contribución con pendiente determina los parámetros de salida del estimador. La figura pone de manifiesto que la contribución en τ_0 del periodogram es máxima sólo en la dirección correcta. Se puede observar también que el TOA estimado corresponde al mínimo valor de ordenadas de la Fig. 3.7, denotado como τ_0 , y que representa el primer rayo que llega al array.

En la Fig. 3.9 se muestra la raíz del error cuadrático medio (RMSE) de la

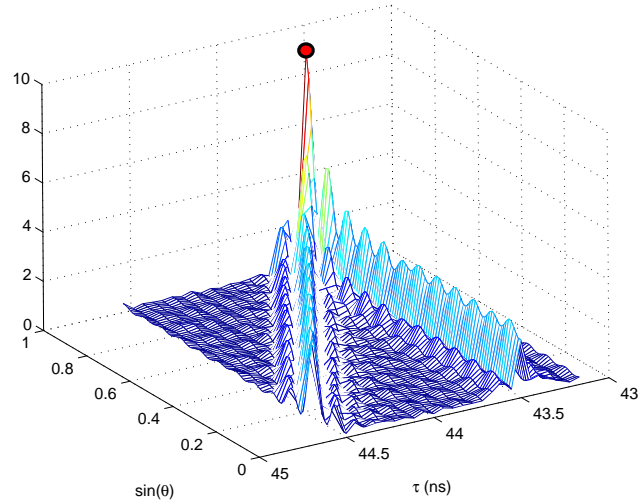


Figura 3.8: Periodograma resultante para 2 antenas separadas 36cm

estimación TOA para un array equipado con 2 antenas y con un equiespaciado entre ellas de 36cm. Los resultados se comparan con la cota de Cramer-Rao calculada en [11]. Los resultados muestran que para cualquiera de los valores de E_b/N_0 simulados la precisión del estimador en distancia es de mínimo 2 cm.

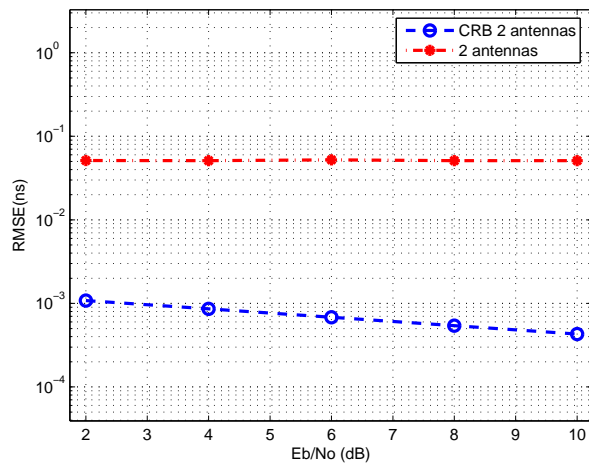


Figura 3.9: Estimación del TOA (τ_0) para un array de 2 antenas separadas 36cm

Asimismo, la Fig. 3.10 muestra la estimación del seno del DOA en las mismas condiciones. Se muestra también como referencia la CRB calculada en [11].

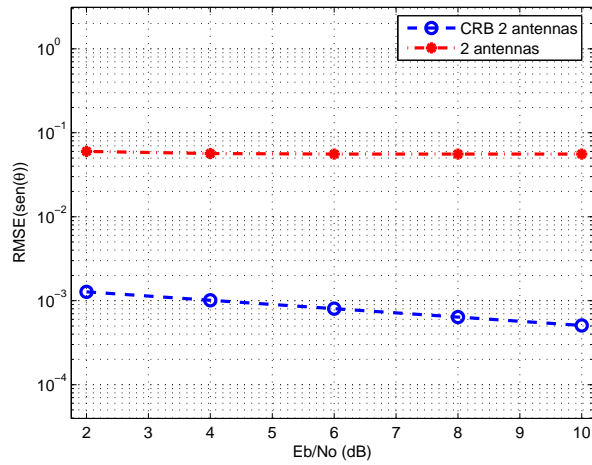


Figura 3.10: Dirección de llegada ($\hat{\theta}$) estimada para un array de 2 antenas separadas 36cm

El algoritmo ha sido aplicado también al caso de un array de 4 antenas pero con el mismo tamaño total del array, es decir, con separación entre antenas de 12cm. Los resultados mostrados en el Cuadro 3.2 ilustran una leve mejora en la estimación TOA cuando el número de antenas aumenta (la estimación TOA no es sensible a la separación entre antenas). Por otro lado, el parámetro estimado relativo al DOA debería mejorar cuando el número de antenas aumenta pero en realidad decrece debido a que se ha reducido la separación entre antenas. Se concluye de dichos resultados que los resultados son suficientemente buenos con 2 antenas.

Cuadro 3.2: Resultados para $E_b/N_0=4\text{dB}$ $\text{ArraySize}=36\text{cm}$

ANTENAS	RMSE(ns)	RMSE($\hat{\theta}$)
2	4.4892e-2	8.2461e-2
4	3.8610e-2	11.1803e-2

Por otra parte, en la Fig. 3.11 y la Fig. 3.12 se muestra el RMSE del TOA y el DOA estimados en función de la distancia entre antenas, respectivamente, para el caso de un array equipado con 2 antenas y una E_b/N_0 de 4 dB. Se puede observar que cuando el espaciado entre antenas aumenta el DOA estimado mejora mientras que el TOA estimado se mantiene invariable.

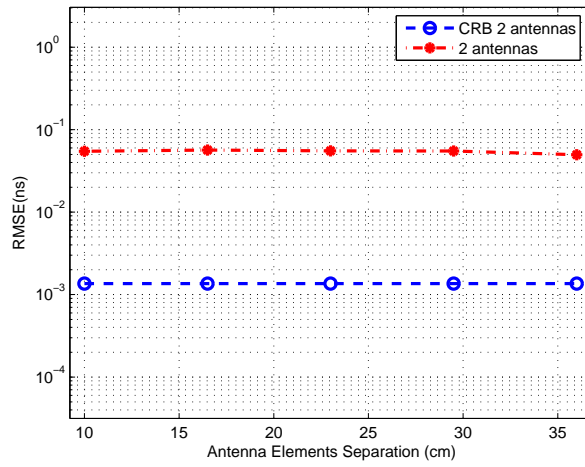


Figura 3.11: Estimación del TOA (τ_0) para un array de 2 elementos y $E_b/N_0=4\text{dB}$

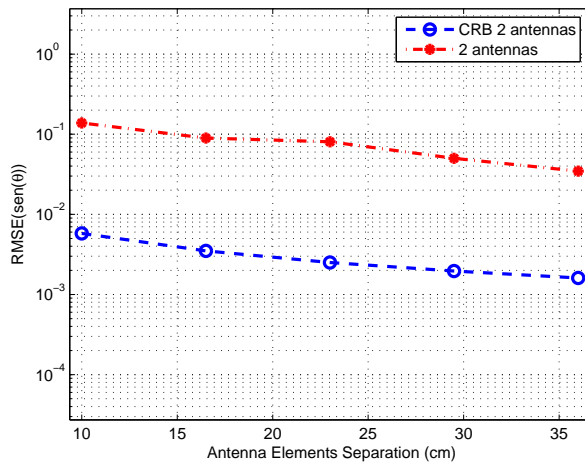


Figura 3.12: DOA estimado ($\hat{\theta}$) para un array de 2 elementos y $E_b/N_0=4\text{dB}$

Finalmente, parece probable que si aumentamos el número de puntos de la FFT N_{fft} la precisión de las medidas también aumentará. En la Fig. 3.13 se muestra la evolución del RMSE del TOA estimado según el número de puntos de la FFT. El error de estimación TOA va decreciendo a medida que N_{fft} aumenta tal y como se esperaba.

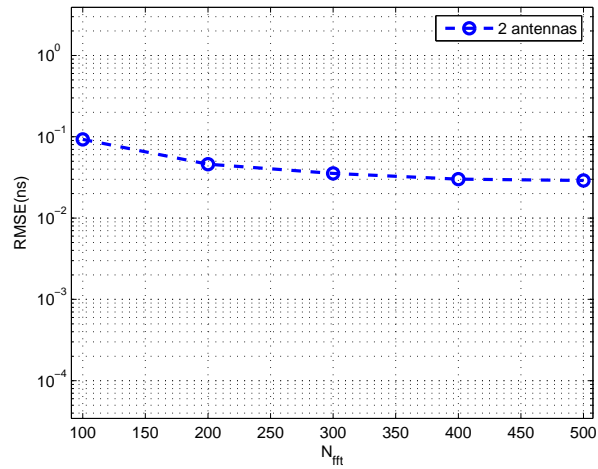


Figura 3.13: Evolución según N_{fft} del TOA estimado (τ_0) para un array de 2 elementos y $E_b/N_0=10\text{dB}$

En la Fig. 3.14 se muestra la evolución del RMSE del DOA estimado según el número de puntos de la FFT. Aquí la precisión no varía significativamente con el aumento de puntos de la FFT. Esto puede deberse a otras limitaciones del DOA como por ejemplo la distancia de separación entre elementos del array.

Al igual que antes, se debe remarcar que los resultados se dan directamente sobre la salida del estimador $\hat{\theta}$, esto es el valor del seno del DOA, en lugar de dar el ángulo directamente. No hay necesidad de transformar al dominio angular para aplicaciones posteriores de posicionamiento.

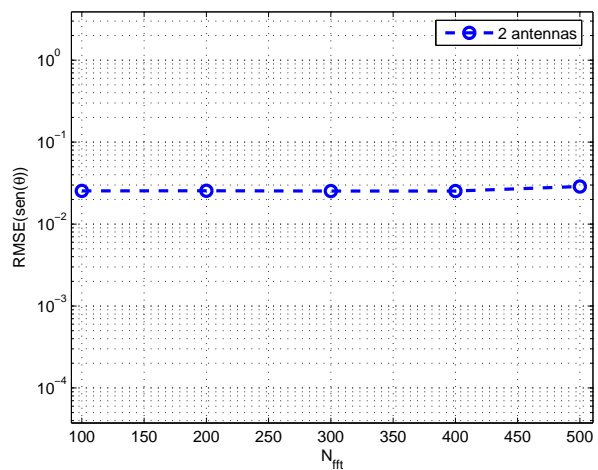


Figura 3.14: Evolución según N_{fft} del DOA estimado ($\hat{\theta}$) para un array de 2 elementos y $E_b/N_0=10\text{dB}$

3.4. Comparación con el estimador lineal previo

Como se ha comentado en la sección 1.2 existe un trabajo previo en [11] donde también se considera un enfoque en el dominio frecuencial y donde se explota también el hecho de que el retardo temporal en cada elemento del array no sólo depende de la distancia sino también del ángulo de llegada. Parece apropiado entonces establecer las ventajas que supone el nuevo estimador propuesto en este proyecto respecto al estimador propuesto en [11]. Primero se mostrará una breve descripción del estimador previo y finalmente una comparativa de resultados.

3.4.1. Estimador lineal previo

Para el estimador lineal el modelo de señal es el mismo que el descrito en la sección 2.2. Este estimador dispone también de las dos etapas descritas en la sección 2.3.1 aunque la segunda etapa difiere considerablemente de la explicada en este proyecto. En [11] se calcula el TOA en cada elemento del array para posteriormente obtener una estimación de TOA y DOA global mediante una estimación lineal.

Para un array lineal uniforme el retardo de propagación asociado al camino m y al elemento q viene dado por,

$$\tau_{m,q} = \tau_m + q \frac{d}{c} \sin(\theta_m) \quad (3.7)$$

siendo d la distancia entre antenas, c la velocidad de la luz y θ_m la dirección de llegada correspondiente al camino m . Para el cálculo del TOA en cada antena se usan únicamente las autocorrelaciones de la matriz \mathbf{R} calculada en 2.3.2. Es decir que en [11] se usan sólo la sub-matrices de $\mathbf{R}_{q,q}$ que conforman la diagonal principal de \mathbf{R} ,

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{0,0} & \mathbf{R}_{0,1} & \cdots & \mathbf{R}_{0,Q-1} \\ \mathbf{R}_{1,0} & \mathbf{R}_{1,1} & \cdots & \mathbf{R}_{1,Q-1} \\ \vdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{R}_{Q-1,0} & \mathbf{R}_{Q-1,1} & \cdots & \mathbf{R}_{Q-1,Q-1} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

El hecho de que el nuevo estimador haga uso de toda la información en lugar de usar tan sólo las matrices $\mathbf{R}_{q,q}$ es la diferencia principal entre el estimador [11] y el estimador propuesto en este proyecto.

Para obtener el TOA correspondiente a la antena q ($\hat{\tau}_{0,q}$) se parte de la $\mathbf{R}_{q,q}$ correspondiente y se calcula un periodograma unidimensional con la expresión (2.45) mostrada en la sección 2.4. Una vez obtenido el periodograma $S_q(\tau_q)$ correspondiente se realiza una búsqueda del primer τ_q que supera un determinado umbral P_{th} ,

$$\tilde{\tau}_{0,q} = \text{mín arg}_{\tau_q} \{S_q(\tau_q) > P_{th}\} \quad (3.9)$$

El estimador TOA propuesto en (3.9) se aplica a todos los elementos del array dando un vector de medidas $\mathbf{m}_\tau = [\hat{\tau}_{0,1} \ \cdots \ \hat{\tau}_{0,Q}]^T$ que depende del TOA y del DOA de la siguiente forma,

$$\mathbf{m}_\tau = \mathbf{1}\tau_0 + \mathbf{x} \sin(\theta_0) + \mathbf{n} \quad (3.10)$$

donde,

$$\mathbf{1} = [1 \ 1 \ \dots \ 1]^T \quad (3.11)$$

y,

$$\mathbf{x} = \frac{d}{c} [0 \ 1 \ \dots \ Q - 1]^T \quad (3.12)$$

contiene los índices ordenados de los elementos del array, y \mathbf{n} denota el vector de medidas de ruido. En otras palabras se puede decir que,

$$\mathbf{m}_\tau = \mathbf{Z}\mathbf{g} + \mathbf{n} \quad (3.13)$$

donde $\mathbf{Z} = [\mathbf{1} \ \mathbf{x}]$ y donde $\mathbf{g} = [\tau_0 \ \tilde{\theta}]^T$ es el vector con los parámetros a estimar siendo $\tilde{\theta} = \sin(\theta_0)$. Por lo tanto, el mejor estimador lineal insesgado [23] viene dado por,

$$\hat{\mathbf{g}} = (\mathbf{Z}^T \mathbf{Z})^{-1} \mathbf{Z}^T \mathbf{m}_\tau \quad (3.14)$$

3.4.2. Resultados obtenidos

La principal desventaja del estimador [11] es que debe analizar tantos periodogramas como elementos tenga el array. Estos análisis suelen ser asequibles con E_b/N_0 superiores a 0dB pero se complican cuando el nivel de ruido empieza a ser elevado. Por otra parte, el estimador propuesto en este proyecto agrupa toda la información en un único periodograma bidimensional con lo que los niveles de los picos son ligeramente más destacados respecto al nivel de ruido.

En la Fig. 3.15 se puede observar el RMSE del TOA estimado en caso de usar un estimador u otro para un array de 2 elementos y un equiespaciado de 36cm. Se observa que para E_b/N_0 superiores a -3dB el nuevo estimador propuesto no mejora los resultados pero que para E_b/N_0 menores de -3dB el estimador lineal [11] deja de funcionar correctamente.

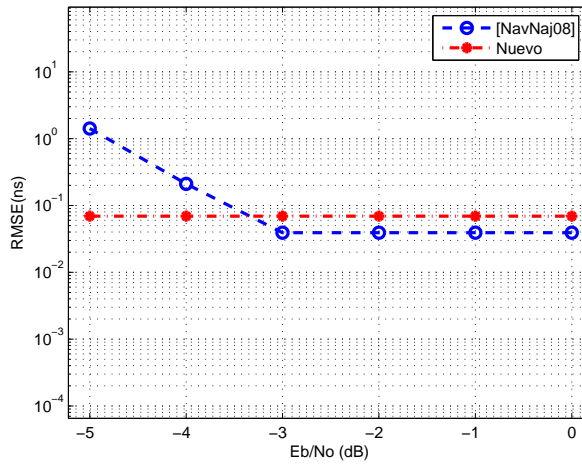


Figura 3.15: Comparación con el estimador previo: RMSE de τ_0

En la Fig. 3.16 se puede observar el RMSE del DOA estimado en las mismas condiciones que antes. Se observa también que el funcionamiento del estimador lineal [11] para E_b/N_0 menores de -3dB deja de ser el deseado.

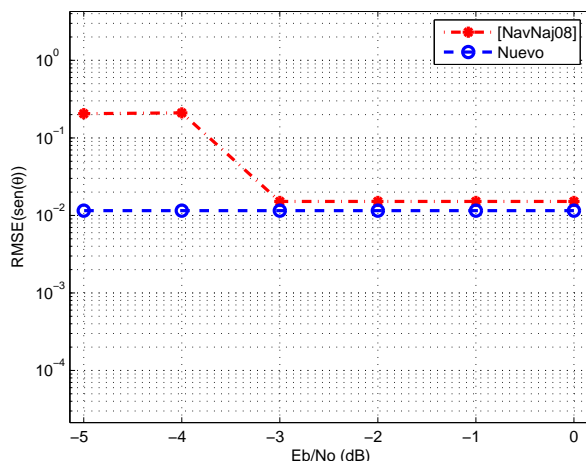


Figura 3.16: Comparación con el estimador previo: RMSE de ($\hat{\theta}$)

En general y por encima de los -3dB el nuevo estimador funciona igual de bien que el estimador lineal [11]. Es en E_b/N_0 menores a -3dB que el estimador lineal [11] no funciona correctamente y el nuevo estimador sigue funcionando con buenos resultados.

3.4.3. Conclusión

La principal ventaja del estimador propuesto en este proyecto respecto a su predecesor es que es más robusto al ruido. En [11] se estudian individualmente Q periodogramas distintos mientras que en el nuevo estimador los resultados se obtienen mediante el estudio de tan sólo un periodograma. El hecho de acumular toda la información en un único periodograma facilita la búsqueda de los picos ya que estos resultan más destacados respecto al nivel de ruido.

3.5. Standard IEEE 802.15.4a

Los trabajos para la definición de un estándar de UWB por parte del IEEE comenzaron en enero de 2003. Dentro de los estándares sobre redes de área local, UWB pertenece al IEEE 802.15 especializado en redes inalámbricas de área personal (wireless personal area networks, WPAN). Se divide en cinco subgrupos, del 1 al 5, de los cuales nos centraremos en el *Task group 4* (802.15.4) dedicado a las WPAN de baja velocidad. Finalmente, el estándar concreto que se va a estudiar es el IEEE 802.11.4a. El principal interés de este estándar es permitir comunicaciones y localización de alta precisión (con errores inferiores a un metro), alta velocidad de transmisión y necesidades energéticas extremadamente reducidas.

3.5.1. IEEE 802.15.4a

El estándar IEEE 802.15.4a se publicó el 31 de Agosto de 2007. El documento se puede encontrar en <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/standards.jsp>.

La descripción del formato de trama para este estándar se puede observar en la Fig. 3.17. El paquete IEEE 802.15.4a consiste en una cabecera de sincronización (synchronization header o SHR), una cabecera de capa física (physical layer header o PHR) y los datos. El preámbulo SHR se compone de un preámbulo diseñado especialmente para aplicaciones de localización y de un delimitador de inicio de frame (start of frame delimiter o SFD).

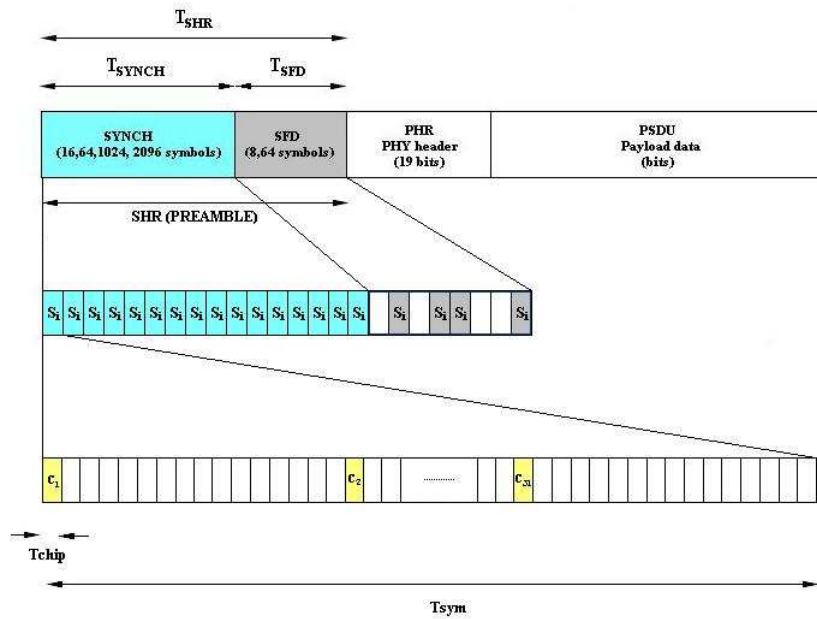


Figura 3.17: Formato de señal IEEE 802.15.4a

El preámbulo SYNCH puede estar formado por 16, 64, 1024 o 4096 símbolos. Los preámbulos largos se usan preferentemente en receptores no-coherentes para mejorar la SNR. Es por ello que en general proporcionan mejores estimaciones de TOA. Dicho preámbulo se forma con la repetición de símbolos idénticos y cada símbolo usa una de las secuencias ternarias de longitud $N_{sym} = 31$ o de longitud $N_{sym} = 127$ que proporciona el estándar [24]. En el Cuadro 3.3 se muestran las secuencias ternarias de longitud 31 que se proponen. Puede observarse que cada símbolo contiene 16 pulsos.

El modelo de señal para un símbolo s_i es el siguiente,

$$s_i(t) = \sum_{k=0}^{N_{sym}-1} c[k]p(t - N_c T_c) \quad (3.15)$$

donde $c[k]$ indica el elemento k de la secuencia c_i y N_c el número de chips que

Cuadro 3.3: Secuencias Ternarias IEEE 802.15.4a

Índice	Símbolo
c_1	-1000010-1011101-10001-111100-110-100
c_2	0101-10101000-1110-11-1-1-10010011000
c_3	-11011000-11-11100110100-10000-1010-1
c_4	00001-100-100-1111101-1100010-10110-1
c_5	-101-100111-11000-1101110-1010000-00
c_6	1100100-1-1-11-1011-10001010-11010000
c_7	100001-101010010001011-1-1-10-1100-11
c_8	0100-10-10110000-1-1100-11011-1110100

contiene cada frame. Se observa que el pulso siempre va situado en el primer chip de cada frame.

El delimitador de inicio de frame (SFD) está formado por 8 o 64 símbolos. El modelo de señal para el preámbulo completo se puede formular de la siguiente forma,

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N_{SHR}} a[n]s_i(t - nT_{sym}) \quad (3.16)$$

donde $a[n] = 1$ para $n = 0, \dots, N_{SYNC}$ y $a[N_{SYNC} : N_{SYNC} + N_{SFD} - 1] = [010 - 1100 - 1]$. El preámbulo no implementa ni modulación PPM ni Time Hopping. Sin embargo, sí aplica un enfoque de secuencia directa con pulsos transmitidos con polaridad ± 1 .

En la Fig. 3.18 se muestra el pulso definido por el estándar. La diferencia principal es que la duración del pulso es ahora de 5ns.

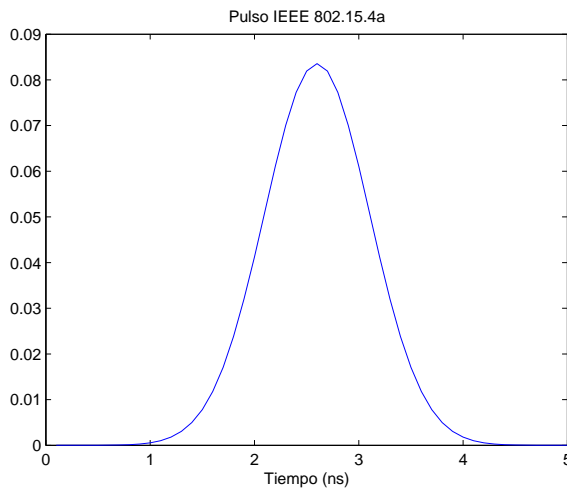


Figura 3.18: Pulso IEEE 802.15.4a

En la Fig. 3.19 se muestra un símbolo s_i definido con la secuencia ternaria c_1 .

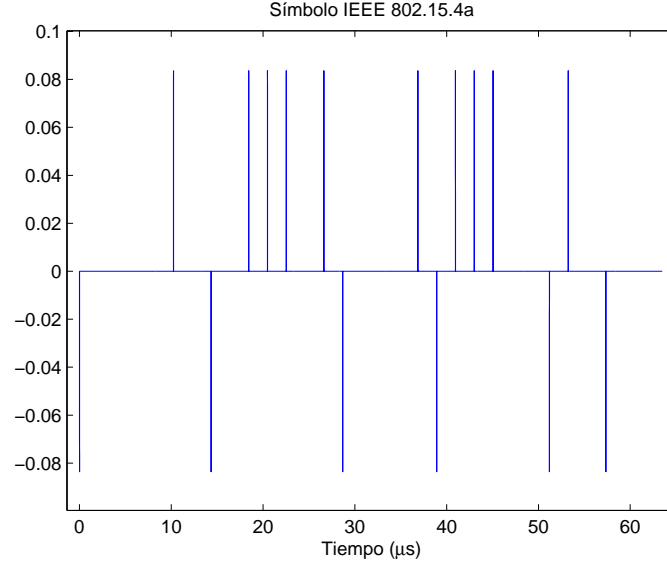


Figura 3.19: Símbolo IEEE 802.15.4a según c_1

3.5.2. Adaptación del estimador a IEEE 802.15.4a

Se usará la cabecera SFD para identificar el preámbulo y usarlo para la estimación de TOA y DOA. La estructura del estimador es la misma. Primero una etapa de sincronización basada en la detección de energía para identificar el inicio del preámbulo SFD con una resolución de T_{sym} . Después una etapa que combina la estimación coarse que permite detectar el inicio de símbolo y la estimación de alta resolución donde usaremos el estimador conjunto en el dominio frecuencial de TOA y DOA basado en la computación del periodograma bidimensional.

ETAPA 1: detección de preámbulo SFD

Se supone un tiempo de adquisición de K_{ss} símbolos. Se designa $y[m] = y(mT_s)$ a la señal recibida en tiempo discreto, donde T_s es el periodo de muestreo.

Se define el vector $\mathbf{Y}_{sym,i}$ que contiene el símbolo i del tiempo de adquisición tal que $\mathbf{Y}_{sym,i} \in \mathbb{C}^{K_{sym} \times 1}$, siendo $K_{sym} = \lfloor T_{sym}/T_s \rfloor$ el número de muestras en un tiempo de símbolo. La energía de cada intervalo de símbolo es,

$$E_{sym,j} = \|\mathbf{Y}_{sym,j}\|^2 \quad j = 1, \dots, K_{ss} \quad (3.17)$$

Cabe notar que a diferencia de la estimación de energía de la sección 2.3.1 aquí se realiza la estimación en el dominio temporal. Esto es así porque el intervalo de símbolo tiene una dimensión considerable que complicaría la implementación de la FFT.

El algoritmo encuentra la posición de los 2 valores mínimos consecutivos de la

energía de la señal que corresponden al sexto y séptimo símbolo del preámbulo SFD. Una vez localizado el SFD el algoritmo selecciona el preámbulo SYNCH para realizar la estimación de alta resolución.

ETAPA 2: Coarse + Fine

Se dispone de N_{SYNC} símbolos en el preámbulo SYNCH de los cuales únicamente se pueden usar $N_{SYNC} - 2$ debido a la resolución de un tiempo de símbolo de la etapa anterior.

El procedimiento es muy parecido a la estimación descrita en la sección 2.3.1. Este consiste en un estimador de energía y un algoritmo de búsqueda sencillo que indentifica el inicio de símbolo aplicando un criterio de mínima distancia basado en el conocimiento de la secuencia ternaria c_i . La energía de cada intervalo de frame en un periodo de símbolo se obtiene promediando en todos los símbolos del intervalo de adquisición K_s ,

$$E_{frame,j} = \sum_{k=0}^{K_s} \|\mathbf{Y}_{frame,j+31k}\|^2 \quad j = 1, \dots, N_{sym} \quad (3.18)$$

donde el vector $\mathbf{Y}_{frame,i} \in \mathbb{C}^{K_f \times 1}$ contiene las K_f muestras temporales del frame i . Por las mismas razones que en la etapa anterior la estimación de energía se realiza en el dominio temporal. Se observa que se está considerando $N_{sym} = 31$. Por esta razón el algoritmo busca los 16 máximos correspondientes a los 16 frames que contienen pulsos y estima una secuencia ternaria \hat{c}_i .

A partir de la secuencia ternaria original c_i se define un vector \mathbf{d} como un vector conformado por las 16 posiciones de c_i que contienen ± 1 . Se define entonces una nueva matriz circular $\Delta_{\rho_{c_i}}$ donde las filas contienen los retardos relativos en número de intervalos de frames entre dos pulsos consecutivos dentro de un mismo periodo de símbolo. Más concretamente si se define $\rho_{c_i}(n) = d(n+1) - d(n) - 1$ para $n = 1, \dots, 15$ y $\rho_{c_i}(16) = 31 - d(16) + d(1)$, como el número de frames entre dos pulsos transmitidos consecutivos, la matrix $\Delta_{\rho_{c_i}}$ viene dada por,

$$\Delta_{\rho_{c_i}} = \begin{bmatrix} \rho_{c_i}(1) & \rho_{c_i}(2) & \dots & \rho_{c_i}(15) & \rho_{c_i}(16) \\ \rho_{c_i}(2) & \rho_{c_i}(3) & \dots & \rho_{c_i}(16) & \rho_{c_i}(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \rho_{c_i}(16) & \rho_{c_i}(1) & \dots & \rho_{c_i}(14) & \rho_{c_i}(15) \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Con la secuencia ternaria estimada \hat{c}_i se construye un vector \hat{d} con la posición estimada de los pulsos. Por lo tanto, la distancia relativa entre las 16 posiciones estimadas de los pulsos conforman el vector,

$$\Delta d = [\hat{\rho}_{c_i}(1) \quad \hat{\rho}_{c_i}(2) \quad \dots \quad \hat{\rho}_{c_i}(15) \quad \hat{\rho}_{c_i}(16)] \quad (3.20)$$

La estimación del número de pulso $\eta \in \{1, \dots, 16\}$ al que pertenece el primer pulso detectado se lleva a cabo encontrando las secuencia ternaria desplazada que proporciona menor error cuadrático medio con respecto a Δd . Es decir, el algoritmo encuentra la fila j de la matriz $\Delta_{\rho_{c_i}}$, que llamaremos $\Delta_{\rho_{c_i}}|_j$, que minimiza,

$$\eta = \arg \min_{j=1, \dots, 16} \|\Delta p - \Delta_{\rho_{c_i}}|_j\|^2 \quad (3.21)$$

A partir del η obtenido se estima el número de frame $v \in \{1, \dots, 31\}$ al que pertenece el primer frame detectado.

$$v = d(\eta) - \hat{d}(1) + 1 \quad (3.22)$$

Entonces, la estimación coarse del TOA se puede definir directamente,

$$\hat{\tau}_0^c = (31 - v + 1)T_f \quad (3.23)$$

La resolución temporal de esta estimación es igual al intervalo de frame T_f .

La estimación fina, $\hat{\tau}_0^f$, se obtiene, igual que en la sección 2.3.1, de la estimación coarse, $\hat{\tau}_0^c$, y de una estimación de alta resolución del retardo temporal $\tilde{\tau}$ del primer camino que llega con respecto a la referencia temporal obtenida en la estimación coarse. El procedimiento es idéntico que el descrito en la sección 2.3.1. La única diferencia es que aquí la transformación al dominio frecuencial se produce en la etapa de estimación fina.

3.5.3. Resultados Obtenidos

Los parámetros para la simulación con el estándar IEEE 802.15.4a se muestran en el Cuadro 3.4. En este proyecto se trabaja con la secuencia ternaria c_1 del Cuadro 3.3.

En la Fig. 3.20 se muestra la evolución del RMSE del TOA estimado para arrays equipados con dos antenas y con una separación entre antenas de 36cm, en un escenario LOS simulado siguiendo los modelos que proporciona la IEEE. Concretamente para este caso se ha usado: 802.15.4a model RESIDENTIAL LOS. La dependencia espacial se ha añadido de la misma forma que en la sección 3.3.1.

Cuadro 3.4: Parámetros simulación estándar IEEE 802.15.4a

Parámetro	Valor
Duración de pulso, T_p	5 ns
Número de chips por frame, N_c	16
Número de frames por símbolo, PRF	31
Longitud preámbulo SYNCH, L_p	16 símbolos
Longitud preámbulo SFD, L_d	8 símbolos
Tiempo de símbolo, T_{sym}	63.48 μs
Energía de símbolo, E_s	1
Puntos DFT para el paso a dominio frecuencial	128
Puntos FFT en periodograma	256

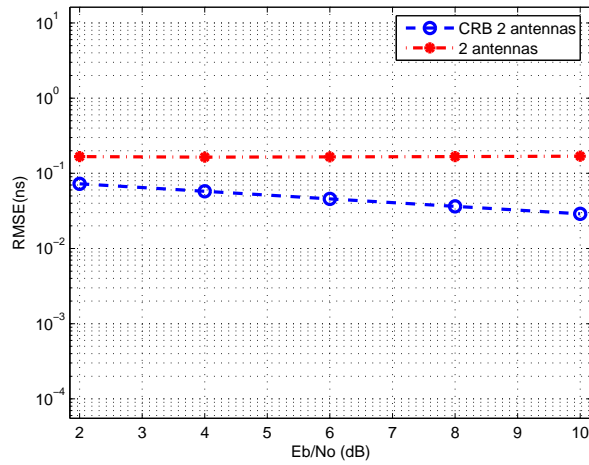


Figura 3.20: Estándar IEEE 802.15.4a: RMSE del TOA estimado

Los resultados se comparan con la CRB. Los resultados muestran que la precisión de la estimación es constante para el rango de Eb/No estimadas y se mantiene alrededor de 5cm.

Del mismo modo, en la Fig. 3.21 se muestra el RMSE del seno estimado del DOA para el mismo escenario. Se muestra la CRB como referencia computada según [11]. Aquí se observa que la precisión mínima para el rango de Eb/No computadas es de 10 grados.

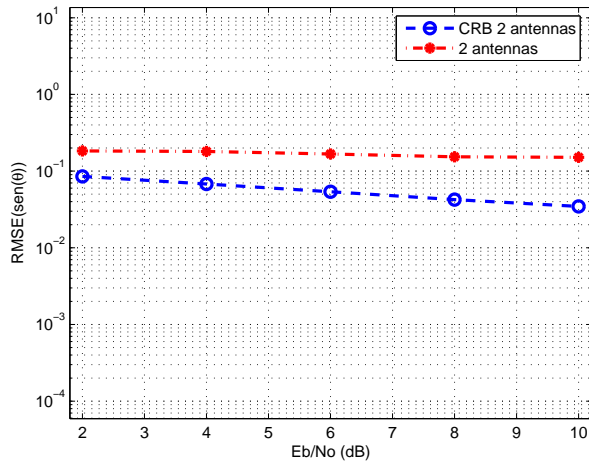


Figura 3.21: Estándar IEEE 802.15.4a: RMSE del DOA estimado

Por lo tanto se observa que el estimador propuesto se adapta perfectamente al nuevo estándar y que consigue unos buenos resultados aunque levemente peores debido a que el ancho del pulso es mayor.

Capítulo 4

Trabajo futuro

Las futuras líneas de trabajo que deja este proyecto abarcan diferentes posibilidades que a continuación se exponen.

En primer lugar, el presente estudio se ha centrado en estudiar el funcionamiento de estimador en un escenario Line-Of-Sight a partir de un único receptor. Usando un número de receptores mayor y combinando los resultados obtenidos en cada uno de ellos se podrían extender las aplicaciones a escenarios No-Line-Of-Sight (NLOS) siempre que, como mínimo, uno de los receptores tenga visión directa. La probabilidad de que un receptor tenga visión directa con el objetivo crece con el número de receptores empleados.

Además se podría estudiar con más detalle la obtención del umbral de decisión. Se podría establecer una probabilidad de falsa detección a partir de la cual se adaptaría el nivel del umbral. En un sistema radar tradicional debe determinarse un umbral de potencia a partir del cual un eco recibido se considera un objetivo. Si dicho umbral es bajo, entonces más blancos serán detectados a costa de incrementar el número de falsas alarmas. Por el contrario, si el umbral es alto, entonces se detectarán menos blancos pero el número de falsas alarmas será también bajo. En la mayor parte de los sistemas el umbral se fija con objeto de alcanzar un porcentaje determinado de falsas alarmas. Si el entorno que rodea a un blanco es constante en función del tiempo y el espacio, entonces se puede elegir un umbral fijo para alcanzar esa probabilidad de falsa alarma deseada. Esta se calcula asumiendo que el ruido ambiental sigue una función de densidad de probabilidad determinada, generalmente una distribución normal. La probabilidad de detección es en ese caso función de la relación señal/ruido del eco recibido. Sin embargo, en la mayor parte de los entornos, diferentes fuentes de interferencias y clutters ocasionan cambios en el nivel de ruido, tanto temporal como espacialmente. En estas situaciones, hay que elevar o bajar el umbral de forma dinámica para mantener la probabilidad de falsa alarma constante.

Por otro lado, una continuación de este proyecto podría consistir en la elaboración de un estimador de canal. En el periodograma bidimensional se obtiene información de los ángulos de llegada de todos los caminos de propagación así como del tiempo que tarda cada uno en llegar al receptor. Con esta información el receptor podría saber el escenario en que se encuentra y adaptar la transmisión al canal.

Capítulo 5

Conclusiones

En este proyecto se ha presentado un nuevo estimador conjunto de TOA y DOA para sistemas UWB. La estimación se lleva a cabo en el dominio frecuencial mediante un perfil de potencias en dos dimensiones según ángulo y según retardo basado en el periodograma. La estimación DOA aprovecha la alta precisión intrínseca al gran ancho de banda de las señales UWB ya que la estimación del ángulo se obtiene a partir de medidas temporales. Los resultados en escenarios LOS muestran que con arrays de 2 elementos se consigue una precisión de 0,1ns en medidas de TOA, mientras que los errores RMSE de DOA se mantienen siempre por debajo de los 6 grados. Los resultados de la estimación TOA obtenidos en las simulaciones concuerdan con la CRB, mostrando que la separación entre antenas no influye en estas medidas. Al contrario que la estimación DOA, donde ambos resultados y la CRB muestran que el RMSE decae con la separación entre antenas.

En comparación con el trabajo previo publicado en [11] se demuestra que el nuevo estimador es más robusto a niveles de ruido elevados presentando, a diferencia de [11], una buenas precisiones por debajo de -3dB de Eb/No.

Por otro lado se muestra la adaptación del estimador al estándar IEEE 802.15.4a con precisiones mínimas de 5cm en distancia y de aproximadamente 10 grados en DOA. Estos resultados son levemente peores debido a que el estándar IEEE 802.15.4a considera pulsos de duración mayor.

Anexo A: Artículo aceptado para ICUWB 2009 de la IEEE

La Conferencia Internacional de Ultra-WideBand 2009 de la IEEE (ICUWB) tendrá lugar del 9 al 11 de Septiembre del 2009 en Vancouver, Canadá.

La ICUWB es la principal conferencia anual dedicada a la tecnología UWB. Se centra en los últimos avances en los sistemas UWB, actuales y futuras aplicaciones que van desde la comunicación en redes UWB de área personal (WPAN) hasta redes de sensores basados en UWB para localización y sistemas de posicionamiento, así como sistemas de imágenes de radar y la normalización y regulación de las transmisiones UWB.

Los resultados de este proyecto se pueden encontrar en el artículo presentado y aceptado para esta conferencia. El artículo se muestra a continuación.

UWB Joint TOA and DOA Estimation

Eva Lagunas*, Montse Najar*[†], Monica Navarro[†]

*Universitat Politècnica de Catalunya (UPC), Barcelona, Spain

[†]Centre Tecnològic de Comunicacions de Catalunya (CTTC), Castelldefels, Spain

Email: elagunas@gps.tsc.upc.edu, montse.najar@upc.edu, monica.navarro@cttc.cat

Abstract— This paper deals with the simultaneous estimation of Time of Arrival (TOA) and Direction of Arrival (DOA) in UWB systems considering multipath propagation. The estimation is performed in the frequency domain by computing a two dimensional power delay-angle spectrum based on the periodogram because of its low computational complexity. High accuracy is obtained in the estimation of both parameters, TOA and DOA, based on the wide bandwidth of the UWB signals

I. INTRODUCTION

One interesting problem in wireless communications is the estimation of the angle of incidence and time of arrival of a signal arriving at a base station antenna array, assuming that a specular multipath channel model holds true. This problem has several applications, including, for example, positioning systems.

UWB radio is a fast emerging technology with uniquely attractive features inviting major advances in wireless communications, networking, radar, imaging, and also positioning systems. This radio technology can potentially enable very accurate ranging and location applications, given the extremely short duration of the pulses. Our method exploits this high time resolution nature of the UWB signals to estimate simultaneous TOA and DOA.

Joint estimation of angle and delay has been widely investigated for narrowband systems.

In comparison with 'classical' disjoint techniques [1]- [2], which first estimates the angle of arrive and, sequentially, the time of arrival corresponding to the previous angle, joint estimation has an advantage in cases where multiple rays have approximately equal delays (or angles).

Parametric joint angle/delay estimation has received increased research interest lately. Methods for joint angle/delay estimation (JADE) were proposed in [3]- [4]. In JADE, paths can be resolved when they are separated in at least one of the two domains, either angle or time. JADE in general does not require more antennas than paths present (as is needed for identifiability in DOA models).

In a parametric multipath propagation model, a source is received by an antenna array via a number of rays, each described by an arrival angle, a delay, and a fading parameter. Unlike the fading, the angles and delays are stationary over long time intervals. This idea is exploited in many approaches such as [4] where the algorithm used is based on a multi-dimensional version of ESPRIT. Previously, algorithms like MLE [5] or multidimensional MUSIC [6] were used but were discarded because they are unattractive for online estimation.

This paper focus on the joint estimation of the time of arrival of the first path and the corresponding angle of arrival of a single source received by an antenna array in a very wide band system.

The majority of the localization proposals in UWB systems are based on time delay estimation with few contributions considering the direction of arrival. In [7] the authors consider the specific problem of DOA estimation in a large bandwidth system for the ideal channel. In [8] DOA estimation is performed using a digital channelization receiver that assumes complete knowledge of the channel.

In a previous work, the authors exploited the fact that the temporal delay at each antenna element depends not only on the propagation delay but on the direction of arrival. In [10] the proposed estimation technique considers a frequency domain approach. Working in the frequency domain facilitates the application of high resolution spectral estimation techniques to obtain a signal power profile where the TOA is estimated for each array antenna. Then, the DOA estimation is obtained from the previous TOA measurements by means a linear estimation. In this paper the authors propose to develop a two dimensional signal power profile from which the joint estimation of both parameters, angle and delay, are obtained. The two dimensional power profile is defined as the signal energy distribution with respect to the propagation delays in one dimension, and the signal energy distribution with respect to the angles of arrival in the second dimension. The spectral estimation is based on the periodogram aiming at a low complexity implementation and assumes no knowledge of the received pulse waveform.

The outline of the paper is as follows: Section II introduces the IR-UWB signal model for nodes equipped with an antenna array. Section III describes the proposed joint TOA and DOA estimation scheme. Finally, numerical results and conclusions are discussed in Section IV and V, respectively.

II. SYSTEM MODEL

We consider an IR-UWB system where transmission of an information symbol is typically implemented by the repetition of N_f pulses of very short duration. The transmitted signal is expressed as,

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_f-1} p(t - T_j^k) \quad (1)$$

where $T_j^k = (kN_f + j)T_f + c_jT_c + b_kT_\delta$. Pulse Position Modulation (PPM) is assumed with $\{b_k\}$ being the information symbols taking values $\{0, 1\}$ with equal probability. $p(t)$ refers to the single pulse waveform, being typically a Gaussian monocycle or one of its derivatives of duration T_p . $T_{sym} = N_fT_f$ is the symbol duration, where $T_f \gg T_p$ is the repetition pulse period also referred to as frame period, and N_f is the number of frames per symbol, T_c is the chip period, T_δ is the PPM modulation interval, N_c is the number of chips per frame and $\{c_j\}$ is the time hopping sequence which takes integer values in $\{0, 1, \dots, N_c - 1\}$.

The channel model considered is given by the general expression for the multipath fading propagation channel as follows,

$$h(t) = \sum_{m=0}^{M-1} h_m \delta(t - \tau_m) \quad (2)$$

where h_m denotes the fading coefficient for the m -th path while τ_m represents the delay experienced by the m -th path.

With no loss of generality we assume $\tau_0 < \tau_1 < \dots < \tau_{M-1}$, being τ_0 the TOA that is to be estimated.

The received signal at the q -th antenna element for a node equipped with an array of Q antenna elements is the summation of multiple delayed and attenuated replicas of the received pulse waveform $\tilde{p}(t)$ which includes the antenna and filters distortion,

$$y_q(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_f-1} \sum_{m=0}^{M-1} h_m \tilde{p}(t - T_j^k - \tau_{m,q}) + v_q(t) \quad (3)$$

where the temporal delay at each antenna element depends not only on the propagation delay but on the direction of arrival. In particular, for an uniform linear array (ULA), the propagation delay associated with the m -th arriving path in antenna q is given by,

$$\tau_{m,q} = \tau_m + q \frac{d}{c} \sin \theta_m \quad 0 \leq q \leq Q-1 \quad (4)$$

with d being the distance between antenna elements in the array, c the speed of light and θ_m the direction of arrival of the m -th path. Although the scheme is presented assuming an uniform linear array (ULA), it can be directly extended to other array configurations.

The additive noise $v_q(t) \sim N(0, N_0)$ is modeled as Gaussian circularly symmetric. Given the low duty cycle of UWB signals we assume the received signal is free of intersymbolic interference (ISI).

The signal associated to the j -th transmitted pulse corresponding to the k -th symbol at each antenna element, in the frequency domain yields:

$$Y_{j,q}^k(w) = \sum_{m=0}^{M-1} h_m S_j^k(w) e^{-jw\tau_{m,q}} + V_j^k(w) \quad (5)$$

where $Y_{j,q}^k(w)$, $S_j^k(w)$ and $V_j^k(w)$ denote the Fourier transform of the received signal, transmitted signal and noise, respectively. Sampling and rearranging (5) into a matrix notation the

received signal vector at the q antenna element is given by,

$$\mathbf{Y}_{j,q}^k = \sum_{m=0}^{M-1} h_m \mathbf{S}_j^k \cdot \mathbf{e}_{\tau_{m,q}} + \mathbf{V}_j^k \quad (6)$$

where the elements of vector $\mathbf{Y}_{j,q}^k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, $Y_{j,q}^k(w_n)$, are the DFT components of $y_{j,q}^k(t)$ with $w_n = w_0 n$ for $n = 0, 1, \dots, N-1$ and $w_0 = 2\pi/N$, $\mathbf{S}_j^k \in \mathbb{C}^{N \times N}$ is a diagonal matrix whose elements are the DFT components of the transmitted signal and the noise samples are arranged in vector $\mathbf{V}_j^k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$. The elements of the delay-signature vector include the dependency with the angle of arrival in $\tau_{m,q}$,

$$\mathbf{e}_{\tau_{m,q}} = [1 \quad e^{-jw_0\tau_{m,q}} \quad \dots \quad e^{-jw_0(N-1)\tau_{m,q}}]^T \quad (7)$$

With the aim of compact notation we consider a vector formed by the concatenation of the signals received at each antenna,

$$\mathbf{Y}_j^k = [\mathbf{Y}_{j,0}^k \quad \mathbf{Y}_{j,1}^k \quad \dots \quad \mathbf{Y}_{j,Q-1}^k]^T \quad (8)$$

Consequently, vector $\mathbf{Y}_j^k \in \mathbb{C}^{QN \times 1}$.

III. JOINT TOA AND DOA ESTIMATION

Estimation of the TOA from the noisy observation $y(t)$ without knowledge of the specific pulse shape $\tilde{p}(t)$ is the goal of this section. First, a simple coarse estimation stage that provides the time reference for symbol synchronization and estimates the threshold used in the TOA algorithm is needed and was presented in [9]. Then, a new joint fine TOA and DOA estimation algorithm is proposed. This two-stages estimation process is performed in the frequency domain. It is assumed that an all zero training sequence is used for the estimation. An acquisition time of length equal to the duration of $K_s + 1$ symbols is considered. The TOA defined as τ_0 indicates the beginning of the first complete symbol in the observation interval, being $0 \leq \tau_0 \leq T_{sym}$. Note that the acquisition window duration is defined one symbol longer than the number of symbols considered for the fine timing estimation. Hence the minimum acquisition window shall be equivalent to two symbols duration in order to perform the fine estimation over a single symbol $K_s = 1$.

Once the beginning of the symbol is coarsely estimated, working in the frequency domain any type of spectral estimation can be applied to obtain a two dimension power profile defined as, on the one hand, the signal energy distribution with respect to the propagation delays and, on the other hand, the signal energy distribution with respect to the angles of arrival.

The fine TOA estimation $\hat{\tau}_0$ is obtained from the TOA coarse estimation $\hat{\tau}_0^c$ and a high resolution time delay $\hat{\tau}$ estimate of the first arriving path with respect to the time reference obtained in the coarse estimation stage. The TOA estimation resulting from the fine estimation stage is given by,

$$\hat{\tau}_0 = \hat{\tau}_0^c + \hat{\tau} \quad (9)$$

The fine TOA estimator consist of finding the first delay, $\hat{\tau}$, that exceeds a given threshold, P_{th} , in the power profile

summed over all directions,

$$\tilde{\tau} = \min \arg_{\tau} \left\{ \sum_{\theta} P(\tau, \theta) > P_{th} \right\} \quad (10)$$

Once the first delay $\tilde{\tau}$ is obtained, the direction of arrival is estimated from the maximum of the power direction profile at $\tilde{\tau}$

$$\tilde{\theta} = \arg \max_{\theta} \{P(\tilde{\tau}, \theta)\} \quad (11)$$

The power profile can be obtained by estimating the energy of the signal filtered by the concatenation of the delay-direction signature vector, $\mathbf{E}_{\tau, \theta}$, at each time delay and each direction resulting in the quadratic form,

$$P(\tau, \theta) = \mathbf{E}_{\tau, \theta}^H \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{E}_{\tau, \theta} \quad (12)$$

where \mathbf{R} is the signal correlation matrix. The signature vector $\mathbf{E}_{\tau, \theta}$ is formed by the signature matrix associated to each array element as,

$$\mathbf{E}_{\tau, \theta} = [\mathbf{e}_0^T \quad \mathbf{e}_1^T \quad \dots \quad \mathbf{e}_{Q-1}^T]^T \quad (13)$$

where,

$$\mathbf{e}_q = \left(1 \quad e^{-jw_0(\tau+qd\frac{\sin\theta}{c})} \quad \dots \quad e^{-jw_0(N-1)(\tau+qd\frac{\sin\theta}{c})} \right)^T \quad (14)$$

The delay-signature vector defined in (14) associated to each antenna depends on τ the steering delay and on θ the steering angle.

The correlation matrix \mathbf{R} can be obtained averaging over K_s symbols to obtain a more robust estimate and is defined as,

$$\mathbf{R} = \frac{1}{N_f K_s} \sum_{k=1}^{K_s} \sum_{j=1}^{N_f} \mathbf{Y}_j^k \cdot \mathbf{Y}_j^{kH} \quad (15)$$

where \mathbf{Y}_j^k is the frequency vector defined in (8).

The frequency domain samples $Y_{jq}^k[n]$ associated to the k -th symbol, j -th frame and q -th antenna that form each vector $\mathbf{Y}_{j,q}^k$ are obtained from the time samples such that the monocycle positions are aligned,

$$Y_{jq}^k[n] = \sum_{m=1}^{K_f} y[\hat{m}_j^k + m] e^{-j\frac{2\pi}{K_f} nm} \text{ for } n = 1, \dots, K_f \quad (16)$$

being \hat{m}_j^k the first sample associated to the j -th transmitted pulse corresponding to the k -th symbol,

$$\hat{m}_j^k = \left\lfloor \frac{\hat{\tau}_0^c + T_j^k}{T_s} \right\rfloor \quad (17)$$

where $\hat{\tau}_0^c$ is the TOA coarse estimation, T_s is the sampling period and $K_f = \lfloor T_f/T_s \rfloor$ is the number of samples in the frame period.

Note that the computation of the correlation matrix takes advantage of the inherent temporal diversity of the IR-UWB signal, with N_f repeated transmitted pulses for each information symbol, by computing the correlation matrix over the N_f received frames. This approach provides a better estimate of

TABLE I
SIMULATION PARAMETERS

PARAMETER	VALUE
Pulse duration, T_p	0.4 ns
Frame period, T_f	560 ns
Pulse repetition Frequency, PRF	20
Symbol period	11.2 μ s
Bandwidth	2.5 GHz

the correlation matrix and results in a more robust estimation algorithm, as compared to applying the estimator individually to each arriving frame.

IV. NUMERICAL RESULTS

For numerical evaluation of the algorithms we consider the channel models developed within the framework of the IEEE 802.15.4a. These models however do not explicitly include the spatial dependency when considering antenna array. Recent results [11] show that spectral anisotropy of UWB antennas may lead to localization ambiguities in systems that uses DOA measurements for positioning estimation. The paper also shows that using compensation techniques, DOA localization ambiguities can be removed. Given the lack of a standardized channel model that includes the spatial dimension, we follow the approach in [12] considering that the channel impulse response is a separable function in terms of time and azimuth angle dependency,

$$h(t, \theta) = h_a(t)h_b(\theta) \quad (18)$$

The dependency in time featured by $h_a(t)$ is generated according to [13] and the angular impulse response $h_b(\theta)$ is generated assuming a cluster model,

$$h_b(\theta) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \beta_{kl} \delta(\theta - \Theta_l - \psi_{kl}) \quad (19)$$

where β_{kl} is the amplitude of k -th arriving path in the l -th cluster, Θ_l is the mean azimuth angle-of-arrival of the l -th cluster and follows a uniform distribution and ψ_{kl} is the azimuth angle-of-arrival relative to Θ_l and follows a zero mean Laplacian distribution with standard deviation, σ , of 38 degrees [12],

$$p(\psi) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma} e^{-|\sqrt{2}\psi/\sigma|} \quad (20)$$

The main simulation parameters are shown in Table I where the pulse waveform $p(t)$ is the Gaussian pulse.

All simulation results are given for 50 independent channel realizations. For each channel realization each antenna element sees a different channel according to the dependency on the direction of arrival. The signal bandwidth is of 2.5 GHz, centered at $f_c=7.25$ GHz according to the European ECC. The estimation is performed considering a single symbol $K_s=1$. The threshold level P_{th} used in the simulation is defined as the noise power level, which is estimated during the coarse estimation process.

Fig. 1 depicts the contour lines of a resulting periodogram using an array equipped with only two antennas in a LOS Residential scenario and with a single source located at 13 meters and 81.5 degrees. The actual periodogram is shown in Fig. 2 where a zoom into the area of interest has been made. For the scenario under evaluation, the actual time of arrival is $\tau_0=43.3\text{ns}$ and $\sin(\theta)=0.989$. The estimated TOA and DOA are given by the ordinate and abscise values corresponding to the first maximum value of the periodogram, illustrated with a red dot in Fig. 2. From Fig. 1 it can be observed that for each multipath component there result associated contour lines with flat slope and contour lines that follow the slope subject to the antenna separation,

$$\tau = \tau_m + q \frac{d}{c} \sin(\theta_m) \quad (21)$$

The intersection of both slope-lines would determine the output estimate. The plot illustrates that the contribution to the periodogram for τ_0 is maximum only in the right direction.

One may observe that the estimated TOA corresponds to the lowest value in the ordinates axis of Fig. 1, denoted as τ_0 , which represents the first arriving path.

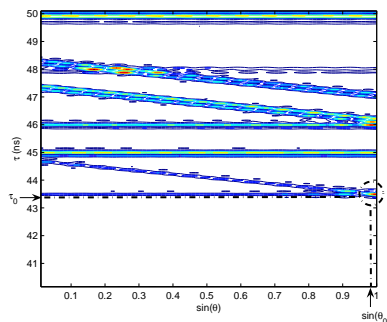


Fig. 1. Contour lines of the resulting periodogram for 2 element array with antenna elements separation of 36cm

Fig. 3 depicts the root mean squared error (RMSE) of the estimated TOA for arrays equipped with two antennas, and an antenna spacing of 36cm, in a LOS Residential scenario (CM1 IEEE 802.15.4a channel). The results are compared to the Cramer-Rao bound derived for the joint TOA-DOA estimate [10]. Results show that the estimation accuracy for ranging applications is of the order of 2 centimeters.

Likewise, Fig. 4 shows the estimated sine of the DOA for the same scenario. Shown for reference is the CRB computed as in [10].

The algorithm has also been tested with 4 antenna elements maintaining the physical length of the array. Therefore, the spacing between antenna elements is reduced to 12cm. Results shown in Table II illustrate a slight improvement in the TOA estimation when the number of antennas increases (the estimated TOA is not sensitive to the separation between

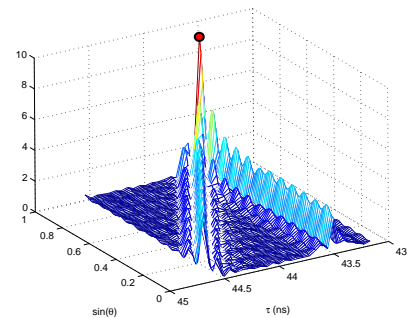


Fig. 2. Periodogram for 2 element array with antenna elements separation of 36cm

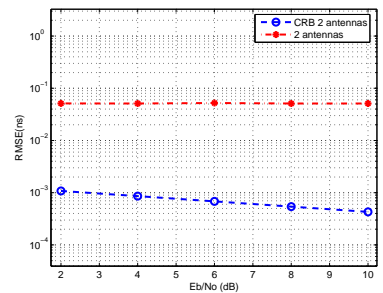


Fig. 3. Time of arrival τ_0 estimation performance for 2 element array with antenna elements separation of 36cm

antenna elements). On the other hand, the estimated parameter relative to the DOA, which from the CRB is expected to improve with the number of elements that form the array, in fact decreases due to the closer spacing between antennas. The antenna spacing will be subject to implementation constraints like the total array length and number of array elements. Nevertheless, the results have shown that good performance can be achieved with only two antennas.

TABLE II
Eb/No=4dB ARRAYLENGTH=36CM

ANTENNAS	RMSE(ns)	RMSE(sin(theta))
2	4.9696e-2	3.4641e-2
4	4.7023e-2	7.8740e-2

Finally, in Fig. 5 and 6 it is shown the RMSE of the estimated TOA and DOA respectively, for the case with two antennas and Eb/No=4dB as a function of antenna element separation. It can be seen that when the spacing between antennas increase the estimated DOA improves while the TOA

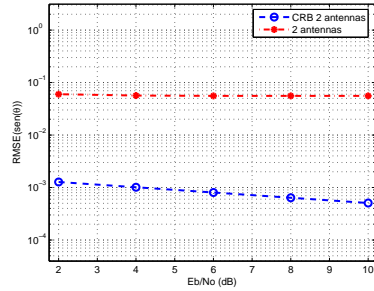


Fig. 4. Direction of arrival $\sin(\theta)$ estimation performance for 2 element array with antenna elements separation of 36cm

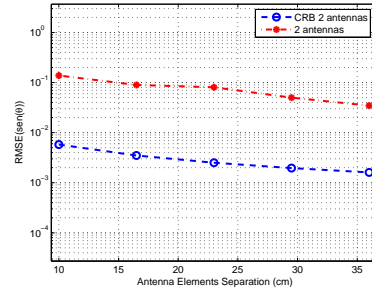


Fig. 6. Direction of arrival $\sin(\theta)$ estimation performance for 2 element array with $E_b/N_o = 4dB$

estimation accuracy remains constant.

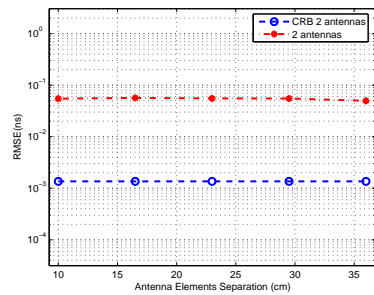


Fig. 5. Time of arrival τ_0 estimation performance for 2 element array with $E_b/N_o = 4dB$

We shall remark that the results depict directly the output of the estimator, that is the value of the sine of the DOA, rather than the angle itself. There is no need to transform to the angle domain for later application of TOA and DOA measurements in a positioning algorithm.

V. CONCLUSION

A joint TOA and DOA estimator for UWB systems has been presented. The estimation is performed in the frequency domain by computing the power delay-angle spectrum based on the periodogram quadratic form. The DOA estimation is able to exploit the high accuracy intrinsic to the large bandwidth of the UWB signal, since the angle estimation is performed from time delay measurements. Results have shown that only with two antenna element array accuracy of the order of 0.1 ns can be achieved for TOA estimation, while DOA root mean squared error remains below 10 degrees. Performance of the TOA estimator obtained by simulation agrees with the CRB, showing no dependency of the RMSE with the antenna separation. Opposite to DOA estimation, where both numerical

results and CRB show a decrease on the RMSE with the antenna separation.

REFERENCES

- [1] J.J. Blanz, A. Papathanassiou, M. Haardt, I. Furio, and P.W. Baier, "Smart antennas for combined DOA and joint channel estimation in time-slotted CDMA mobile radio system with joint-detection", in *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.49, pp. 293-306, Mar. 2000.
- [2] Y.Y. Wang, J.T. Chen and W.H. Fang, "TST-MUSIC for joint DOA delay estimation", in *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.49, pp. 721-729, Apr. 2001.
- [3] M. Cedervall and A. Paulraj, "Joint channel and space-time parameter estimation", in *30th Asilomar Conf. Signals, Systems, Comput.*, vol.1, Nov. 1996, pp. 375-379.
- [4] M.C. Vanderveen, A. Van der Veen, and A. Paulraj, "Estimation of multipath parameters in wireless communications", in *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.46, pp. 682-690, Mar. 1998.
- [5] M. Wax and A. Leshem, "Joint estimation of time delays and directions of arrival of multiple reflections of a known signal", in *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.45, pp. 2477-2428, Oct. 1997.
- [6] N. Hew and N. Zein "Space-time Estimation Techniques for UTRA System", in *IEE Colloquium on Capacity and Range Enhancement Techniques for the Third Generation Mobile Communications and Beyond*, Ref. No. 2000/003, pp. 6/1-6/7, Feb. 2000.
- [7] J.P. Lie, B.P. Ng, C.M. See and MA. Changzheng, "Multiple UWB Emitters DoA Estimation Employing TH-SS", in *IEEE Inter. Conf. on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, vol.1, 23-26 Sept. 2005 pp. 336 - 339.
- [8] J.P. Lie, C.M. See and B.P. Ng, "Ultra WideBand Direction Finding using Digital Channelization Receiver Architecture", in *IEEE Communication Letters*, Volume 10, pp. 85-87, Feb 2006.
- [9] M. Najjar and M. Navarro, "Joint synchronization and demodulation for IR-UWB", in *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, Hannover, Germany, Sept. 10-12 2008. (ICUWB2008)
- [10] M. Navarro and M. Najjar, "Frequency Domain Joint TOA and DOA estimation in IR-UWB", submitted to the *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Oct. 29, 2008.
- [11] W.Q. Malik, C.J. Stevens and D.J. Edwards, "Ultrawideband Antenna Distortion Compensation", in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 56, No.7, pp. 1900-1097, July 2008.
- [12] R.J.-M. Cramer, R. Scholtz and M. Win, "Evaluation of an ultra-wideband propagation channel", in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 50, No.5, pp. 561-570, 2002.
- [13] A.F. Molisch, K. Balakrishnan, C. Chong, S. Emami, A. Fort, J. Karedal, J. Kunisch, H. Schantz, U. Schuster and K. Siwiak, "P802.15-04-0662-00-004a, IEEE 802.15.4a channel model - final report", 2004.

Bibliografía

- [1] M.Z. Win, and R.A. Scholtz, “Impulse Radio: How it works”, in *IEEE Commun. Lett.*, vol.2, no.2, pp. 36-38, Feb. 1998.
- [2] *First report and order 02-48*, Federal Communications Commission, Washington, DC, 2002.
- [3] J.J. Blanz, A. Papathanassiou, M. Haardt, I. Furio, and P.W. Baier, “Smart antennas for combined DOA and joint channel estimation in time-slotted CDMA mobile radio system with joint-detection”, in *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.49, pp. 293-306, Mar. 2000.
- [4] Y.Y. Wang, J.T. Chen and W.H. Fang, “TST-MUSIC for joint DOA delay estimation”, in *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.49, pp. 721-729, Apr. 2001.
- [5] M. Cedervall and A. Paulraj, “Joint channel and space-time parameter estimation”, in *30th Asilomar Conf. Signals, Systems, Comput.*, vol.1, Nov. 1996, pp. 375-379.
- [6] M.C. Vanderveen, A. Van der Veen, and A. Paulraj, “Estimation of multipath parameters in wireless communications”, in *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.46, pp. 682-690, Mar. 1998.
- [7] M. Wax and A. Leshem, “Joint estimation of time delays and directions of arrival of multiple reflections of a known signal”, in *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.45, pp. 2477-2428, Oct. 1997.
- [8] N. Hew and N. Zein “Space-time Estimation Techniques for UTRA System”, in *IEE Colloquium on Capacity and Range Enhancement Techniques for the Third Generation Mobile Communications and Beyond*, Ref. No. 2000/003, pp. 6/1-6/7, Feb. 2000.
- [9] J.P. Lie, B.P. Ng, C.M. See and MA. Changzheng, “Multiple UWB Emitters DoA Estimation Employing TH-SS”, in *IEEE Inter. Conf. on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, Vol.1, 23-26 Sept. 2005 pp. 336 - 339.
- [10] J.P. Lie, and B.P. Ng, “Ultra WideBand Direction Finding using Digital Channelization Receiver Architecture”, submitted to *IEEE Communication Letters*.

-
- [11] M. Navarro and M. Najar, "Frequency Domain Joint TOA and DOA estimation in IR-UWB", submitted to the *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Oct. 29, 2008.
- [12] M. Najar and M. Navarro, "Joint synchronization and demodulation for IR-UWB", in *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, Hannover, Germany, Sept. 10-12 2008. (ICUWB2008)
- [13] A. Mollfulleda, M. Nájjar, P Miskovsky, C. Ibars, J. Mateu and M. Navarro, "Ultra-wideband testbed for reduced data-rates and location", in *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, Zurich, Switzerland, Sept. 2005, pp. 769-774.
- [14] Andreas F. Molisch, "Ultrawideband Propagation Channels-Theory, Measurement, and Modeling", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 54, No.5, Sep. 2005.
- [15] ETSI, "Etsi en 302 065 - generic harmonized european standard for uwb communications", Feb 2008.
- [16] M. Navarro, S. Prior and M. Najar, "Low complexity frequency domain TOA estimation for IR-UWB communications", in *IEEE Vehicular Technology Conference*, Montreal, Canada, Sept. 25-28 2006.
- [17] M. Navarro and M. Najar, "TOA and DOA Estimation for Positioning and Tracking in IR-UWB", in *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, Singapore, Malaysia, Sept. 24-26 2007. (ICUWB2007)
- [18] ETSI, "Etsi en 302 065 - generic harmonized european standard for uwb communications", Feb 2008.
- [19] W.Q. Malik, C.J. Stevens and D.J. Edwards, "Ultrawideband Antenna Distortion Compensation", in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 56, No.7, pp. 1900-1907, July 2008.
- [20] R.J.-M. Cramer, R. Scholtz and M. Win, "Evaluation of an ultra-wide-band propagation channel", in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 50, No.5, pp. 561-570, 2002.
- [21] A.F. Molisch, K. Balakrishnan, C. Chong, S. Emami, A. Fort, J. Karedal, J. Kunisch, H. Schantz, U. Schuster and K. Siwiak, "P802.15-04-0662-00-004a, IEEE 802.15.4a channel model - final report", 2004.
- [22] A.A. D'Amico, U. Mengali and L. Taponecco, "Energy-Based TOA Estimation", on *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, No.3, March 2008.
- [23] M. Kay, "Fundamentals of Statistical Signal Processing-Estimation Theory", Ed. Prentice Hall, 1993.
- [24] "802.15.4a-2007: IEEE Standard for Information Technology - Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks - specific requirement. Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications

for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)", publication date: 2007, page(s): 1-203, E-ISBN: 978-0-7381-5584-5, ISBN: 978-0-7381-5538-8, INSPEC Accession Number: 9795136, Digital Object Identifier: 10.1109/IEEESTD.2007.4299496.

