

Universidad de Las Palmas de Gran Canaria
Instituto Universitario para el Desarrollo Tecnológico y la Innovación en Comunicaciones

Programa de Doctorado
Cibernética y Telecomunicación

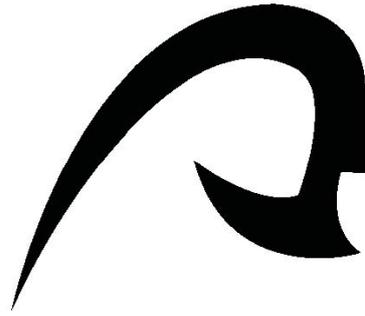
Tesis Doctoral:

Contribución al estudio de Servicios Soportados sobre Redes VLC (Visible Light Communications)

Autor: Julio Francisco Rufo Torres

Directores:
Dr. D. Rafael Pérez Jiménez
Dr. D. José Alberto Rabadán Borges
Dr. D. Francisco Alberto Delgado Rajó

Las Palmas de Gran Canaria, Noviembre 2015



Universidad de Las Palmas de Gran Canaria
Instituto Universitario para el Desarrollo Tecnológico y la Innovación en Comunicaciones

Programa de Doctorado
Cibernética y Telecomunicación

Tesis Doctoral:

Contribución al estudio de Servicios Soportados sobre Redes VLC (Visible Light Communications)

Autor: Julio Francisco Rufo Torres

Directores:

Dr. D. Rafael Pérez Jiménez

Dr. D. José Alberto Rabadán Borges

Dr. D. Francisco Alberto Delgado Rajó

Las Palmas de Gran Canaria, Noviembre 2015

Llegados a este punto quiero agradecer a mis tutores de Tesis, doctores Rafael Pérez, José Rabadán y Francisco Delgado la atención que han tenido conmigo todos estos años. Parece que fue ayer cuando entré, por primera vez, al laboratorio de Tecnología Fotónica y en estos años hemos hecho muchas cosas interesantes. Por todo esto, quiero agradecerles el que se acabe esta Tesis ya que sin ustedes yo estaría todavía pensando qué poner.

Agradecer, como no, a mi familia por aguantarme. Desde la más pequeña hasta el mayor, todos están ahí cuando hace falta. Gracias por darme la oportunidad de formarme y poder dedicarme a esta bonita profesión.

Y por último agradecer a todo el IdeTIC los momentos que he pasado con la gente del laboratorio. Gracias por la amabilidad y las buenas caras. Gracias.

Capítulo 1. Introducción	1
1.1. Hipótesis	6
1.2. Objetivo del trabajo	7
1.1. Descripción del documento	8
 Capítulo 2. Estado del Arte en Sistemas VLC	 9
2.1. Introducción, redes ópticas no guiadas	9
2.2. Fundamentos de los sistemas VLC	13
2.3. Ideas clave para el diseño de un sistema VLC	16
2.4. Modulación, canal de transmisión y fuentes de ruido	23
2.5. Acceso al medio y conexión con otras redes	25
2.6. Aplicaciones y realizaciones prácticas de sistemas	25
2.7. Principales grupos de investigación y empresas activos en el desarrollo de sistemas VLC	28
 Capítulo 3. Modelado del Sistema	 33
3.1. Introducción	34
3.2. Modelo de propagación	13
3.2.1. Modelo del emisor óptico	35
3.2.2. Modelo del receptor óptico	36
3.2.3. Modelo del reflector	37
3.3. Cálculo de la respuesta al impulso	39
3.3.1. Respuesta al impulso LOS	39
3.3.2. Respuesta al impulso tras múltiples rebotes	41
3.4. Algoritmos de cálculo de la respuesta al impulso	42
3.4.1. Método de Barry	43
3.4.2. Método estadístico de López-Hernández	46
3.4.3. Algoritmo de Monte Carlo modificado	49
3.5. Modelos reflectores	51
3.5.1. Modelo de Lambert	52
3.5.2. Modelo de Phong	53
3.5.2.1. Reflexión especular	54
3.5.3. Modelo de Phong Retrorreflexivo	56
3.5.4. Modelo de Blinn-Phong	58
3.5.5. Modelo de Lafortune	62
3.6. Aplicación a simulaciones VLC	63
 Capítulo 4. Estudio y simulación del canal	 67
4.1. Introducción	67
4.2. Cálculo de la respuesta al impulso	70
4.3. Modelos de reflexión	74
4.3.1. Modelo de Lambert	75
4.3.2. Modelo de Phong	75
4.3.3. Modelo de Phong retrorreflexivo	77
4.3.4. Modelo de Blinn	79
4.3.5. Modelo de Lafortune	79
4.4. Resultados simulados	81
4.4.1. Comparación con los resultados de Barry	81

4.5 Respuesta con modelos distintos al Lambertiano	89
4.5.1 Enlace no-LOS	90
4.5.2.1 Modelo de Lambert	92
4.5.2.2 Modelo de Phong	92
4.5.2.3 Modelo Retroreflexivo	96
4.5.2.4 Modelo de Blinn	99
4.5.2.5 Modelo de Lafortune	102
4.5.2 Enlace LOS	105
4.5.2.1 Modelo de Lambert	106
4.5.2.2 Modelo de Phong	108
4.5.2.3 Modelo de Phong Retroreflexivo	111
4.5.2.4 Modelo de Blinn	116
4.5.2.5 Modelo de Lafortune	119
Capítulo 5. Redes de iluminación para VLC	123
5.1 Introducción	123
5.2 Modulaciones	124
5.2.1 Modulación PPM	124
5.2.2 Modulación Single Carrier	127
5.2.3 Modulación OFDM	129
5.2.4 Modulación CSK	131
5.3 Ejemplos de enlaces VLC de media velocidad	133
5.3.1 Sistema propuesto con codificación PPM	133
5.4 Sistema propuesto con codificación CR-PPM	135
5.5 Sistema bidireccional para redes de sensores	142
5.6 Comportamiento del sistema	144
Capítulo 6. Redes heterogéneas de sensores basadas en IEEE1451	147
6.1 Introducción	147
6.2 Gestión de redes de sensores	148
6.3 Estándar IEEE 1451 para sensors	149
6.3.1 Estructura del estándar	149
6.3.2 Modelo conceptual	151
6.3.3 Transducer electronic data sheets (TEDS)	153
6.3.4 Canales	155
6.4 Integración de enlaces VLC en una red hetergénea de sensores	157
6.4.1 Arquitectura	158
6.4.2 Nodo	159
6.4.3 Coordinador	161
6.4.4 Canales o redes de sensores	167
6.5 Desarrollo Software	170
6.6 Funcionamiento de la red	172
6.6.1 Descubrimiento de un nuevo nodo	173
6.6.2 Asignación de slots	175
6.6.3 Eliminación de un nodo	176
6.7 Conclusión	178

Capítulo 7. Conclusiones y Líneas Futuras	179
7.1. Conclusiones sobre los modelos de simulación	179
7.2 Conclusiones sobre redes heterogéneas con VLC	183
7.3 Líneas Futuras	185

Referencias

ANEXOS

Anexo I

Figura 1.1 Arquitectura del sistema propuesto para interiores y ejemplos de lámparas basadas en arrays de ledes blancos	2
Figura 2.1 Proyecto OWLS en la presentación final en la sede de la ESA en ESTEC (Holanda). Cortesía INTA	11
Figura 2.2 Modelos de referencia X73	12
Figura 2.3. Ejemplo de lámparas basadas en arrays de ledes blancos, en este caso lámparas Ostar 500, con las que ingenieros de Siemens han logrado velocidades de hasta 500 Mb/s.(fuente http://www.siemens.com)	18
Figura 2.4. Comparativa de ahorro con iluminaciones basadas en Ledes. (Fuente Comisión Europea).	20
Figura 2.5. Duración estimada de los dispositivos y curvas de desvataje para un LED Luxeon K2. (Fuente Luxeon-Philips)	20
Figura 2.6. Espectro óptico de emisión de un diodo RGB (a) y (b) espectro medido para un LED azul confósforo amarillo (medida publicadas en [Minh07]).	21
Figura 2.7. (a) Respuesta temporal de la señal óptica emitida para una lámpara Luxeon-Star [LUXEON] YB-LED,(escala 100 ns/div.) y (b) para la misma lámpara con filtro que elimina la componente del fósforo amarillo en elreceptor (escala 50 ns/div.)	22
Figura 2.8. Ejemplo de propagación en el algoritmo modificado. Los trazos azules indican el camino de propagación del rayo y los rojos, las contribuciones de potencia del rayo sobre el receptor.	24
Figura 2.7. Sistema VLC con receptor basado en CCD. Usado en redes de sensores.	27
Figura 2.8. Lámparas basadas en LED para uso en exteriores (a) y montaje en una farola alimentada concélulas solares, (fuente JOLIET [www.led-espana.com])	28
Figura 3.1. Modelo de propagación para un enlace en difusión.	34
Figura 3.2. Diagrama de radiación Lambertiano para varios valores de n: 1, 5 y 50	35
Figura 3.3. Modelo de propagación para un enlace en difusión	36
Figura 3.4. Área proyectada aplicada a la ley del coseno.	37
Figura 3.5. El fenómeno de reflexión de la luz visto desde sus tres componentes: difusa uniforme, difusa direccional y especular	38
Figura 3.6. Patrón de reflexión según el modelo de Phong.	39
Figura 3.7. Geometría del emisor y receptor sin reflectores (LOS)	40

Figura 3.8. Enlace con dos reflexiones sin línea de visión directa entre el emisor y el receptor	43
Figura 3.9. Modelo para determinar $h(t)$ con visión directa entre emisor y receptor	47
Figura 3.10. Posible propagación de un rayo en el algoritmo de trazado de rayos puro	48
Figura 3.11. Estructura del algoritmo de rayos modificado.	51
Figura 3.12. Reflexión difusa y reflexión especular	52
Figura 3.13. Variación de reflexión especular a difusa en diversas superficies	53
Figura 3.14. Una superficie normalmente refleja una componente difusa y especular	53
Figura 3.15. Ángulo entre el rayo reflejado ideal y la dirección del observador	54
Figura 3.16. Reflexión de un vector de forma especular perfecta.	55
Figura 3.17. Geometría de emisor y receptor con elementos reflectores. (a) Modelo de Lambert (b) Modelo de Phong.	56
Figura 3.18. Retrorreflexión especular	57
Figura 3.19. Material retrorreflectante	57
Figura 3.20. (a) Reflexión difusa, modelo de Lambert; (b) reflexión especular rugosa; (c) reflexión especular perfecta; (d) distribución especular retrorreflectiva.	58
Figura 3.21. Posibles rayos de incidencia, reflexión y vista	59
Figura 3.22. Geometría del vector <i>half-angle</i> (línea discontinua)	59
Figura 3.23. Reflexión perfecta del vector ángulo medio	60
Figura 3.24. Comparación de las distribuciones de reflexión de Phong y Blinn para la luz incidente a 30 grados de la normal.	61
Figura 3.25. Comparación de las distribuciones de reflexión de Phong y Blinn para la luz incidente a 70 grados de la normal.	61
Figura 3.26. <i>Grazing angle</i> y ángulo de incidencia	61
Figura 3.27. Geometría de los ángulos en el modelo de Blinn	62
Figura 3.28. Ejemplo de posibles lóbulos en el modelo de Lafortune	63
Figura 3.29. Simulación del escenario 1	65
Figura 3.30. Simulación del escenario 2	65

Figura 4.1. Ejemplo de propagación en el algoritmo modificado. Los trazos azules indican el camino de propagación del rayo y los rojos las contribuciones de potencia del rayo sobre el receptor	67
Figura 4.2. Representación gráfica del modelo de propagación utilizado para el emisor, el receptor y los reflectores (suponiendo que son Lambertianos)	72
Figura 4.3. Generación de un rayo especular en el modelo de Phong	77
Figura 4.4. Generación de un rayo especular en el modelo de Phong	78
Figura 4.5. Representación en coordenadas polares del modelo de reflectancia calculado (línea discontinua) y los datos medidos (línea sólida) para pintura azul[Deva12]	80
Figura 4.6. Respuesta al impulso total para las configuraciones A, B, C y D (de izquierda a derecha y de arriba abajo respectivamente)	83
Figura 4.7 Configuración A	85
Figura 4.8. Configuración B	85
Figura 4.9. Configuración C	85
Figura 4.10. Configuración D	85
Figura 4.11. Respuesta al impulso total desde LOS para las configuraciones A,B,C,D con 500000 rayos	86
Figura 4.12. Tiempo total de simulación para 50000, 200000 y 500000 rayos	87
Figura 4.13. $h(t)$ total con el modelo de Lambert	92
Figura 4.14. $h(t)$ por número de rebotes con el modelo de Lambert	92
Figura 4.15. Magnitud y fase de la respuesta al impulso con Lambert para el ejemplo	93
Figura 4.16. Magnitud normalizada y ancho de banda del canal a 3 dB con Lambert para el ejemplo 1	93
Figura 4.17. Respuesta al impulso temporal por número de reflexiones con Phong para el ejemplo 1	95
Figura 4.18. Magnitud y fase de la respuesta al impulso con Phong para el ejemplo 1	96
Figura 4.19. Magnitud normalizada y ancho de banda a 3 dB con Phong para el ejemplo 1	96
Figura 4.20. Respuesta al impulso temporal por número de reflexiones con Phong Retrorreflexivo para el ejemplo 1	97
Figura 4.21. Magnitud y fase de la respuesta al impulso con Phong Retrorreflexivo para el ejemplo 1	98

Figura 4.22. Magnitud normalizada y ancho de banda a 3 dB con Phong Retrorreflexivo para el ejemplo 1	98
Figura 4.23. Respuesta al impulso temporal por reflexiones con Phong Retrorreflexivo para el ejemplo 1 con Retrorreflexion=50%	99
Figura 4.24. Magnitud normalizada y ancho de banda a 3 dB para el ejemplo 1 con Phong Retrorreflexivo con Retrorreflexion=50%	99
Figura 4.25. Respuesta al impulso temporal por número de reflexiones con Blinn para el ejemplo 1	101
Figura 4.26. Magnitud y fase de la respuesta al impulso con Blinn para el ejemplo 1	101
Figura 4.27. Magnitud normalizada y ancho de banda a 3 dB con Blinn para el ejemplo 1	101
Figura 4.28. Respuesta al impulso temporal por número de reflexiones con Lafortune para el ejemplo 1	103
Figura 4.29. Magnitud y fase de la respuesta al impulso con Lafortune para el ejemplo 1	104
Figura 4.30. Magnitud normalizada y ancho de banda a 3 dB con Lafortune para el ejemplo 1	104
Figura 4.31. $h(t)$ por número de rebotes con el modelo de Lambert	107
Figura 4.32. Magnitud y fase de la respuesta al impulso con Lambert	108
Figura 4.33. Magnitud normalizada y ancho de banda a 3 dB con Lambert	108
Figura 4.34. $h(t)$ superpuesta para el modelo de Lambert y Phong	110
Figura 4.35. Respuesta al impulso temporal por número de reflexiones con Phong para el ejemplo 2	110
Figura 4.41. Magnitud y fase de la respuesta al impulso para el ejemplo 2 con Phong	111
Figura 4.37. Magnitud normalizada y ancho de banda a 3 dB con Phong para el ejemplo 2	111
Figura 4.38. Respuesta al impulso temporal por número de reflexiones con Phong Retrorreflexivo para el ejemplo 2	113
Figura 4.39. Magnitud y fase de la respuesta al impulso con Phong Retrorreflexivo para el ejemplo 2	113
Figura 4.40. Magnitud normalizada y ancho de banda a 3 dB con Phong Retrorreflexivo para el ejemplo 2	113
Figura 4.41. Comparación del modelo de Phong Retrorreflexivo con 20% y 50% de rayos retrorreflexivos	114

Figura 4.42. Respuesta al impulso temporal por reflexiones con Phong Retrorreflexivo para el ejemplo 2 con Retrorreflexion=50%	115
Figura 4.43. Magnitud normalizada y ancho de banda a 3 dB para el ejemplo 2 con Phong Retrorreflexivo con Retrorreflexion=50%	116
Figura 4.44. Respuesta al impulso temporal por número de reflexiones con Blinn para el ejemplo 2	118
Figura 4.45. Magnitud y fase de la respuesta al impulso para el ejemplo 2 con Blinn	118
Figura 4.46. Magnitud normalizada y ancho de banda a 3 dB para el ejemplo 2 con Blinn	118
Figura 4.47. Respuesta al impulso temporal por número de reflexiones con Lafortune para el ejemplo 2	120
Figura 4.48. Comparación $h(t)$ total para Lambert y Lafortune con el ejemplo 2	121
Figura 4.49. Magnitud y fase de la respuesta al impulso con Lafortune para el ejemplo 2	121
Figura 4.50. Magnitud normalizada y ancho de banda a 3 dB con Lafortune para el ejemplo 2	121
Figura 5.1. Escenario clásico de comunicación VLC en entorno cerrado.	123
Figura 5.2. Forma de onda de las distintas modulaciones PPM	125
Figura 5.3. Señal modulada en CR-DPPM.	126
Figura 5.4. Espectro de la señal CR-DPPM.	126
Figura 5.5. Esquema de la modulación DQO-SCFDE	128
Figura 5.6. Señal modulada en DQO-SCFDE (voz).	129
Figura 5.75. Espectro de la señal DQO-SCFDE (voz).	129
Figura 5.8. Comparación entre el espaciado entre subportadoras (FDM vs OFDM).	130
Figura 5.9. Señal modulada en OFDM	131

Figura 5.10. Espectro de la señal OFDM	131
Figura 5.11. Diagrama de un enlace VLC usando modulación CSK	132
Figura 5.12. Ejemplo de modulación en el espacio cromático xy.	132
Figura 5.13. Implementación de sistema	133
Figura 5.14. Caso de uso de PPM en enlace VLC	134
Figura 5.15. Sistema funcionando a 1 metro de separación con luz ambiente	134
Figura 5.16. Funcionamiento del sistema propuesto	135
Figura 5.17. Arquitectura del sistema	136
Figura 5.18. Diagrama de bloques del sistema.	137
Figura 5.19. Encapsulación de MPEG2 sobre IP	137
Figura 5.20. a) Símbolo a transmitir, b) Señal PPM generada, c) Datos recibidos sin sincronizar, d) Datos sincronizados con reloj (tasa constante).	138
Figura 5.21. Formas de onda obtenidas: a) Datos, b) Señal DPPM.	139
Figura 5.22. Tratamiento de la trama antes de transmitir	141
Figura 5.23. Sistema funcionando con la modulación PPM. Canal 1 Datos a transmitir sin modular. Canal 3 Datos transmitidos modulados en CR-PPM. Canal 4 Datos recibidos demodulados de manera asíncrona.	141
Figura 5.24. Sistema desarrollado para estudio de redes de sensores	142
Figura 5.25. Sistema final montado en fase de pruebas	143

Figura 5.26. Señal transmitida y recibida en el sistema de comunicaciones óptica de visible y la respuesta del microcontrolador. Canal 2, señal transmitida. Canal 3, señal recibida en el receptor óptico. Canal 1, trama de respuesta	143
Figura 5.27. Señal transmitida y recibida en el sistema de comunicaciones ópticas de infrarrojo. Canal 3, señal transmitida y Canal 4, señal recibida	144
Figura 5.28 Relación entre SNI y tramas perdidas.	146
Figura 6.1. Estructura del estándar IEEE 1451	150
Figura 6.2. Modelo de referencia del estándar IEEE 1451	152
Figura 6.3. Diagrama de bloques de un canal transductor	155
Figura 6.4. Arquitectura del sistema	158
Figura 6.5. Arquitectura de nodo	159
Figura 6.6. Modelo hardware de un nodo CAN	160
Figura 6.7. Nodos CAN	160
Figura 6.8. Modelo hardware de un nodo ZigBee	161
Figura 6.9. Nodo ZigBee	161
Figura 6.10. Arquitectura de un coordinador	162
Figura 6.11. Modelo hardware del coordinador CAN	164
Figura 6.12. Coordinador CAN	164
Figura 6.13. Red CAN	165

Figura 6.14. Modelo hardware del coordinador ZigBee	165
Figura 6.15. Coordinador ZigBee	166
Figura 6.16. Red ZigBee	166
Figura 6.17. Red de sensores inalámbricos con comunicaciones ópticas no guiadas	168
Figura 6.18. Modelo hardware de un nodo CAN Óptico	169
Figura 6.19. Modelo hardware del coordinador CAN Óptico	169
Figura 6.20. Red de sensores inalámbricos con comunicaciones ópticas no guiadas CAN-Bus	170
Figura 6.21. Representación temporal del protocolo TDMA desarrollado	173
Figura 6.22. Señal de sincronización y dos señales de petición de conexión en el osciloscopio	174
Figura 6.23. Tramas con los metadatos de un nodo en proceso de registro vistas en el osciloscopio	175
Figura 6.24. Ciclo TDMA con un slot y una petición de registro, en el osciloscopio	176
Figura 6.25. Ciclo TDMA con dos slots, visto en el osciloscopio	177
Figura 7.1 Estructura para pruebas de comunicaciones submarinas VLC en piscina	186
Figura 7.2. Gráfica de la BER vs SNR del sistema	187

Indice de Tablas

Tabla 2.1. Estudio del ahorro Led vs Fluorescente. (Fuente: Ministerio de Industria, Turismo y Comercio)	19
Tabla 3.1. Número de operaciones en función del número de reflexiones	49
Tabla 4.1. Parámetros de las configuraciones de Barry	82
Tabla 4.2. Potencia total recibida para cada configuración (Lambert)	86
Tabla 4.3. Tiempo medio y total para las cuatro configuraciones y diferente número de rayos (Lambert)	87
Tabla 4.4. Parámetros para ajustar los modelos propuestos a un modelo difuso perfecto	89
Tabla 4.5. Parámetros de la habitación para la configuración D	91
Tabla 4.6. Parámetros del modelo de Lambert	92
Tabla 4.7. Parámetros del modelo de Phong para el ejemplo 1	94
Tabla 4.8. Parámetros del modelo de Phong Retrorreflexivo para el ejemplo 1	97
Tabla 4.9. Parámetros del modelo de Blinn para el ejemplo 1	100
Tabla 4.10. Parámetros del modelo de Lafortune para el ejemplo 1	103
Tabla 4.11. Resumen de parámetros y ancho de banda para cada modelo en el ejemplo 1	105
Tabla 4.12. Parámetros de la habitación para la configuración C	106
Tabla 4.13. Parámetros del modelo de Lambert	106
Tabla 4.14. Parámetros del modelo de Phong para el ejemplo 2	109
Tabla 4.15. Parámetros del modelo de Phong para el ejemplo 2	112
Tabla 4.16. Parámetros del modelo de Blinn para el ejemplo 2	117
Tabla 4.17. Parámetros del modelo de Lafortune	120
Tabla 4.18. Resumen de parámetros y ancho de banda para cada modelo en el ejemplo 2	122
Tabla 5.1. Distancia de símbolo para la CR-DPPM.	126
Tabla 5.2. Tramas perdidas en presencia de luz artificial y oscuridad	145
Tabla 5.3. Tramas perdidas en presencia de interferencias	146

Tabla 6.2. Estructura de un TEDS	154
Tabla 6.3. Estructura de una tupla TLV	154
Tabla 6.4. Descripción de la primera tupla de un TEDS	154
Tabla 7.5. Resumen de ajuste de parámetros para usar reflectores difusos con modelos no Lambertianos	180
Tabla 7.6. Resumen de anchos de banda para un enlace no-LOS	182
Tabla 7.7. Resumen de anchos de banda para un enlace LOS	182

Capítulo 1. Introducción

Históricamente los sistemas de comunicaciones inalámbricos se basaban mayoritariamente en equipos de radiofrecuencia (RF) aunque este tipo de sistemas tienen sus inconvenientes como sus limitadas velocidades de transmisión o la generación de interferencias electromagnéticas (EMI). La premisa básica de este trabajo es que, en escenarios donde la distancia entre el transmisor y el receptor es relativamente pequeña, la tecnología de RF puede ser sustituida por los sistemas de comunicaciones ópticos no guiados para ofrecer altas velocidades de datos. Además, esta técnica no sólo proporciona una mejora en cuanto a seguridad sobre las comunicaciones RF sino que, también, es menos propensa a interferencias.

La base tecnológica de este trabajo es el creciente interés por el empleo de lámparas LED como fuente de iluminación. Esto se debe a causas como su larga vida útil y su menor consumo eléctrico (debido a la eficiente conversión electro-óptica de este tipo de materiales). Un tercer factor es la posibilidad de crear distintos ambientes con diferentes colores o intensidades a partir de lámparas emisores simples y baratos. La idea de usar la luz de iluminación como fuente de comunicación no es nueva, sin embargo, hasta la llegada de estas lámparas LED (también conocidas como lámparas de estado sólido o *Solid-State Lighting-SSL*) los anchos de banda disponibles no eran suficientes para un enlace de datos práctico. Esta tecnología se conoce como *comunicaciones con luz visible (VLC)* y utiliza la región espectral correspondiente a longitudes de onda entre 450nm-900nm mediante LED que se utilizan

simultáneamente para la iluminación y la transferencia de datos usando el canal inalámbrico. En el lado del receptor se hace uso de un dispositivo fotosensible para la recepción de datos. La señal recibida desde el dispositivo de detección es entonces demodulada para recuperar la transmisión de datos. Se trata, por tanto, de una tecnología emergente, sin limitaciones legales a su uso y compatible con las demás tecnologías ya utilizadas, y que parte de dispositivos comerciales ya disponibles. Un primer entorno de aplicación (sistemas en interiores) puede verse en la figura 1.1.

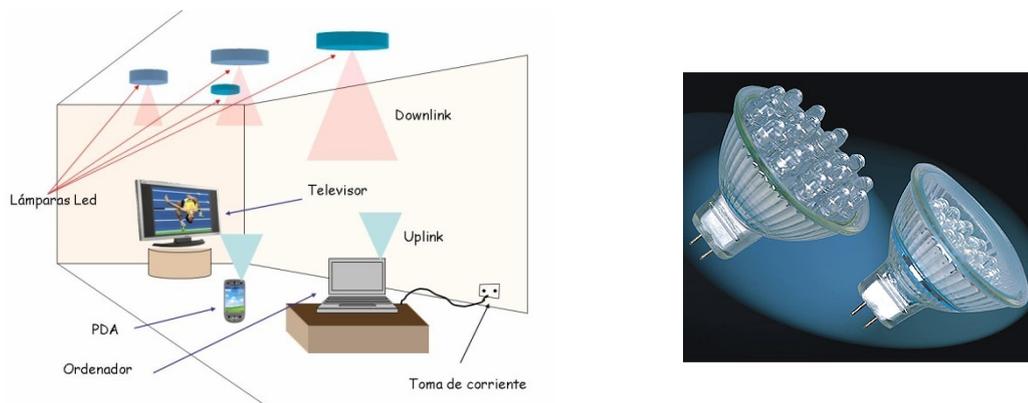


Figura 1.1: Arquitectura del sistema propuesto para interiores y ejemplos de lámparas basadas en arrays de ledes blancos

Se parte de una serie de arrays de LED usados como fuentes de iluminación y comunicaciones y situados en el techo y en las paredes. Estos emisores envían señales lumínicas a receptores situados en una serie de equipos (como pueden ser televisores, ordenadores o terminales móviles). Estos canales de datos pueden ser de alta velocidad (para transmisión de video, por ejemplo a televisores desde una red de distribución, o como retorno de una cámara de seguridad) o múltiples canales simultáneos de baja velocidad (por ejemplo para conectar sensores domóticos en viviendas u hoteles, o para redes de sensores en general). El uso de comunicaciones ópticas no guiadas para su uso en interiores tiene una larga trayectoria, que incluye desde los dispositivos de muy baja velocidad (como los mandos a distancia que se usan de forma universal en el hogar), hasta sistemas de interconexión para equipos informáticos.

Este tipo de lámparas presentan algunas características que las hacen muy interesante para entornos donde se hace un uso intensivo de la iluminación artificial:

- Una vida útil por lámpara que se mide, al menos, en años (muchas veces los fabricantes ofrecen incluso garantías de tiempo de uso ilimitada).
- La luz que producen es en gran medida uniforme, no produciéndose cambios de intensidad ni color de luz emitida a lo largo de su vida útil.
- El consumo por lámpara es al menos un orden de magnitud más bajo que el de las lámparas incandescentes (incluso de las llamadas de bajo consumo) y mucho menor que el de las lámparas de gran intensidad (lámparas halógenas, de xenon, etc.).
- Los fabricantes presentan formatos que pueden acoplarse a los puntos de conexión convencionales sin necesidad de revisar ni modificar las instalaciones eléctricas.
- Si bien actualmente el precio por lámpara es aún mucho mayor que el de sus alternativas convencionales, este ha venido decayendo de forma acelerada a medida que se ven implantando en nuevas aplicaciones (iluminación de hoteles, señalización urbana....) o se introducen en estándares de uso (faros o intermitentes de vehículos etc.)

Una premisa a mantener en este desarrollo es que las lámparas deben seguir manteniendo su funcionalidad como sistema de iluminación, esto implica que el formato de datos debe ser tal que no afecte a la intensidad de luz percibida por el usuario. Adicionalmente debe permitirse regular la intensidad de luz (e incluso en algunos casos su color) sin afectar a la funcionalidad del sistema de comunicaciones. Además, sería deseable que el sistema funcione tanto cuando la iluminación está encendida como cuando está apagada (entendiendo apagado como una intensidad suficientemente baja como para no perturbar al usuario)

Esta tecnología ofrece algunas diferencias interesantes respecto de las más extendidas comunicaciones por radiofrecuencia:

- Con esta tecnología se alcanzan velocidades muy apreciables, si bien dependientes de las características de los WLED que abren una horquilla que va desde los sistemas a 1 Mb/s hasta los 500 Mb/s de los LED de cavidad resonante.
- El uso de comunicaciones ópticas no guiadas no requiere una regulación ya que ni interfieren, ni se ven interferidas, por el uso de sistemas de radiofrecuencia. Esto

los hace particularmente adecuados para entornos donde hay un alto nivel de ruido electromagnético (lugares tales como naves o aeronaves, zonas industriales, aeropuertos u hospitales).

- Las comunicaciones que se establecen no pueden atravesar las paredes. Esto, que es un inconveniente a la hora de asegurar una cobertura universal a la red de datos, permite como contrapartida diseñar sistemas de comunicación seguros y que son intrínsecamente celulares.

- La radiación emitida por los LED es inocua (especialmente en el caso de luz visible) y no requiere el uso de ninguna protección, como indican las regulaciones ANSI sobre el uso de dispositivos ópticos

- El principal problema que presentaban los sistemas basados en radiación infrarroja era la necesidad de un apuntamiento muy preciso, ya que las pérdidas de propagación son muy elevadas. Esto se resuelve en gran medida con el uso de longitudes de onda visibles ya que las potencias emitidas por las lámparas comerciales son mucho más elevadas

- Al usar dispositivos que estarían presentes en cualquier caso en ese entorno (como son los de iluminación) y darles un uso dual, se consigue un ahorro energético y una disminución del número de dispositivos que es necesario implementar

Esta Tesis surge dentro de una línea de investigación desarrollada a través de varios proyectos financiados por diversas administraciones (como los proyectos COLIBRI¹, ICARO² y THOFU³), que se concibió considerando que la capacidad de transmisión de datos mediante lámparas de iluminación con tecnología de estado sólido (SSL) supondría no sólo una mejora de las posibilidades ofrecidas comunicaciones ópticas no guiadas en infrarrojo, sino que sería una *enabling technology* que abriría multitud de posibles campos de aplicación. En paralelo a su desarrollo se ha producido la eclosión de distintas iniciativas tanto normativas (a través de la trabajos del comité IEEE 802.15.7), empresariales (como la presentación efectuada por CASIO en el *Consumer Electronics Symposium* de Las Vegas –EE.UU.– en enero de 2012

1 Plan Nacional de Investigación, Ministerio de Ciencia e Innovación Ref. TEC2009-14059-C03-01/02/03

2 ACISI, Gobierno de Canarias, Ref. ProID20100117

³ THOFU, Tecnologías para el Hotel del Futuro CEN-20101019, Convocatoria CENIT 2010, Ministerio de Industria, Comercio y Turismo

[CASIO2012]) o científicas (con cerca de un centenar de artículos en distintas revistas y ponencias en congresos referidos a esta materia, sólo en las bases de datos accesibles a través de IEEE Xplore), lo que ha permitido no sólo identificar algunas de las áreas que reúnen mayor interés científico sino aumentar la perspectiva de lograr que este trabajo fundamente nuevas posibilidades de transferencia de tecnológica a empresas.

Uno de los campos de aplicación más evidentes para esta tecnología es el de las redes de sensores, lo que permitiría conectar estos dispositivos u operar actuadores incluso en zonas con restricciones EM, o donde no sea posible o rentable realizar un cableado. Este tipo de aplicación ha sido el objeto fundamental de numerosos trabajos [Lee11][Rufo11], incluyendo los del ya mencionado estándar IEEE 802.15.7, que propone tanto un capa física como otra de acceso al medio propia para las comunicaciones de entre varios terminales VLC. Especialmente, la capa de acceso al medio propone un protocolo de enlace de subida basado en ranuras temporales a base de *beacons* generados por el nodo central que puede ser ideal para el control energético de los nodos secundarios, aunque conlleva problemas adicionales de sincronización. Dado que el canal de subida parece consolidado como el infrarrojo (al menos cuando se desee mantener el carácter “todo óptico” de la propuesta), lo que permite identificar varias sub-áreas de especialización:

- El estudio del canal de retorno desde los sensores finales, lo que conlleva necesariamente consideraciones acerca del consumo requerido por la red (ya que se trata de sistemas alimentados desde una batería). Esto ha estado presente en la adopción del protocolo de acceso antes citado, pero también obliga a buscar modulaciones energéticamente eficientes. Hay que, además, desarrollar procedimientos de *wake-up* para los nodos con el fin de maximizar su tiempo de actividad.
- Un segundo aspecto es el de la directividad de estos canales, ya que en general no es posible (o deseable) que apunten a una zona específica. Una alternativa a estudiar es el uso de receptores basados en cámaras (eso, sí, teniendo en cuenta que sólo podríamos atender nodos con velocidades muy bajas –por debajo de 200 bps–, aunque este es el caso de la mayoría de los sensores/actuadores). En ese caso se lograría también solventar problemas de localización de nodos, etc.
- Ligado al problema anterior, las posibilidades tecnológicas de conexión fijarán las

arquitecturas de red susceptibles de ser implementadas. En principio las arquitecturas en estrella son la solución natural, pero pueden lograrse, mediante soluciones tecnológicas, otro tipo de arquitecturas con el fin de facilitar el acceso a nodos no visibles (de modo análogo a lo ofrecido por ZigBee en redes convencionales).

- Es necesario también establecer la forma de conectar estas redes con otras, de forma que a través de un middleware específico puedan interactuar con otras redes con tecnología convencional RF, ser accesibles desde dispositivos remotos, integrarse en redes troncales de edificios, etc.

Un punto fuerte de esta tecnología es el de la seguridad, lo que hace que las redes no sean interferibles (ni puedan ser captadas) desde el exterior de una habitación. Esto no es óbice para introducir sistemas que eviten accesos indeseados a equipos situados en la misma sala.

1.1 Hipótesis

Esta Tesis doctoral, si bien sigue la misma línea de investigación basada en el uso de lámparas LED como fuente de información, parte de la hipótesis principal de que el uso de sistemas VLC en aplicaciones de internet de las cosas (comunicaciones entre sensores y actuadores) permite su uso de forma compatible y simultánea con otros formatos de red existentes. Para ello el trabajo se ha centrado en dos aspectos concretos, además de explorar mejoras que afectan al desarrollo de la tecnología de manera horizontal:

- La mejora en el desarrollo de las técnicas de simulación de canal, modulación y codificación, que en el caso de sistemas de iluminación permitan mantener su funcionalidad básica como lámpara, introduciendo nuevas capacidades como regular el nivel de luminosidad (*dimming*) o la temperatura de color. En otros casos no es necesario mantener esas capacidades, sino que entran en juego otras consideraciones como minimizar el consumo, la robustez frente a fuentes de interferencia o la eficiencia energética o espectral.

- Las redes de sensores basadas en sistemas VLC tienen un amplio margen de desarrollo por las características propias del canal óptico (seguridad, independencia frente a interferencias, uso de una infraestructura preexistente,...). Existe también un gran número de aplicaciones (aeronaves, hospitales, instalaciones militares,...), además del entorno doméstico donde estas redes pueden ser una alternativa (cuando sea aconsejable por restricciones EM, o por saturación en las bandas de trabajo) o complementaria a las redes convencionales RF, lo que demuestra el interés en su desarrollo por parte de empresas. Al ser redes que en general trabajan a velocidades medias/bajas hay un amplio margen para estudiar nuevas técnicas de recepción (incluso usando dispositivos CCD), topologías de red (combinando estructuras mesh y técnicas multihop), acceso múltiple, canales de subida y conexión a otras redes.

Esto ha conllevado no sólo el estudio intensivo de protocolos, sino también el desarrollo de modelos de simulación y la implementación de prototipos para diversos entornos de trabajo.

1.2 Objetivo del trabajo

En función de las hipótesis planteadas, se busca obtener una serie de conclusiones:

- Estudiar la aplicación de diversas técnicas de modulación, tanto en el caso de que la lámpara se use como medio de iluminación o no. En los casos en que no sea necesario mantener esas capacidades (como en los focos de un coche), primarán otras consideraciones como la robustez frente a fuentes de interferencia o la eficiencia energética o espectral.
- Desarrollar el uso de esta tecnología para la implementación de redes de sensores, de forma alternativa (cuando sea aconsejable por restricciones EM, o por saturación en las bandas de trabajo) o complementaria a las redes convencionales RF, desarrollando y adaptando arquitecturas de red tipo estrella o *mesh* para este medio, lo que supone lograr accesos *multi-hop* y desarrollando capas middleware que lo conecten a otras redes. Se trata de estudiar aspectos de seguridad,

localización de nodos, circuitería de los nodos finales y de aquellos que realicen funciones de router, etc.

- Como líneas futuras se pretende iniciar el estudio del desarrollo de tecnologías para la implementación de redes de sensores en entornos submarinos, considerando su adecuación a los escenarios de aplicación considerados.

1.3 Descripción del documento

El presente trabajo se organiza de la siguiente manera, tras esta introducción, en el capítulo 2 se expone el estado del arte de los sistemas de comunicaciones con luz visible realizando un pequeño recorrido histórico por los hitos importantes de las comunicaciones ópticas no guiadas hasta llegar a los fundamentos de los sistemas VLC introduciendo, posteriormente, sus aspectos generales. En el capítulo 3 se realiza un análisis de las comunicaciones ópticas no guiadas en visible estudiando las características básicas de los elementos que permiten realizar un modelado del sistema completo de comunicaciones. El capítulo 4 está dedicado a los resultados obtenidos de aplicar los nuevos modelos de simulación propuestos para las comunicaciones ópticas no guiadas y que pueden ser aplicados al caso de enlaces VLC.

El capítulo 5 identifica los elementos del enlace, las modulaciones idóneas para este tipo de enlaces y casos prácticos que se han realizado durante el trabajo de la tesis. La estructura de red que se ha seguido en los trabajos realizados. Se parte de las topologías y estructuras de red que considera el estándar VLC para llegar a la integración con otras redes tanto del ámbito cableado como inalámbrico. El capítulo 6 recopila los resultados obtenidos con los activos implementados en relación a la integración de redes heterogéneas basadas en el estándar IEEE 1451 así como la aplicación de los mismos a entornos reales.

Para concluir, el capítulo 7 trata las conclusiones que se derivan del trabajo realizado así como las líneas futuras de investigación que pueden derivarse de las propuestas de esta tesis.

Capítulo 2. Estado del Arte en Sistemas VLC

2.1.- Introducción, redes ópticas no guiadas

En general, cuando se habla de sistemas no guiados de transmisión de datos se piensa en aplicaciones basadas en telefonía móvil aunque, cada vez más, estos soportes se complementan con el acceso a otras redes de datos. Estas redes (denominadas, según su área de cobertura, de área personal –WPAN-, local –WLAN- o extensa –WWAN-) están basadas en enlaces definidos por diversos estándares, entre los que destacan los de la familia 802 del IEEE [Estándares IEEE]. Esta convergencia está en la definición de la 4ª generación de telefonía móvil [Anand07], basada en el protocolo IP, permite no sólo mayores velocidades de acceso, sino también que el usuario se comunique con el mundo a través de un terminal sin saber, necesariamente, que red de conexión (3G, LTE, WiMax, WiFi....) está utilizando. Por tanto, 4G no es una tecnología o estándar definido, sino una colección de tecnologías y protocolos para permitir el máximo rendimiento de procesamiento a través del uso de la red inalámbrica más barata, y donde las redes ópticas pueden tener aplicación.

Un segundo gran entorno de crecimiento es la llamada “Internet de las cosas” [UE2009] [Lu10]. Este concepto se refiere a la interconexión en red de objetos cotidianos, de modo que no sólo el usuario pueda accionarlos o adquirir información de ellos, sino que los propios objetos puedan interactuar entre sí. En este contexto se integran tecnologías como las redes de sensores y actuadores y las etiquetas de identificación por radiofrecuencia (RFID), así como todos los protocolos que se desarrollan para permitir su conexión con redes estructuradas, entre los que cabe destacar el protocolo IEEE 1451 [Lee05]. Existen multitud de estándares

para redes de sensores (CAN, KNX, ZigBee, etc...) y una de las líneas de trabajo que se han abordado en esta tesis es la adaptación de la tecnología VLC a este tipo de protocolos.

Un tercer aspecto al que se debe hacer referencia es a la evolución que han seguido las redes ópticas no guiadas mediante radiación infrarroja, desde el artículo que sentó las bases de su desarrollo [Gfeller79], a partir de ese momento, se han separado dos ramas principales de evolución: el estudio de redes de corto alcance, bien en difusión[Sato98][Marsh96] o quasi-difusión [Betancor89] [Santamaría92] y el desarrollo de sistemas punto a punto de alta velocidad, tecnología conocida como sistemas FSO (Free Space Optics). Estos últimos, a partir de las primeras propuestas[Kube68] han alcanzado un amplio desarrollo comercial [fsona] [freespaceoptics] [lightpointer] y han dado lugar a numerosos trabajos sobre aspectos como la evaluación del canal atmosférico, donde destacan grupos como el del profesor Kahn en la Universidad de California-Berkeley[Zhu03], del profesor Arnon en la Universidad del Negev en Israel [Kedar04] o, en España, los del profesor Adolfo Comerón en la Politécnica de Barcelona[Belmonte97] o Antonio Puerta en la Universidad de Málaga[García-Zambrana99][García-Zambrana03]. Un caso de especial interés por su bajo coste y facilidad de conexión es RONJA[RONJA], (*Reasonable Optical Near Joint Access*), un proyecto de Laboratorios Twibright para crear enlaces de datos ópticos punto a punto inalámbricos, licenciado como documentación libre de GNU. Los costes que implica esta tecnología son mínimos (unos 85 dólares USA), proporcionando un alcance máximo de 1,4 km y una velocidad de comunicación de 10 Mbps en Full Dúplex (para el modelo más extendido *Ronja 10M Metropolis*). El sistema transmisor usa emisores LED de alta luminosidad en la banda de 625 nm con lentes de 130 mm de diámetro, (si se requieren alcances menores, alrededor de los 700 m, bastaría con lentes de 90 mm).

Por el contrario, los sistemas ópticos en interiores no han tenido, hasta la fecha, el mismo desarrollo comercial, a pesar de que se han desarrollado varios estándares, comenzando por la primera versión del estándar IEEE 802.11, que contenía una especificación basada en radiación infrarroja. Más éxito tuvo el estándar IrDA, desarrollado por distintas empresas comerciales. Las últimas versiones que, datan de 2005 –*Ultra Fast InfraRed* o UFIR– eran compatibles con USB 2.0 y permiten velocidades de hasta 500 Mb/s a distancias entre 0 y 2 metros[IrDA]. Más interés han tenido los desarrollos ad-hoc para resolver problemas concretos en aquellos ámbitos donde el uso de la radiofrecuencia está prohibido o desaconsejado. Esto ha dado lugar a iniciativas como el uso de redes ópticas para interconexión de sensores en satélites, desarrollado a través del proyecto OWLS (*Optical*

Wireless Links for Satellites) aprobado por la Agencia Espacial y que coordina el laboratorio de optoelectrónica, que dirige el Dr. Héctor Guerrero del Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial (INTA)[Arruego09].

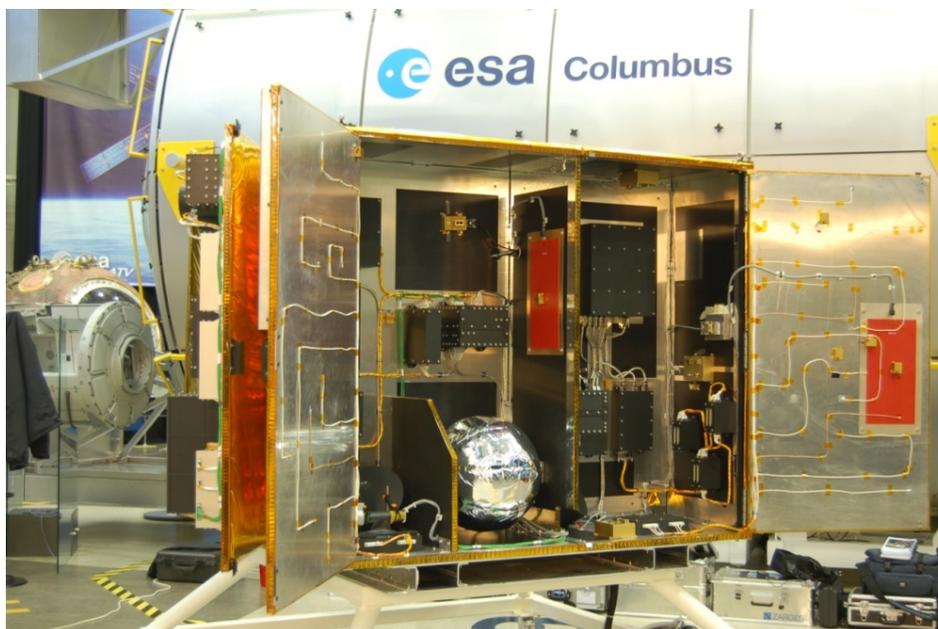


Figura 2.1. Proyecto OWLS en la presentación final en la sede de la ESA en ESTEC (Holanda). (Cortesía INTA).

Este sistema ha tenido numerosas aplicaciones prácticas desde el experimento pionero de NANOSAT[Arruego04], lo que ha obligado a un extenso trabajo de caracterización de componentes de cara a su calificación para espacio[Jiménez06]. Además de los sistemas a bordo de satélites, esta línea de trabajo está siendo aplicada a un desarrollo concreto, como es la aplicación en sistemas donde la reducción de peso es un factor crítico, por lo que se están desarrollando redes ópticas lo que, además, proporciona una elevada inmunidad frente a radiación EM. Su realización práctica es el proyecto COBOR para aplicación de comunicaciones ópticas a bordo de UAV [Poves11].

Otro campo donde se han producido importantes avances en el uso de sistemas ópticos no guiados es el de las aplicaciones en entornos hospitalarios. Estos equipos no han sufrido un proceso similar a la estandarización de las condiciones de interconexión que han realizado los fabricantes de electrónica de consumo, proceso que se inició hace varios años con la creación de la familia de estándares IEEE 1073, también conocidos como MIB (*Medical Information Bus*), para sustituir al antiguo HL7. El modelo original (1073.3.1) comprendía las funciones de enlace y red, aunque no tuvo demasiada aceptación, lo que provocó la creación de dos estándares en paralelo, ambos basados en los niveles superiores de los estándares IrDA de comunicaciones

ópticas no guiados a corta distancia entre dispositivos: 1073.3.2 (orientado al uso de cables) y el 1073.3.3 (ya puramente inalámbrico). El interés por la aplicación que aquí se explora queda patente también por la nómina de empresas que se sumó al proyecto MDCIG (*Medical Device Communications Industry Group*), entre las que cabe destacar AGILENT, BAXTRE, ABBOTT, GEMS o SIEMENS. También se coordinaron con los organismos de estandarización de la UE (en particular el comité técnico 251 del CEN) cuyos estándares ENV 13734 y 13735 se corresponden en general con los niveles IEEE 1073.1 y 1073.2. Finalmente, tras incorporarse a la familia de estándares ISO, el proceso de integración desembocó en la creación de los estándares x73[Escayola08], que cubren todos los niveles/capas en la comunicación entre los dispositivos. X73-PoC MDC absorbe el protocolo ENV13734 (VITAL) para las capas superiores, ENV13735 (INTERMED) para las capas intermedias, y las antiguas normas 1073 (1073.3 para las capas inferiores y 1073.4 para el nivel físico). El conjunto se renombra como 1073-x-x (para CEN e ISO, donde recibe la denominación de específica ISO/IEEE 11073-10408:2010[ISO10408]) y 1073.x.x (para IEEE), aunque puede asumirse la nomenclatura general de X73-x-x (véase Fig. 2.2).

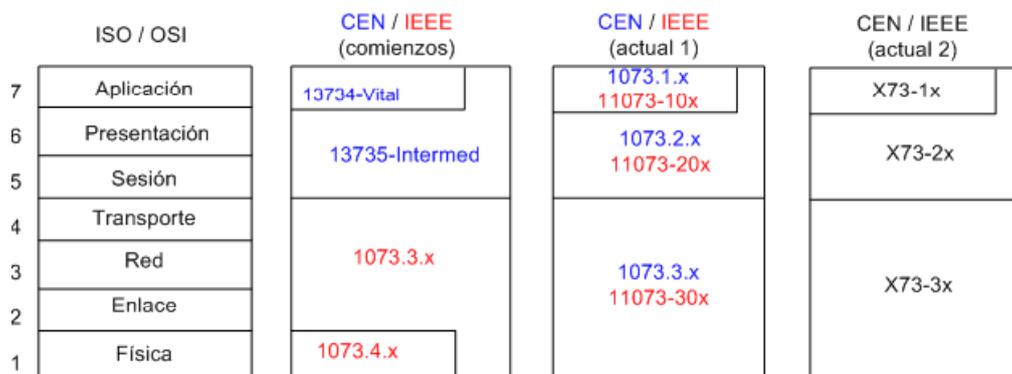


Figura 2.2. Modelos de referencia X73

Finalmente, otro campo de referencia es el de las comunicaciones subacuáticas, especialmente para lograr que ROVs (vehículos por operación remota), puedan operarse de forma autónoma desde buques de superficie, o para facilitar la operación con estaciones sumergidas o áreas de cultivos marinos. Hay un grupo de trabajo muy importante en el Instituto Oceanográfico *Woods Hole* en USA[Farr10]. En comparación con las comunicaciones por aire, la comunicación bajo el agua está muy limitada, porque el agua es esencialmente opaca a la radiación electromagnética, excepto en la banda visible. Y aun así, la luz penetra sólo unos pocos cientos de metros en las aguas más claras, y bastante menos en los

sedimentos cargados o aguas muy turbias. Las técnicas acústicas, que hasta ahora son el modo predominante de las comunicaciones bajo el agua, entre los barcos y los vehículos autónomos y robóticos, aunque capaces de comunicaciones a largas distancias, están muy limitadas en velocidad de transmisión de datos. Se están publicando numerosos trabajos [Schill04][Hanson08], sobre sistemas de comunicación subacuática basados en enlaces en visible, aunque la información es limitada ya que en muchos casos son desarrollos de uso militar y por tanto sujeto a limitaciones en su divulgación [Smart05].

2.2.- Fundamentos de los sistemas VLC

La tecnología óptica inalámbrica utiliza la luz como medio de transmisión para comunicaciones inalámbricas, móviles o estáticas. La idea se basa en combinar simultáneamente la iluminación proporcionada por los diodos emisores de luz de alta potencia (lédes) con las comunicaciones inalámbricas de alta velocidad (algo que se denomina “*illumication*”, por la fusión de los términos “*illumination*” y “*communication*”). Se han realizado numerosas demostraciones prácticas de este concepto, y la tecnología está ahora en un estado suficientemente maduro como para comenzar el despliegue de aplicaciones comerciales. Analistas económicos independientes [GVR1888] han pronosticado un mercado de gran volumen estos dispositivos de comunicación conectados a la infraestructura de alumbrado, al estar ésta desplegada de forma ubicua. La creciente concienciación de los *stakeholders* (la industria de comunicaciones inalámbricas, las de la óptica y la iluminación, las universidades y las administraciones), ha llevado a la necesidad de la normalización en este campo, lo que permitió crear en 2011 el estándar internacional IEEE802.15.7 [IEEE 802.15.7-2011] Este estándar está siendo sometido a un proceso de actualización por el grupo de trabajo IEEE 802.15.7r1 [TG7r1-15-1] mediante acciones en colaboración. Ejemplos destacados de estas actividades de colaboración son los trabajos de la red de investigación europea OPTICWISE (COST 1101) que busca lograr una próxima generación del estándar inalámbrico óptico destinado a velocidades de datos de 1 Mbit/s hasta 10 Gbit/s, así como los que desarrollan del consorcio japonés VLCC [VLCC], el Coreano ETRI [Jeong15] o los llevados a cabo por empresas privadas como PureLife, Samsung y otras (entre las que se puede contar a la empresa canaria Lightbee).

Desde tiempos inmemoriales, la luz siempre se ha venido utilizando como medio para comunicaciones inalámbricas. Los primeros ejemplos van desde las señales de fuego mediante

hogueras en las cimas de las montañas, el heliógrafo (conocido desde el año 400 a.C.) o el fotófono, que fue propuesto por Alexander Graham Bell en 1880. Debido para el éxito de la radio en el siglo XX y al excepcional desarrollo de las comunicaciones móviles introducidas alrededor de 1990, que ofrecen una cobertura casi ubicua basada en la red de telefonía móvil, la tecnología óptica inalámbrica pasó a ser considerada como un nicho o tecnología complementaria, capaz de proporcionar ancho de banda adicional para las nuevas aplicaciones que se están desarrollando, y que significan un aumento significativo de la demanda de datos móviles. Para 2020 se prevé un crecimiento de tres órdenes de magnitud en el tráfico de datos para dispositivos móviles en comparación con 2010, mientras que la disponibilidad del espectro para servicios móviles apenas se duplicará [Osseiran14]. Este fenómeno (conocido como “*contracción del espectro móvil*”) ha dado lugar a un gran esfuerzo investigador orientado al desarrollo de una quinta generación (5G) de radio móvil [Jungnickel14][Rappaport13][Etkin07] en el que, si bien la mayoría de los enfoques buscan reutilizar el espectro o aprovechar bandas de mayor frecuencia (como las ondas milimétricas), también se abre la posibilidad de utilizar el espectro óptico, que no está regulada por un organismo de concesión de licencias, y que ofrece un ancho de banda prácticamente ilimitado (unos 400 THz). La idea de una red inalámbrica óptica se describió por primera vez en [Gfeller79]. El potencial de la luz difusa, que permite la movilidad, incluso más allá de la limitación de circunscribirse a la línea de visión directa (LOS), se ha destacado en numerosos trabajos desde [Barry94][Kahn97][Heatley98]. Si bien debe tenerse en cuenta que la comunicación sólo será posible allí donde la luz se puede detectar, incluso si se recibe de forma difusa tras reflexiones en superficies como paredes, muebles etc. Por otra parte, la luz se puede dirigir fácilmente usando una fuente de spot conformado o lentes para confinar la señal lumínica.

En comunicaciones en interiores, es difícil que se pueda captar o interferir las señales inalámbricas ópticas desde el exterior de un edificio, permitiendo así una privacidad mejorada. Tres logros adicionales han permitido mejorar las prestaciones de estos sistemas y hacerlos competitivos (al menos a futuro) con los sistemas radio:

- En primer lugar, los ledes de última generación, basados en uniones GaN [Nakamura94] permiten generar fuentes de luz blanca de mayor potencia y bajo coste basadas en el uso de recubrimientos de fósforo [Kim04]. Estos ledes de iluminación pueden modularse a una velocidad mucho mayor que cualquier fuente de luz anterior (las lámparas comerciales permiten un ancho de banda de modulación de entre 10 y

20 MHz). En el futuro, parece seguro que la iluminación led pasará a ser la tecnología predominante lo que, sumado a su capacidad de conmutación, permitirá combinar su función básica de iluminación con la de fuente de comunicación móvil. Cada luminaria individual podrá considerarse como un punto de acceso, que recibe tanto energía como datos a través de la infraestructura de alimentación de la lámpara.

- En segundo lugar, como la señal de luz recibida es capaz de reflejarse antes de ser detectada en el receptor, puede aumentarse mucho el área de cobertura de la fuente, más allá de la percibida en visión directa. Esto se ve contrarrestado por que estas reflexiones pueden acarrear un severo efecto de multipropagación. Por otra parte, si el usuario es un objeto móvil, o si hay obstáculos móviles en la habitación, el canal inalámbrico óptico puede variar sus prestaciones rápidamente, dando lugar a un canal que puede considerarse no estacionario. Eso ha llevado a muchos autores a estudiar la aplicación de diversas formas de modulación que permitan compensar la posible variabilidad del canal, y en concreto la aplicación de la multiplexación ortogonal por división de frecuencia (OFDM) como una alternativa de modulación frente a esquemas más sencillos (y eficientes en consumo de energía) como OOK o PPM [Grubor05][González05][Afgani06]. A cambio de un mayor consumo en energía, OFDM permite realizar de forma sencilla tareas de ecualización en el dominio de la frecuencia, para lo que precisa ser retroalimentado con información sobre el estado del canal (CSI). Los esquemas OFDM adaptativos permiten aumentar la robustez del enlace en canales de bajas prestaciones críticos, alcanzando tasas de bit altas (1 Gbit/s en un solo canal y 5,5 Gbit/s en sistemas multilongitud de onda) a pesar de las limitaciones en ancho de banda [Khalid12][Cossu14][Cossu15].

- Por último, el traspaso de comunicaciones entre puntos de acceso (*handover*) y el acceso múltiple son características determinantes para una tecnología de comunicaciones que pueda usarse por objetos móviles. El *handover* Horizontal permite al usuario ser atendido mientras deambula a través de varias celdas y permanecer conectado en el área de cobertura de la infraestructura de alumbrado. La superposición de las células, si bien permite reutilizar el espectro óptico, sin embargo complica el sistema y obliga a introducir mecanismos de coordinación [Ghimire12][Burchardt14][Chen15][PureLiFi15]. Una red VLC celular, utilizando celdas de área PAN (femtoceldas), y al estar confinada a una sala, se podría lograr una

velocidad de datos entre 40 y 1.800 veces mayor que una red radio [Haas15]. Por otra parte, al gestionar el *handover* vertical podemos usar la tecnología inalámbrica óptica en paralelo a otras tecnologías móviles en la misma zona [Shao15] en una arquitectura de red heterogénea (o *HetNets* [Zhang13]).

La aparición de la tecnología óptica inalámbrica supone la introducción de un nuevo ecosistema completo que debe incluir proveedores de infraestructura, operadores de redes y fabricantes de dispositivos y, obviamente, una norma que permita la interoperabilidad y reduzca el coste global de implantación.

2.3.- Ideas clave para el diseño de un sistema VLC

La tecnología VLC ha venido de la mano de la disponibilidad de emisores eficientes basados en ledes azules de alta potencia. Estos dispositivos están ahora disponibles a un coste relativamente bajo debido a los avances en la ingeniería de los semiconductores basados en uniones GaN, Estas uniones tienen un área fotoactiva relativamente grande, lo que unido al valor de vida media de los portadores en estos materiales, impone límites a las velocidades de modulación alcanzables [Grubor08]. Las configuraciones de *drivers* para alta frecuencia permiten superar en parte este efecto capacitivo, logrando anchos de banda que pueden llegar hasta 175 MHz con ledes *off-the-shelf* [Grobe13][Li15]. La luz blanca se produce normalmente mediante el uso de un proceso de conversión de color que, debido a los bajos costos de implementación, suele realizarse través de un revestimiento de fósforo [Vaidyanathan12]. Una alternativa viene dada por la disponibilidad de ledes de alto rendimiento en espectro del rojo y el verde, permitiendo generar luz blanca a través de dispositivos RGB mediante la combinación de la señal de cada fuente, pero permitiendo la modulación independiente de cada color, lo que se conoce como de multiplexación por longitud de onda de división (WDM). Sin embargo, al tratarse de dispositivos de iluminación, hay que considerar no sólo cada componente por separado sino la composición de las mismas y su percepción subjetiva por parte de un observador, esto ha dado lugar a otra familia de modulaciones entre las que destacan los modelos CSK [Monteiro14][Luna-Rivera14], pero que incluye otras como MM o CIM [Butala14][Singh15].

Por lo que respecta a los receptores, la luz puede ser captada a través de fotodiodos de silicio PIN y fotodiodos de avalancha (APD), que tiene una capacidad intrínseca de amplificación lo que ofrece una mayor sensibilidad. Sin embargo, los APD son dispositivos costosos y necesitan una alta tensión de polarización inversa. Las configuraciones típicas de fotodiodos PIN presentan diámetros de área activa de unos pocos milímetros, pero pueden combinarse con configuraciones de amplificación en transimpedancia (TIA) de modo que puedan alcanzar prestaciones similares a los de un APD a un costo mucho más bajo [Vucic09]. Se han evaluado prototipos que permiten obtener un ancho de banda de 100 MHz, con áreas efectivas de alrededor de 1 cm [Grobe13]. Una idea clave es que, debido a los cada vez mayores niveles de iluminancia alcanzable, los sistemas inalámbricos ópticos pueden diseñarse con la premisa de contar con altos valores de relación señal-ruido (SNR) -en general más de 60 dB en el receptor en enlaces en visión directa- lo que permitiría usar modulaciones de alta eficiencia espectral para lograr altas velocidades de datos dentro en el ancho de banda de modulación del LED [Wu12]. Sin embargo, esto debe hacerse sin menoscabar la eficiencia energética de la lámpara, al ser esta una de las premisas básicas que fomentan el uso de lámparas de estado sólido frente a otras alternativas.

El canal entre transmisor y receptor puede considerarse, en general, como la resultante de la superposición de una componente en visión directa –LOS- con otras producidas por la propagación multitrayectoria, con reflexiones de tipo especular, difusas o mixtas. Podemos definir un factor de escala (K) que tenga en cuenta la relación de potencia entre las componentes LOS y no-LOS. Si la componente LOS es dominante (valores altos de K), el canal es compatible con un gran ancho de banda, mientras que si la componente LOS está bloqueada (K=0), el ancho de banda se reduce de forma abrupta [Hashemi94][Jungnickel02] aunque el enlace es todavía capaz de trabajar, lo que permite su uso en condiciones de sombreado o en canales de subida. Dado que el canal puede incluso no ser estacionario (en el caso de que el usuario este en movimiento), los sistemas inalámbricos ópticos pueden necesitar herramientas eficientes para la estimación del canal y ecualización dinámica en la capa física, así como herramientas para facilitar la movilidad a nivel de enlace [Jin11]. También permite mejorar la robustez del sistema frente a otros factores de deterioro, como el ruido adicional debido a luz ambiental.

Otro factor a tener en cuenta, en entornos reales, donde es necesario proporcionar iluminación y comunicaciones móviles en zonas amplias (un hangar, una instalación industrial)

es que se requieren múltiples luminarias. Esto obliga, si todas las lámparas envían el mismo mensaje, no sólo a tener en cuenta factores como la sincronización entre las lámparas, sino a gestionar la superposición de las coberturas de la luz de cada una de ellas. Por el contrario, si se considera la luz de cada lámpara como independiente, podemos definir un sistema de femtoceldas [Vegni12] donde los canales de luz se reutilicen en cada celda. La superposición pasa entonces a ser una fuente de interferencia mutua entre las células., necesitándose entonces algoritmos de traspaso de usuarios y el desarrollo de técnicas de colindancia[Cui13][Schulz15]. En estos casos, puede considerarse también la colindancia entre celdas de distintas tecnologías, como es el caso de las ya mencionadas *HetNets*. En general la adaptación entre enlaces, el traspaso y la gestión de interferencias son funciones que generalmente quedan fuera del alcance de las actividades de normalización de un estándar específico, por lo que es necesario desarrollar capas específicas de coexistencia como son los denominados *Middleware*. Estos pueden proporcionar, en un formato estandarizado, capacidades de conexión a las distintas capas de acceso físico que permiten entregar informes de retroalimentación a una entidad de gestión central, o bien procesar mensajes de control dentro de las distintas capas física y de acceso al medio.

Las lámparas LED (también conocidas como lámparas de estado sólido o *Solid-State Lighting-SSL*) están progresivamente desplazando a otro tipo de lámparas (incandescentes, fluorescentes...) debido a causas como su larga vida útil y su menor consumo eléctrico (debida a la eficiente conversión electro-óptica de este tipo de materiales). Un tercer factor es la posibilidad de crear distintos ambientes con diferentes colores o intensidades a partir de lámparas emisoras simples y baratas. Este tipo de lámparas presentan algunas características que los hacen muy interesante para su uso en entornos donde se hace un uso intensivo de la iluminación artificial.

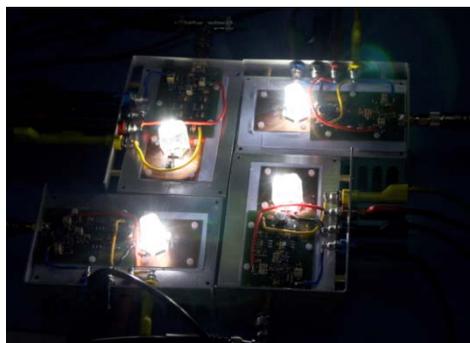


Figura 2.3. Ejemplo de lámparas basadas en arrays de ledes blancos, en este caso lámparas Ostar 500, con las que ingenieros de Siemens han logrado velocidades de hasta 500 Mb/s.
(fuente <http://www.siemens.com>)

La eficiencia energética de las lámparas basadas en LED es muy superior a las incandescentes (normales o halógenas) y muy cercana a las de descarga[Philips1]. Un estudio reciente del Ministerio de Industria, Turismo y Comercio plantea el siguiente supuesto: para un aparcamiento público con un total de 380 tubos de 1500 mm y 58 W (que genera un consumo unitario de 64 W/h). Si se usasen tubos LED de 1500 mm y 22 W de consumo, (al que debe sumarse el consumo del driver o transformador, dando un consumo unitario de 25 W), para un uso diario de 24 h/día y para un precio por kW/h consumido de 0,152 €, se obtiene:

Led	PRODUCTO	Fluorescente
53,00 €	Coste unitario	3,60 €
0,00 €	Tasa RAEE (*)	0,30 €
5,20 €	Instalación	5,20 €
58,20 €	coste por cambio	9,10 €
50.000 h.	Vida útil	5.200 h
11,58	Vida útil (años)	1,2
350	Unidades	350
25	Consumo unitario (W)	64
2,74 €	Consumo unitario mes	7,00 €
8750	Consumo W/h	22400
957,60 €	Coste total mensual	2.451,46 €
11.491,20 €	Coste total anual	29.417,47 €
Amortización		
18.550,00 €	Inversión inicial	0,00 €
1.493,86 €	Ahorro mensual	0,00 €
221,18 €	Ahorro mantenimiento mensual	0,00 €
1.715,04 €	Ahorro total mensual	0,00 €
10,82	Meses amortización*	0
191.428,54 €	Ahorro en vida útil LED	
	(*) Tasa de Aparatos Eléctricos y Electrónicos y la Gestión de sus Residuos	

Tabla 2.1. Estudio del ahorro Led vs Fluorescente. (Fuente: Ministerio de Industria, Turismo y Comercio)

El 8 de diciembre de 2008, los miembros de la UE aprobaron la propuesta de la Comisión de restringir de manera progresiva las bombillas incandescentes en el mercado de la UE abriendo el mercado a las bombillas de bajo consumo y por supuesto a las basadas en LED.

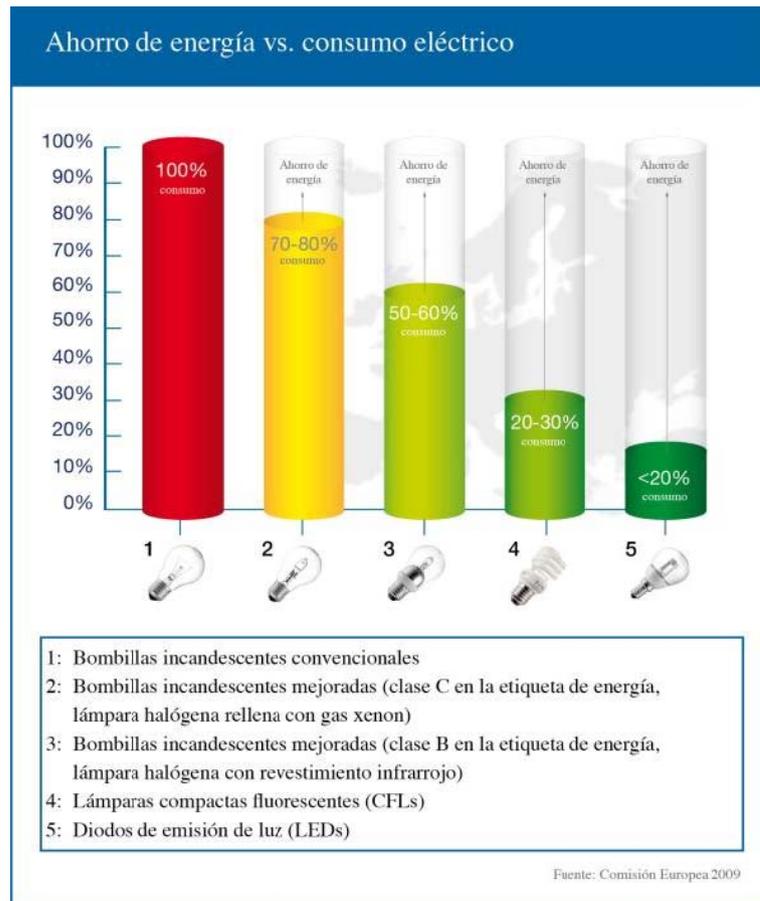


Figura 2.4. Comparativa de ahorro con iluminaciones basadas en Ledes. (fuente Comisión Europea).

El principal inconveniente de los LED para iluminación es la evacuación del calor generado que degrada de forma importante tanto su eficiencia como su tiempo de vida y limita la potencia de estos dispositivos a algunos vatios[Philips2]. La solución consiste en la integración de varios dispositivos en una única lámpara, pero el problema de la disipación es objeto de investigación [Zhou07][Holc03]. En la figura 2.4 puede apreciarse la mejora en la duración de los dispositivos frente a otras fuentes luminosas, así como su fuerte dependencia de la potencia disipada, de forma similar a otros dispositivos semiconductores.

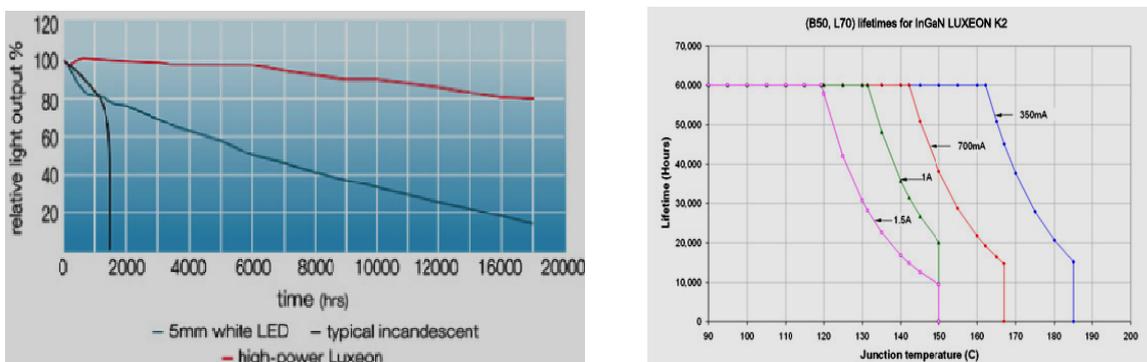


Figura 2.5. Duración estimada de los dispositivos y curvas de desvataje para un LED luxeon K2. (Fuente Luxeon-Philips)

En el estado actual, la eficacia óptica de la emisión luminosa de los LED comerciales está en el rango de algunos lúmenes (lm) o decenas de lm por watio, los compuestos típicos para estos emisores son GaP, GAIAs, GaAsP InGaAlP. En aplicaciones con fuentes de iluminación direccionales (focos, automóvil, etc.) se reduce el ángulo de emisión consiguiendo altos valores de intensidad. Así, por ejemplo, si se reduce el ángulo de emisión a 10º, se obtiene una intensidad óptica del orden de centenares de candelas [Philips3]. Los dispositivos comerciales emplean dos tecnologías para iluminación:

- a. LED azul cubierto con un fósforo amarillo
- b. LED *multichip* tricolor (RGB), o cuatricolor RGB+ámbar

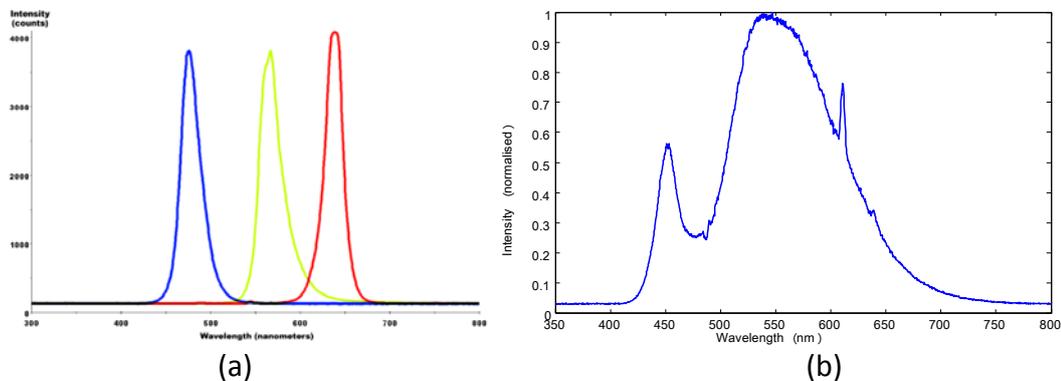


Figura 2.6. Espectro óptico de emisión de un diodo RGB (a) y (b) espectro medido para un LED azul con fósforo amarillo (medida publicadas en [Minh07])

Ambos sistemas tienen ventajas e inconvenientes. En general, los primeros son más eficientes y sencillos, tanto en su fabricación, como en la circuitería electrónica asociada, aunque el espectro de emisión es fijo. En cuanto a los segundos, ofrecen la creación de distintos ambientes luminosos y un mayor control, a costa de una mayor complejidad en su alimentación. En entornos domésticos suele apreciarse muy fría la luz procedente de la primera tecnología, aunque en sistemas industriales o de transporte su emisión es coincidente con la definición de “blanco” requerida en varias normativas o estándares de aplicación [AENOR1].

Por lo que respecta a la capacidad de estos diodos de transmitir información, la presencia de un material fosforescente reduce la velocidad de conmutación a tiempos del orden de 1 μ s, lo que no supone un serio problema en sistemas de baja velocidad. Sin embargo, se han propuesto esquemas con tasas binarias superiores a 10 Mbps utilizando únicamente la emisión azul, a costa de un nivel inferior de señal, ya que la energía del resto del

espectro se elimina con un filtro óptico (figura 2.5). En cuanto a los LED RGB, no solamente este problema no está presente, sino que permiten la utilización independiente de los tres colores, incrementando en un factor tres la velocidad de transmisión. Esta capacidad permite que en entornos domóticos, donde su aplicación es más plausible, puedan establecerse tres redes independientes para control energético, redes de datos y distribución multimedia, por ejemplo. Recientemente, han aparecido LED multichip con cuatro emisores al introducirse un cuarto (ámbar o amarillo) para tener un mayor control sobre el tinte de la luz emitida. En este caso, podremos disponer de cuatro canales para la transmisión, si bien debido al solapamiento de sus espectros será preciso reducir el ancho de los filtros en recepción, con la consiguiente pérdida de potencia por canal. A lo largo del presente documento, nos referiremos a los LED multichip como RGB de forma genérica, aunque también se incluyan los RGBA como posibilidad.

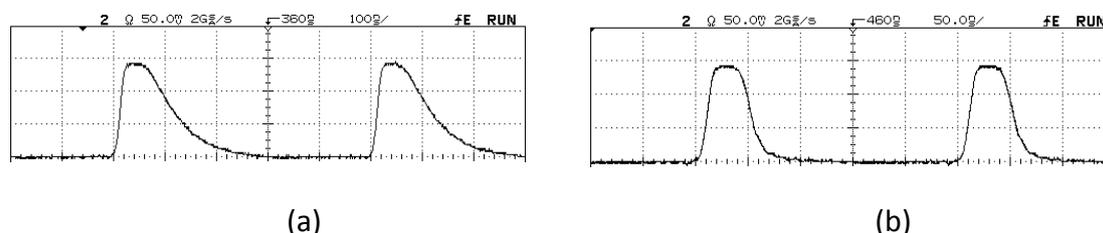


Figura 2.7. (a) Respuesta temporal de la señal óptica emitida para una lámpara Luxeon-Star [LUXEON] YB-LED, (escala 100 ns/div.) y (b) para la misma lámpara con filtro que elimina la componente del fósforo amarillo en el receptor (escala 50 ns/div.)

Los elementos de iluminación basados en LED precisan de un sistema de alimentación electrónico para adaptar la tensión de la red a los dispositivos de forma eficiente [CHEN08]. Este sistema debe incluir un sistema de estabilización para mantener o controlar el nivel de iluminación. Prácticamente todos los sistemas descritos se basan en la conmutación rápida (encendido-apagado) de la corriente aplicada para que el dispositivo de conmutación, normalmente un transistor MOS de potencia, no disipe excesiva energía. Los sistemas propuestos utilizan esta conmutación para incluir información en la señal luminosa. Puesto que este control permite el uso de la mayor parte, precisamente la de mayor precio, del sistema de alimentación, el incremento del coste asociado a la comunicación es reducido e incrementa la funcionalidad del sistema a coste, prácticamente, nulo. Otra ventaja importante del empleo de sistemas de iluminación para la transmisión de información es la disponibilidad de altas potencias ópticas sin el problema de la seguridad ocular asociada a los enlaces en infrarrojo. Los niveles de potencia empleados, aun siendo de varios vatios, no presentan un peligro para el ojo humano puesto que los usuarios no van a mirar fijamente las lámparas, como no lo hacen en las actuales.

2.4.- Modulación, canal de transmisión y fuentes de ruido

A pesar de la creciente presencia de publicaciones sobre comunicaciones de luz visible (VLC), el número de artículos referentes al modelado del canal es todavía limitado. El modelado se basa en trabajos previos en el entorno de sistemas IR y parte de dos esquemas: modelos de trazado de rayos usando el método de Monte Carlo [Lopez-Hernandez98] y métodos iterativos [Hashemi94][Barry93][Kahn97]. Se han propuesto también diversos modelos de canal [Chun12][Nguyen10][Komine04], sin embargo, adolecen de no tomar suficientemente en cuenta algunas de las características inherentes a la banda visible del espectro de luz y que difieren de los sistemas de infrarrojos. Por ejemplo, los valores de reflectancia no permanecen constantes para todas las longitudes de onda. [Long14], en un esfuerzo para abordar esta cuestión, utiliza valores promediados de estos coeficientes, si bien la dependencia de longitud de onda se mide con mayor rigor en [Lee11]. Además de la dependencia con la longitud de onda, un modelo realista de canal debería tener en cuenta además el efecto de las fuentes de luz, la presencia de objetos (incluso traslúcidos) dentro de la medio ambiente, así como diferentes tipos de reflexiones (especular, difusa y modelos mixtos). Recientemente se ha introducido un nuevo enfoque de modelado basado también en trazado de rayos [Sarbazi14][Miramirkhani15]. El enfoque propuesto se basa en hacer un uso innovador del software de diseño de iluminación Zemax[®] [Zemax], que permite crear un entorno de simulación tridimensional, donde se pueden especificar la geometría del ambiente interior, las características de reflexión de la materiales de la superficie y las especificaciones de las fuentes de luz y los detectores. El modelo permite asimismo incorporar objetos mediante herramientas CAD (lo que se había explorado previamente en [Rodriguez13]) y definir la longitud de onda de reflectancia dependiente para cada material de la superficie.

Por lo que respecta al estudio del canal de comunicaciones, gran parte de los trabajos hechos sobre comunicación en infrarrojo [López-Hernández00][Jungnickel02] son trasladables a este proyecto. En el caso de iluminación la diferencia básica consiste en los niveles de potencia empleados, que permiten la comunicación incluso cuando los obstáculos producen zonas de sombra. Sin embargo, esos mismos niveles de potencia hacen que las componentes de multipropagación producidas por las reflexiones en las paredes no puedan ser ignoradas. Un problema adicional consiste en la presencia de fuentes de ruido (otras lámparas de iluminación, fuentes de infrarrojo etc.) que deben ser caracterizadas para conseguir realizar estimaciones fiables de las prestaciones del sistema. Existen algunos trabajos publicados [Narasimhan96] [Moreira96] [Kumar08] pero es un tema que debe ser más estudiado.

De todos los métodos propuestos para estimar la respuesta al impulso del canal óptico no guiado en interiores, es el algoritmo basado en el método de Monte Carlo y en la técnica de trazado de rayos modificado, el que trata de reducir la complejidad computacional de los algoritmos puros de trazado de rayos[López-Hernández98]. El principal inconveniente de esos algoritmos radica en el elevado número de rayos necesarios para estimar la respuesta al impulso del canal cuando se requiere una alta precisión, debido a la pequeña proporción de rayos generados desde el emisor que alcanzan al receptor [González02]. Por ello se En posteriores trabajos, se propuso una modificación en la que se garantiza que cada rayo contribuye en la potencia detectada por el receptor [López-Hernández00][Rodríguez02]. En este nuevo algoritmo se aprovecha que, después de cada reflexión, la potencia reflejada que detecta el receptor se puede calcular de manera analítica. Por tanto, cuando el rayo alcanza una superficie, además de generar un nuevo rayo, se determina la cantidad de potencia reflejada que detecta el receptor. La Figura 2.8 sintetiza la propagación de un rayo y el cálculo de la potencia que detecta el receptor.

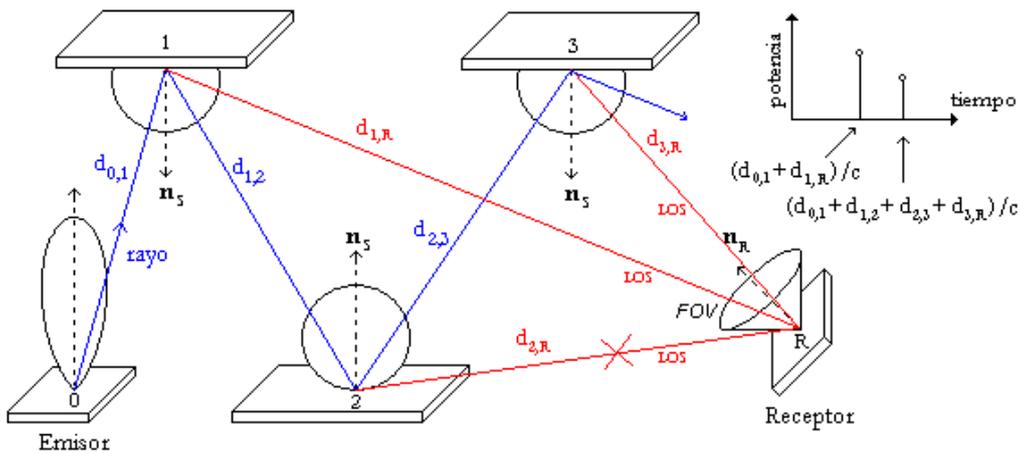


Figura 2.8. Ejemplo de propagación en el algoritmo modificado. Los trazos azules indican el camino de propagación del rayo y los rojos, las contribuciones de potencia del rayo sobre el receptor.

Evidentemente, el cálculo de la respuesta impulsiva en el caso de canales con distintas longitudes de onda impone ciertas modificaciones en este modelo, que serán objeto de propuesta en esta Tesis. Se han de incorporar nuevos modelos de reflectores que produzcan una mejora en los resultados de los simuladores, para ello en el capítulo 3 de la presente Tesis se proponen modelos como los de BLINN[Blinn77] y LAFORTUNE[Lafortune97] que producen mejoras en las estimaciones de la respuesta impulsiva.

Respecto de los esquemas de modulación y codificación, cuando se desea simultanear la comunicación con el comportamiento normal de una lámpara de iluminación, la mayor parte

de los sistemas que se están desarrollando usan modulaciones PPM, PWM[López-Hernández06] o alguna de sus variantes, dado que permite de forma sencilla mantener el nivel de iluminación (encendido o apagado) y es resistente a la ISI producida por la respuesta temporal del fósforo amarillo. Otros esquemas como OFDM [González05] [Gonzalez09] [Elgala09] [Elgala09c] u OCDMA [Shieh08] [Alsaadi08], han sido objeto de estudio en este trabajo por sus favorables características para este tipo de entornos (capacidad multicanal, reducción de interferencias, etc.), pero no permiten la aproximación que se plantea en entornos domésticos de obtener un doble uso como lámpara y transmisor.

2.5.- Acceso al medio y conexión con otras redes

El método más adecuado para llevar a las luminarias la información a transmitir, parece ser la transmisión por la red de alimentación (PLC), aunque se han considerado otros procedimientos (PoE, Ethernet, Fibra óptica, WiFi) se pueden considerar. Se establece una actividad en este trabajo para el diseño de interfaces entre estas redes y los prototipos a desarrollar. En la sección de aplicaciones se establecerán los procedimientos a desarrollar basados en la conexión a estándares específicos cuya idoneidad *a priori* ya ha sido probada y cuya funcionalidad debe mantenerse como otras de las premisas de este proyecto. Debe destacarse que el sistema de comunicaciones es intrínsecamente unidireccional y en difusión, con varios posibles usuarios compartiendo la capacidad total del canal. Es preciso, por lo tanto, establecer un canal de retorno que estará asociado normalmente a un canal de órdenes de menor velocidad. Este ha sido un tema que no ha sido descrito en los trabajos que está desarrollando otros grupos. Se trata de un canal de baja velocidad por el que se transmiten comandos[Martin-Gonzalez08], señalización (o datos en el caso de una red de sensores)[Quintana09], y para su implementación se barajan diversas alternativas. Si se opta por un diseño totalmente óptico (con el fin de asegurar la compatibilidad EM) la mejor opción podría ser un enlace infrarrojo que no interferiría con el canal *downlink*. En otro caso podría pensarse en una red RF o usar redes comerciales como Bluetooth u otras.

2.6.- Aplicaciones y realizaciones prácticas de sistemas

El entorno natural para los sistemas VLC parece ser la domótica, donde la integración de los sistemas de control para un mayor nivel de confort, junto con la mejora del consumo

energético orienta a una gestión integrada de la vivienda. El sistema de transmisión a través de la iluminación dota a las redes domóticas de una herramienta adicional para la integración de sus redes, a un coste muy bajo y con una cobertura prácticamente completa. Pueden destacarse en esta línea los trabajos que se desarrollan en Estados Unidos en el proyecto *SmartLighting* o los que se llevan a cabo en España en el CeDInt de la Universidad Politécnica de Madrid. Las posibilidades de este tipo de sistemas para permitir la interconexión de dispositivos de modo que no se vean interferidos (y no produzcan interferencias) con otros sistemas de red RF, han llevado a distintos proyectos para la interconexión de instrumentación en entornos sanitarios, como los desarrollados en el proyecto BALDUR de la ULPGC con la empresa GLOBALAN Telecomunicaciones [07Globalan] bajo los auspicios del Servicio Canario de Salud. También para ese entorno se baraja el empleo de estos sistemas para guiado en interiores, bien de personas con minusvalía, bien de autómatas en el interior de edificios [Ann08] [Son09]. Otra de las principales ventajas de los sistemas de iluminación o señalización con LED, es la posibilidad de utilizarse en entornos con ambiente explosivo (como pueden ser minas, gasolineras) o simplemente peligrosos o con alto nivel de ruido EM (como las instalaciones nucleares). Los LED son muy adecuados a este tipo de ambiente tanto por su funcionamiento en baja tensión, como por su menor temperatura de funcionamiento.

Otra propuesta prometedora es el uso de estos sistemas para proporcionar accesos a internet para el pasajero durante el vuelo. Estos se desarrollan en dos iniciativas, una que lidera la Universidad Jacobs en Alemania [Marinos10][Elgala09], con el apoyo de EADS, y otro lo están planteando la ULPGC y la UPM, conjuntamente con INTA y otras empresas bajo la iniciativa PLANNET. Ambos se basan en la nula contaminación EM de estas señales como medio para competir con otras iniciativas comerciales con las de *FlyNet* de Lufthansa, o las de *GoGo* en Estados Unidos. Ambas adolecen de una muy baja velocidad de conexión, que en el caso de sistemas VLC podría verse incrementado hasta en un orden de magnitud.

Los sistemas VLC emplean un fotodiodo como dispositivo de recepción. Sin embargo el sensor de imagen utilizado en las cámaras fotográficas o de vídeo (CCD) puede servir al mismo propósito. Aunque es más costoso el uso de un sensor de imagen en lugar de un fotodiodo, tiene sus ventajas:

- Un sensor de imagen se compone de un gran número de píxeles y cada píxel puede ser utilizado como un canal independiente de recepción. Por lo tanto, están disponibles múltiples canales de recepción.

- Como todos los píxeles están separados espacialmente se elimina la interferencia entre los distintos emisores.
- A medida que cada canal de recepción tiene la información de la ubicación correspondiente al píxel, se puede especificar la posición del transmisor cuando se recibe.
- También puede ser utilizado para la comunicación de larga distancia. Aunque el tamaño de la fuente de luz se hace más pequeño a grandes distancias se puede leer la información del transmisor mediante el uso de lentes.



Figura 2.7. Sistema VLC con receptor basado en CCD. Usado en redes de sensores.

A pesar de todas sus ventajas, esta tecnología no se utiliza en la actualidad debido a su alto coste. Sin embargo, al estar cada vez más extendido el uso de cámaras CCD se supone un decremento del coste según sea más usada la tecnología. Por lo tanto, este desarrollo puede ser empleado en una serie de aplicaciones relacionadas con los dispositivos móviles y PDAs.

El uso de leds RGB hace que se puedan dar distintos canales de información multiplexados por división en longitud de onda. Cada diodo puede conmutar en este caso con tres flujos de datos (uno por color) aprovechando las características de cada color. En este caso el diodo rojo es más rápido y puede llevar información broadcast de datos, los diodos verde y azul al ser más lentos pueden llevar información para redes domóticas o de sensores. En este caso el receptor debe ser capaz de filtrar cada flujo de datos por separado para que la posterior etapa receptora pueda recuperar la información enviada.

Hasta ahora nos hemos centrado en las aplicaciones en interiores, si bien hay un importante campo de aplicación en los sistemas en exteriores. Las nuevas luminarias de alta potencia se están imponiendo poco a poco como medio de iluminación en zonas urbanas e industriales como sustitutas de las lámparas tradicionales ya que suponen un importante ahorro energético. En la figura 2.8 se muestra una alternativa comercial de la empresa JOLIET. El uso en estas lámparas para enlaces de comunicaciones permitiría crear nanocelulas de información que permiten proporcionar al usuario datos sobre zonas comerciales, recursos turísticos o conjuntos histórico-artísticos. Su bajo consumo facilita sobre manera el uso de sistemas de alimentación basados en energías renovables y por tanto –en combinación con tecnologías como WiMAX- facilita su uso en zonas rurales, rutas de senderismo, etc., en los que sería posible facilitar al usuario información de mapas y guías de recursos e incluso, habilitando un canal de retorno adecuado, se puede usar como terminal VoIP o poste SOS.



Figura 2.8. Lámparas basadas en LED para uso en exteriores (a) y montaje en una farola alimentada con células solares, (fuente JOLIET [www.led-espana.com])

En el caso de zonas industriales, puede proporcionar no sólo accesos de datos sino que permite implementar redes de seguridad y vigilancia perimétrica y conexiones para cámaras en construcciones, minas etc.

2.7.- Principales grupos de investigación y empresas activos en el desarrollo de sistemas VLC

A finales del año 2011 se inició el proceso de aprobación del estándar IEEE 802.15.7, específico para el desarrollo de aplicaciones de redes PAN. Este estándar supone la culminación de un proceso de desarrollo que ha pasado por diversas etapas y que se fundamenta en resultados de numerosos grupos de investigación. Supone el reconocimiento del creciente interés científico y comercial por desarrollar sistemas de comunicaciones basados en esta tecnología, tanto por parte de empresas como de grupos de investigación.

Los primeros trabajos sobre esta línea proceden de la Keio University en Tokyo[Komine02][Douseki04], que han dado lugar a su implementación sobre dispositivos móviles, desarrollada por distintas empresas japonesas agrupadas en el *Visible Light Communications Consortium*[VLCC]. Destacando entre ellos los resultados presentados por el consorcio Matshusita[MATSHUSITA]. En colaboración con ellos hay numerosos resultados publicados por ya mencionada Keio University[Tanaka01] [Tanaka01b] [Fan02] [Komine03] [Komine04] [Komine05] [Komine05b] [Komine06] [Komine09], la Universidad de Nagoya[Hara07] [Mase08], la de Nigata[Liu07] o la Doshisha University de Kyoto[Miki06]. Dentro de una línea más de desarrollo empresarial, es necesario reseñar una serie de patentes que ha presentado en Estados Unidos y otros países un grupo de investigación de Samsung, para aplicaciones de guiado en interiores [Ann08] [Son09] [Won09], que trabaja en colaboración con grupos de la *Kwangwoon University* de Seúl[Koo09].

En Estados Unidos se han detectado varios grupos que desarrolla actividades sobre VLC. La *National Science Foundation* dotó un proyecto de 18,5 Millones de dólares para aplicaciones en entornos domésticos mediante el proyecto *SMART LIGHTING* que coordina la Universidad de Boston[NSF-BU][Little08]. Otro grupo que tradicionalmente ha venido desarrollando sistemas de codificación para sistemas ópticos, guiados y no guiados, es el de la *Pennsylvania State University* que dirige el profesor Kavehrad, que también ha publicado algún trabajo sobre sistemas combinados PLC-VLC[Amirshahi06]. También, un grupo de investigadores de la compañía Boeing está desarrollando transceptores de bajo coste para aplicaciones aeronáuticas [Chan09].

En Europa hay varios grupos de investigación trabajando en VLC, además de los grupos nacionales cuya actividad luego se describirá con más detalles. Una iniciativa es el proyecto *OMEGA Home Gigabit Access* que coordina France Telecom. Este proyecto se centra en el desarrollo de aplicaciones 4G para el hogar, que combina tecnologías RF y ópticas. En esa iniciativa colaboran grupos muy activos en investigación como el que coordina el profesor O'Brien en la Universidad de Oxford [Dambul11] [LeMinh08] [LeMinh09], el del profesor Haas en la *Jacobs University* de Bremen[Elgala07] [Elgala09] [Elgala09b] [Elgala09c] [Elgala10] [Mesleh10] [Mesleh11] [Shrestha09] o el del Instituto Fraunhofer[Grubor08] [Langer07] [Langer08] [Langer09]. En colaboración con estos grupos, también está trabajando en temas de acceso en el interior de aeronaves un grupo de la *National and Kapodistrian University* de

Atenas y de la Universidad de Patras [Marinos10][Marinos10b][Schmitt10], en un proyecto financiado en parte por EADS. Finalmente, el grupo del Instituto de Telecomunicaciones de la Universidad de Aveiro, en Portugal, de larga tradición en el desarrollo de sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas, también ha publicado algunos trabajos sobre la caracterización del canal visible [Kumar08][Kumar09]. Una parte de los grupos europeos antes citados ha constituido el consorcio LiFi [LiFi], definida como una organización sin ánimo de lucro dedicada a la promoción de la tecnología VLC (adoptando *LiFi*, por analogía con WiFi, como nombre comercial). Lo componen básicamente el instituto Fraunhofer y un grupo de pequeñas empresas y es de destacar su gran notoriedad comercial [The economist].

El grupo de trabajo encargado de la revisión del estándar IEEE 802.15.7r1, tras una prospectiva sobre cuáles son los entornos de aplicación más probables para estas tecnologías, ha propuesto estos cuatro casos de estudio:

1) Interiores: Esto incluye casos de uso como salas de conferencias, oficinas generales, centros comerciales, aeropuertos, ferrocarriles, hospitales, museos, cabinas de los aviones, bibliotecas, etc. Es común a estos casos de uso que:

- a. La tasa de transmisión requerida en muchas aplicaciones es menor que en WiFi y comparable a Bluetooth
- b. Los usuarios son atendidos por múltiples puntos de acceso
- c. Cuentan con una infraestructura fija con un dispositivo controlador central
- d. Los usuarios acceden a internet a bajas velocidades y a través de dispositivos móviles.

2) Centros de Datos, instalaciones industriales y escenarios que requieren una conexión inalámbrica segura: Incluye sistemas que deben manejar múltiples usuarios (incluso de forma celular) como fábricas y hangares. Debe incluirse entonces el uso de estrategias de acceso múltiple y la gestión de la movilidad (por ejemplo, de robots deambulando en una instalación). Las tecnologías utilizadas en principio puede ser las mismas que en el escenario anterior aunque, sin embargo, su uso en instalaciones industriales requiere:

- a. Enlaces más robustos
- b. Una menor latencia de bucle cerrado para aplicaciones de control industrial
- c. Una mayor capacidad de gestión de la movilidad

- d. El uso de técnicas de posicionamiento precisas, específicamente para el caso de interiores
- e. Políticas de seguridad y privacidad mejoradas.

3) Comunicaciones vehiculares: incluyendo de comunicaciones de vehículo a infraestructura (V2I), y de vehículo a vehículo (V2V). Los enlaces vehiculares, que pueden utilizar las luces frontales y traseras de los automóviles, presentan, como ventaja frente a las soluciones basadas en radiocomunicaciones que permiten garantizar la entrega del mensaje dentro de un tiempo crítico de difusión incluso en escenarios de alta densidad de tráfico, lo que no es necesariamente cierto en sistemas de radiofrecuencia debido al aumento de los niveles de interferencia [Eichler07][Liu11]. El caso de uso V2V, aunque es básicamente es similar a los escenarios anteriores, necesita sin embargo tomar en cuenta algunas consideraciones, como son la movilidad, que produce una cobertura parcial y requiere de ráfagas de comunicación muy cortas y altas velocidades de transmisión, la multipropagación (dependiente también de las condiciones del terreno, que pueden producir fenómenos como espejismos o *scattering*), la capacidad de establecer redes ad-hoc en función de la configuración de los enlaces y, finalmente, la ausencia de infraestructura fija, por lo que la coordinación corre a cargo del dispositivo que de inicia el enlace.

4) La gestión de *handover* entre celdas. Si bien dentro de cada celda se puede considerar la comunicación como un enlace punto a punto, es necesario estudiar el traspaso de comunicaciones [Jungnickel15][Coldrey13], tanto horizontal como vertical, siendo en estos casos los parámetros de estudio el *throughput* total del sistema, la latencia y la capacidad de gestionar enlaces de distintas naturalezas (lo que ya se mencionaba antes dentro del paradigma de HetNet).

Se puede decir, por tanto, que las comunicaciones ópticas no guiadas en longitudes de onda de luz visible (VLC) se trata de una línea de I+D+i que está siendo objeto de estudio por grupos universitarios y empresas de las principales potencias en investigación (UE, USA y este de Asia) y a la que sería deseable que empresas nacionales con experiencia pudieran incorporarse.

Capítulo 3. Modelado del Sistema

3.1. Introducción

El canal óptico no guiado se puede modelar como un sistema lineal en banda base. Al tratarse de un sistema lineal, éste queda totalmente caracterizado por su respuesta al impulso, la cual es invariable para una configuración física de emisor, receptor y superficies reflectoras. Esto será así siempre que se pueda suponer que las variaciones del canal son muy lentas en comparación con la velocidad de transmisión de los datos, por consiguiente, la respuesta se puede estudiar como si fuera estacionaria y por tanto, el sistema como si fuera invariante en el tiempo.

En este trabajo se pretende realizar una herramienta que mediante simulación permita estimar dicha respuesta para un emisor y un receptor localizados de manera arbitraria suponiendo diferentes tipos de configuraciones. Para desarrollar una herramienta de este tipo, es necesario definir los modelos matemáticos que describen cada uno de los elementos que constituyen el entorno de simulación y establecer las bases de un algoritmo que, con ayuda de esos modelos, permita alcanzar dicho objetivo. Durante este capítulo se describirá de forma teórica el método en el que se fundamenta cada una de las herramientas desarrolladas así como el modelo a seguir para el cálculo de la respuesta al impulso del canal en interiores.

3.2. Modelo de propagación

El modelo de propagación está compuesto por el algoritmo de simulación y los modelos matemáticos utilizados para describir las características de los elementos del enlace óptico. En general, para sistemas difusos, se usa una configuración constituida por un emisor óptico, un receptor óptico y las superficies reflectoras, figura 3.1.

A continuación se describen los modelos matemáticos utilizados para definir cada uno de ellos. Para evaluar la respuesta al impulso del canal difuso, se ha usado un algoritmo de trazado de rayos de Monte-Carlo[LOPEZ98], fundamentalmente por su alta eficiencia de cálculo y su naturaleza (el trazado de rayos), que permite la modelación de forma natural de fenómenos ópticos como la reflexión, la refracción y la difusión o *scattering*. De forma general, la respuesta al impulso para una posición de emisor y receptor dada puede ser expresada como una suma infinita de la forma:

$$h(t; E, R, \lambda) = h^{(0)}(t; E, R, \lambda) + \sum_{k=1}^{\infty} h^{(k)}(t; E, R, \lambda) \quad (3.1)$$

donde $h^{(0)}(t; E, R, \lambda)$ representa la respuesta al impulso *LOS*, $h^{(k)}(t; E, R, \lambda)$ constituye la respuesta al impulso pasando por k reflexiones, λ la longitud de onda y t el tiempo. En el transcurso del proyecto no se tendrá en cuenta la longitud de onda.

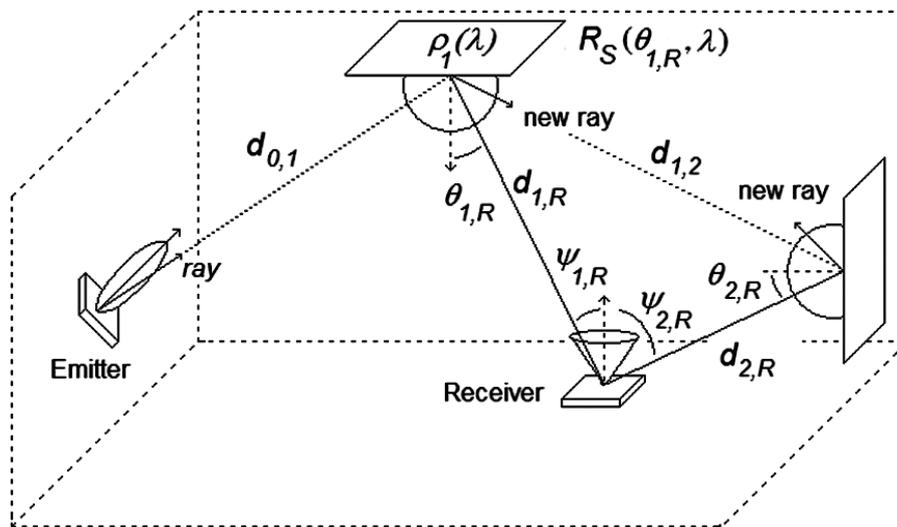


Figura 3.1. Modelo de propagación para un enlace en difusión.

3.2.1 Modelo del emisor óptico

Una fuente óptica se puede representar, según el modelo propuesto por Gfeller[GFELLER79] y Barry [BARRY93], por un vector de posición p_E , un vector de orientación n_E , una potencia emitida de salida P_E y por su diagrama de radiación $R_E(\phi, n)$, definido como la potencia óptica por unidad de ángulo sólido emitida en la posición ϕ con respecto al vector de orientación, n_E . Para incluir el caso más general, se considera que el emisor presenta un diagrama de radiación Lambertiano generalizado, con simetría axial e independiente de ϕ , como el que se presenta en la figura 3.2, y que viene dado por:

$$R_E(\phi, n) = \frac{n+1}{2\pi} P_E \cos^n(\phi), \quad 0 \leq \phi \leq \frac{\pi}{2}, \quad 0 \leq \gamma \leq 2\pi \quad (3.2)$$

donde n es el número modal que define el grado de direccionalidad del lóbulo de radiación, el cual está relacionado con el valor del ángulo de potencia mitad $\phi_{1/2}$ (ángulo en el que la intensidad radiante emitida se reduce a la mitad del máximo), por:

$$n = \frac{-\ln 2}{\ln(\cos \phi_{1/2})} \quad (3.3)$$

El valor $n = 1$ corresponde a un emisor Lambertiano puro, de tal forma que a mayor número modal mayor será el grado de direccionalidad del lóbulo de la emisión. El factor $(n + 1)/2$, asegura que la integralidad de $R_E(\phi, n)$ en la superficie de la semiesfera sea igual a P_E .

A continuación, en la figura de la derecha, se muestra un ejemplo del modelo de radiación Lambertiano para diferentes números modales.

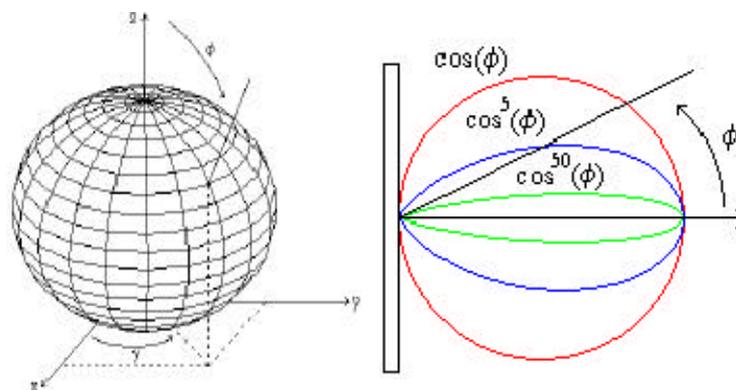


Figura 3.2. Diagrama de radiación Lambertiano para varios valores de n : 1, 5 y 50

3.2.2 Modelo del receptor óptico

De forma similar al emisor, el receptor queda caracterizado por un vector de posición p_R , un vector de orientación n_R , su área activa A_R y por su ángulo o campo de visión (*Field of View*, FOV). El FOV define el ángulo máximo de incidencia respecto al vector de orientación del receptor n_R , en el que la señal puede ser detectada.

Un receptor detecta una potencia óptica proporcional a su área de colección efectiva de luz. Ignorando las pérdidas por reflexión, un detector alcanza un área efectiva de:

$$A_{eff} = A_R \cos(\psi) \text{rect}\left(\frac{\psi}{FOV}\right) \quad (3.4)$$

donde A_R es el área física o activa del detector, ψ es el ángulo de incidencia con respecto a su orientación n_R , FOV es el campo de visión (semi-ángulo desde la superficie normal) y $\text{rect}(x)$ es una función que toma el valor uno cuando $|x| \leq 1$ y cero para el resto de valores, es decir:

$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq 1 \\ 0, & |x| > 1 \end{cases} \quad (3.5)$$

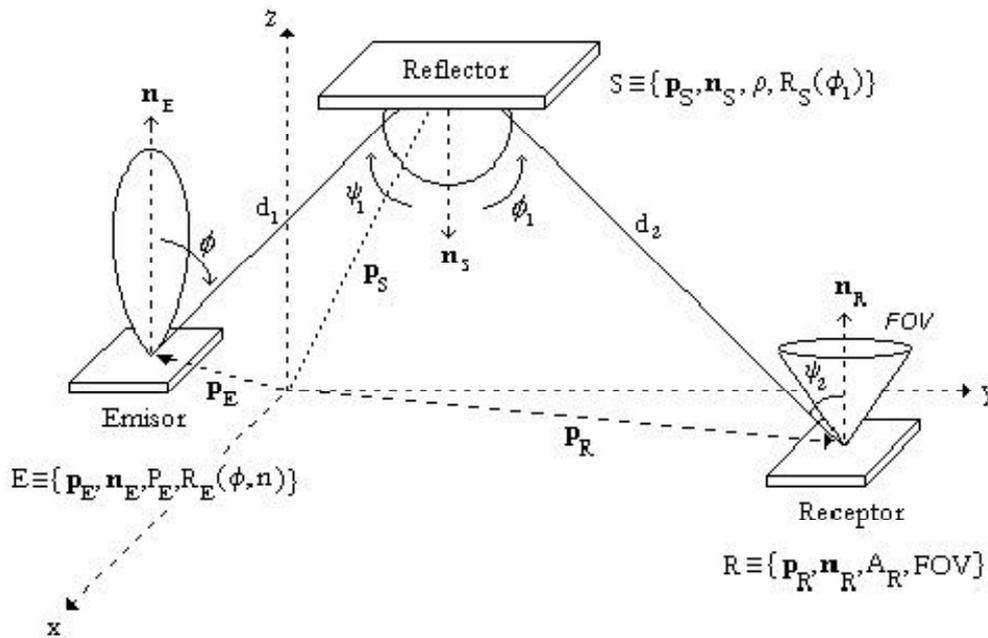


Figura 3.3. Modelo de propagación para un enlace en difusión

Cuando una superficie es vista desde un determinado ángulo, su área efectiva se ve disminuida por el factor coseno del ángulo que forman la dirección de vista y la normal de la superficie. La ley del coseno del ángulo afirma que la iluminación es proporcional al coseno del ángulo de incidencia. Así en la figura 3.4 el área de la superficie A_1 que recibe luz es A , y para la segunda superficie es:

$$A_2 = A / \cos \theta \quad (3.6)$$

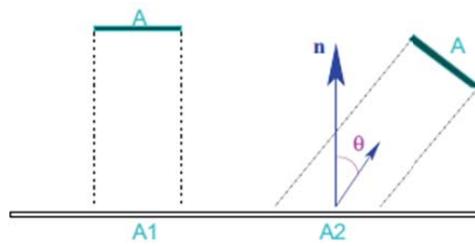


Figura 3.4. Área proyectada aplicada a la ley del coseno.

3.2.3 Modelo del reflector

El reflector es un elemento que puede estar o no presente en un enlace óptico, el rayo puede viajar de forma directa desde el emisor al receptor. Los reflectores pueden formar parte del enlace accidentalmente (formado por elementos existentes en el entorno) o de manera intencionada (colocado a tal fin en el sistema). El reflector, figura 3.3, se puede caracterizar de forma general por un vector de posición p_s , un vector de orientación n_s , por su diagrama de radiación $R_s(\phi)$ y por un coeficiente de reflexión ρ , el cual determina la fracción de la potencia óptica incidente que es reflejada. La reflectancia ρ , es un valor que mide la razón de energía reflejada con respecto a la energía incidente en un punto. Muestra lo que le ocurre a la luz cuando es reflejada desde una superficie; toma valores acotados en $[0, 1]$ y carece de unidades.

Por lo general, la radiación incidente sobre una superficie reflectora se refleja mediante dos componentes: una difusa y otra especular, figura 3.5. En la mayoría de los casos, como simplificación, los reflectores se modelan con un diagrama de radiación Lambertiano puro ($n=1$) (figura 3.2), es decir, como reflectores difusos uniformes o perfectos, despreciando la componente especular, $n=1$. Esto se debe a que gran cantidad de los materiales que conforman el entorno de un sistema de transmisión no guiado en interiores se ajustan a este tipo de comportamiento difuso. El diagrama de radiación Lambertiano puro es el siguiente:

$$R_s(\phi_1) = 1/\pi \cos(\phi_1) \quad 0 \leq \phi_1 \leq \pi/2 \quad 0 \leq \psi \leq 2\pi \quad (3.7)$$

Este supuesto, aunque contribuye a una simplificación importante de los algoritmos de cálculo de la respuesta al impulso del canal, constituye una limitación de los modelos tradicionales ya que existen, en los entornos más comunes, innumerables materiales y superficies

que exhiben comportamientos de reflectividad que nada tienen que ver con el de un difusor ideal, por ejemplo, formica, madera barnizada, plásticos, vidrio, etcétera.



Figura 3.5. El fenómeno de reflexión de la luz visto desde sus tres componentes: difusa uniforme, difusa direccional y especular

La reflexión especular perfecta es un comportamiento ideal, apreciable a pequeña escala en las superficies especulares tales como un espejo. Su reflectividad se denota con el símbolo ρ_s . En determinadas condiciones (ángulos de incidencia cercanos a 90°) las superficies tienden a comportarse como un espejo. La cantidad de energía reflejada con respecto a la energía incidente depende por tanto del ángulo de incidencia y está controlado por el término de Fresnel.

La reflexión difusa perfecta, también conocida como Lambertiana, es independiente de la dirección de reflexión, ya que distribuye la proporción de luz reflejada igualmente en todas las direcciones. No existen materiales en el mundo real que sean puramente difusos. Para este caso idealizado de superficie la reflectividad se nota como ρ_d . Finalmente, la componente direccional difusa, o especular, es aquella que incluye los modos de dispersión que no son ideales. Es la forma de transferencia más compleja. En este caso, es posible considerar varios casos o tipos de reflectancia.

Debido a que en situaciones reales las superficies exhiben diversos comportamientos de reflectividad, en este proyecto se consideran varios patrones de reflexión para las superficies reflectoras, como por ejemplo el modelo de Phong[Newman75]. Este modelo permite simular superficies con componentes especulares significativas, obteniéndose una diferencia de aproximadamente 5 dB[Biosca05] en la estimación de la potencia óptica recibida al comparar los resultados obtenidos asumiendo que la superficie reflectora sigue el modelo de Phong o el de Lambert respectivamente. Este manifiesta la necesidad de considerar en la simulación modelos más específicos de reflectividad para cada superficie.

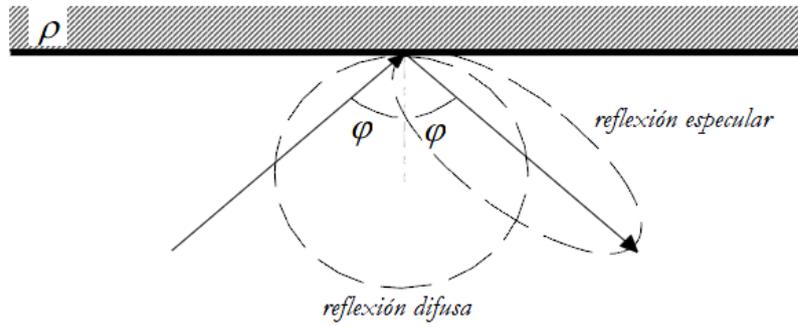


Figura 3.6. Patrón de reflexión según el modelo de Phong.

3.3 Cálculo de la respuesta al impulso

Para calcular la respuesta al impulso del canal se ha utilizado un algoritmo adaptado de trazado de rayos de Monte Carlo. Como se ha dicho antes, la respuesta al impulso para múltiples longitudes de onda para una posición arbitraria del emisor E y del receptor R puede ser expresada como una suma infinita de la forma:

$$h(t; E; R, \lambda) = h^{(0)}(t; E; R, \lambda) + \sum_{k=1}^{\infty} h^{(k)}(t; E; R, \lambda) \quad (3.7)$$

donde $h^{(0)}(t; E; R, \lambda)$ representa la respuesta al impulso por línea de visión directa entre emisor y receptor (*Line-of Sight*, LOS) y $h^{(k)}(t; E; R, \lambda)$ es la respuesta al impulso de la luz sometida a k reflexiones, λ es la longitud de onda y t es el tiempo. En el desarrollo de este proyecto no consideraremos la longitud de onda en las funciones.

3.3.1 Respuesta al impulso LOS

Dado un emisor E y un receptor R en un medio libre de reflectores, figura 3.1, la respuesta al impulso $h(t; E; R)$ del canal es una función delta de Dirac desplazada. La respuesta al impulso LOS con una larga distancia $d_{0,R}$ ($A_R \ll d_{0,R}$) entre ambos es aproximadamente:

$$h^{(0)}(t; E, R) = \frac{1}{(d_{0,R})^2} R_E(\phi, n) A_{eff}(\psi) \delta\left(t - \frac{d_{0,R}}{c}\right) \quad (3.8)$$

donde $R_E(\phi, n)$ representa el modelo Lambertiano generalizado usado para aproximar el patrón de radiación del emisor, c es la velocidad de la luz, $d_{0,R}$ es la distancia recorrida por el haz desde

el emisor hasta el receptor y $A_{eff}(\psi)$ es el área efectiva del receptor[BARRY93], la cual viene dada por:

$$A_{eff}(\psi) = A_R \cos(\psi) \text{rect}\left(\frac{\psi}{FOV}\right) \quad (3.9)$$

donde A_R es el área física o activa del detector, ψ es el ángulo de incidencia con respecto a su orientación n_R , FOV es el campo de visión (semi-ángulo desde la superficie normal) y $\text{rect}(x)$ es una función que toma el valor uno cuando $|x| \leq 1$ y cero para el resto de valores.

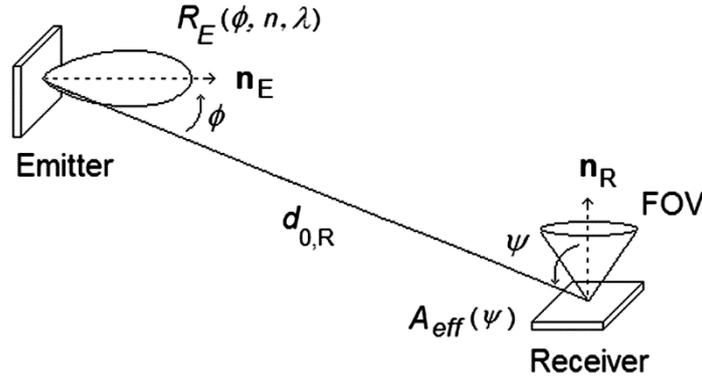


Figura 3.7. Geometría del emisor y receptor sin reflectores (LOS)

Como ya hemos visto en el modelo del emisor óptico, en general, el emisor es modelado usando un patrón de radiación Lambertiano generalizado, y tiene simetría axial (es independiente de γ)

$$R_E(\phi, n) = \frac{n+1}{2\pi} P_E \cos^n(\phi), \quad 0 \leq \phi \leq \frac{\pi}{2}, \quad 0 \leq \gamma \leq 2\pi \quad (3.10)$$

donde n es el número modal del lóbulo de radiación, el cual especifica la direccionalidad del emisor.

Si se consideran distancias entre emisor y receptor muy superiores a las dimensiones de la superficie del receptor ($A_R \ll d$), el diferencial de ángulo sólido iluminado en el receptor se puede aproximar por la ecuación:

$$d\Omega = \frac{A_R \cos(\psi)}{(d_{0,R})^2} \quad (3.11)$$

donde A_R es el área activa del receptor, ψ es el ángulo formado por el haz que llega al receptor y su orientación n_R y $d_{0,R}$ es la distancia recorrida por el rayo. Teniendo en cuenta esta consideración la respuesta al impulso $h(t)$ para una configuración LOS, se puede expresar como:

$$h^{(0)}(t; E, R) = \frac{n+1}{2\pi} \cos^n(\phi) \cos(\psi) \frac{A_R}{(d_{O,R})^2} \text{rect}\left(\frac{\psi}{FOV}\right) \delta\left(t - \frac{d_{O,R}}{c}\right) \quad (3.12)$$

Obsérvese que ϕ y ψ representan el ángulo del haz emitido medido con respecto a la orientación del emisor n_E y el ángulo formado por el haz que llega al receptor y su orientación n_R , respectivamente, figura 3.7.

3.3.2 Respuesta al impulso tras múltiples rebotes

Para un enlace en el que no existe visión directa entre el emisor y receptor, y para el caso en el que la señal llega al receptor después de una reflexión, la respuesta al impulso se determina calculando la potencia que incide sobre el reflector y, de la reflejada, la fracción que detecta el receptor, figura 3.3.

Consideremos la superficie reflectora S , con un coeficiente de reflexión ρ y con un diagrama de radiación difuso $R_S(\phi_1)$. Cada diferencial de área del reflector dS , emitirá una potencia $dP_S = \rho \cdot dP_I$, donde dP_I es la potencia incidente sobre dS , la cual se puede expresar como:

$$dP_I(t) = \frac{n+1}{2\pi} \cos(\psi_1) \cos^n(\phi) \frac{dS}{(d_1)^2} \text{rect}\left(\frac{\psi_1}{FOV}\right) \delta\left(t - \frac{d_1}{c}\right) \quad (3.13)$$

donde ψ_1 es el ángulo entre el haz que llega al diferencial de superficie y su orientación n_S , y d_1 es la distancia entre el emisor y el reflector.

Cada diferencial de área del reflector, dS , actúa como un emisor independiente de potencia dP_S que contribuye en el receptor con una potencia óptica de:

$$dP_R(t) = \frac{1}{\pi} \rho dP_I \cos(\phi_1) d\Omega \text{rect}\left(\frac{\Psi_2}{FOV}\right) \delta\left(t - \frac{d_2}{c}\right) \quad (3.14)$$

donde ϕ_1 es el ángulo de emisión del elemento de superficie dS medido respecto a su orientación n_S , Ψ_2 es el ángulo entre el haz que llega al receptor y su orientación n_R y d_2 es la distancia entre dS y el receptor.

Sustituyendo dP_I en dP_R y el valor de $d\Omega = A_R \cos(\psi)/(d_2)^2$, se obtiene:

$$dP_R(t) = \frac{1}{\pi} \rho \frac{n+1}{2\pi} \cos^n(\phi) \cdot \cos(\psi_1) \frac{dS}{(d_1)^2} \cdot \text{rect}\left[\frac{\Psi_1}{FOV}\right] \cdot \cos(\phi_1) \cdot \cos(\psi_2) \frac{A_R}{(d_2)^2} \cdot \text{rect}\left[\frac{\Psi_2}{FOV}\right] \cdot \delta\left(t - \frac{d_2}{c} - \frac{d_2}{c}\right) \quad (3.15)$$

Para obtener la respuesta al impulso $h(t)$, es necesario integrar los diferenciales de potencia recibidos a lo largo de toda la superficie del reflector:

$$h(t) = \int_S dP_R(t) dS \quad (3.16)$$

El resultado es la suma de varias deltas de Dirac espaciadas en el tiempo en función de las distancias d_1 y d_2 . Para N reflectores, la expresión que permite calcular la respuesta al impulso viene dada por:

$$h(t) = \int_{S_1} \int_{S_2} \dots \int_{S_N} dP_R(t) dS_1 dS_2 \dots dS_N \quad (3.17)$$

Si se consideran k reflexiones, la ecuación $dP_R(t)$ se puede generalizar de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} dP_R(t) = & \frac{1}{\pi} \cdot \frac{n+1}{2\pi} \cos^n(\phi_0) \cos(\psi_{0,1}) \frac{dS_1}{(d_{0,1})^2} \text{rect} \left[\frac{\Psi_{0,1}}{FOV} \right] \cdot \\ & \cdot \prod_{i=1}^{k-1} \left[\rho_i \cos(\phi_i) \cos(\psi_{i,i+1}) \frac{dS_i}{(d_{i,i+1})^2} \text{rect} \left[\frac{\Psi_{i,i+1}}{FOV} \right] \right] \cdot \\ & \cdot \rho_k \cos(\phi_k) \cos(\psi_{k,k+1}) \frac{dS_i}{(d_{k,k+1})^2} \text{rect} \left[\frac{\Psi_{k,k+1}}{FOV} \right] \cdot \delta \left(t - \frac{1}{c} \sum_{i=1}^k d_{i,i+1} \right) \end{aligned} \quad (3.18)$$

donde ϕ_i es el ángulo de emisión del elemento de superficie dS_i medido respecto al vector de orientación n_i , $\psi_{i,i+1}$ es el ángulo entre la radiación proveniente de S_i y la normal de la superficie S_{i+1} , y $d_{i,i+1}$ es la distancia que recorre el rayo desde S_i a S_{i+1} . Se ha considerado al emisor como el elemento de índice cero y al receptor como el de índice $k+1$. En la figura 3.1 se muestra el caso para dos reflexiones ($k=2$).

3.4 Algoritmos de cálculo de la respuesta al impulso

Los algoritmos de cálculo de la respuesta al impulso en herramientas de simulación se pueden clasificar teniendo en cuenta el método de resolución que utilizan. Así pues, encontramos algoritmos basado en métodos iterativos, analíticos y estadísticos.

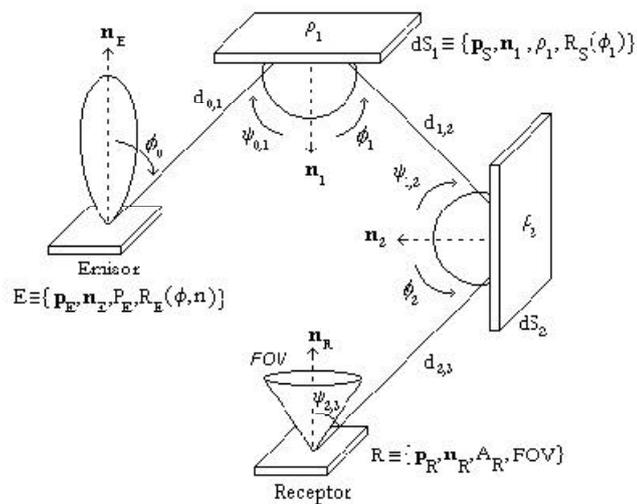


Figura 3.8. Enlace con dos reflexiones sin línea de visión directa entre el emisor y el receptor

La primera aproximación de uno de estos algoritmos fue el trabajo de Gfeller[GFELLER79], desarrollado para la caracterización de canales IR en interiores mediante simulación. En este trabajo se propone resolver el problema de la propagación de la radiación IR en una habitación de manera analítica. Sin embargo, esto sólo se puede llevar a cabo si el estudio se restringe a una o dos reflexiones. Este trabajo motivó el interés por desarrollar herramientas basadas en algoritmos iterativos para obtener dicha respuesta, aunque de forma aproximada. Entre las herramientas basadas en métodos iterativos se encuentra el trabajo de Barry[BARRY93]. También se han realizado otras herramientas basadas en la utilización de métodos estadísticos, así como otros por ejemplo el de López-Hernández[LOPEZ98] fundamentados en el método de Monte Carlo y en la técnica de trazado de rayos, que es en el que se ha basado este proyecto.

3.4.1 Método de Barry

Barry(J.Barry, 1993) logra un gran avance en relación al cálculo de la respuesta al impulso, ya que al contrario que Gfeller(F.R. Gfeller, 1979), no restringe el cálculo de dicha respuesta para una o dos reflexiones, sino que permite determinarla para cualquier número de reflexiones, con la única limitación del tiempo de cálculo computacional que se requiere para ello.

En los métodos iterativos, la obtención de la repuesta al impulso se realiza determinando la potencia que llega al receptor para todas las trayectorias posibles entre éste y el emisor. Para una posición de emisor y receptor dada y en presencia de reflectores, la señal transmitida puede

alcanzar al receptor después de cualquier número de reflexiones. Así, la respuesta al impulso se puede expresar como una suma infinita de la forma:

$$h(t; E, R) = \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; E, R) \quad (3.19)$$

Donde $h^{(k)}(t)$ es la respuesta al impulso para la señal que llega al receptor después de k reflexiones.

En el algoritmo iterativo de Barry, la respuesta al impulso para el caso de visión directa entre emisor y receptor, teniendo en cuenta la aproximación $A_R \ll d$, viene dada por:

$$h^{(0)}(t; E, R) = \frac{n+1}{2\pi} \cos^n(\phi) \cos(\psi) \frac{A_R}{(d_{0,R})^2} \text{rect}\left(\frac{\psi}{FOV}\right) \delta\left(t - \frac{d_{0,R}}{c}\right) \quad (3.20)$$

donde $d_{0,R}$ es la distancia recorrida por el haz desde el emisor hasta el receptor, n es el número modal del lóbulo de radiación, el cual especifica la direccionalidad del emisor, ϕ y ψ representan el ángulo del haz emitido medido con respecto a la orientación del emisor n_E , y el ángulo formado por el haz que llega al receptor y su orientación n_R , respectivamente y c es la velocidad de la luz.

Para calcular la respuesta al impulso cuando existen reflexiones ($k>0$), Barry propone un algoritmo recursivo

$$h^{(k)}(t; E, R) = \int_S h^{(0)}(t; E, R) \otimes h^{(k-1)}(t; E, R) \quad (3.21)$$

teniendo en cuenta la siguiente notación:

$$E = \{\widehat{p}_E, \widehat{n}_E, n\} \quad (3.22)$$

$$R = \{\widehat{p}_R, \widehat{n}_R, A_R, FOV\}$$

Donde \widehat{p}_E es la posición del emisor, n_E la orientación del emisor, n el número del lóbulo de radiación, \widehat{p}_R la posición del receptor, n_R su orientación, A_R el área del receptor y FOV el campo de visión del receptor.

$$h^{(k)}(t; E, R) = \int_S h^{(0)}(t; E, \{\widehat{p}, \widehat{n}, dp^2, \pi/2\}) \otimes h^{(k-1)}(t; \{\widehat{p}, \widehat{n}, 1\}, R) \quad (3.23)$$

donde el símbolo \otimes denota la convolución entre la respuesta al impulso por visión directa entre el emisor y las superficies reflectoras (tomadas como receptores), y la respuesta al impulso de la reflexión $k-1$ entre las superficies reflectoras (tomadas como emisores Lambertianos puros) y el receptor.

Sustituyendo en el modelo recursivo la respuesta al impulso LOS y realizando la convolución se obtiene:

$$h^{(k)}(t; E, R) = \frac{n+1}{2\pi} \int_S \frac{\rho_S \cos^n \phi \cos \psi}{d^2} \cdot \text{rect}\left(\frac{\psi}{FOV}\right) \cdot h^{(k-1)}\left(t - \frac{d}{c}; \{\hat{p}, \hat{n}, 1\}, R\right) \cdot dp^2 \quad (3.24)$$

donde \hat{n} es el vector normal a la superficie en la posición \hat{p} y ρ_S es la reflectividad en dicha posición.

La integral se puede calcular de forma numérica. Para ello se dividen las superficies que constituyen los reflectores en pequeños elementos de área ΔA , cada uno con una reflectividad ρ_i . De esta manera se puede obtener una aproximación de $h^{(k)}(t)$ a través del sumatorio sobre cada uno de los elementos ΔA ,

$$\begin{aligned} h^{(k)}(t; E, R) &\approx \sum_{i=1}^N h^{(0)}(t; E, \varepsilon_i) \otimes h^{(k-1)}(t; \varepsilon_i, R) \\ &= \frac{n+1}{2\pi} \sum_{i=1}^N \frac{\rho_i \cos^n \phi \cos \psi}{d^2} \cdot \text{rect}\left(\frac{\psi}{FOV}\right) \cdot h^{(k-1)}\left(t - \frac{d}{c}; \{\hat{p}, \hat{n}, 1\}, R\right) \Delta A \end{aligned} \quad (3.25)$$

donde ε_i es el elemento i y N el número total de elementos. Como se ve, la respuesta al impulso para k reflexiones se determina calculando la respuesta al impulso por visión directa entre el emisor y los N elementos reflectores, y la respuesta al impulso para $k-1$ reflexiones entre cada elemento reflector, considerado como si fuera un emisor, y el receptor.

El efecto de discretizar las superficies reflectoras supone pasar del cálculo de la integral al de un sumatorio. Esta discretización espacial conlleva una discretización temporal que permite expresar la respuesta al impulso como una suma infinita de componentes discretas, funciones deltas de Dirac desplazadas en el tiempo, de la forma:

$$h(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_k \delta(t - \tau_k) \quad (3.26)$$

Esta expresión corresponde a las múltiples componentes de un sistema con dispersión temporal por multitrayectoria en el que se considera que todas las componentes son aditivas. Desde el punto de vista práctico, la respuesta al impulso obtenida se representa mediante un histograma con un tamaño de $bin\Delta t$, cuyo valor se suele elegir como el tiempo que emplea la luz en recorrer la distancia que existe entre dos elementos reflectores adyacentes (J. Barry, 1993):

$$\Delta t = \frac{\sqrt{\Delta A}}{c} \quad (3.27)$$

donde ΔA es el área de cada elemento y c es la velocidad de la luz en el vacío. De esta forma se consigue que el histograma tenga una forma suavizada cercana a la forma real de la respuesta al impulso. La aproximación será mejor cuanto menor sean los valores ΔA y Δt .

Aunque de forma teórica el método permite determinar la respuesta al impulso para cualquier número de reflexiones, éste es inviable cuando se considera un número elevado de reflexiones debido a su alta complejidad computacional. Así, considerando como operación elemental el cálculo de la respuesta al impulso por visión directa entre dos elementos cualesquiera (incluido el emisor y el receptor), el número de operaciones elementales de este algoritmo crece según N^k , siendo N el número de elementos en los que se dividen todas las superficies reflectoras y k el número de reflexiones consideradas. Teniendo en cuenta esto se puede observar que el número de operaciones crece rápidamente haciendo inviable el método para un número mayor a tres reflexiones.

3.4.2 Método estadístico de López-Hernández

El algoritmo propuesto por López-Hernández está fundamentado en el método estadístico de Monte Carlo, un método numérico que resuelve problemas de tipo general mediante la simulación de variables aleatorias. Con este método se puede simular cualquier proceso que dependa de factores aleatorios e incluso algunos que no tengan relación con cuestiones aleatorias pero en los que se pueda inventar un modelo probabilístico artificial para resolverlo. Por tanto, se puede hablar de un método universal en la resolución de problemas tanto de tipo determinístico (si existe solución esta es exacta) como de problemas estadísticos o no determinísticos (si existe solución vienen caracterizada por un valor medio, una varianza, etcétera). En todos los casos la solución que aporta es aproximada.

Este algoritmo, además del método de Monte Carlo, utiliza una técnica de trazado de rayos puro. Suponiendo que la fuente óptica radia en forma de rayos o partículas emisoras (técnica de trazado de rayos), cada una de estas partículas o rayos es portadora de parte de la potencia total de la fuente y siguiendo radiaciones rectilíneas se propaga a la velocidad de la luz. Cada vez que toca con una superficie u obstáculo se refleja desviándose hacia una nueva dirección y con una nueva energía por unidad de tiempo, cuyo valor dependerá de las características de la superficie reflectora. Así, cuando los rayos alcanzan alguno de los detectores, se almacena su potencia y el instante de tiempo en el que han alcanzado al receptor, lo cual permitirá, después

de trazar todos los rayos, obtener información sobre la distribución temporal de potencia en el receptor y por tanto reconstruir la respuesta al impulso.

La respuesta al impulso se puede expresar como una suma infinita de la forma:

$$h(t; E, R) = \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; E, R) = h^{(0)}(t; E, R) + \sum_{k=1}^{\infty} h^{(k)}(t; E, R) \quad (3.28)$$

donde $h^{(0)}(t; E, R)$ es la repuesta al impulso por visión directa entre emisor y receptor, y $h^{(k)}(t; E, R)$ es la respuesta al impulso debida a la señal radiada por el emisor que llega al receptor después de k reflexiones.

La respuesta al impulso por visión directa entre el emisor y el receptor, figura 3.9, viene dada por una delta de Dirac con un cierto retardo, cuya expresión viene determinada por la siguiente expresión:

$$h^{(0)}(t; E, R) = \frac{n+1}{2\pi} \cos^n \phi \cos \psi \frac{A_R}{d^2} \text{rect}\left(\frac{\psi}{FOV}\right) \delta\left(t - \frac{d}{c}\right) \quad (3.29)$$

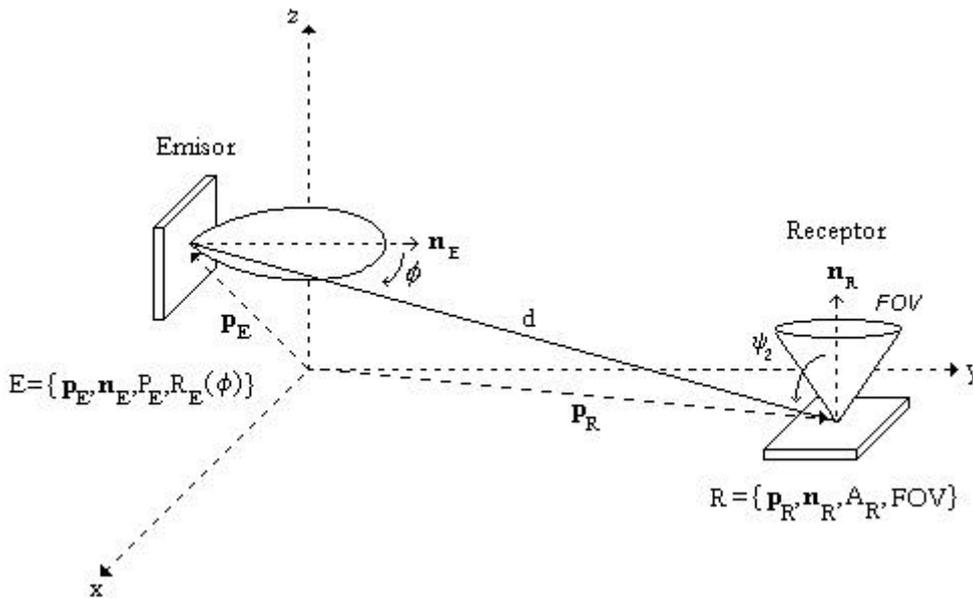


Figura 1.9. Modelo para determinar $h(t)$ con visión directa entre emisor y receptor

Donde realmente se aplica la técnica de trazado de rayos y el método de Monte Carlo es en el cálculo de la respuesta al impulso tras una o varias reflexiones, figura 3.10. Para ello se genera un número elevado N de rayos que parten desde la posición del emisor p_E , con una orientación asignada aleatoriamente según una función de distribución de probabilidad obtenida

a partir del diagrama de radicación de dicho emisor. La potencia de cada uno de esos rayos será inicialmente P_E/N .

Cada uno de los rayos se propaga siguiendo trayectorias rectilíneas a la velocidad de la luz. A continuación, cada rayo se propaga hasta que colisione con alguna de las superficies del recinto. Cuando alcanza la superficie, se calcula la contribución de potencia detectada por el receptor debida a dicho rayo y el punto donde se ha producido la colisión se considera como una nueva fuente óptica, generándose desde el mismo un nuevo rayo con una orientación aleatoria que se obtiene en base a una función de distribución de probabilidad según el patrón de reflexión del modelo de Phong[NEWMAN75]. A este nuevo rayo se le asigna toda la potencia remanente tras la reflexión, según el coeficiente de reflexión de la superficie ρ , de tal forma que $P_{reflejada} = \rho P_{incidente}$. Tras cada reflexión, la potencia de cada rayo se reduce según el coeficiente de reflexión de dicha superficie (reflectividad). Cada uno de los rayos se propaga hasta que el tiempo transcurrido desde que el rayo fue generado desde el emisor supere el tiempo máximo de simulación. El algoritmo calcula en todo momento la distancia recorrida por el rayo hasta el instante de la colisión, a la vez que actualiza, tras cada reflexión su potencia. Para determinar el instante de tiempo en el que se produce la contribución de potencia de un determinado rayo, en cada reflexión se tiene en cuenta tanto el tiempo que ha estado propagándose hasta esa última colisión como el tiempo necesario para alcanzar directamente el receptor desde dicho punto.

La complejidad computacional de este algoritmo es inferior al del método iterativo de Barry. En el algoritmo de López-Hernández el número de operaciones elementales crece según $N \cdot k$, mientras que en el de Barry lo hacía a razón de N^k , donde N es el número de rayos generados desde el emisor y k es el número de reflexiones consideradas.

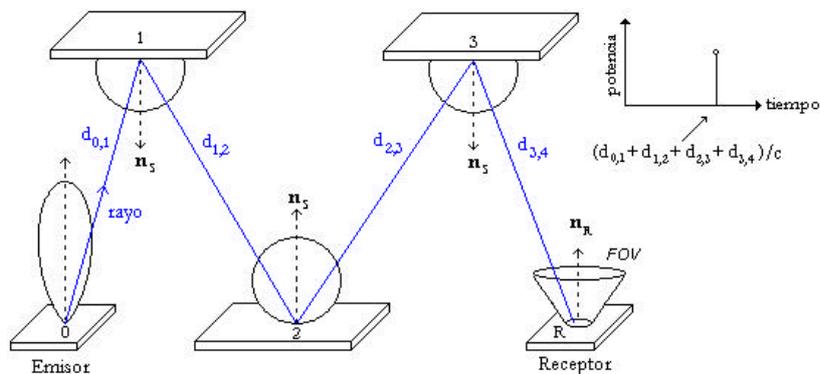


Figura 3.10. Posible propagación de un rayo en el algoritmo de trazado de rayos puro

La siguiente tabla muestra una comparación entre ambos algoritmos. Se puede observar el número de operaciones en función del número de reflexiones para una habitación de

dimensiones $10 \times 10 \times 3 \text{ m}^3$ y una resolución de 0.04 ns . Se puede ver como en este algoritmo estadístico aunque aumente el número de reflexiones, el número de operaciones se mantiene dentro del mismo orden de magnitud que en el caso de considerar una sola reflexión, mientras que en el de Barry, considerar cuatro reflexiones supone aumentar en 20 órdenes de magnitud el número de operaciones frente a una reflexión [LOPEZ98].

	k = 1	k = 2	k = 3	k = 4
Algoritmo de Barry	3.2×10^6	1.02×10^{13}	3.3×10^{19}	1.05×10^{26}
Algoritmo de trazado de rayos puro (1000000 rayos)	1.0×10^6	2.0×10^6	3.0×10^6	4.0×10^6

Tabla 3.1. Número de operaciones en función del número de reflexiones

3.4.3 Algoritmo de Monte Carlo modificado

El algoritmo que se va a implementar en el proyecto es similar al de López-Hernández. Se trata de un algoritmo de trazado de rayos en el que se aplica Monte Carlo, la peculiaridad es que no solo podremos simular el modelo de reflexión de Phong sino que se han introducido otros como el de Blinn.

Consideramos un emisor y un receptor en un medio con reflectores. La radiación que emite el emisor puede alcanzar al receptor después de un número indeterminado de reflexiones. Para calcular la respuesta al impulso tras múltiples reflexiones usamos el algoritmo de trazado de rayos de Monte Carlo. Básicamente, consiste en generar un número elevado de rayos que parten desde el emisor y que se orientan, de manera aleatoria, en base a una distribución de probabilidad obtenida a partir de su diagrama de radiación $R_E(\phi, n)$, que en nuestro caso será Lambertiano. La potencia inicial asociada a cada rayo es la potencia que emite la fuente dividida por el número total de rayos utilizados P_E/N . Cuando un rayo incide en una superficie, el punto de reflexión se convierte en una nueva fuente óptica, por tanto se genera un nuevo rayo aleatoriamente, en este caso reflejado. Cada uno de los rayos se propaga hasta que su tiempo de vuelo supere el tiempo de simulación especificado inicialmente, hasta que su potencia asociada sea despreciable, o bien, hasta que el rayo haya experimentado el número máximo de rebotes a analizar. Después de cada reflexión, la potencia del rayo se ve reducida por el coeficiente de

reflexión de la superficie ρ y se calcula la potencia reflejada que llega al receptor desde el punto de colisión del rayo, como si se tratase de un rayo con visión directa.

Como el objetivo es obtener información de la distribución temporal de potencia que detecta el receptor, a cada uno de los rayos se le asocia dos parámetros: el tiempo de propagación, definido como el tiempo transcurrido desde que partió desde el emisor, y su potencia total al alcanzar al receptor.

Por tanto, la contribución de potencia del i -ésimo rayo generado por el emisor ($1 \leq i \leq N$) después de k reflexiones se puede expresar como:

$$P_{i,k}(E, R) = \frac{1}{(d_{k,R})^2} R_s(\theta_{k,R}, \theta') A_{eff}(\psi_{k,R}) \quad (3.30)$$

$$t_{i,k} = \left(\sum_{j=1}^k \frac{d_{j-1,j}}{c} \right) + \frac{d_{k,R}}{c} \quad (3.31)$$

donde $t_{i,k}$ representa el instante de tiempo en el cual la potencia es detectada por el receptor y $R_s(\phi_{k,R}, \phi')$ es el modelo usado para describir el patrón de reflexión. En este proyecto se utilizarán varios modelos tales como el modelo de Lambert, el de Phong, el de Phong retrorreflexivo, el de Blinn y el modelo de Lafortune.

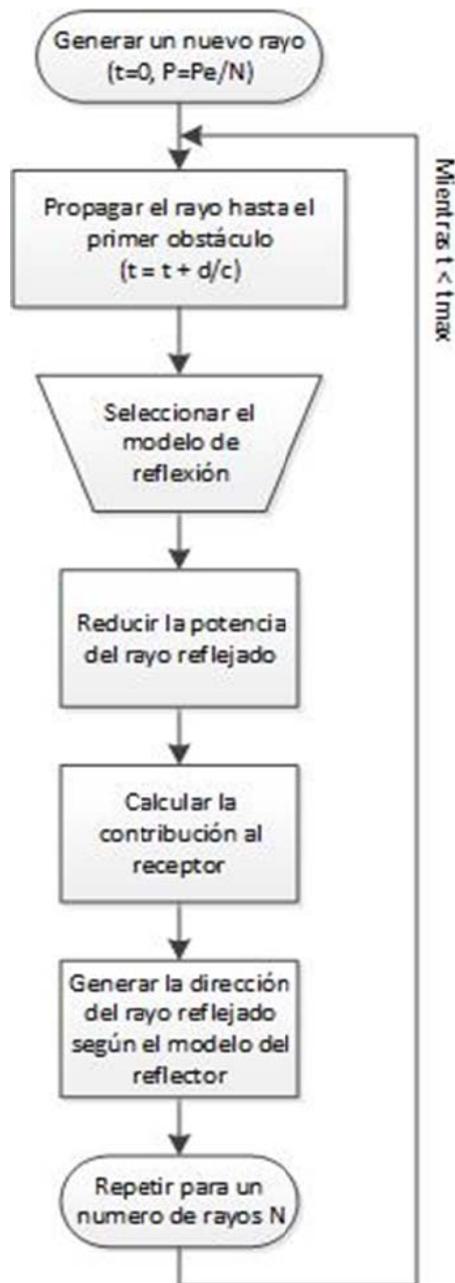


Figura 3.11. Estructura del algoritmo de rayos modificado

3.5 Modelos reflectores

Para la realización de este trabajo se han utilizado cinco tipos de reflectores. Este elemento permite la modelación de virtualmente cualquier patrón de reflectividad posible a encontrar según el tipo de superficies típicas de los diversos entornos interiores, convirtiendo el

algoritmo inicial en una herramienta mucho más general y exacta. A continuación se exponen los modelos usados.

3.5.1 Modelo de Lambert (1760)

Este es el modelo más básico de todos. Se asume que solo tiene componente difusa y en el caso de reflexión difusa ideal la radiación se refleja con igual probabilidad en todas las direcciones. Una superficie Lambertiana parece igualmente brillante desde todas las direcciones. Este modelo fue descrito por Lambert en el año 1760 pero sigue teniéndose en cuenta. No existen materiales en el mundo real que sea puramente difusos. Para este caso idealizado de superficie la reflectividad se nota como $\rho_d \in [0,1]$.

La reflexión difusa ideal, conocida por muchos como *Lambertiana*, es independiente de la dirección de salida, influye tan solo la dirección incidente. Intervienen en este evento varios fenómenos de dispersión, producidos tanto en la superficie como en las capas internas del objeto.

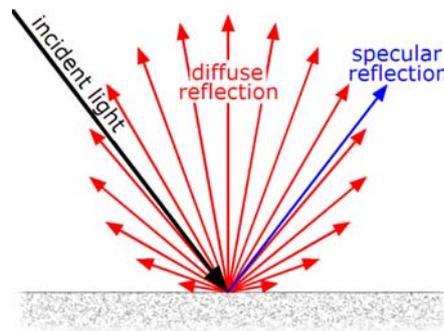


Figura 3.12. Reflexión difusa y reflexión especular

La mayoría de las herramientas de simulación consideran a las superficies reflectoras como reflectores puramente difusos (J. Barry, 1993) (F.R. Gfeller, 1979). Sin embargo, este modelo presenta un inconveniente, no es capaz de aproximar aquellas superficies con una alta componente especular de reflexión. La expresión analítica que describe el modelo difuso es:

$$R_E(\phi, n) = \frac{n+1}{2\pi} P_E \cos^n(\phi), \quad 0 \leq \phi \leq \frac{\pi}{2}, \quad 0 \leq \gamma \leq 2\pi \quad (3.32)$$

El modelo de reflexión de Lambert para aproximar el patrón de reflexión de las superficies reflectoras, considera a las superficies como reflectores puramente difusos con un diagrama de radiación Lambertiano puro ($n=1$) y con unas pérdidas por reflexión definidas a través del coeficiente de reflexión ρ .

3.5.2 Modelo de Phong (1975)

Fue el primer modelo de reflexión para superficies no-Lambertianas usado en informática gráfica, propuesto por Phong en 1975[NEWMAN75]. Entra dentro de modelos empíricos y como tales, rápidos y sencillos computacionalmente pero carentes de significado físico; tan solo dependen del ángulo θ , calculado para determinar el vector reflejado con respecto a la dirección incidente.

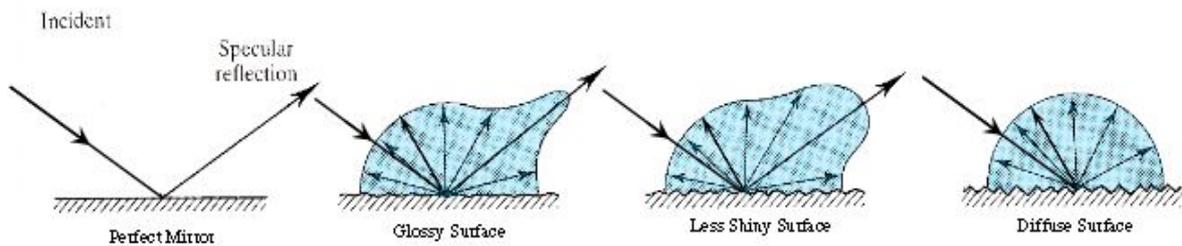


Figura 3.13. Variación de reflexión especular a difusa en diversas superficies

En la práctica es fácil ver que ningún reflector es Lambertiano puro. Los objetos tienden a reflejar mayor intensidad hacia el ángulo de la reflexión especular predicha por la Ley de Snell.

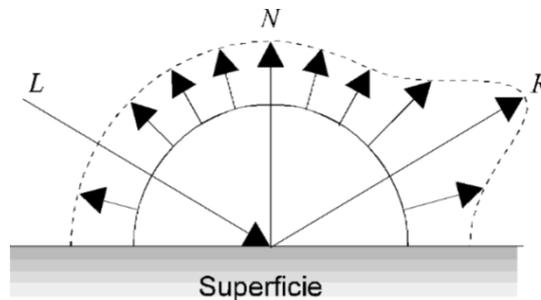


Figura 3.14. Una superficie normalmente refleja una componente difusa y especular

En general, un rayo incidente sobre una superficie reflectora se refleja mediante dos componentes: una difusa y otra especular. En el modelo de reflexión de Lambert para aproximar el patrón de reflexión de las superficies reflectoras, como simplificación se consideró a las superficies como reflectores puramente difusos con un diagrama de radiación Lambertiano puro y con unas pérdidas por reflexión definidas a través del coeficiente de reflexión ρ . Sin embargo, este modelo presenta un problema, ya que no es capaz de aproximar aquellas superficies que manifiestan un comportamiento altamente especular. Por este motivo, se ha utilizado el modelo de Phong, que aproxima el patrón de reflexión de las superficies reflectoras mediante la suma de

dos componentes: una difusa y otra especular, figura 3.14, cuyos porcentajes dependen principalmente de las características de la superficie. El factor Lambertiano, depende de un coeficiente definido para el material y del coseno del ángulo θ de incidencia. El otro factor tiene en cuenta la reflexión especular, y depende de un coeficiente del material y del coseno del ángulo α entre la dirección de reflexión ideal R y la dirección V al observador, figura 3.15.

La expresión analítica que describe el modelo de Phong es:

$$R_s(\phi, \phi') = P_s \left(\frac{r_d}{\pi} \cos \phi + (1 - r_d) \frac{n + 1}{2\pi} \cos^n(\phi - \phi') \right) \quad (3.33)$$

donde $r_d \in [0,1]$ representa el porcentaje de señal incidente que se refleja de manera difusa, n es la directividad de la componente especular y ϕ' es la dirección especular de reflexión. De esta manera, las superficies quedan determinadas por tres parámetros: el porcentaje de reflexión difusa r_d , la directividad de la componente especular n y el coeficiente de reflexión ρ . Como se puede ver, el modelo de Lambert de reflexión puramente difuso constituye un caso particular del modelo de Phong sin más que considerar que toda la señal se refleja difusamente ($r_d = 1$).

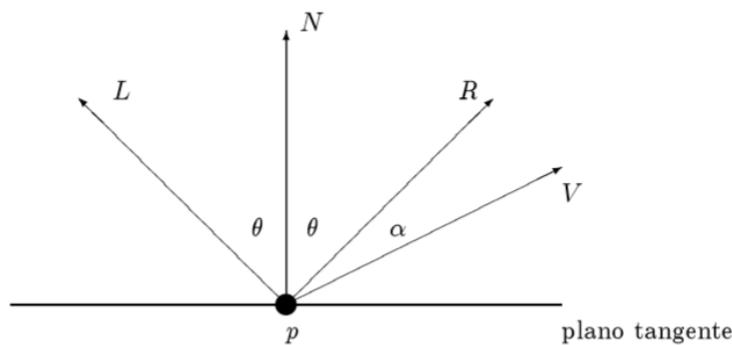


Figura 3.15. Ángulo entre el rayo reflejado ideal y la dirección del observador

3.5.2.1 Reflexión especular

La reflexión especular es distinta de la reflexión difusa, donde la luz entrante se refleja en un amplio rango de direcciones. Un ejemplo de la diferencia entre reflexión especular y difusa serían las pinturas brillantes y las mates. Las pinturas mates tienen componentes casi exclusivamente difusas, mientras que las pinturas brillantes tienen ambas, tanto la reflexión especular como la difusa. Una superficie construida a partir de un polvo no absorbente, tal como el yeso, puede ser un difusor casi perfecto, mientras que los objetos metálicos pulidos pueden reflejar la luz especularmente de manera muy eficiente. El material reflectante de los espejos suele ser aluminio o plata.

La reflexión especular es la reflexión espejo de la luz desde la superficie, en la cual la luz de una única dirección de entrada (como rayo) es reflejada en una única dirección de salida. Tal comportamiento es descrito por la ley de reflexión, la cual establece que la dirección de entrada del rayo incidente y la dirección de salida del rayo reflejado tienen el mismo ángulo con respecto a la normal de la superficie, por tanto el ángulo de incidencia es igual al ángulo de reflexión y que las direcciones incidente, normal y reflejada son coplanarias. Por tanto, las leyes de reflexión, considerando que uno de los medios es el vacío, se enuncian como:

1. El rayo incidente, el rayo reflejado y la normal al espejo están en el mismo plano.
2. Los ángulos de incidencia y reflexión son iguales.

El vector reflejado se calcula dada una dirección incidente (figura 3.16), como sigue:

(3.34)

(3.35)

(3.36)

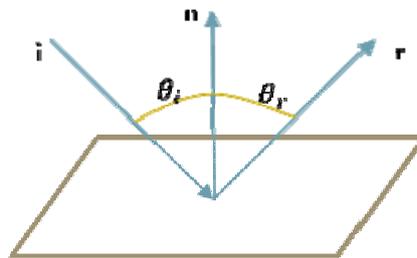


Figura 3.16. Reflexión de un vector de forma especular perfecta

En la figura 3.17 se puede apreciar la simetría del modelo de Lambert y el de Phong.

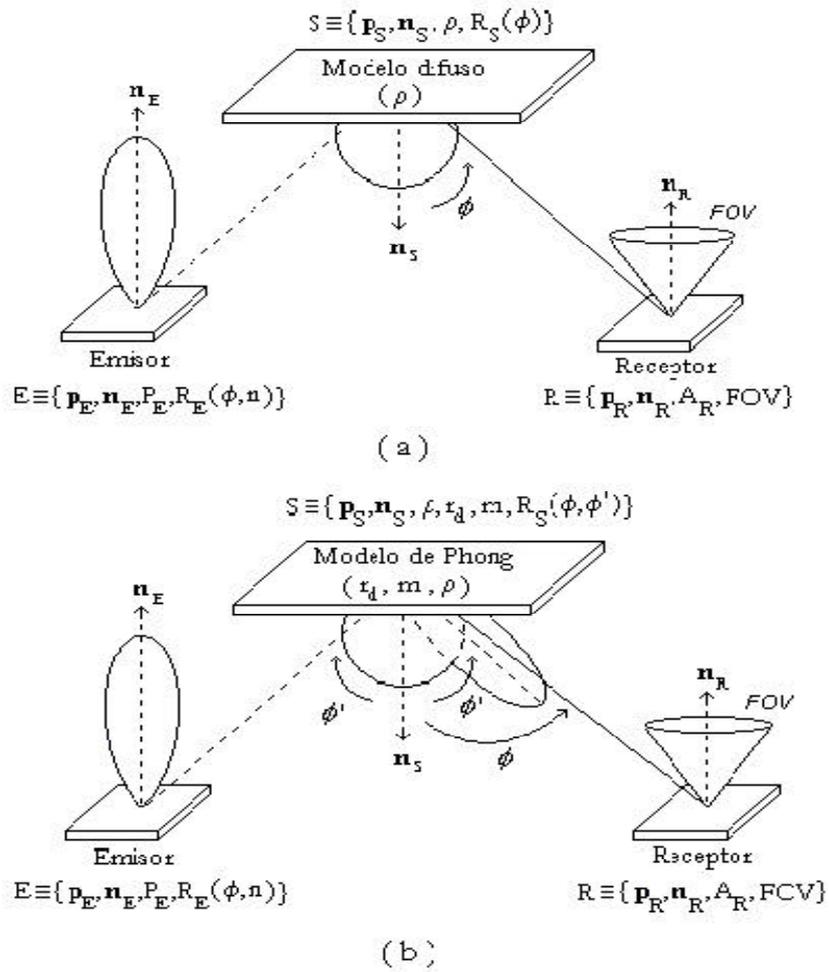


Figura 3.17. Geometría de emisor y receptor con elementos reflectores. (a) Modelo de Lambert (b) Modelo de Phong

3.5.3 Modelo de Phong Retrorreflexivo

Este modelo se ha basado en el modelo de Phong descrito en el apartado anterior teniendo en cuenta que el rayo incidente puede ser reflejado en la misma dirección con la que entra. Es decir, convertimos el modelo de Phong en un modelo bidireccional. Lo que sucedería es que habría una retrorreflexión especular, como se muestra en la figura 3.18.

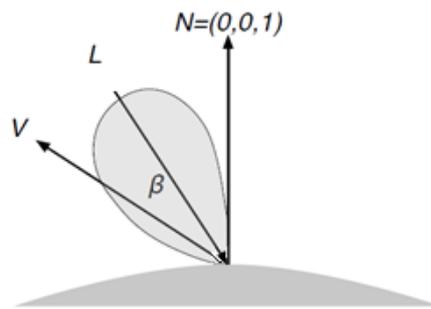


Figura 3.18. Retroreflexión especular

siendo \hat{L} el rayo incidente, \hat{V} la dirección del visor y \hat{N} la normal de la superficie.

El material retrorreflectante se usa en la fabricación de placas de matrícula, placas de señalización vial y elementos similares, es decir, en superficies catadióptricas.

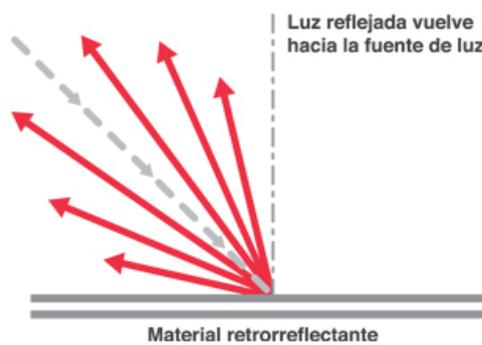


Figura 3.19. Material retrorreflectante

Como es sabido, la retroreflexión es la capacidad de una superficie de reflejar la luz de vuelta hacia la fuente, independientemente del ángulo de incidencia de la misma. Este comportamiento se puede observar en un espejo, pero únicamente cuando éste se encuentra perpendicular a la fuente; es decir, cuando el ángulo de incidencia es igual a 90° . Se puede construir un retrorreflector de dos maneras, incorporando a la superficie una capa de concavidades esféricas o esferas reflectoras, o bien si se le dota con una estructura de cavidades formadas por pequeñas pirámides (reflexión esquinera). Un retrorreflector simple consiste en tres espejos dispuestos de forma que todos sean perpendiculares entre sí, constituyendo lo que se denomina un reflector esquina de cubo o *cube corner*. En ambos casos, la estructura de la superficie refleja la luz que incide sobre ella y la envía directamente hacia la fuente, sin embargo, con la opción de las esferas la retroreflexión no es perfecta y pierde bastante definición, ya que la superficie de reflexión en cada esfera no es plana[SANCHEZ12].

En la siguiente figura se muestran algunas distribuciones de diversos tipos de reflexiones:

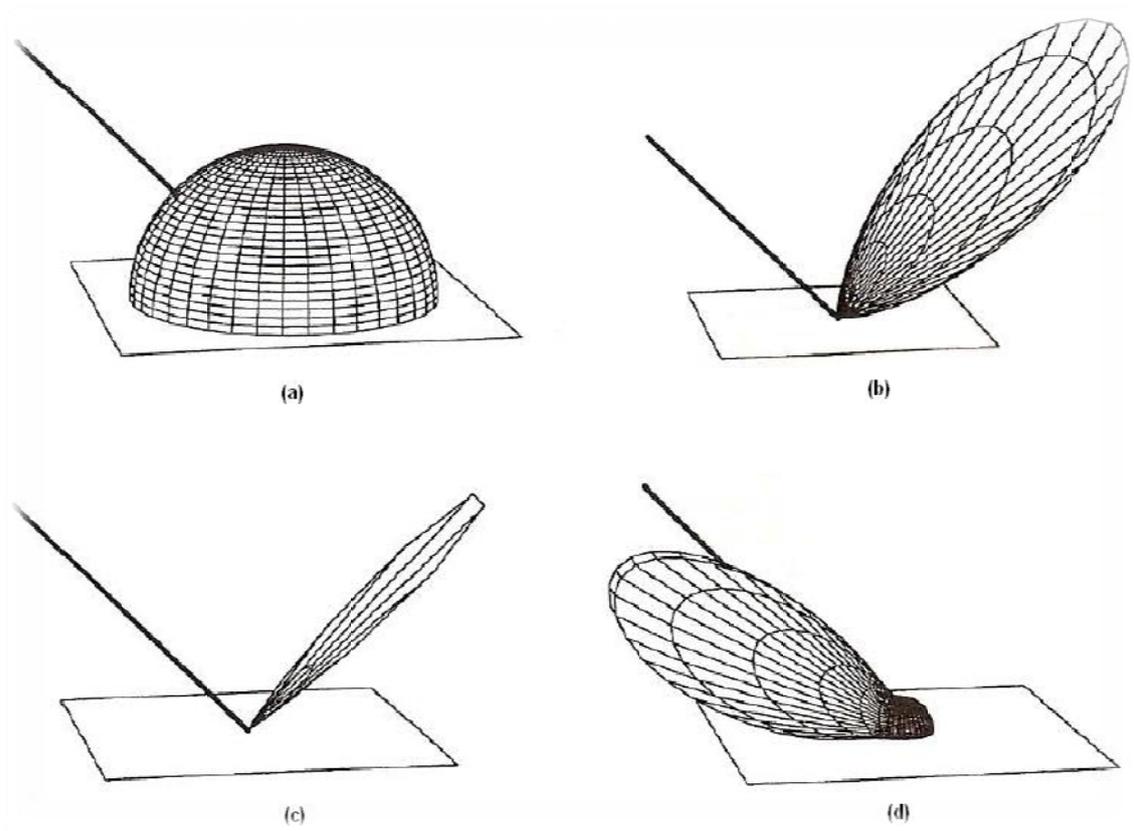


Figura 3.20. (a) Reflexión difusa, modelo de Lambert; (b) Reflexión especular rugosa; (c) Reflexión especular perfecta; (d) Distribución especular retrorreflectiva

La retrorreflexión es el fenómeno físico por el cual la dirección del rayo luminoso de entrada y la dirección del rayo de salida están muy próximas. Los rayos son reflejados en cono de luz. Es esta propiedad la que permite que veamos las láminas retrorreflectantes que se aplican en señales de tráfico. Reflejan en dirección al campo de visión del conductor, gran cantidad de la luz que incide en su superficie procedente de los faros del vehículo.

3.5.4 Modelo de Blinn-Phong (1977)

Este modelo fue desarrollado por James F. Blinn en 1977[BLINN77]. Los resultados experimentales son similares a los del modelo de iluminación de Phong excepto que en este caso, la intensidad de la reflexión especular varía con la dirección de la fuente de luz y el ángulo del pico de la reflexión especular no está siempre exactamente en el ángulo de incidencia. En 1967 Torrance y Sparrow[TORRANCE81] derivaron un modelo teórico para explicar estos efectos.

Este modelo ayuda a solucionar algunos de los problemas del modelo de Phong. El principal problema con Phong es que el ángulo entre la dirección de la vista (V) y la dirección de la reflexión (R) tiene que ser inferior a 90° para que el término especular sea distinto de cero.

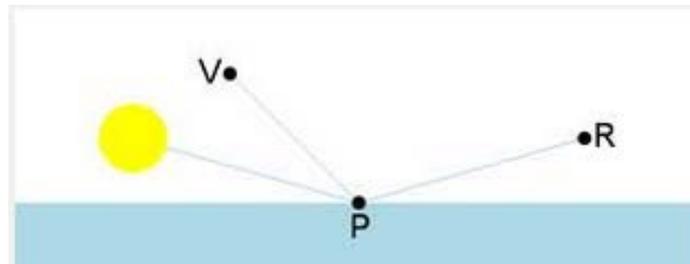


Figura 3.21. Posibles rayos de incidencia, reflexión y vista

Si el ángulo entre V y R es mayor que 90 grados no se modela correctamente por Phong. El problema es que el producto escalar entre la dirección de la vista (V) y la dirección de la reflexión (R) puede ser negativo, que no conduce a un resultado razonable cuando pasa a través del resto de la ecuación.

El modelo Blinn utiliza un conjunto diferente de vectores para sus cálculos, uno que tiene menos de 90° en todos los casos válidos. El modelo Blinn requiere calcular el vector de ángulo medio, "half-angle vector". El vector de ángulo medio es la dirección a medio camino entre la dirección de la vista (V) y la posición de la luz (L), figura 3.22.

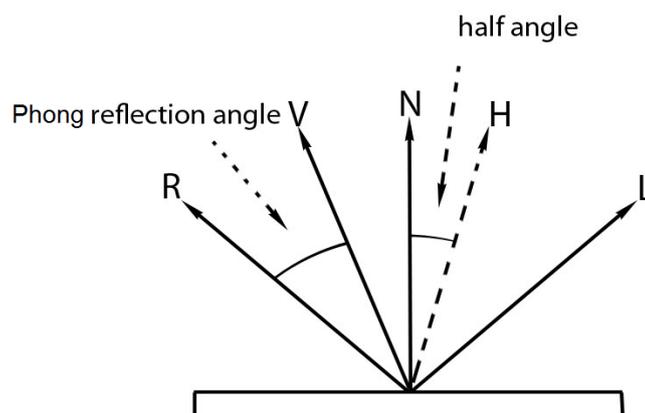


Figura 3.22. Geometría del vector *half-angle* (línea discontinua)

Para calcular el vector *half-angle* se toma:

$$\hat{H} = \frac{\hat{L} + \hat{V}}{\|\hat{L} + \hat{V}\|} \quad (3.37)$$

siendo \hat{L} el vector del rayo incidente y \hat{V} el vector de la dirección del visor.

Cuando la dirección del visor está perfectamente alineada con la dirección del rayo reflejado, el vector de ángulo medio está perfectamente alineado con la superficie normal, figura 3.23. Opara decirlo de otra manera, el vector de ángulo medio coincidiría con el vector normal de la superficie, y el espectador vería un reflejo especular de la fuente de luz.

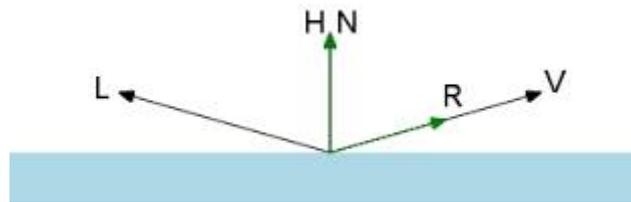


Figura 3.23. Reflexión perfecta del vector ángulo medio

Por tanto, el coseno del ángulo entre H y N, figura 3.22, se usa como una medida de la distancia que una superficie en particular se aleja de la dirección máxima especular.

Para espejos que no sean perfectos, la dirección de la componente especular varía lentamente a razón que la dirección normal se aleja de la dirección especular. En la representación, se observa un pequeño lóbulo especular fuera de la dirección de reflexión especular perfecta, figura 3.25.

En las siguientes figuras se muestra una representación del modelo de Phong y el de Blinn, para distintos ángulos de incidencia. Como se observa en la figura 3.24, los dos modelos son casi idénticos para un ángulo de incidencia de 30°. El vector \hat{N} está alineado con el vector de ángulo medio \hat{H} . En la figura 3.25, el ángulo de incidencia es de 70°. Se puede ver que el efecto del modelo de Blinn es mucho más intenso y que el lóbulo no está alineado según la ley de Snell, sino que existe un lóbulo *off-specular*, es decir alejado α grados del especular perfecto. Este efecto es más pronunciado cuando el rayo incidente se mueve hacia ángulos *grazing*, figura 3.26, es decir, cuando el rayo incidente se acerque más a la superficie. El ángulo *grazing* es el ángulo que hay entre el rayo de incidencia y la superficie.

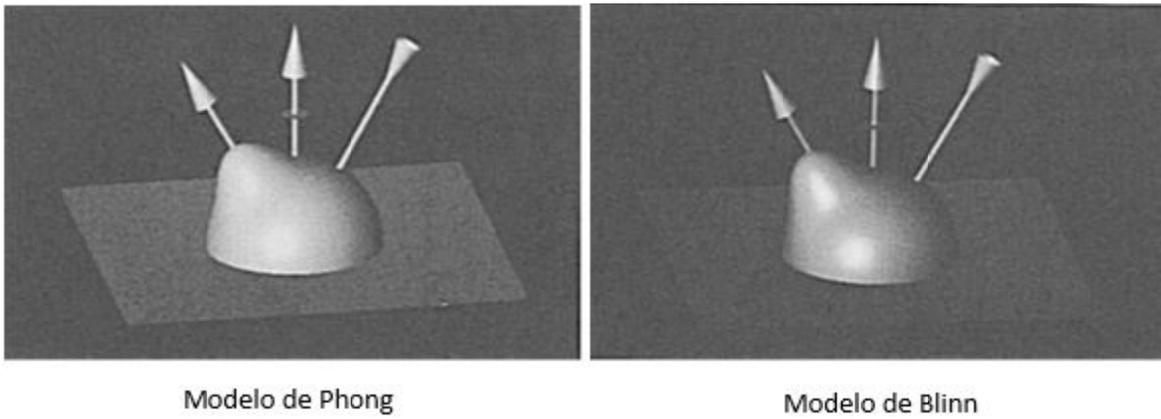


Figura 3.24. Comparación de las distribuciones de reflexión de Phong y Blinn para la luz incidente a 30 grados de la normal

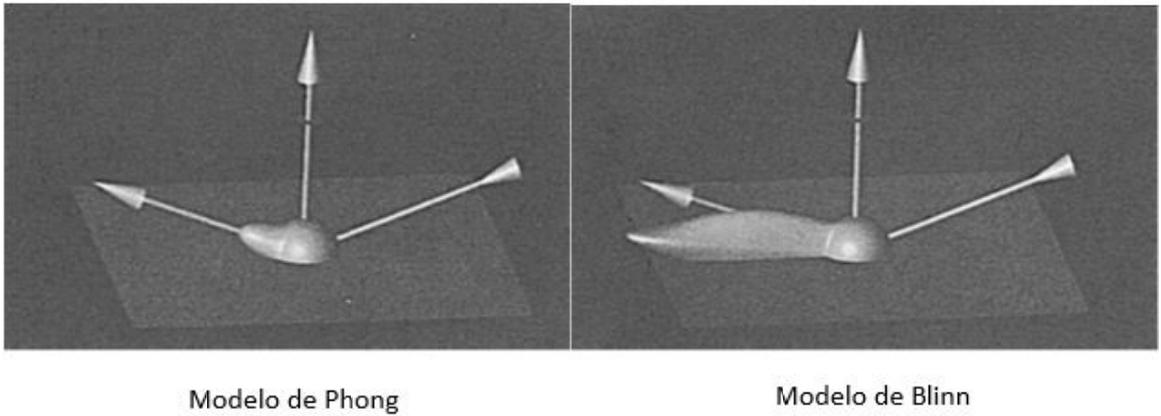


Figura 3.25. Comparación de las distribuciones de reflexión de Phong y Blinn para la luz incidente a 70 grados de la normal

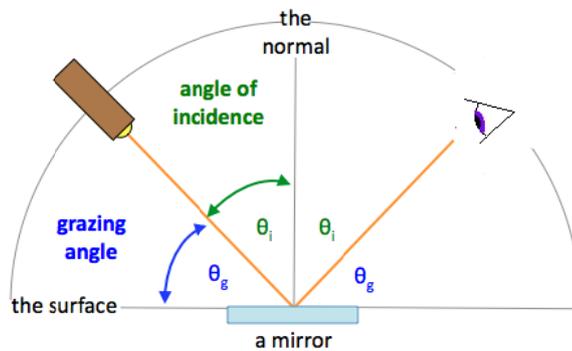


Figura 3.26. Grazing angle y ángulo de incidencia

Este ángulo ψ , cantidad que el rayo de reflexión de Blinn se desplaza fuera de la dirección especular perfecta queda definido por el producto escalar del vector \hat{H} y el vector \hat{N} , parte roja de la figura 3.27.

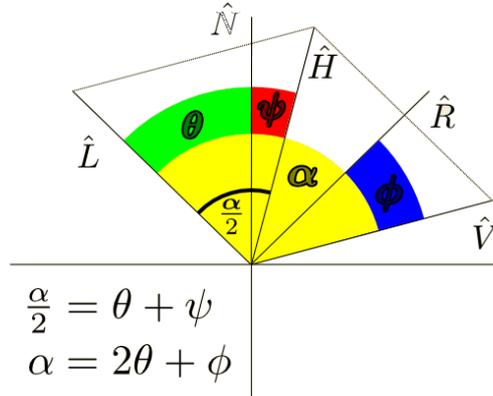


Figura 3.27. Geometría de los ángulos en el modelo de Blinn

3.5.5 Modelo de Lafortune (1997)

El modelo de Lafortune [LAFORTUNE97] fue propuesto en 1997 por Eric P. Lafortune. En esencia consiste en un término difuso y una suma de lóbulos que caracterizan distintos fenómenos de reflexiones especulares. Primero se elige si la muestra es difusa o especular y luego se muestrea una dirección de acuerdo a la distribución del lóbulo. El modelo de Lafortune considera que cada tipo de reflectancia tiene una función primitiva paramétrica no lineal.

Este modelo queda definido como:

$$R(L, V) = \sum_i [C_{x,i}L_xV_x + C_{y,i}L_yV_y + C_{z,i}L_zV_z]^{n_i} \quad (3.38)$$

donde i es el índice de las funciones primitivas, $L = (L_x, L_y, L_z)^T$ es la dirección de la luz, $V = (V_x, V_y, V_z)^T$ es la dirección del visor, C el coeficiente de ponderación y x, y y z los índices de un sistemas de coordenadas local con el eje z alineado con la normal de la superficie y el eje x y el eje y alineados con las direcciones principales de anisotropía, excepto para el tipo inusual de anisotropía. Ya que el eje z está alineado con la normal de la superficie tenemos:

$$L_zV_z = (\hat{N} \cdot \hat{L})(\hat{N} \cdot \hat{V}) \quad (3.39)$$

$$L_x V_x + L_y V_y = (\hat{L} \cdot \hat{V}) - (\hat{N} \cdot \hat{L})(\hat{N} \cdot \hat{V}) \quad (3.40)$$

Para conseguir las diversas reflexiones hay que ajustar los coeficientes de ponderación tal que en caso de:

- Reflexión isotrópica: $C_x = C_y$
- Lóbulo estándar de Phong: $-C_x = -C_y = C_z = \sqrt[n]{C_s}$
- Modelo Lambertiano: $n = 0$
- Componente difuso simétrico rotacionalmente: $C_x = C_y = 0$
- Retrorreflexión: $C_x = C_y > 0$
- Retrorreflexión perfecta: $C_x = C_y = C_z = 1$
- Reflexión de Blinn (*reflection off-specular*): $|C_z| < |C_x|$

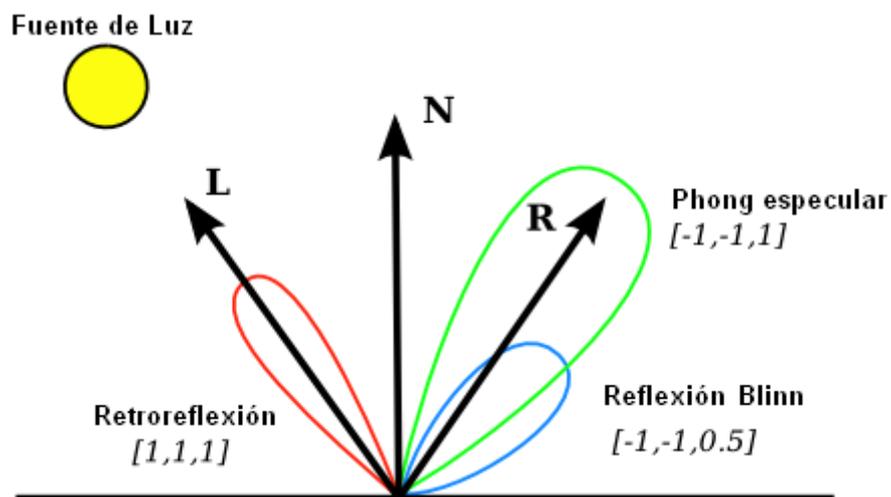


Figura 3.28. Ejemplo de posibles lóbulos en el modelo de Lafortune

3.6 Aplicación a simulaciones VLC

El algoritmo antes expuesto puede ser generalizado al caso de un Sistema con múltiples longitudes de onda. En ese caso, la respuesta de impulso del canal para una posición arbitraria del emisor E y del receptor R puede ser expresada como una suma infinita de la forma:

$$h(t; E, R, \lambda) = h^{(0)}(t; E, R, \lambda) + \sum_{k=1}^{\infty} h^{(k)}(t; E, R, \lambda) \quad (3.42)$$

Donde $h^{(k)}(t)$ es la respuesta al impulso de la luz tras k reflexiones. El primer término representa la línea de visión (LOS) la respuesta, y el segundo, la respuesta al impulso de producida por múltiples reflexiones en obstáculos. La respuesta LOS viene dada por:

$$h^{(0)}(t; E, R, \lambda) = \frac{1}{(d_{0,R})^2} R_E(\theta, n, \lambda) A_{eff}(\psi_{0,R}) \delta\left(t - \frac{d_{0,R}}{c}\right) \quad (3.43)$$

Y $R_E(\theta, n, \lambda)$ representa el modelo de emisor utilizado para aproximar el patrón de radiación del emisor, c la velocidad de la luz y $A_{eff}(\psi)$ el área de recepción de señal efectiva del receptor. La contribución de potencia del rayo i^{th} generadores de el emisor ($1 \leq i \leq N$), después de K reflexiones K , y para una longitud de onda dada λ , puede expresarse como:

$$P_{i,k}(t; E, R, \lambda) = \frac{1}{(d_{k,R})^2} R_S(\phi_{k,R}, \phi'_k) A_{eff}(\psi_{k,R}) \delta\left(t - t_k - \frac{d_{k,R}}{c}\right) \quad (3.44)$$

Donde t_k representa el tiempo de propagación del rayo. Cuando se considera el número total de rayos, la distribución de potencia temporal, es decir, las respuestas múltiples de rebote para cada longitud de onda, se puede expresar como:

$$\begin{aligned} h(t; E, R, \lambda) &= \sum_{i=1}^N P_i(t; E, R, \lambda) = \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^{K_i} P_{i,k}(t; E, R, \lambda) = \\ &= \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^{K_i} \frac{1}{(d_{k,R})^2} R_S(\phi_{k,R}, \phi'_k) A_{eff}(\psi_{k,R}) \delta\left(t - t_k - \frac{d_{k,R}}{c}\right) \end{aligned} \quad (3.45)$$

Donde $P_i(t)$ es la contribución de potencia i^{th} rayo tras K_i reflexiones. Combinando las expresiones anteriores, la respuesta al impulse total vendría dada por la expresión:

$$\begin{aligned} h(t; E, R) &= \frac{1}{(d_{0,R})^2} R_E(\theta, n) A_{eff}(\psi_{0,R}) \delta\left(t - \frac{d_{0,R}}{c}\right) + \\ &+ \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^{K_i} \frac{1}{(d_{k,R})^2} R_S(\phi_{k,R}, \phi'_k) A_{eff}(\psi_{k,R}) \delta\left(t - t_k - \frac{d_{k,R}}{c}\right) \end{aligned} \quad (3.46)$$

Como primera aproximación, y usando los modelos de simulación anteriores se obtienen resultados con un escenario de cuartos vacíos donde se llevan a cabo múltiples reflexiones en las paredes, el techo, cuatro paredes pintadas de blanco y piso en negro. Con el fin de simplificar las simulaciones, se han considerado tres longitudes de onda individuales (Rojo, Verde y Azul), cada una sufre reflexiones que se modelan por medio de Phong con parámetro r_d . Se han considerado dos configuraciones diferentes, A (receptor en el centro del suelo) y B (receptor en una esquina). La figura 3.29 presenta las respuestas al impulso obtenidas para la configuración A. Se puede notar que se registra mayor dispersión en el tiempo de lo que se obtiene en otros modelos

[LEE11] porque el número de reflexión para ser considerado sólo está limitada por el umbral de energía que se puede despreciar. Una vez que se determina la respuesta al impulso, el balance de potencia del enlace (con emisor y parámetros del receptor y teniendo en cuenta su respuesta en longitud de onda) está completamente caracterizados y su ancho de banda puede ser calculado fácilmente. La figura 3.30 muestra la respuesta para la potencia recibida en la configuración de B. Se puede observar que los componentes de rebotes son mucho más bajos que la componente de visión directa por la geometría de la configuración emisor-receptor donde los rebotes se limitan a una de las paredes, en este caso, la más cercana al receptor.

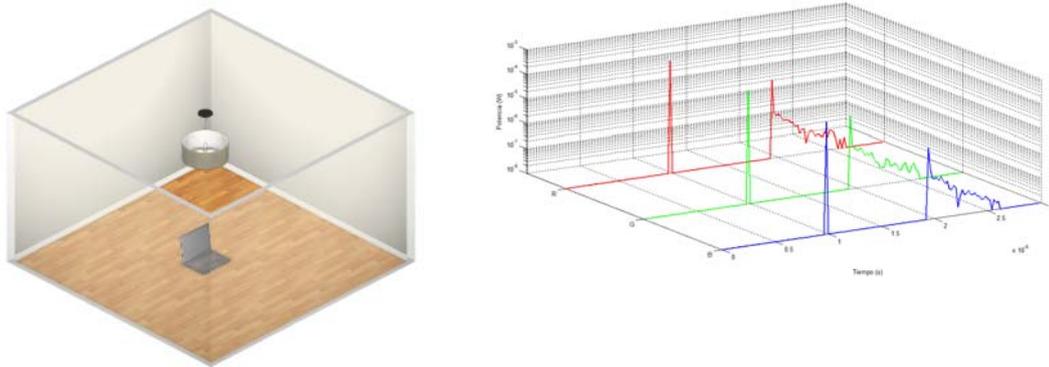


Figura 3.29. Simulación del escenario 1.

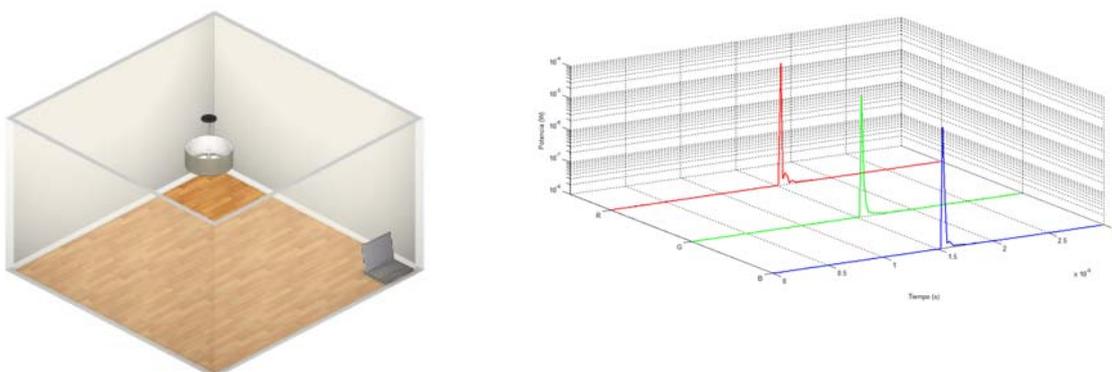


Figura 3.30. Simulación del escenario 2.

Capítulo 4. Estudio y simulación del canal

4.1 Introducción

En esta Tesis se ha utilizado el algoritmo de López-Hernández [Lopez98], debido a su menor complejidad computacional, para estimar la respuesta al impulso de un canal óptico inalámbrico en interior. Se trata de un algoritmo basado en el método de Monte Carlo y en la técnica de trazado de rayos [Lopez00]. La siguiente figura esquematiza la propagación de un rayo y el cálculo de dicha potencia.

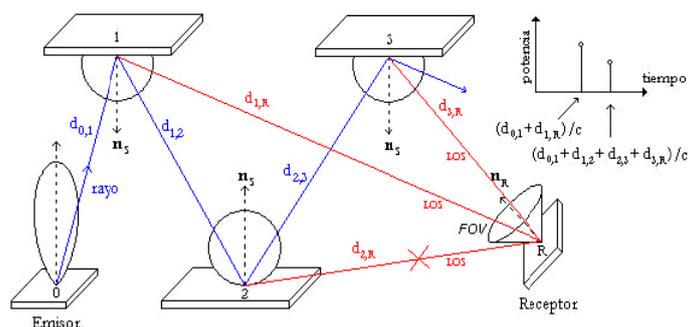


Figura 4.1. Ejemplo de propagación en el algoritmo modificado. Los trazos azules indican el camino de propagación del rayo y los rojos las contribuciones de potencia del rayo sobre el receptor

El modelo de propagación que se va a utilizar es el indicado en el capítulo 3, el cual incluye un emisor, un receptor y un recinto rectangular cuyas paredes constituyen las superficies reflectoras. En dicho modelo, el emisor queda caracterizado por su posición dentro del recinto, orientación, potencia emitida, y por un diagrama de radiación modelado según un perfil Lambertiano generalizado de índice modal $n=1$. En cuanto al receptor, además de por su posición y orientación, queda caracterizado por su área activa y el campo de visión, FOV. En la figura 4.1 se representa gráficamente el modelo de propagación.

En el algoritmo la respuesta al impulso total es la suma de la respuesta al impulso por visión directa entre el emisor y el receptor, la cual se determina analíticamente, y la respuesta al impulso debida a la señal que alcanza al receptor después de sufrir una o varias reflexiones. En el cálculo de la respuesta al impulso tras sufrir una o varias reflexiones es donde interviene el algoritmo de trazado de rayos y el método de Monte Carlo. Para ello, se genera un número elevado de rayos desde la posición del emisor siguiendo una distribución de probabilidad directamente relacionada con el diagrama de radiación del emisor, que como hemos visto en nuestro caso se tratará de un diagrama de radiación Lambertiano con simetría axial e independiente de ϕ y que viene dado por:

$$R_E(\phi, n) = \frac{n+1}{2\pi} P_E \cos^n(\phi), \quad 0 \leq \phi \leq \frac{\pi}{2}, \quad 0 \leq \gamma \leq 2\pi \quad (4.1)$$

Cuando un rayo colisiona con un obstáculo (una pared, el techo, etcétera), el punto donde se ha producido la colisión se convierte en una nueva fuente óptica desde la cual se genera nuevamente un rayo, con una orientación dada por el modelo del reflector, continuando este proceso hasta que se cumpla uno de los tres requisitos para que el rayo no continúe reflejándose por el recinto:

- El tiempo de vuelo, que es contado a partir de su generación en el emisor, alcanza el tiempo máximo de simulación.
- El número de reflexiones alcanza el máximo permitido de las mismas.
- La potencia del rayo después de colisionar con una superficie es menor que la potencia mínima que puede recibir el receptor.

Hay que tener en cuenta que tras cada colisión o reflexión, la potencia del rayo se ve reducida según el coeficiente de reflexión de la superficie en la que colisiona y se determina la potencia reflejada que detecta el receptor mediante la aproximación de visión directa entre el reflector y el receptor. Por

tanto, existen dos variables que son asociadas a cada rayo: el tiempo de vuelo y la potencia que lleva asociado dicho rayo después de cierto número de rebotes.

En una simulación de Monte Carlo, existe una probabilidad muy pequeña de que el rayo alcance al receptor antes de que se cumpla el tiempo máximo de simulación. Cuando esto sucede, la potencia del rayo es detectada por el receptor con un retardo debido al trayecto recorrido por dicho rayo. Como la probabilidad de que esto suceda es muy baja, en torno a 10^{-7} , se deben generar una gran cantidad de rayos para obtener un resultado fiable. Esta situación cambia si se utiliza el hecho de conocer la contribución de la dispersión lumínica de los obstáculos sobre el receptor. En este sentido, en el algoritmo empleado como se ha dicho antes, cuando un rayo alcanza un obstáculo no solo se genera un nuevo rayo sino que también se calcula la contribución de potencia reflejada desde ese obstáculo hasta el receptor. La estructura básica del algoritmo original de trazado de rayos de Monte Carlo [Lopez00] se presenta en el siguiente algoritmo.

1) Generar un nuevo rayo ($t=0$, $P=0$)

Calcular la contribución directa LOS del emisor al receptor (la misma para todos los rayos)

2) **MIENTRAS** ($t < t_{\max}$ & $P > P_{\text{Sensibilidad Rx}}$)

- Propagar el rayo hasta el primer obstáculo ($t = t + d/c$)
- Reducir la potencia del rayo debido al coeficiente de reflexión ($P = \rho P$)
- Calcular la contribución de potencia desde ese punto hasta el receptor
- Generar un nuevo rayo desde ese punto

Repetir los pasos 1) y 2) para un número de rayos N en el que la varianza (ruido) de la respuesta al impulso obtenida sea aceptable

En definitiva, se puede concluir que el procedimiento en el que se basa el algoritmo comprende los siguientes procesos básicos: generación de cada rayo desde el emisor, propagación del rayo (según el modelo del reflector utilizado) y obtención de la respuesta al impulso a través del cálculo de la potencia que llega al receptor tras cada reflexión.

4.2. Cálculo de la respuesta al impulso

Para el cálculo de la repuesta al impuso del canal se distingue entre dos casos posibles: repuesta al impulso cuando existe visión directa entre el emisor y receptor, y respuesta al impulso cuando la señal alcanza al receptor después de varias reflexiones.

Si no existen reflexiones, la respuesta al impulso $h(t)$ del canal es un función delta de Dirac desplazada, lo que equivale a decir que toda la radiación llega al mismo tiempo al receptor:

$$h^{(0)}(t; E, R) = \frac{n+1}{2\pi} \cos^n(\phi) d\Omega \operatorname{rect}\left(\frac{\psi}{FOV}\right) \delta\left(t - \frac{d_{O,R}}{c}\right) \quad (4.2)$$

donde $\operatorname{rect}[x]$ es una función que toma el valor uno cuando $|x| \leq 1$ y cero para el resto de valores, c es la velocidad de la luz, ϕ es el ángulo del haz emitido medido respecto a la orientación del emisor, ψ es el ángulo formado por el haz que llega al receptor y su orientación, $d_{O,R}$ es la distancia recorrida por el haz hasta llegar al receptor y $d\Omega$ es el diferencial de ángulo sólido iluminado en el receptor. Si se consideran distancias entre emisor y receptor muy superiores a las dimensiones de la superficie del receptor ($AR \ll d$), el $d\Omega$ se puede aproximar por la ecuación:

$$d\Omega = \frac{A_R \cos(\psi)}{(d_{O,R})^2} \quad (4.3)$$

donde A_R es el área activa del receptor. Teniendo en cuenta esta aproximación, la respuesta al impulso $h(t)$, para una configuración LOS, se puede expresar como:

$$h^{(0)}(t; E, R) = \frac{n+1}{2\pi} \cos^n(\phi) \cos(\psi) \frac{A_R}{(d_{O,R})^2} \operatorname{rect}\left(\frac{\psi}{FOV}\right) \delta\left(t - \frac{d_{O,R}}{c}\right) \quad (4.4)$$

Para un enlace en el que no existe visión directa entre el emisor y receptor, y para el caso en el que la señal llega al receptor después de una o varias reflexiones, la respuesta al impulso se determina calculando una suma infinita de la forma:

$$\sum_{k=1}^{\infty} h^{(k)}(t; E, R)$$

Por tanto, la respuesta al impulso se puede expresar como una suma infinita de la forma:

$$h(t; E, R) = \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; E, R) = h^{(0)}(t; E, R) + \sum_{k=1}^{\infty} h^{(k)}(t; E, R) \quad (4.5)$$

donde $h^{(0)}(t; E, R)$ es la respuesta al impulso por visión directa entre emisor y receptor, y $h^{(k)}(t; E, R)$ es la respuesta al impulso debida a la señal radiada por el emisor que llega al receptor después de k reflexiones.

Es en el cálculo de la respuesta al impulso debida a la señal que llega al receptor tras una o varias reflexiones, donde se aplica la técnica de trazado de rayos puro y el método de Monte Carlo. Para ello, se genera un número elevado de rayos que parten desde la posición del emisor con una orientación obtenida de manera aleatoria en base a una función de distribución de probabilidad confeccionada a partir del diagrama de radiación del emisor, que en nuestro caso será Lambertiano generalizado. Cada uno de los rayos generados, se propaga siguiendo trayectorias rectilíneas, a la velocidad de la luz. Cuando un rayo alcanza una superficie, el punto donde se ha producido la colisión se considera como una nueva fuente óptica, generándose un nuevo rayo con una orientación aleatoria que ahora se ha obtenido en base a una función distribución de probabilidad confeccionada según el patrón reflexión de dicha superficie. Tras cada reflexión, la potencia de cada rayo se reduce según las características de la superficie (reflectividad). Cada uno de los rayos se propaga hasta que el tiempo transcurrido desde que el rayo fue generado desde el emisor supere el tiempo máximo de simulación. Una vez se produce una colisión con una de las paredes, la potencia del rayo se ve reducida por el coeficiente de reflexión de la superficie.

Desde el punto de colisión hasta el receptor se calcula la potencia reflejada que detecta el receptor. El cálculo de la misma se realiza mediante la aproximación de visión directa entre el reflector, considerado como un nuevo emisor con un diagrama de radiación Lambertiano generalizado [Acampora99], y el receptor. La figura 4.7 representa la geometría del emisor y el receptor con los reflectores. Se ve como tras cada reflexión se calcula la potencia que llega al receptor (líneas rojas).

Cada uno de los rayos generados por el emisor tiene una potencia inicial de P_E/N siendo P_E la potencia total del emisor (normalmente se considerará que es de $1W$) y N el número total de rayos de la simulación.

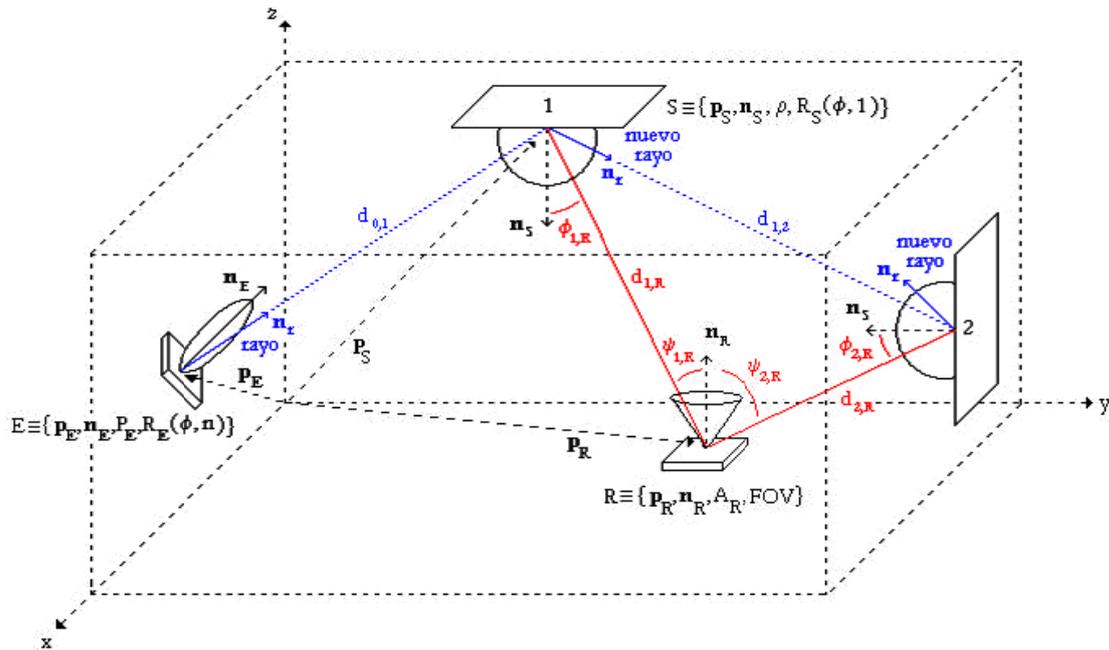


Figura 4.2. Representación gráfica del modelo de propagación utilizado para el emisor, el receptor y los reflectores (suponiendo que son Lambertianos)

La contribución de potencia del i -ésimo rayo generado por el emisor después de reflexiones se puede expresar como:

$$P_{i,k}(E, R) = \frac{1}{(d_{k,R})^2} R_s(\phi_{k,R}, n) A_{eff}(\psi_{k,R}) \quad (4.6)$$

$$t_{i,k} = \left(\sum_{j=1}^k \frac{d_{j-1,j}}{c} \right) + \frac{d_{k,R}}{c} \quad (4.7)$$

donde $t_{i,k}$ representa el instante de tiempo en el cual la potencia es detectada por el receptor y R_s es el modelo usado para describir el patrón de reflexión. El modelo que se utiliza en la generación de rayos aleatorios desde la superficie es un modelo que parte de considerar que los patrones de reflexión de los materiales pueden caracterizarse no sólo como Lambertianos (cuando la potencia reflejada en cualquier dirección tiene la misma potencia) o especulares (la potencia se refleja de acuerdo con la leyes de Snell en función del ángulo de la señal luminosa incidente), sino a través de

un modelo intermedio en el cual hay una dirección privilegiada de reflexión para un porcentaje de potencia, que se supone superpuesta a un patrón Lambertiano que sigue el porcentaje restante.

La potencia total con la que contribuye el i -ésimo rayo después de haber sufrido K reflexiones es:

$$P_i(t) = \sum_{k=1}^K P_{i,k}(t) \quad (4.8)$$

Y la potencia debida a los N rayos será:

$$P(t) = \sum_{i=1}^N P_i(t) = \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^K P_{i,k}(t) \quad (4.9)$$

La distribución temporal de potencia $P(t)$, para una configuración fija de emisor, receptor y superficies reflectoras, coincide con la respuesta al impulso.

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^{\infty} h^{(k)}(t; E, R) &= \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^K P_{i,k}(E, R) \cdot \delta(t - t_{i,k}) = \\ &= \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^K \frac{1}{(d_{k,R})^2} R_s(\phi_{k,R}, n) A_{eff}(\psi_{k,R}) \times \delta(t - t_{i,k}) \end{aligned} \quad (4.10)$$

Definiendo $M = t_{max}/\Delta t$, podemos expresar el histograma de la respuesta al impulso como:

$$h(t; E, R) = \frac{1}{(d_{0,R})^2} R_s(\phi, n) A_{eff}(\psi) \delta(t) + \sum_{m=1}^{M-1} P_m(E, R) \cdot \delta(t - n \Delta t) \quad (4.11)$$

donde P_n representa la potencia total recibida en el n -ésimo intervalo de tiempo. Esta potencia, P_n se calcula como la suma en potencia de los N_n rayos que contribuyen en ese intervalo, que es dada por:

$$P_n(E, R) = \sum_{i=1}^{N_n} P_{i,n}(E, R) = \sum_{i=1}^{N_n} \sum_{k=1}^{K_n} \frac{1}{(d_{k,R})^2} R_s(\phi_{k,R}) A_{eff}(\psi_{k,R}) \quad (4.12)$$

donde $P_{i,n}$ es la potencia total reflejada que alcanza al receptor en el n-ésimo intervalo de tiempo debido al i-ésimo rayo.

4.3. Modelos de reflexión

Cuando un rayo alcanza alguna de las superficies del recinto, el punto donde se ha producido la colisión se considera como una nueva fuente óptica, generándose un nuevo rayo desde dicha posición con una orientación asignada de manera aleatoria según el modelo del reflector seleccionado.

De forma general se considera que un rayo que incide sobre una superficie se refleja mediante dos componentes, una difusa y otra especular. Al principio se consideraba que el modelo reflector propuesto para aproximar el patrón de reflexión de las superficies reflectoras era puramente difuso, como es el caso del modelo de Lambert. Sin embargo, este modelo presenta un problema, ya que no es capaz de aproximar aquellas superficies que manifiestan un comportamiento altamente especular. Por ese motivo posteriormente se utilizó el modelo de Phong, el cual aproxima el patrón de reflexión mediante la suma de dos componentes: una difusa y otra especular, cuyo porcentaje depende principalmente de las características de la superficie.

La expresión analítica que describe el modelo de Phong es:

$$R_s(\phi, \phi') = \rho P_i \left(\frac{r_d}{\pi} \cos \phi + (1 - r_d) \frac{m + 1}{2\pi} \cos^n(\phi - \phi') \right) \quad (4.13)$$

donde $r_d \in [0,1]$ representa el porcentaje de señal incidente que se refleja de manera difusa, m es la directividad de la componente especular y ϕ' es la dirección especular de reflexión. De esta manera, las superficies quedan caracterizadas por tres parámetros: el porcentaje de reflexión difusa r_d , la directividad de la componente especular m y el coeficiente de reflexión de la superficie ρ . Como se puede ver, el modelo de reflexión puramente difuso constituye un caso particular del modelo de Phong sin más que considerar que toda la señal se refleja difusamente haciendo $r_d = 1$. A continuación, se describe la manera en que se integran en el simulador los diferentes tipos de reflectores, incluyendo aquellos propuestos en esta Tesis, que se describieron en el capítulo 3.

4.3.1. Modelo de Lambert

Este es el caso más simple de modelo reflector, propuesto para el patrón de reflexión de una superficie reflectora. Basta con considerar a las superficies como reflectores puramente difusos con un diagrama de radiación Lambertiano puro ($n = 1$) y con unas pérdidas por reflexión definidas a través del coeficiente de reflexión ρ . El diagrama de radiación Lambertiano puro es el siguiente:

$$R_s(\phi_1) = \frac{1}{\pi} \cos(\phi_1), \quad 0 \leq \phi_1 \leq \pi/2, \quad 0 \leq \gamma \leq 2\pi \quad (4.14)$$

Este supuesto, aunque contribuye a una simplificación importante de los algoritmos de cálculo de la respuesta al impulso del canal, constituye una limitación de los modelos tradicionales ya que existen, en los entornos más comunes, innumerables materiales y superficies que exhiben comportamientos de reflectividad que nada tienen que ver con el de un difusor ideal, por ejemplo, la formica, la madera barnizada, los plásticos, el vidrio, etcétera.

4.3.2. Modelo de Phong

Para el modelo de Phong inicialmente se genera una variable aleatoria uniformemente distribuida entre los valores 0 y 1, si dicho valor es menor que r_d , se considera que la reflexión es puramente difusa, y en caso contrario, es decir, si esa variable aleatoria es mayor que r_d , el rayo sería especular. En definitiva, dependiendo del valor aleatorio uniforme y del porcentaje de reflexión difusa r_d , se considera que la superficie presenta un patrón de reflexión dado por una de las siguientes ecuaciones:

- Difusa ($0 \leq \xi \leq r_d$):

$$R_s(\phi) = P_s \frac{1}{\pi} \cos \phi \quad (4.15)$$

- Especular ($\xi > r_d$):

$$R_s(\phi, \phi') = P_s \frac{m+1}{2\pi} \cos^m(\phi - \phi') \quad (4.16)$$

Independientemente del tipo de reflexión, se debe generar un nuevo rayo con una orientación aleatoria obtenida a partir del modelo de reflexión, es decir, dependiendo de si se trata de un rayo especular o de uno difuso. Se hará según la función de densidad de probabilidad $R_s(\phi)/P_s$. Entonces la función de densidad e probabilidad será:

- Difusa ($0 \leq \xi \leq r_d$):

$$pdf_d = \frac{1}{\pi} \cos \phi \quad (4.17)$$

- Especular ($\xi > r_d$):

$$pdf_e = \frac{m+1}{2\pi} \cos^m(\phi - \phi') \quad (4.18)$$

Aplicando el método de la transformada inversa, se pueden obtener muestras aleatorias de ϕ mediante la relación:

$$\phi = \cos^{-1}(\sqrt[n+1]{u}) \quad (4.19)$$

donde u es una variable aleatoria uniformemente distribuida entre 0 y 1. Así, los vectores unitarios en coordenadas cartesianas que definen las orientaciones aleatorias de los rayos generadas serán:

$$x' = r \cos(2\pi v) \quad (4.20)$$

$$y' = r \sin(2\pi v) \quad (4.21)$$

$$z' = \sqrt[n+1]{u} \quad (4.22)$$

donde $r = \sqrt{1 - z'^2}$ y u y v son variables aleatorias distribuidas uniformemente entre 0 y 1.

Como queremos el vector que define la orientación del rayo en función del sistema de referencia de la habitación, debemos realizar una rotación según el ángulo ϕ y el ángulo θ . Para ello utilizamos la matriz de rotación M y que viene dada por:

$$M = \begin{pmatrix} -\sin \phi & -\cos \phi \cos \theta & \cos \phi \sin \theta \\ \cos \phi & -\sin \phi \cos \theta & \sin \phi \sin \theta \\ 0 & \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (4.23)$$

Así el vector unitario respecto al sistema de referencia de la habitación viene dado por:

$$\begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\sin \varphi & -\cos \varphi \cos \theta & \cos \varphi \sin \theta \\ \cos \varphi & -\sin \varphi \cos \theta & \sin \varphi \sin \theta \\ 0 & \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x' \\ y' \\ z' \end{pmatrix} \quad (4.24)$$

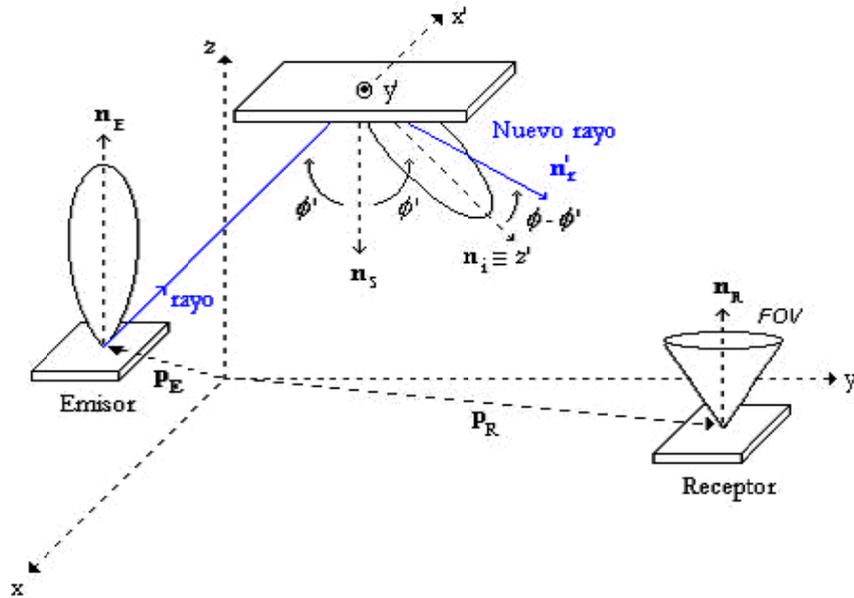


Figura 4.3. Generación de un rayo especular en el modelo de Phong

Si la muestra es difusa se procede de forma similar a como se hizo con el modelo de Lambert. En cambio, si la muestra es especular la orientación la normal se calcula de acuerdo a la ley de Snell.

4.3.3. Modelo de Phong retrorreflexivo

Se utiliza este modelo para poder aproximar superficies retrorreflexivas, aquellas que envían gran parte de la luz incidente hacia atrás por el mismo camino que vino marcado. Por tanto, este modelo consta de tres tipos de reflexiones: especular, difusa y retrorreflexiva, como se puede ver en la figura 4.9. La retrorreflexión es el fenómeno en el cual los rayos de luz que llegan a la superficie son redirigidos de vuelta a la fuente de luz.

Para aproximar este efecto en el simulador hemos añadido una variable aleatoria, en la que si esta variable es mayor que cierto valor que indica el porcentaje de retrorreflexividad,

supondremos que el rayo especular se produce como en el modelo de Phong, es decir, según la ley de Snell. En cambio si esta variable es menor a ese cierto valor de retrorreflexividad ese rayo especular será retrorreflexivo con lo que sale en oposición de fase al rayo especular, es decir, cambia su fase en π . Es decir, al rayo especular ideal de salida calculado con la ley de Snell le daremos la vuelta θ grados sobre la normal de la superficie para que aproximadamente salga en la dirección del rayo incidente.

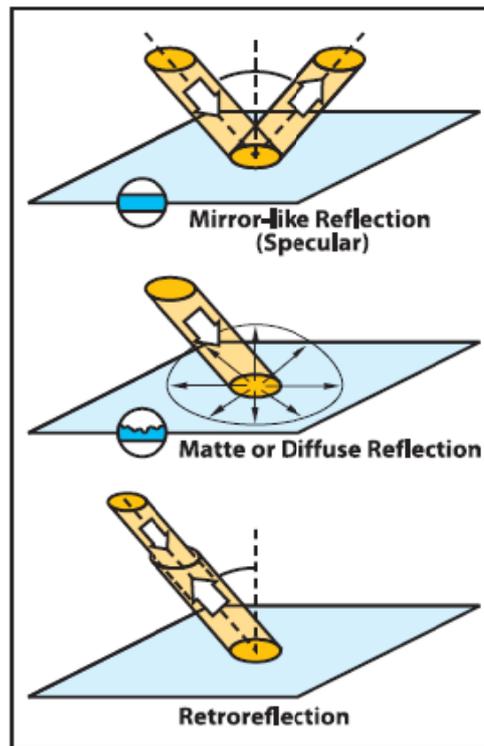


Figura 4.4. La retrorreflexión devuelve la luz hacia su fuente

Variando el valor de la variable *Retrorreflexión* se consigue que la superficie se comporte en mayor o menor medida como una superficie retrorreflexiva, ya que habrá mayor o menor probabilidad de que el rayo sea retrorreflexivo. A mayor valor en *Retrorreflexión*, mayor será esta probabilidad. En este caso, la variable aleatoria

Por tanto, para que haya un porcentaje del 20% de retrorreflexividad habrá que poner la variable *Retrorreflexividad* = 2. Para este caso de ejemplo tendremos una probabilidad del 80% de que el rayo especular sea según el modelo de Phong y un 20% de que el rayo sea retrorreflexivo (dentro de la probabilidad de que sea especular).

4.3.4. Modelo de Blinn

Este modelo ayuda a solucionar algunos de los problemas del modelo de Phong. El principal problema con Phong es que el ángulo entre la dirección de la vista (V) y la dirección de la reflexión (R) tiene que ser inferior a 90° para que el término especular sea distinto de cero. Si el ángulo entre V y R es mayor que 90 grados no se modela correctamente por Phong.

El modelo Blinn utiliza un conjunto diferente de vectores para sus cálculos, requiere calcular el vector de ángulo medio, "*half-angle vector*". El vector de ángulo medio es la dirección a medio camino entre la dirección de la vista (V) y la posición de la luz (L).

Para calcular el vector *half-angle* se toma:

(4.25)

$$\hat{H} = \frac{\hat{L} + \hat{V}}{\|\hat{L} + \hat{V}\|}$$

siendo \hat{L} el vector del rayo incidente y \hat{V} el vector de la dirección del visor.

Para ángulos de incidencia *grazing*, cercanos a la superficie, la superficie muestra un rayo muy especular no centrado en la orientación de salida del rayo según la ley de Snell [Biosca05], sino con una diferencia de β grados sobre dicha orientación. Dicho ángulo β se calcula como el ángulo que hay entre la normal de la superficie y un vector H (vector *halfway*) que está a medio camino entre el rayo incidente y el vector de la dirección del visor. Así mismo se ha introducido una constante, denominada directividad de Blinn, que indica la directividad de la componente especular de Blinn, n_B .

4.3.5. Modelo de Lafortune

El modelo de Lafortune es un modelo BRDF diseñado para ajustar datos BRDF medidos a un modelo parametrizado, con un número de parámetros relativamente pequeño. La base de este modelo es el modelo de Phong. El modelo de Lafortune expresa la BRDF como la suma de múltiples lóbulos

reflexivos, cada uno con un vector de orientación y un exponente especular diferente, más un término difuso Lambertiano.

Debido a la complejidad de introducir este modelo en el simulador, el cálculo se ha aproximado ajustando los parámetros del modelo para dos tipos de superficie, una superficie difusa perfecta (comparaciones con Barry) y para datos BRDF medidos de pintura azul en los ángulos de incidencia $\theta = 0^\circ, 35^\circ$ y 65° [Deva12]. Por lo que si queremos usar el modelo para modelar otro tipo de superficie habría que modificar cada uno de los parámetros dentro del modelo de Lafortune en el simulador ajustándolos al tipo de superficie que queramos simular. Se eligió la pintura azul ya que este material reproduce tanto la retrorreflexión como la reflexión *off-specular*, como puede verse en la figura 4.10.

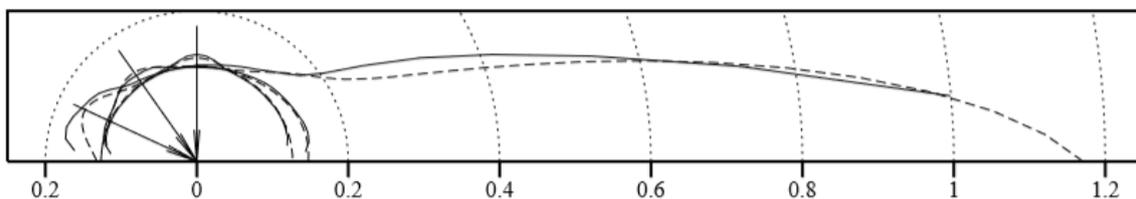


Figura 4.5. Representación en coordenadas polares del modelo de reflectancia calculado (línea discontinua) y los datos medidos (línea sólida) para pintura azul [Deva12]

Para el modelo de Lafortune, se ha supuesto que el ángulo de *grazing* mide el ángulo que hay desde la superficie al rayo de incidencia. Como puede verse en la figura 4.5, en el caso de la pintura azul, para ángulos de *grazing* entre 0° y 35° la superficie se comporta muy retrorreflexivamente y con lóbulos *off-specular* (como en el modelo de Blinn). Para ángulos entre 35° y 65° , los efectos anteriormente mencionados son menos pronunciados, es por ello que en la definición de los parámetros se ha aumentado la reflectancia difusa y se ha disminuido el exponente de Blinn y el de Phong, así como la retrorreflexividad del mismo. Por último y para ángulos entre 65° y 90° , la superficie se comporta cada vez más difusamente según nos acercamos a 90° , en este rango hemos elegido parámetros para el modelo casi difusos. Se definen cuatro tipos de lóbulos: lóbulos especulares, lóbulos especulares retrorreflexivos, lóbulos *off-specular* (Blinn) y lóbulos *off-specular* retrorreflexivos.

4.4 Resultados simulados

En el desarrollo de este capítulo se van a presentar los resultados obtenidos en las simulaciones con los parámetros utilizados por Barry [Hernández05] para de esta forma validar el algoritmo con los modelos propuestos. Barry utilizó un modelo Lambertiano puro, es por esto que, con el fin de verificar los modelos planteados se han ajustado los parámetros de los mismos para que se adapten al modelo Lambertiano puro. Posteriormente se realizarán unas simulaciones variando los parámetros de los modelos para una o dos superficies de la habitación, haciendo que esa superficie pase de ser Lambertiana pura a no Lambertiana. Para apreciar cambios en la respuesta al impulso utilizaremos como referencia las simulaciones de Barry, cambios que no se podrían ver aplicando el modelo Lambertiano puro en esas superficies y que demuestra la ventaja de usar otros modelos, como pueden ser el de Phong o el de Blinn.

4.4.1. Comparación con los resultados de Barry

Para validar el algoritmo, se ha simulado cada uno de los modelos de reflexión para cuatro configuraciones diferentes y se ha determinado su respuesta al impulso. Estas configuraciones son las mismas que las utilizadas por Barry para mostrar una aplicación de su algoritmo iterativo [Hernández05]. La tabla 9 resume los datos de las cuatro configuraciones, así como los parámetros de simulación utilizados. Se ha limitado el número máximo de reflexiones a tres, puesto que los resultados presentados por Barry fueron obtenidos bajo dicha condición.

Parámetros		Configuraciones			
		A	B	C	D
Habitación	Largo (x)	5 m	7.5 m	7.5 m	7.5 m
	Ancho (y)	5 m	5.5 m	5.5 m	5.5 m
	Alto (z)	3 m	3.5 m	3.5 m	3.5 m
	ρ_{NORTE}	0.8	0.3	0.58	0.58
	ρ_{SUR}	0.8	0.56	0.56	0.56
	ρ_{ESTE}	0.8	0.3	0.3	0.3
	ρ_{OESTE}	0.8	0.12	0.12	0.12
	ρ_{TECHO}	0.8	0.69	0.69	0.69

	ρ_{SUELO}	0.3	0.09	0.09	0.09
Emisor	Modo (n)	1	1	1	1
	Posición (x,y,z)	(2.5, 2.5, 3) m	(2, 4, 3.3) m	(5, 1, 3.3) m	(3.75, 2.75, 1) m
	Elevación	-90°	-90°	-70°	+ 90°
	Azimut	0°	0°	10°	0°
Receptor	Área	1 cm ²	1 cm ²	1 cm ²	1 cm ²
	FOV	85°	70°	70°	70°
	Posición (x,y,z)	(0.5, 1, 0) m	(6.6, 2.8, 0.8) m	(2, 4, 0.8) m	(6, 0.8, 0.8) m
	Elevación	90°	90°	90°	90°
	Acimut	0°	0°	0°	0°
	Resolución	0.2 ns	0.2 ns	0.2 ns	0.2 ns
	Nº de reflexiones (k)	3	3	3	3

Tabla 4.2. Parámetros de las configuraciones de Barry

Las respuestas al impulso para cada una de las configuraciones presentadas anteriormente obtenidas por Barry fueron las siguientes:

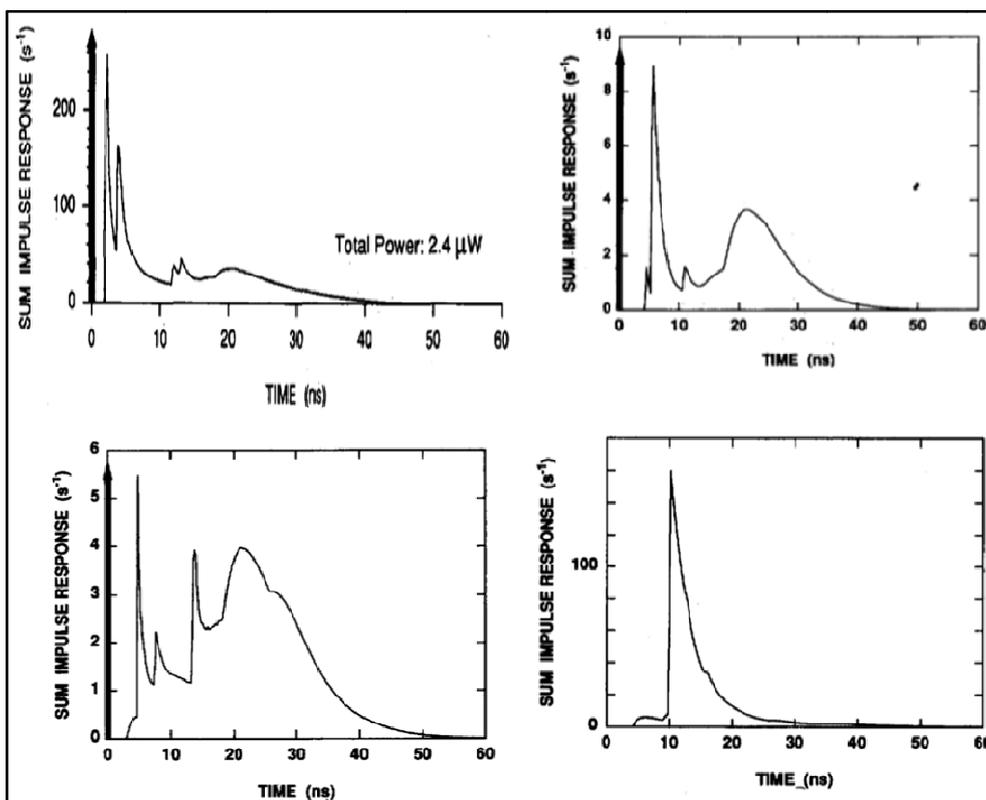
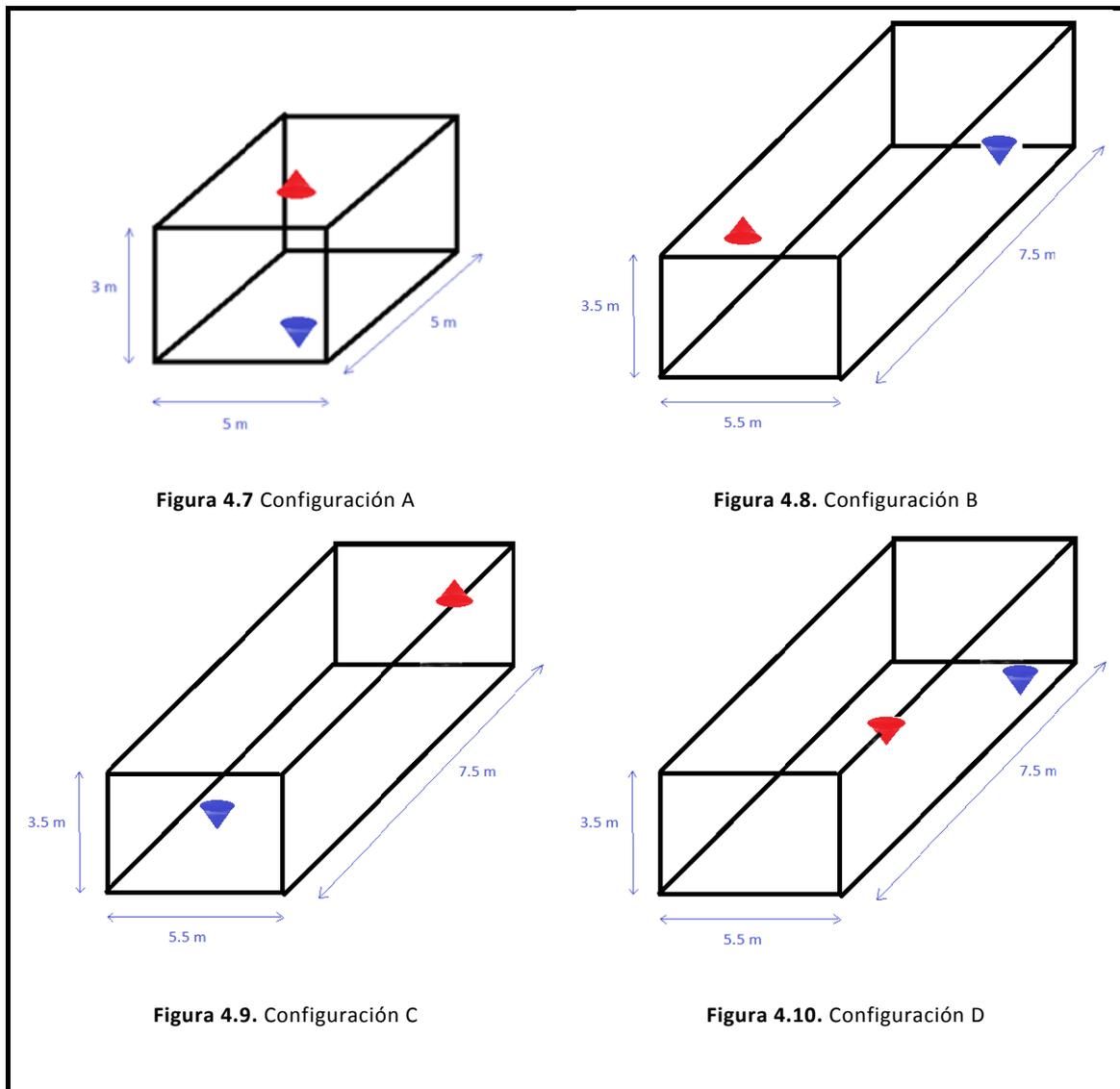


Figura 4.6. Respuesta al impulso total para las configuraciones A, B, C y D (de izquierda a derecha y de arriba abajo respectivamente)

Como puede verse, las configuraciones A, B y C se representan con un desplazamiento tal que el origen de coordenadas del tiempo coincide con el tiempo en el que se produce el impulso LOS, por lo que en 0 ns está situado el impulso LOS y de ahí en adelante el resto de la respuesta al impulso. La configuración D es algo especial ya que al no tratarse de una configuración con visión directa entre el emisor y el receptor no cuenta con LOS, sin embargo, la gráfica está también desplazada considerando que este LOS existe, por lo que hemos desplazado la respuesta al impulso unos 9ns a la izquierda para poder hacer las comparaciones con las gráficas de Barry.

Las habitaciones usadas en las diferentes configuraciones se muestran en las figuras 4.7 a 4.10, tanto sus dimensiones como las posiciones aproximadas del emisor y del receptor. El emisor está representado en rojo y el receptor en azul.

La configuración B se trata como en la configuración A de un sistema LOS, pero en la B la habitación es algo más larga y sus paredes tienen menor reflectividad. El emisor está montado cerca del techo en la esquina suroeste apuntando hacia abajo, es decir, perpendicular al techo en dirección al suelo, con modo $n=1$, es decir, Lambertiano puro. El receptor está en el suelo, en el extremo norte de la sala apuntando hacia arriba. La configuración C, como la configuración A y B se trata de un sistema LOS, con el emisor montado en el techo. Aquí sin embargo, las baldosas acústicas de la pared norte están cubiertas por una pantalla de proyección blanca altamente reflectiva, y el emisor no está apuntando directamente hacia abajo sino con una elevación de -70° y un azimut de 10° . La configuración D, en contraste con las configuraciones mostradas hasta ahora, expone un sistema difuso. Esta configuración cuenta con el transmisor en el centro de la habitación cerca del suelo dirigido hacia el techo (rojo), y el receptor en la esquina mirando hacia arriba (azul). Por lo que no existe contribución LOS.



A continuación se muestra la respuesta al impulso total para cada uno de los modelos propuestos de acuerdo a las configuraciones usadas por Barry para 3 reflexiones con 500000 rayos.

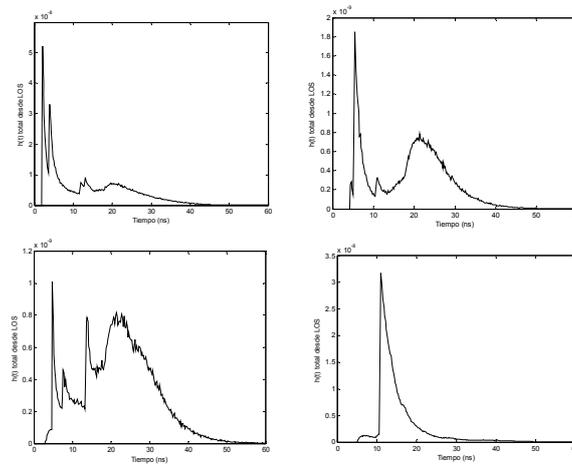


Figura 4.11. Respuesta al impulso total desde LOS para las configuraciones A,B,C,D con 500000 rayos

	Potencia Total Recibida
Configuración A (LOS)	2.4 μ W
Configuración B (LOS)	0.31 μ W
Configuración C (LOS)	0.28 μ W
Configuración D (Difuso)	0.69 μ W

Tabla 4.7. Potencia total recibida para cada configuración (Lambert)

Los tiempos totales y medios de simulación (tiempo medio de cada rayo) obtenidos aplicando el modelo de Lambert para cada configuración son:

		N = 50 000 rayos	N = 200 000 rayos	N = 500 000 rayos
Config. A	t_{medio} de rayo	3.742546935933803e-04	4.107512657445623e-04	3.822787211804593e-04
	t_{total} de simulación	19.097900782048175	82.161059072926300	1.911457655503211e+02
Config. B	t_{medio} de rayo	3.786240108931652e-04	3.761338992886856e-04	3.553484534354227e-04
	t_{total} de simulación	18.937559737712153	75.234095709490500	1.776807180637237e+02
fig.	t_{medio} de	3.885166572796938e-04	3.807138504251080e-04	3.548601172453668e-04

	rayo			
	t_{total} de simulación	19.433518207520100	76.150732119741000	1.774364567403256e+02
Config. D	t_{medio} de rayo	3.806394089499976e-04	3.923671999921312e-04	3.868290223820502e-04
	t_{total} de simulación	19.038482312505373	78.479857779876130	1.934209409467457e+02

Tabla 4.8. Tiempo medio y total para las cuatro configuraciones y diferente número de rayos (Lambert)

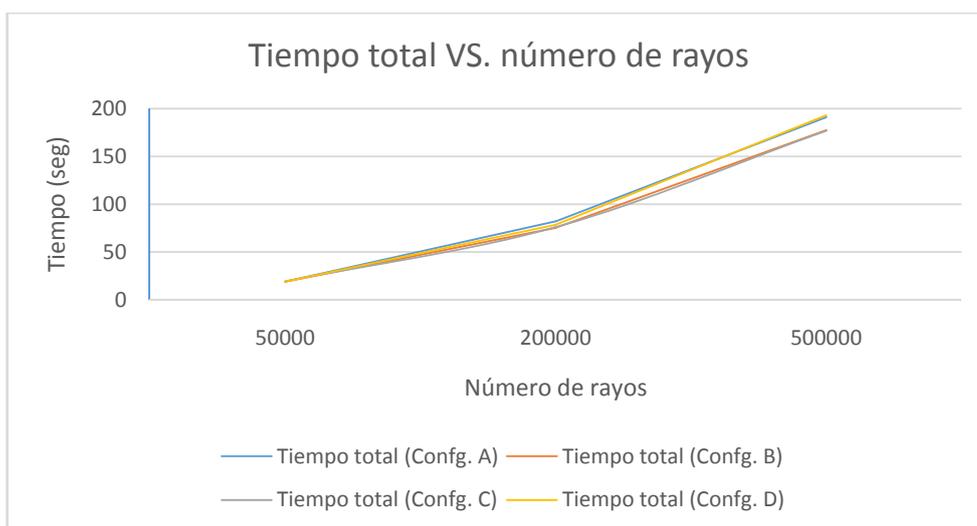


Figura 4.12. Tiempo total de simulación para 50000, 200000 y 500000 rayos

Como puede verse en las figuras anteriores, los resultados simulados obtenidos en el cálculo de la respuesta al impulso para todas las configuraciones aplicando el modelo de Lambert son idénticos a los obtenidos por Barry en sus simulaciones (figura 4.12). Esto es debido a que el modelo de Lambert ajusta apropiadamente superficies difusas como es el caso de las simulaciones de Barry. Los parámetros asignados a las simulaciones realizadas por Barry hacen que las reflexiones sean puramente Lambertianas, por ello, para simular el resto de modelos hay que ajustar sus parámetros para que se comporten como Lambertianos puros.

Para que el resto de modelos se comporten de forma difusa perfecta se han realizado los siguientes ajustes en sus parámetros:

- En el caso del modelo de **Phong**, hay que poner el parámetro de reflexión especular a cero, y su índice de reflexión especular a uno. Por lo tanto la reflexión difusa será máxima y la especular nula, con lo que así ajustamos el modelo de Phong a las simulaciones de Barry que usaba un modelo difuso perfecto. Los resultados obtenidos para las diferentes configuraciones se muestran en el apartado 2 del Anexo I.
- Para el modelo de **Phong retrorreflexivo**, puesto que está basado en el modelo de Phong (solo difiere en que se refleja el rayo especular “theta” grados sobre la normal), los parámetros que hay que modificar para ajustar este modelo a las simulaciones de Barry son los mismos que los del modelo de Phong. Anulamos la componente especular y su índice de reflexión especular. Los resultados obtenidos para las diferentes configuraciones con el modelo de Phong retrorreflexivos pueden verse en el apartado 3 del Anexo I.
- En el modelo de **Blinn** se han ajustado los siguientes parámetros para que las reflexiones sean puramente difusas. Al igual que hicimos en el modelo de Phong, el porcentaje de reflexión difusa se ha puesto al cien por cien, por lo que la reflexión especular es cero, el índice de reflexión especular es uno y para el caso específico del modelo de Blinn este cuenta con un índice de reflexión de Blinn, que puede verse como un índice de reflexión especular desfasado “beta” grados de la orientación de la reflexión especular, por lo que también se ha fijado a uno para que el modelo de Blinn se ajuste a las simulaciones de Barry. Los resultados obtenidos para las diferentes configuraciones se muestran en el apartado 4 del Anexo I.
- El modelo de **Lafortune** consta de todos los efectos que se producen en los modelos anteriores, por tanto, basta con modificar los parámetros tal y como hicimos anteriormente. Como puede verse en las simulaciones realizadas, que están en el apartado 5 del Anexo I, este modelo también ajusta de buena forma las simulaciones de Barry para superficies difusas. Esto es debido a que los parámetros que usa son los de los modelos anteriores, ya que se puede ver este modelo como una suma de los diferentes lóbulos de los modelos anteriores, es decir, consideramos que la superficie puede contar con retrorreflexividad, lóbulos *off-specular*, lóbulos de Phong y componente difusa. Ajustando

los parámetros conseguimos que el modelo de Lafortune se comporte como un modelo puramente difuso, como hemos hecho con el resto de modelos.

La siguiente tabla muestra un resumen de los parámetros que se acaban de exponer para cada modelo.

MODELO	Reflectancia Difusa (rd)	Directividad de la componente especular de Phong (mh)	Porcentaje de retrorreflexión (Retrorreflexión)	Directividad de la componente especular de Blinn (nbh)
LAMBERT	1	-	-	-
PHONG	1	1	-	-
PHONG RETRORREFLEXIVO	1	1	Cualquier valor	-
BLINN	1	1	-	1
LAFORTUNE	1	1	Cualquier valor	1

Tabla 4.9. Parámetros para ajustar los modelos propuestos a un modelo difuso perfecto

4.5. Respuesta con modelos distintos al Lambertiano

En este apartado vamos a calcular la respuesta al impulso temporal y la respuesta al impulso en frecuencia para dos tipos de enlaces, uno LOS y otro no-LOS. Hay que tener en cuenta que no todas las superficies de estas habitaciones van a ser Lambertianas puras, gracias a esto veremos cómo afectan estos cambios en la respuesta del recinto en función del modelo elegido en el simulador.

Según el modelo seleccionado se pueden producir reflexiones de importancia a diferentes retardos, además si es un modelo que ajusta bien habitaciones especulares, la respuesta al impulso temporal tenderá a estrecharse, ya que al contar con numerosos rayos especulares estos concentran más la energía que los difusos. Cada modelo presenta diferentes coeficientes que lo caracterizan. Por ejemplo, un modelo difuso, como es el caso del modelo de Lambert, para una pared solo podrá definir su coeficiente de reflexión difusa, en cambio, si utilizamos el modelo de Phong, este podrá definir el coeficiente de reflexión difusa, el coeficiente de reflexión especular y su índice de especularidad.

Todo esto influye en el cálculo de la respuesta al impulso temporal y por consiguiente en la respuesta al impulso en frecuencia. Si el modelo se adapta en mayor medida a las paredes de la habitación la respuesta al impulso será más precisa y se ajustará más a la realidad. Un ejemplo de esto puede ser una habitación con pintura mate y una habitación con pintura brillante. Las pinturas mate tienen casi exclusivamente reflexiones difusas, en cambio, las pinturas brillantes tienen reflexiones difusas y especulares. Si se trata de una habitación con paredes de pintura brillante, éstas reflejarán parte de los rayos de forma especular, por lo que un modelo especular que tenga parámetros que ajusten este tipo de paredes, como es el de Phong, será más adecuado que un modelo difuso como el de Lambert.

A continuación podemos ver dos ejemplos de cómo afecta el modelo seleccionado a la respuesta del canal. Las simulaciones se han realizado con un número total de rayos igual a 500000.

4.5.1. Enlace no-LOS

En este ejemplo se ha cogido como referencia para la habitación, la configuración D utilizada por Barry en sus simulaciones. Esta configuración muestra un sistema difuso que cuenta con el emisor en el centro de la habitación cerca del suelo dirigido hacia el techo, y el receptor en la esquina mirando hacia el techo, por lo que no tiene contribución LOS.

Durante este ejemplo vamos a comprobar qué ocurre al modificar algunas superficies, en este caso, para el techo y el suelo. Puesto que el emisor y el receptor están orientados hacia el techo la mayoría de los rayos impactarán en estas superficies antes de llegar al receptor. Para el resto de superficies de la habitación dejaremos el modelo tal cual lo simuló Barry, es decir, un modelo Lambertiano puro, así veremos la influencia al variar los parámetros en esas superficies con el resto de modelos.

Se debe tener en cuenta que se ha aumentado el número de reflexiones a diez por si al variar los parámetros aparecen componentes significativas para más de tres reflexiones con alguno de los modelos propuestos.

A continuación se exponen los parámetros de la habitación para la configuración sin visión directa entre transmisor y receptor, son los mismos que los utilizados por Barry para la configuración D en sus simulaciones.

PARÁMETROS DE LA HABITACIÓN

Parámetros		
<i>Habitación</i>	Largo (x)	7.5 m
	Ancho (y)	5.5 m
	Alto (z)	3.5 m
	ρ_{NORTE}	0.58
	ρ_{SUR}	0.56
	ρ_{ESTE}	0.3
	ρ_{OESTE}	0.12
	ρ_{TECHO}	0.69
	ρ_{SUELO}	0.09
<i>Emisor</i>	Modo (n)	1
	Posición (x,y,z)	(3.75, 2.75, 1) m
	Elevación	+ 90°
	Azimut	0°
<i>Receptor</i>	Área	1 cm ²
	FOV	70°
	Posición (x,y,z)	(6, 0.8, 0.8) m
	Elevación	90°
	Acimut	0°
<i>Sim</i>	Resolución	0.2 ns
	Nº de reflexiones (k)	10

Tabla 4.10. Parámetros de la habitación para la configuración D

4.5.2.1. Modelo de Lambert (Referencia)

Para tener una referencia a la hora de comparar y ver las variaciones que se puedan llegar a producir en la respuesta, hemos utilizado la configuración D haciendo que se comporte como un modelo Lambertiano puro. Estos son los parámetros utilizados en la simulación para el modelo de Lambert.

PARÁMETROS DEL MODELO

Parámetros		
Reflectancia difusa	ρd_{NORTE}	1
	ρd_{SUR}	1
	ρd_{ESTE}	1
	ρd_{OESTE}	1
	ρd_{TECHO}	1
	ρd_{SUELO}	1

Tabla 4.11. Parámetros del modelo de Lambert

RESPUESTA TEMPORAL

En el modelo de Lambert, como puede observarse la respuesta temporal no ha variado con respecto a las simulaciones de Barry para la configuración D. Como se ve en la figura 4.14, aunque se ha realizado la simulación con mayor número de reflexiones, concretamente diez, a partir de la tercera reflexión las componentes ya no son significativas en la respuesta al impulso.

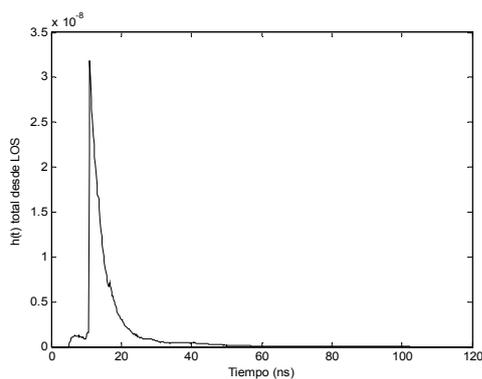


Figura 4.13. h(t) total con el modelo de Lambert

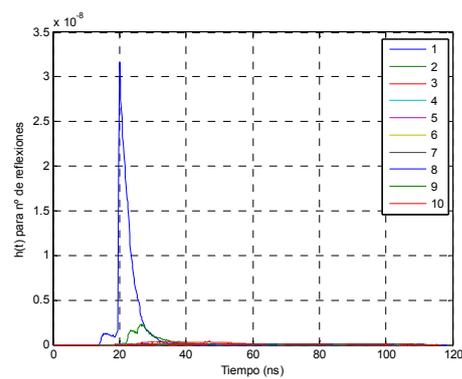


Figura 4.14. h(t) por número de rebotes con el modelo de Lambert



RESPUESTA EN FRECUENCIA

La figura 4.15 muestra la respuesta de la respuesta al impulso de la habitación, en magnitud y fase. Como puede verse la fase es lineal, por lo que el retardo del filtro es el mismo a todas las frecuencias. Por tanto, el filtro no causa ni distorsión de fase, ni de retardo.

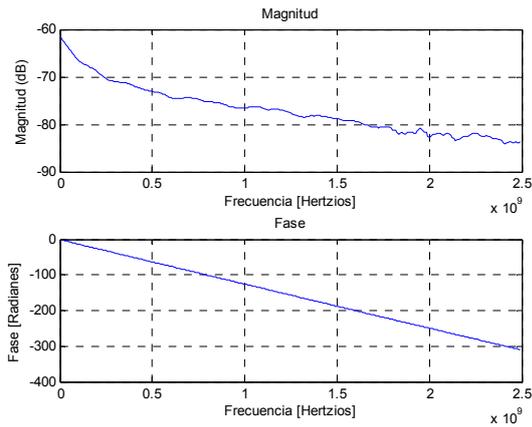


Figura 4.15. Magnitud y fase de la respuesta al impulso con Lambert para el ejemplo 1

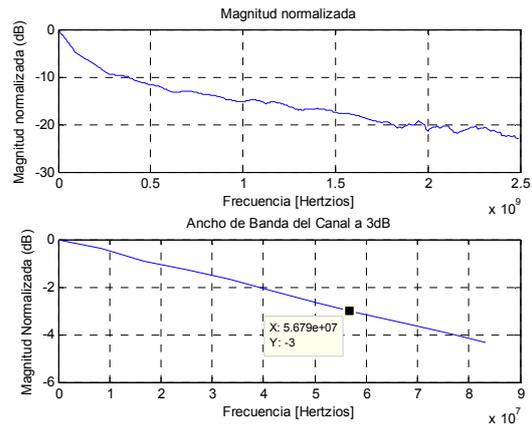


Figura 4.16. Magnitud normalizada y ancho de banda del canal a 3 dB con Lambert para el ejemplo 1

Se observa en la figura 4.16, que el ancho de banda del canal a 3 dB usando un modelo lambertiano puro es de unos 56.8 MHz. Este es el ancho de banda que tomaremos como referencia para compararlo al resto de modelos al variar las superficies y aplicar ahí el modelo seleccionado.

4.5.2.2. Modelo de Phong

Para esta situación hemos propiciado que tanto el techo como el suelo se comporten según el modelo de Phong. La siguiente tabla muestra los parámetros utilizados en la simulación, que corresponden con los mismos que para el ejemplo anterior excepto para el techo y el suelo en el que se modifican los parámetros de reflectancia difusa y se aplica el modelo de Phong. Hemos cambiado la reflectancia difusa del techo y del suelo de la habitación, haciendo que aparezcan reflexiones



especulares en estas superficies. Así mismo la directividad especular del techo y el suelo la hemos fijado a 50, esto hará que el modelo se comporte muy especularmente en esas superficies.

PARÁMETROS DEL MODELO

Parámetros		
Reflectancia difusa	ρd_{NORTE}	1
	ρd_{SUR}	1
	ρd_{ESTE}	1
	ρd_{OESTE}	1
	ρd_{TECHO}	0.3
	ρd_{SUELO}	0.3
Directividad Especular	n_{NORTE}	1
	n_{SUR}	1
	n_{ESTE}	1
	n_{OESTE}	1
	n_{TECHO}	50
	n_{SUELO}	50

Tabla 4.13. Parámetros del modelo de Phong para el ejemplo 1

RESPUESTA TEMPORAL

Debido a la modificación de los parámetros en las superficies del techo y el suelo, hemos conseguido que los rayos se comporten de forma muy especular. Como puede verse en la figura 4.17 esto provoca que la respuesta al impulso temporal se estreche considerablemente y aumente en potencia.

En la figura 4.17 se observa que la componente más significativa es la que corresponde a una reflexión (línea azul continua). Los rayos que salen especularmente del emisor tendrán concentrada mayor potencia que los difusos. Puesto que tanto transmisor como receptor están orientados hacia el techo, el rayo saldrá del emisor, rebotará en el techo y llegará al receptor con una potencia mucho mayor que las que rebotan más de una vez, cada vez que rebotan su potencia se ve reducida por el coeficiente de reflexión de la pared, como puede verse estas componentes son casi nulas, por lo que la mayoría de los rayos solo rebotarán una vez.

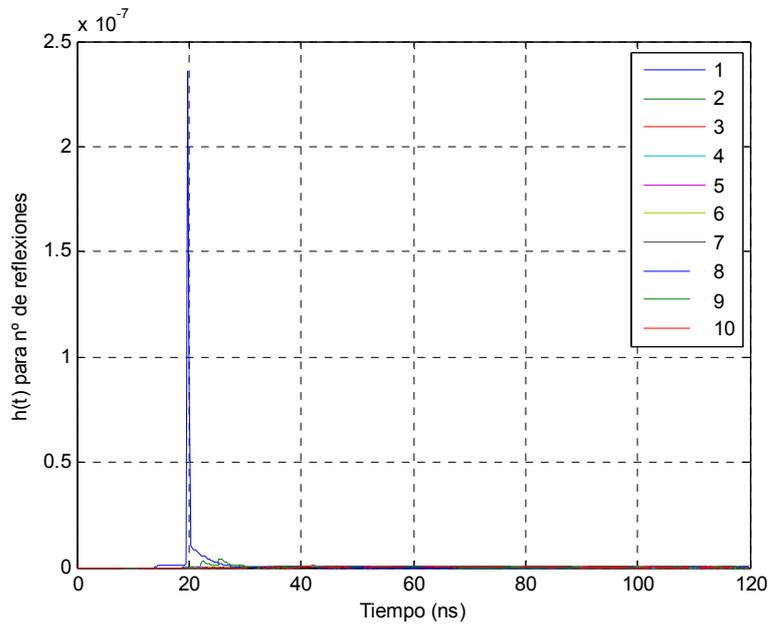


Figura 4.17. Respuesta al impulso temporal por número de reflexiones con Phong para el ejemplo 1

RESPUESTA EN FRECUENCIA

Como vimos antes, debido a que el modelo se comporta muy especularmente la respuesta al impulso temporal es muy estrecha, lo que conlleva que la energía en las reflexiones está más concentrada y tenga mayor potencia, esto se traduce en un aumento del ancho de banda con respecto al modelo de Lambert. Para el modelo de Lambert se tenía un ancho de banda de 56.8 Mhz y para el de Phong tenemos un ancho de banda de 82 MHz.



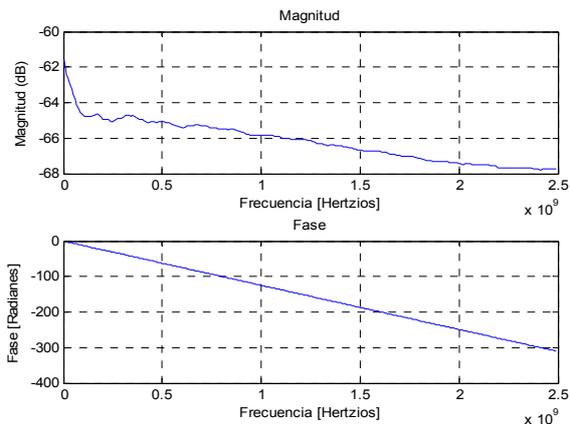


Figura 4.18. Magnitud y fase de la respuesta al impulso con Phong para el ejemplo 1

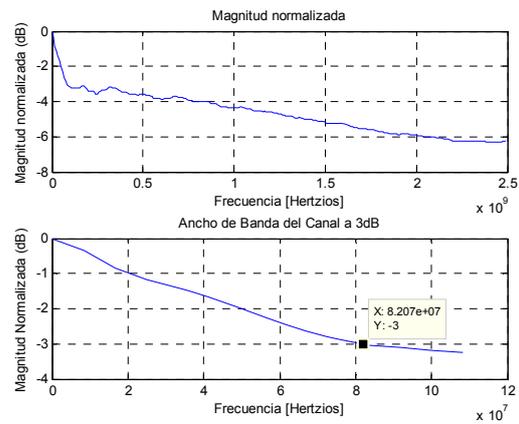


Figura 4.19. Magnitud normalizada y ancho de banda a 3 dB con Phong para el ejemplo 1

4.5.2.3. Modelo Retrorreflexivo

En esta situación, como en la de antes, hemos cambiado la reflectancia difusa del techo y del suelo de la habitación para la configuración D haciendo que aparezcan reflexiones especulares en estas superficies. Para el modelo de Phong retrorreflexivo, hemos determinado que la directividad especular del techo y del suelo sea mayor a uno, concretamente $n = 50$ (como en el modelo de Phong) y además se ha añadido que un porcentaje de esas reflexiones especulares sean retrorreflexivas, se ha fijado ese porcentaje a 20%. Esto implica que el modelo se comporte especularmente en esas superficies y que el 20% de esos rayos especulares viajen en la dirección retrorreflexiva, es decir, desplazados dos veces el ángulo que forma la normal con el rayo especular, orientándose en la dirección opuesta al especular; comportándose de esta manera retrorreflexivamente.

PARÁMETROS DEL MODELO

Parámetros		
Reflectancia difusa	ρd_{NORTE}	1
	ρd_{SUR}	1
	ρd_{ESTE}	1
	ρd_{OESTE}	1
	ρd_{TECHO}	0.3



	ρd_{SUELO}	0.3
Directividad Especular	n_{NORTE}	1
	n_{SUR}	1
	n_{ESTE}	1
	n_{OESTE}	1
	n_{TECHO}	50
	n_{SUELO}	50
Porcentaje retrorreflexivo	20%	

Tabla 4.13. Parámetros del modelo de Phong Retrorreflexivo para el ejemplo 1

RESPUESTA TEMPORAL

En la figura 4.20 la potencia disminuye ligeramente con respecto al modelo de Phong, esto es debido a que el 20% de los rayos que antes se reflejaban especularmente, ahora lo hacen retrorreflexivamente. Estos rayos retrorreflexivos recorren otro camino hasta llegar al receptor, si ese camino es más largo la contribución en potencia será menor ya que cada vez que colisione con una pared su potencia se ve reducida por el coeficiente de reflexión de la misma, además aparecerán en un instante de tiempo mayor, lo que contribuye a que la potencia del primer rebote decrezca. Como se ve en la figura 89 la contribución que predomina es la que corresponde con un solo rebote.

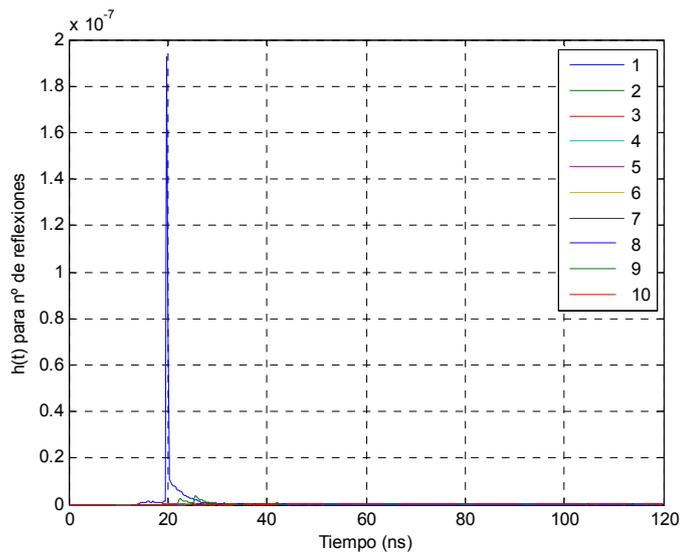


Figura 4.20. Respuesta al impulso temporal por número de reflexiones con Phong Retrorreflexivo para el ejemplo 1

RESPUESTA EN FRECUENCIA

La magnitud y la fase se muestran en las siguientes figuras.

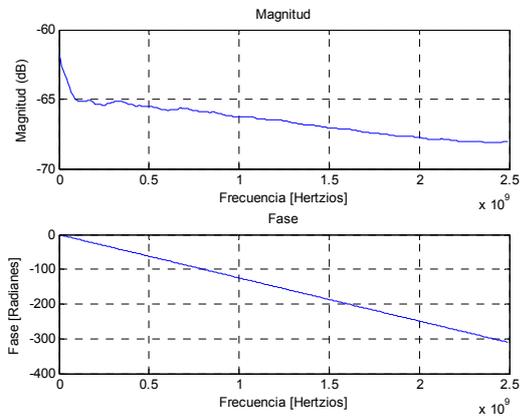


Figura 4.21. Magnitud y fase de la respuesta al impulso con Phong Retroreflexivo para el ejemplo 1

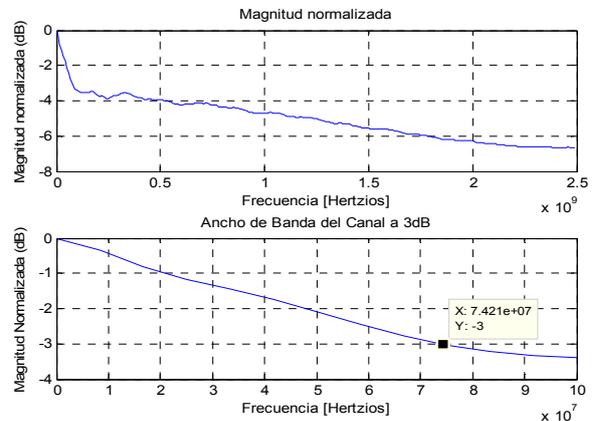


Figura 4.22. Magnitud normalizada y ancho de banda a 3 dB con Phong Retroreflexivo para el ejemplo 1

El ancho de banda a 3 dB con un porcentaje de retroreflexion del 20 %, está en torno a 74.2 MHz. Como vemos, ha disminuido ligeramente con respecto al modelo de Phong, esto es debido a que algunos de los rayos reflejados retroreflexivamente recorren otro camino más largo ensanchando la respuesta temporal, si bien no es muy significativo.

Al aumentar el porcentaje de rayos especulares reflejados retroreflexivamente al 50% puede verse como la potencia total disminuye. El ancho de banda disminuye a 64.3 MHz (Figura 4.24) debido a que los rayos reflejados retroreflexivamente recorren un camino mayor que los rayos especulares y aparecen en un instante de tiempo mayor. Al haber más rayos retroreflexivos este efecto se ve más pronunciado.



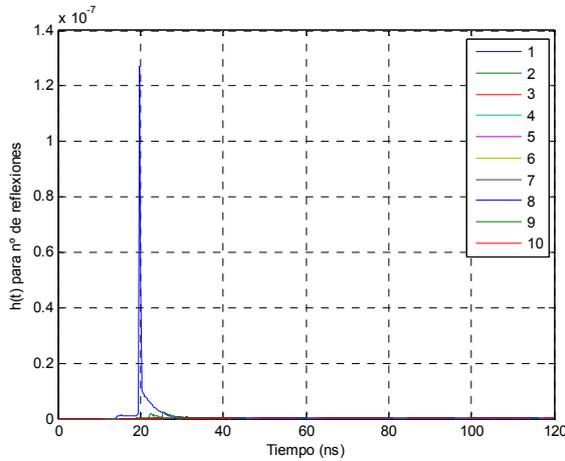


Figura 4.23. Respuesta al impulso temporal por reflexiones con Phong Retrorreflexivo para el ejemplo 1 con Retrorreflexion=50%

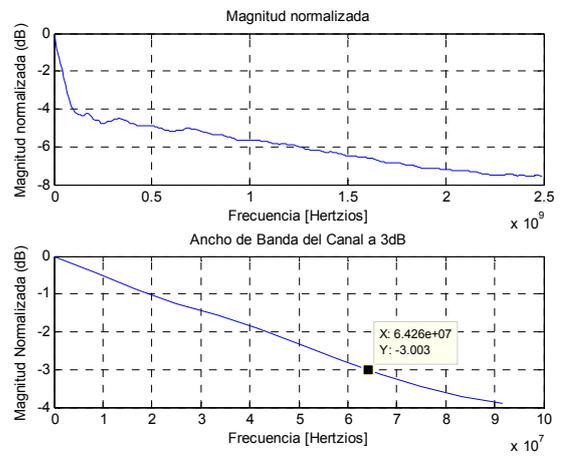


Figura 4.24. Magnitud normalizada y ancho de banda a 3 dB para el ejemplo 1 con Phong Retrorreflexivo con Retrorreflexion=50%

4.5.2.4. Modelo de Blinn

Para esta situación aplicaremos tanto en el techo como en el suelo el modelo de Blinn, el resto se comportará difusamente. Hemos cambiado la reflectancia difusa del techo y del suelo de la habitación, haciendo que aparezcan reflexiones especulares en estas superficies. Así mismo la directividad especular del techo y el suelo la hemos fijado a 50, esto hará que el modelo se comporte muy especularmente en esas superficies. Por último, para el caso de las reflexiones *off-specular* del modelo de Blinn se ha fijado su directividad especular a 50. Los parámetros utilizados en la simulación son los que se muestran en la siguiente tabla.

PARÁMETROS DEL MODELO

Parámetros		
Reflectancia difusa	ρd_{NORTE}	1
	ρd_{SUR}	1
	ρd_{ESTE}	1



	ρd_{OESTE}	1
	ρd_{TECHO}	0.3
	ρd_{SUELO}	0.3
Directividad Especlar	n_{NORTE}	1
	n_{SUR}	1
	n_{ESTE}	1
	n_{OESTE}	1
	n_{TECHO}	50
	n_{SUELO}	50
Directividad Especlar Blinn	n_{NORTE}	1
	n_{SUR}	1
	n_{ESTE}	1
	n_{OESTE}	1
	n_{TECHO}	50
	n_{SUELO}	50

Tabla 4.14. Parámetros del modelo de Blinn para el ejemplo 1

RESPUESTA TEMPORAL

Como puede verse la respuesta al impulso es muy similar a la dada por el modelo de Phong, esto es debido a que el modelo de Blinn se comporta como el modelo de Phong excepto para ángulos *grazing*. En estos ángulos el modelo presenta reflexiones *off-specular*, es decir, desplazadas ligeramente unos grados de la orientación del rayo especlar. De esta simulación se puede deducir que hay pocos rayos que estén cercanos a la superficie, no hay muchos ángulos *grazing*, con lo que el modelo se comporta casi como un modelo de Phong.

Como se ha dicho con anterioridad la contribución más destacada es la que se refiere a una única reflexión, como puede verse en la siguiente figura.

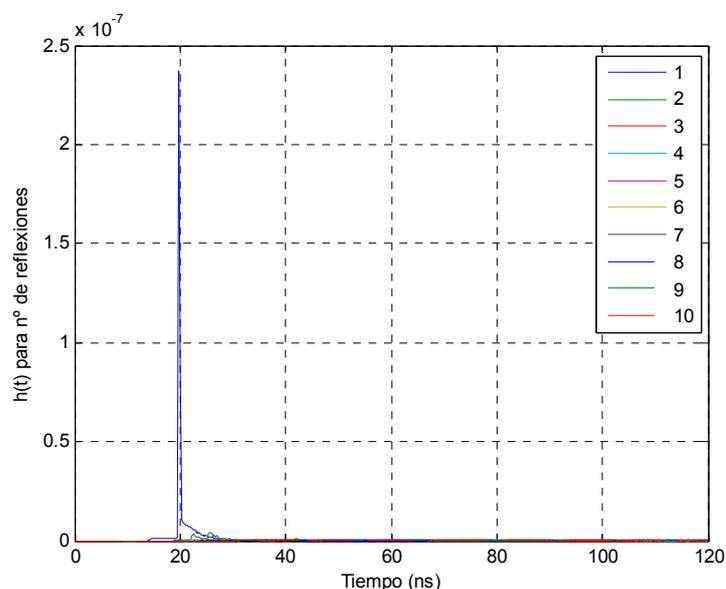


Figura 4.25. Respuesta al impulso temporal por número de reflexiones con Blinn para el ejemplo 1

RESPUESTA EN FRECUENCIA

Como se ha comentado anteriormente, al no haber demasiados ángulos *grazing* el modelo se comporta casi de la misma forma que el de Phong, por lo que la respuesta en frecuencia es prácticamente idéntica a la del modelo de Phong. En este caso el ancho de banda del canal a 3 dB ronda los 85 MHz (Figura 4.27).

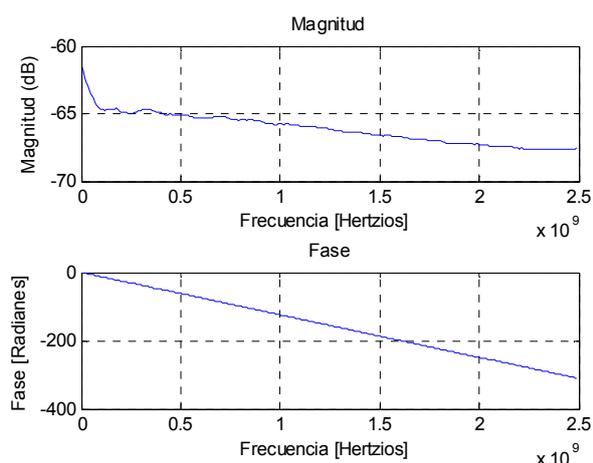


Figura 4.26. Magnitud y fase de la respuesta al impulso con Blinn para el ejemplo 1

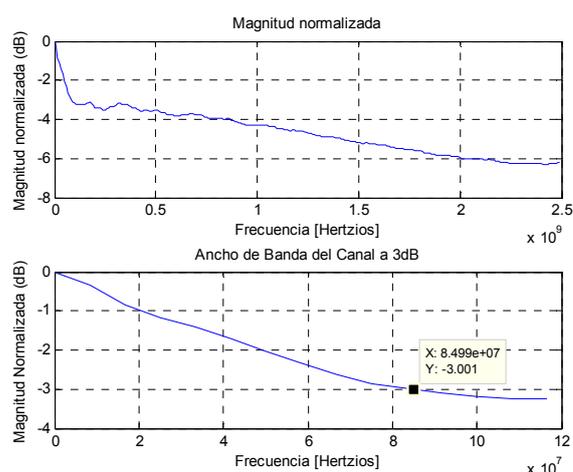


Figura 4.27. Magnitud normalizada y ancho de banda a 3 dB con Blinn para el ejemplo 1



4.5.2.5. Modelo de Lafortune

Como en los ejemplos anteriores, hemos modificado los parámetros del techo y el suelo, dejando el resto de superficies como Lambertianas puras. Para el modelo de Lafortune, tanto el techo como el suelo tendrán unos parámetros u otros en función del ángulo de incidencia, como puede verse en la siguiente tabla.

Hay que tener en cuenta que el ángulo de incidencia lo hemos medido desde la superficie al rayo incidente. Para ángulos de incidencia en el rango de 0° a 35° , el modelo se comporta de forma muy especular. En estos casos hemos fijado la directividad especular de Blinn a 150 si el rayo especular no es retrorreflexivo o a 40 si el rayo es retrorreflexivo. En ángulos intermedios de 35° a 65° , el modelo se comporta algo menos especular como puede verse en los parámetros. Para ángulos cercanos a la normal el modelo se comporta de forma difusa casi perfecta.

PARÁMETROS DEL MODELO

Parámetros		$0^\circ < \theta_{inc} < 35^\circ$	$35^\circ \leq \theta_{inc} < 65^\circ$	$65^\circ \leq \theta_{inc} < 90^\circ$
Reflectancia difusa	ρd_{NORTE}	1	1	1
	ρd_{SUR}	1	1	1
	ρd_{ESTE}	1	1	1
	ρd_{OESTE}	1	1	1
	ρd_{TECHO}	0.3	0.6	0.9
	ρd_{SUELO}	0.3	0.6	0.9
Directividad Especular	n_{NORTE}	1	1	1
	n_{SUR}	1	1	1
	n_{ESTE}	1	1	1
	n_{OESTE}	1	1	1
	n_{TECHO}	63.8	18.6	3
	n_{SUELO}	63.8	18.6	3
Directividad Especular Blinn	n_{NORTE}	1	1	1
	n_{SUR}	1	1	1
	n_{ESTE}	1	1	1
	n_{OESTE}	1	1	1

	n_{TECHO}	40/150	20/70	1
	n_{SUELO}	40/150	20/70	1
Porcentaje retroreflexivo		60%	20%	0 %

Tabla 4.15. Parámetros del modelo de Lafortune para el ejemplo 1

RESPUESTA TEMPORAL

Como puede verse la respuesta al impulso es algo más estrecha y con mayor potencia que en el caso de un recinto con todas sus superficies Lambertianas puras. Debido a los lóbulos especulares y los lóbulos *off-specular* de Blinn, la potencia será mayor al estar más concentrada. Por ello, para ángulos de incidencia menores a 65°, los rayos que llegan al receptor lo harán con mayor potencia. Además, para ángulos *grazing*, menores a 35°, los lóbulos *off-speculars* tendrán un índice de direccionalidad mayor y por tanto serán más pronunciados.

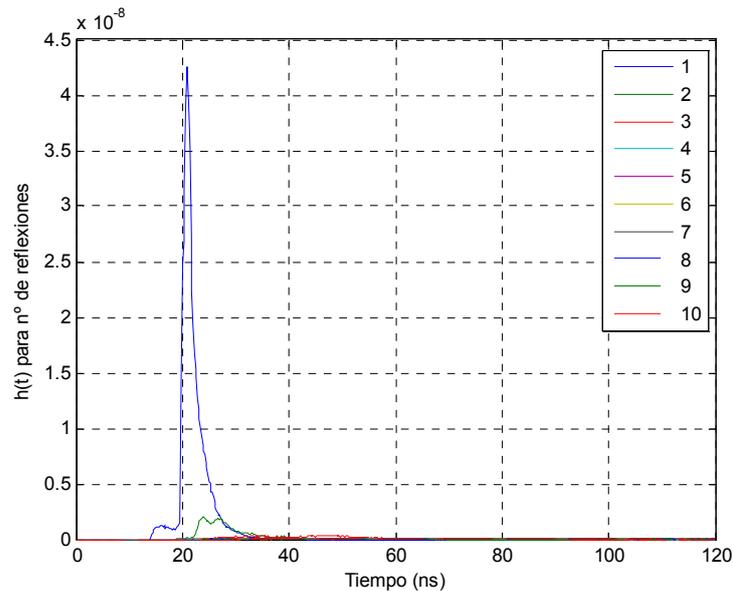


Figura 4.28. Respuesta al impulso temporal por número de reflexiones con Lafortune para el ejemplo 1

RESPUESTA EN FRECUENCIA

La respuesta en frecuencia es la que se muestra en la figura 4.29. El ancho de banda a 3 dB para la habitación Lambertiana pura que cuenta con el techo y el suelo con pintura azul aplicándole el



Capítulo 4. Estudio y simulación del canal

modelo de Lafortune es de unos 76 Mhz (Figura 4.30). El aumento del ancho de banda con respecto a Lambert se debe a que existe mayor energía en los rayos directos que en los retrorreflexivos, es decir, los rayos especulares contribuyen con más potencia que los retrorreflexivos. El ancho de banda es intermedio entre el de Phong y el retrorreflexivo.

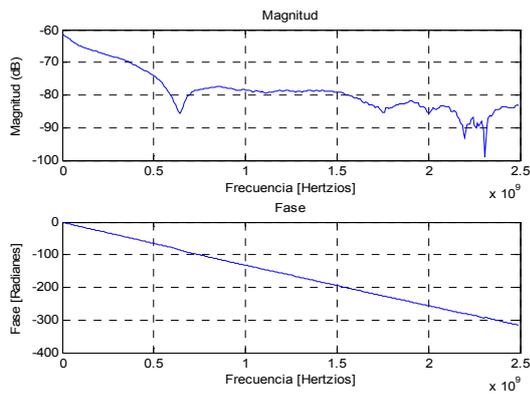


Figura 4.29. Magnitud y fase de la respuesta al impulso con Lafortune para el ejemplo 1

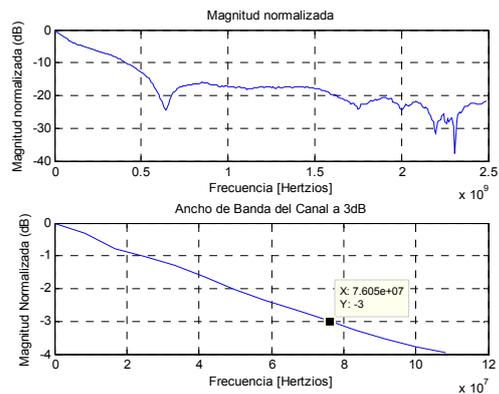


Figura 4.30. Magnitud normalizada y ancho de banda a 3 dB con Lafortune para el ejemplo 1

En esta tabla se resumen los parámetros utilizados para parametrizar cada modelo y su ancho de banda a 3 dB para el ejemplo de configuración visto anteriormente de un enlace no-LOS.

		LAMBERT	PHONG	PHONG RETROREFLEXIVO	BLINN	LAFORTUNE		
						$0^\circ < \theta_i < 35^\circ$	$35^\circ \leq \theta_i < 65^\circ$	$65^\circ \leq \theta_i < 90^\circ$
Reflectancia difusa	ρ_{dNORTE}	1	1	1	1	1	1	1
	ρ_{dSUR}	1	1	1	1	1	1	1
	ρ_{dESTE}	1	1	1	1	1	1	1
	ρ_{dOESTE}	1	1	1	1	1	1	1
	ρ_{dTECH}	1	0.3	0.3	0.3	0.3	0.6	0.9
	ρ_{dSUELO}	1	0.3	0.3	0.3	0.3	0.6	0.9
Directividad Especular	n_{NORTE}		1	1	1	1	1	1
	n_{SUR}		1	1	1	1	1	1
	n_{ESTE}		1	1	1	1	1	1
	n_{OESTE}		1	1	1	1	1	1

	n_{TECHO}		50	50	50	63.8	18.6	3
	n_{SUELO}		50	50	50	63.8	18.6	3
Directividad Especular Blinn	nb_{NORTE}				1	1	1	1
	nb_{SUR}				1	1	1	1
	nb_{ESTE}				1	1	1	1
	nb_{OESTE}				1	1	1	1
	nb_{TECHO}				50	40/150	20/70	1
	nb_{SUELO}				50	40/150	20/70	1
Porcentaje retroreflexivo			20 %	50 %		60%	20%	0%
Ancho de Banda	56.8 MHz	82 MHz	74.2 MHz	64.2 MHz	85 MHz	76 MHz		

Tabla 4.16. Resumen de parámetros y ancho de banda para cada modelo en el ejemplo 1

4.5.2. Enlace LOS

En este ejemplo se ha cogido como referencia para la habitación, la configuración C utilizada por Barry en sus simulaciones. Se trata de un sistema LOS, con el transmisor montado en el techo. Aquí las baldosas acústicas de la pared norte están cubiertas por una pantalla de proyección blanca altamente reflectiva y el transmisor no está apuntando perpendicularmente hacia el suelo sino con una elevación de -70° y un azimut de 10° . El receptor está situado cerca del suelo apuntando perpendicularmente hacia el techo.

PARÁMETROS DE LA HABITACIÓN

Parámetros		
Habitación	Largo (x)	7.5 m
	Ancho (y)	5.5 m
	Alto (z)	3.5 m
	ρ_{NORTE}	0.58

	ρ_{SUR}	0.56
	ρ_{ESTE}	0.3
	ρ_{OESTE}	0.12
	ρ_{TECHO}	0.69
	ρ_{SUELO}	0.09
Emisor	Modo (n)	1
	Posición (x,y,z)	(5, 1, 3.3) m
	Elevación	-70°
	Azimut	10°
Receptor	Área	1 cm ²
	FOV	70°
	Posición (x,y,z)	(2, 4, 0.8) m
	Elevación	90°
	Acimut	0°
Sim	Resolución	0.2 ns
	Nº de reflexiones (k)	10

Tabla 4.17. Parámetros de la habitación para la configuración C

4.5.2.1. Modelo de Lambert (Referencia)

Se ha utilizado la configuración C haciendo que sus superficies se comporten como un modelo Lambertiano puro. Estos son los parámetros utilizados en la simulación para el modelo de Lambert.

PARÁMETROS DEL MODELO

Parámetros		
Reflectancia difusa	ρd_{NORTE}	1
	ρd_{SUR}	1
	ρd_{ESTE}	1
	ρd_{OESTE}	1
	ρd_{TECHO}	1
	ρd_{SUELO}	1

Tabla 4.18. Parámetros del modelo de Lambert

RESPUESTA TEMPORAL

En el caso del modelo de Lambert, como es lógico la respuesta temporal no ha cambiado con respecto a las simulaciones de Barry para la configuración C. Como puede verse en la figura 4.31, se ha ejecutado la simulación con un mayor número de reflexiones que las realizadas por Barry, concretamente diez, en este caso se observan componentes significativas para más de tres reflexiones en la respuesta al impulso, concretamente para $k=4$ y $k=5$ reflexiones.

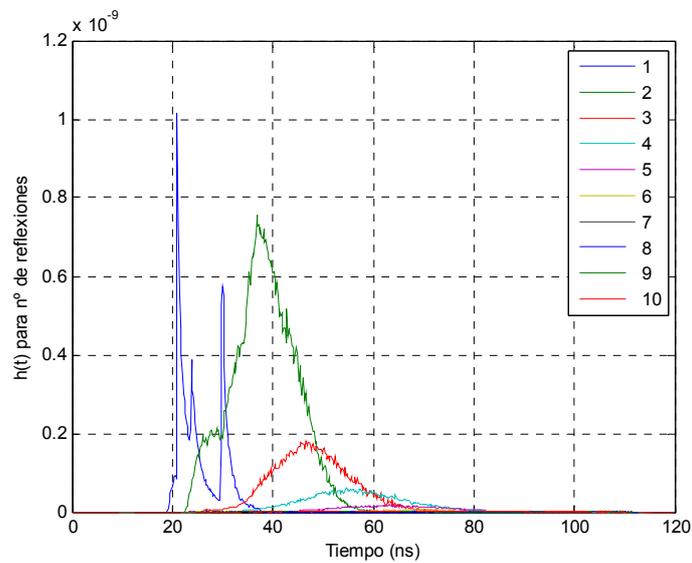


Figura 4.31. $h(t)$ por número de rebotes con el modelo de Lambert

RESPUESTA EN FRECUENCIA

Los resultados del análisis en frecuencia para la configuración C utilizando el modelo de Lambert para una configuración Lambertiana pura son:



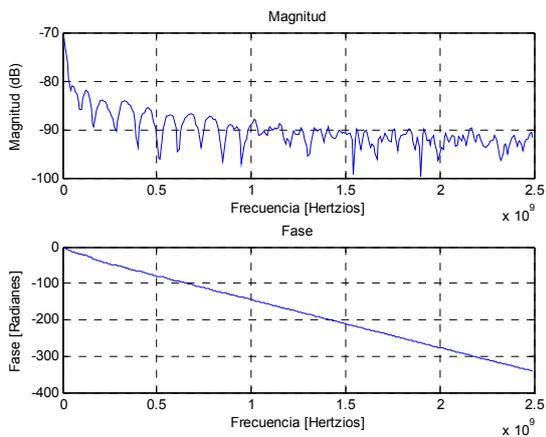


Figura 4.32. Magnitud y fase de la respuesta al impulso con Lambert

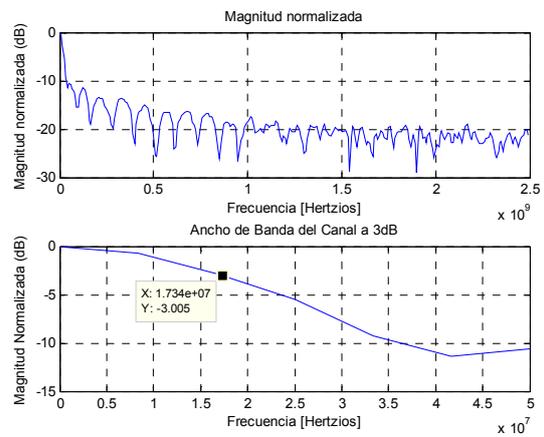


Figura 4.33. Magnitud normalizada y ancho de banda a 3 dB con Lambert

El ancho de banda a 3 dB para el modelo de Lambert es de 17.3 MHz, como se puede ver en la figura 4.33.

4.5.2.2. Modelo de Phong

Ya que en este caso se trata de un enlace LOS, no vamos a modificar la reflectividad del techo y del suelo como se hizo en el enlace no-LOS. En este caso vamos a modificar la pared este y la oeste, debido a que el transmisor no está directamente orientado hacia el suelo sino con una elevación de -70° y un azimut de 10° . Puesto que el impulso LOS va a contar con la mayor parte de la potencia, lo que nos interesa es ver como varía la respuesta debido a las diversas reflexiones, es por ello que se van a modificar los modelos de esas superficies, ya que son las que más influyen en este ejemplo. Un sistema LOS, es un sistema más directo, lo rayos no tienen que recorrer tanto camino para llegar al receptor, con lo que es probable que tras un rebote la mayoría de los mismos lleguen al receptor.

PARÁMETROS DEL MODELO

Parámetros		
Reflectancia difusa	ρd_{NORTE}	1
	ρd_{SUR}	1



	ρd_{ESTE}	0.3
	ρd_{OESTE}	0.3
	ρd_{TECHO}	1
	ρd_{SUELO}	1
Directividad Especular	n_{NORTE}	1
	n_{SUR}	1
	n_{ESTE}	50
	n_{OESTE}	50
	n_{TECHO}	1
	n_{SUELO}	1

Tabla 4.19. Parámetros del modelo de Phong para el ejemplo 2

RESPUESTA TEMPORAL

Como se ha dicho antes, se han modificado los modelos de las superficies este y oeste. Hemos cambiado la reflectancia difusa de esas superficies a un valor de 0.3, haciendo que aparezcan reflexiones especulares en estas superficies. Así mismo, la directividad especular de esas superficies se han fijado a 50, esto hará que el modelo se comporte especularmente en esas superficies.

Como puede verse en la figura 4.34, el pico máximo de la potencia en la respuesta al impulso aumenta de $1 \cdot 10^{-9}$ (modelo de Lambert) a aproximadamente $1 \cdot 10^{-8}$ (modelo de Phong), sin embargo, a partir de los 30ns las componentes se igualan para ambos modelos, estas componentes son las significativas y las que realmente fijan el ancho de banda a 3 dB. Si superponemos las dos gráficas se puede ver mejor el efecto.

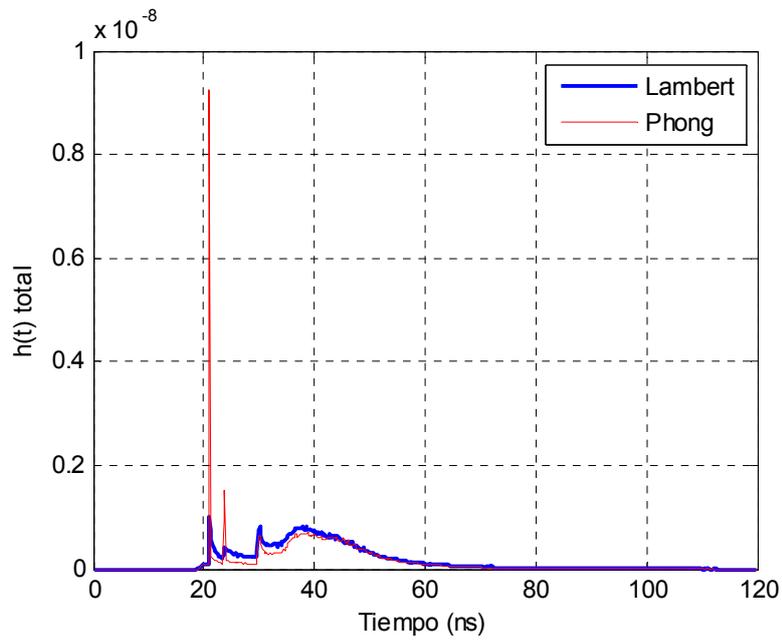


Figura 4.34. $h(t)$ superpuesta para el modelo de Lambert y Phong

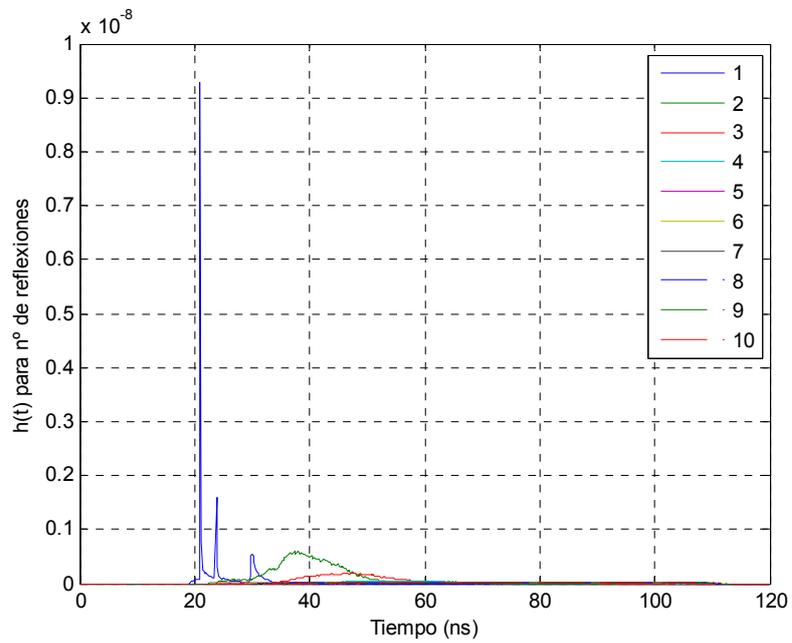


Figura 4.35. Respuesta al impulso temporal por número de reflexiones con Phong para el ejemplo 2

RESPUESTA EN FRECUENCIA

Como puede verse en la figura 4.37, para el modelo de Phong el ancho de banda a 3 dB es de unos 15 MHz, por lo que ha disminuido unos 2 MHz con respecto al modelo de Lambert. En este caso, a pesar de que el pico máximo de la respuesta en el tiempo aumenta en potencia (para un tiempo de 20 ns, figura 4.34) su ancho es muy bajo y por tanto tiene poca energía total. Debido a que la mayor parte de la energía la contienen las componentes que van desde un tiempo de 30 ns a 60 ns, son esas componentes las que son significativas y las que fijan el ancho de banda a 3 dB, aunque su potencia sea menor que la del pico máximo. Como para ambos casos, con el modelo de Lambert y con el modelo de Phong, esas componentes significativas son muy similares (figura 4.34) el ancho de banda a 3 dB será casi idéntico.

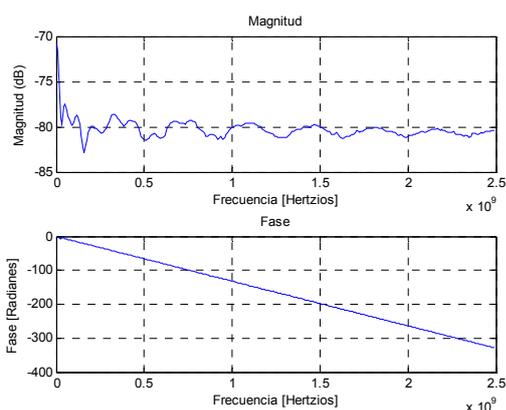


Figura 4.41. Magnitud y fase de la respuesta al impulso para el ejemplo 2 con Phong

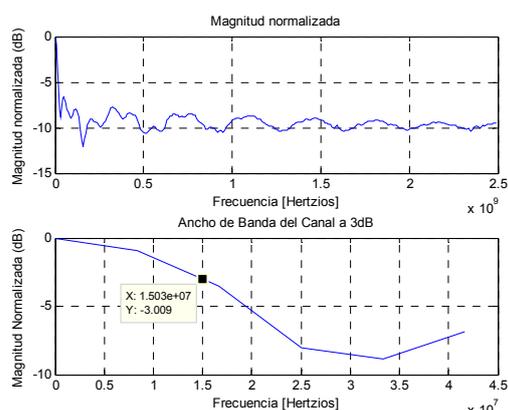


Figura 4.37. Magnitud normalizada y ancho de banda a 3 dB con Phong para el ejemplo 2

4.5.2.3. Modelo de Phong Retrorreflexivo

En esta situación, como en la de antes, hemos cambiado la reflectancia difusa de la superficie este y oeste de la habitación para la configuración C haciendo que aparezcan reflexiones especulares en estas superficies. Para el modelo de Phong retrorreflexivo, hemos determinado que la directividad especular de la pared este y oeste sea mayor a uno, concretamente $n = 50$ (como en el modelo de Phong) y además se ha añadido que un porcentaje de esas reflexiones especulares sean retrorreflexivas, se ha fijado ese porcentaje a 20%. Esto implica que el modelo se comporte especularmente en esas



superficies y que el 20% de esos rayos especulares viajen en la dirección retrorreflexiva, es decir, desplazados dos veces el ángulo que forma la normal con el rayo especular, orientándose en la dirección opuesta al especular; comportándose de esta manera retrorreflexivamente.

PARÁMETROS DEL MODELO

Parámetros		
Reflectancia difusa	ρd_{NORTE}	1
	ρd_{SUR}	1
	ρd_{ESTE}	0.3
	ρd_{OESTE}	0.3
	ρd_{TECHO}	1
	ρd_{SUELO}	1
Directividad Especular	n_{NORTE}	1
	n_{SUR}	1
	n_{ESTE}	50
	n_{OESTE}	50
	n_{TECHO}	1
	n_{SUELO}	1
Porcentaje retrorreflexivo	20%	

Tabla 4.20. Parámetros del modelo de Phong para el ejemplo 2

RESPUESTA TEMPORAL

A continuación se muestra la respuesta al impulso temporal sin representar el impulso LOS, es decir, veremos la respuesta al impulso para las diferentes reflexiones. La figura 4.38 representa la respuesta al impulso desglosada según el número de reflexiones.

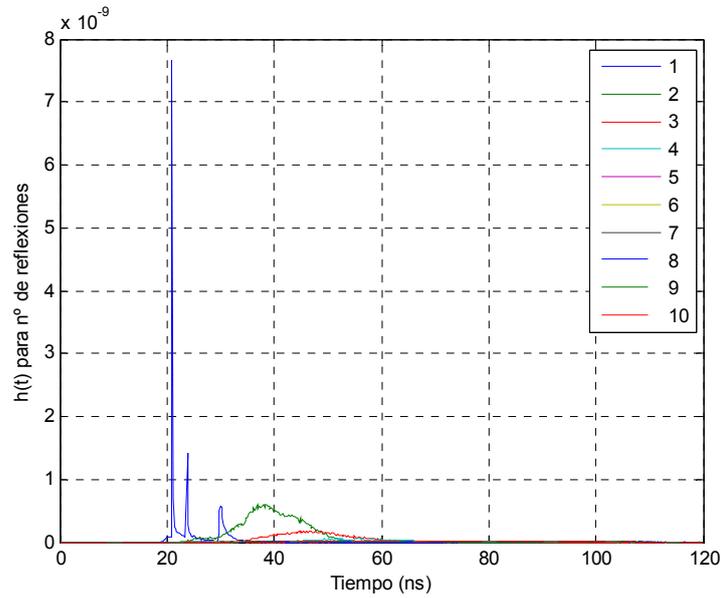


Figura 4.38. Respuesta al impulso temporal por número de reflexiones con Phong Retrorreflexivo para el ejemplo 2

RESPUESTA EN FRECUENCIA

La respuesta en frecuencia de la habitación es la que se muestra a continuación.

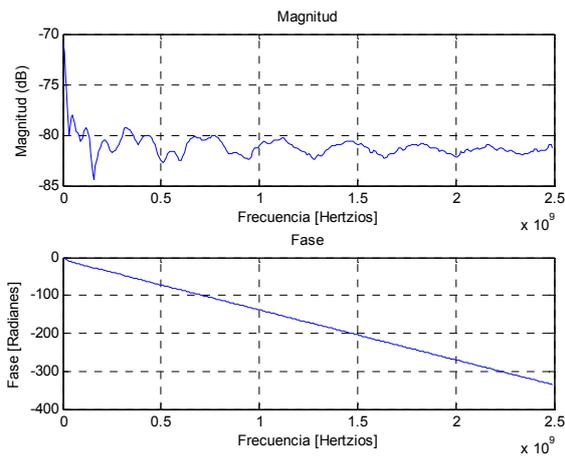


Figura 4.39. Magnitud y fase de la respuesta al impulso con Phong Retrorreflexivo para el ejemplo 2

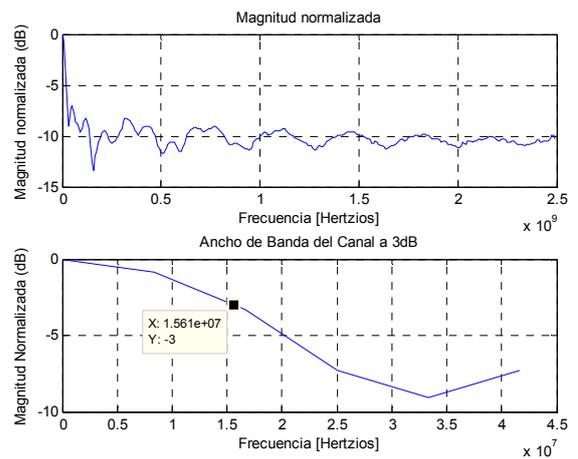


Figura 4.40. Magnitud normalizada y ancho de banda a 3 dB con Phong Retrorreflexivo para el ejemplo 2



El ancho de banda a 3 dB para 20% de rayos especulares reflejados de forma retrorreflexiva es de 15.6 MHz. Si lo comparamos con el ancho de banda obtenido para el modelo de Phong vemos que prácticamente no varía, al igual que con el modelo de Lambert. La parte que contribuye al ancho de banda, la que contiene la mayor parte de la energía es muy similar.

Aumentando el porcentaje de retrorreflexión al 50 % obtenemos los siguientes resultados:

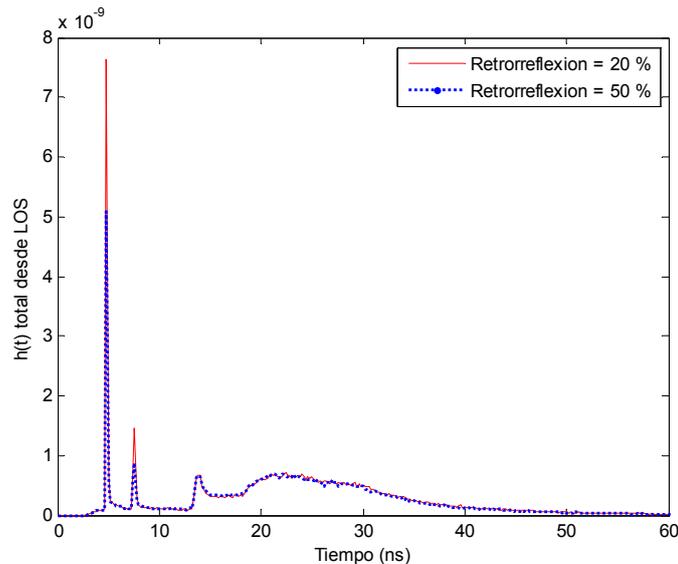


Figura 4.41. Comparación del modelo de Phong Retrorreflexivo con 20% y 50% de rayos retrorreflexivos

La figura 4.41 muestra la respuesta al impulso para un 20% y un 50% de retrorreflexión. Como se ve, al aumentar el porcentaje de rayos retrorreflexivos el pico máximo de la respuesta al impulso disminuye en potencia, exceptuando la última parte de la gráfica que es la que realmente contribuye en el cálculo del ancho de banda a 3 dB. Como esta parte se ve inalterada en ambos casos, el ancho de banda resultante será casi idéntico. La última parte de la gráfica es la que se refiere a más de una reflexión. Es posible que si los rayos toman otro camino, puede que el rayo que anteriormente llegaba en un solo rebote ahora este lo haga en dos o más, o incluso que ni siquiera sea captado por el receptor, es por ello que la potencia se ve reducida al aumentar el porcentaje de rayos retrorreflexivos. Hay más rayos retrasados en el tiempo y con menos potencia.

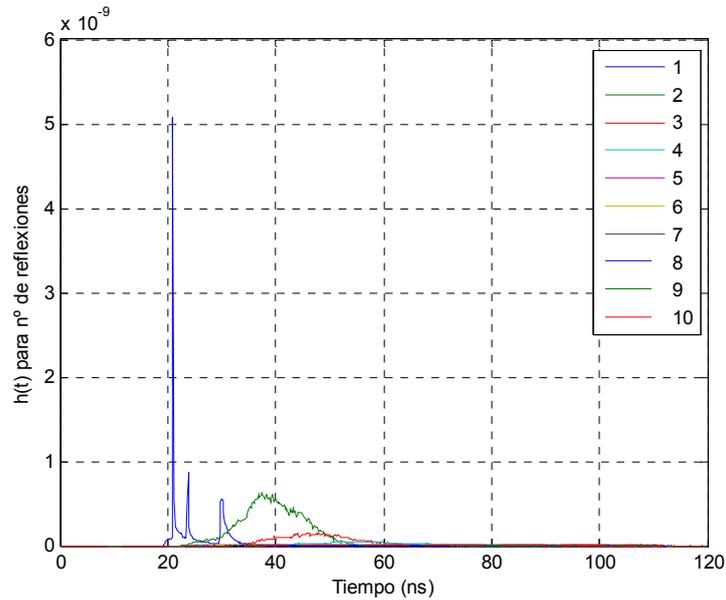


Figura 4.42. Respuesta al impulso temporal por reflexiones con Phong Retrorreflexivo para el ejemplo 2 con Retrorreflexion=50%

RESPUESTA EN FRECUENCIA

Como se puede ver en la figura 4.43, el ancho de banda a 3 dB para un porcentaje del 50% de rayos retrorreflexivos aumenta a 16.9 MHz. Esto puede deberse a que debido a que los rayos recorren otros caminos más largos, llegan más atenuados, pudiendo quedar incluso por debajo de 3 dB. Esas componentes están muy reducidas en la respuesta al impulso temporal. Así bien, al tratarse de un sistema LOS, los rayos especulares, que tienen un alto contenido en potencia, pueden llegar al receptor de forma más directa que un sistema no-LOS, por tanto, si llegan al receptor lo hacen con una energía mayor. Por eso el ancho de banda aumenta a pesar de que como vimos en la figura 4.42 la respuesta al impulso tiene menor potencia.



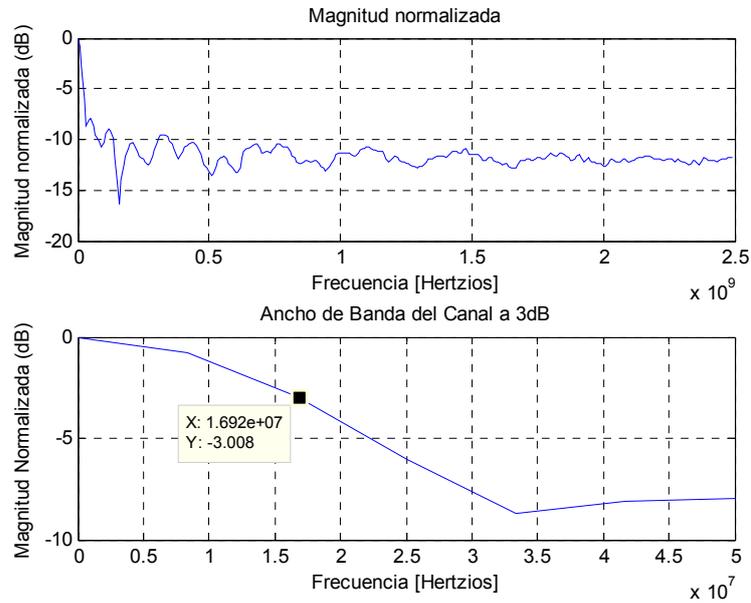


Figura 4.43. Magnitud normalizada y ancho de banda a 3 dB para el ejemplo 2 con Phong Retrorreflexivo con Retrorreflexion=50%

4.5.2.4. Modelo de Blinn

Para esta situación aplicaremos tanto en la pared este como en la oeste el modelo de Blinn, el resto se comportará difusamente. Hemos cambiado la reflectancia difusa de la superficie este y oeste de la habitación, haciendo que aparezcan reflexiones especulares en estas superficies. Así mismo la directividad especular de las mismas la hemos fijado a 50, esto hará que el modelo se comporte muy especularmente en esas superficies. Por último, para el caso de las reflexiones *off-specular* del modelo de Blinn se ha fijado su directividad especular a 50. Los parámetros utilizados en la simulación son los que se muestran en la siguiente tabla.

PARÁMETROS DEL MODELO

Parámetros		
Reflectancia difusa	ρd_{NORTE}	1
	ρd_{SUR}	1
	ρd_{ESTE}	0.3
	ρd_{OESTE}	0.3
	ρd_{TECHO}	1

	ρd_{SUELO}	1
Directividad Especcular	n_{NORTE}	1
	n_{SUR}	1
	n_{ESTE}	50
	n_{OESTE}	50
	n_{TECHO}	1
	n_{SUELO}	1
Directividad Especcular Blinn	n_{NORTE}	1
	n_{SUR}	1
	n_{ESTE}	50
	n_{OESTE}	50
	n_{TECHO}	1
	n_{SUELO}	1

Tabla 4.21. Parámetros del modelo de Blinn para el ejemplo 2

RESPUESTA TEMPORAL

Como puede verse la respuesta al impulso es muy similar a la dada por el modelo de Phong, esto es debido a que el modelo de Blinn se comporta como el modelo de Phong excepto para ángulos *grazing*. En estos ángulos el modelo presenta reflexiones *off-specular*, es decir, desplazadas ligeramente unos grados de la orientación del rayo especcular. De esta simulación se puede deducir que no existen o hay pocos rayos incidentes que estén cercanos a la superficie, no hay muchos ángulos *grazing* que lleguen al receptor, con lo que el modelo se comporta de la misma manera que un modelo de Phong.

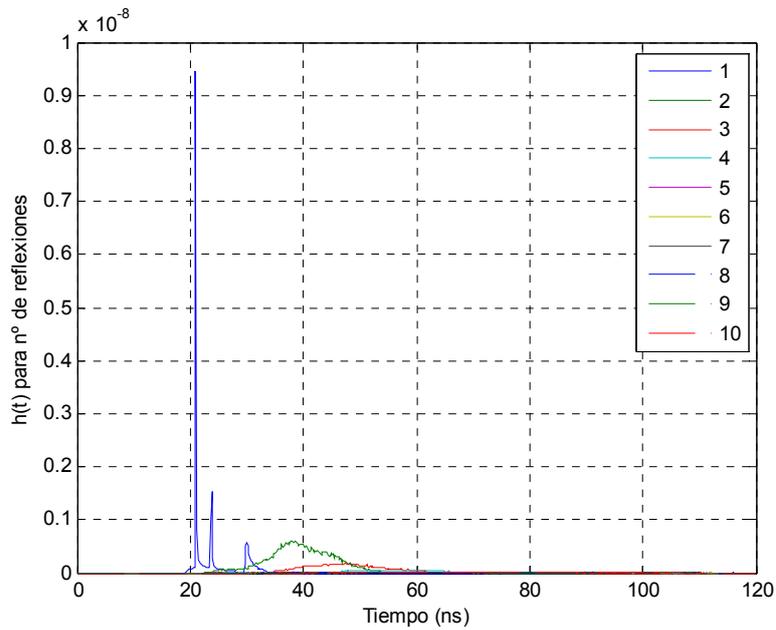


Figura 4.44. Respuesta al impulso temporal por número de reflexiones con Blinn para el ejemplo 2

RESPUESTA EN FRECUENCIA

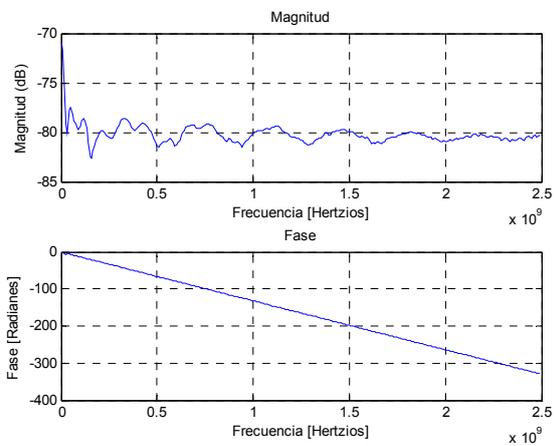


Figura 4.45. Magnitud y fase de la respuesta al impulso para el ejemplo 2 con Blinn

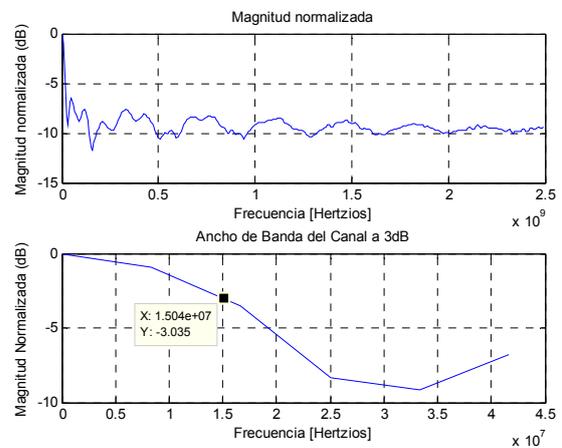
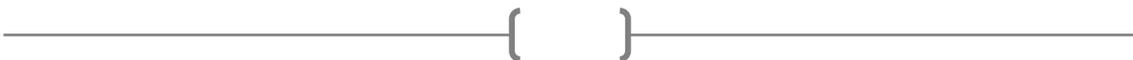


Figura 4.46. Magnitud normalizada y ancho de banda a 3 dB para el ejemplo 2 con Blinn

Como puede verse en la figura 4.46, en el caso del modelo de Blinn el ancho de banda da 3 dB es exactamente igual que el ancho de banda obtenido aplicando el modelo de Phong, esto es debido a que



no hay casi ángulos *grazing*, que son los que hacen variar la orientación del rayo especular en el modelo de Blinn.

4.5.2.5. Modelo de Lafortune

Como en los ejemplos anteriores, hemos modificado los parámetros de la superficie este y la oeste, dejando el resto de superficies como Lambertianas puras. Para el modelo de Lafortune, dichas superficies tendrán unos parámetros u otros en función del ángulo de incidencia, como puede verse en la siguiente tabla.

Hay que tener en cuenta que el ángulo de incidencia lo hemos medido desde la superficie al rayo incidente. Para ángulos de incidencia en el rango de 0° a 35° , el modelo se comporta de forma muy especular, sobre todo en ángulos cercanos al *grazing* ya que se fija la directividad especular de Blinn a 150 si el rayo no es retrorreflexivo o a 40 si el rayo es retrorreflexivo. En ángulos intermedios de 35° a 65° , el modelo se comporta de forma menos especular como puede verse en los parámetros. Para ángulos cercanos a la normal el modelo se comporta de forma casi difusa.

PARÁMETROS DEL MODELO

Parámetros		$0^\circ < \theta_{inc} < 35^\circ$	$35^\circ \leq \theta_{inc} < 65^\circ$	$65^\circ \leq \theta_{inc} < 90^\circ$
Reflectancia difusa	ρd_{NORTE}	1	1	1
	ρd_{SUR}	1	1	1
	ρd_{ESTE}	0.3	0.6	0.9
	ρd_{OESTE}	0.3	0.6	0.9
	ρd_{TECHO}	1	1	1
	ρd_{SUELO}	1	1	1
Directividad Especular	n_{NORTE}	1	1	1
	n_{SUR}	1	1	1
	n_{ESTE}	63.8	18.6	3
	n_{OESTE}	63.8	18.6	3
	n_{TECHO}	1	1	1

	n_{SUELO}	1	1	1
Directividad Especcular Blinn	n_{NORTE}	1	1	1
	n_{SUR}	1	1	1
	n_{ESTE}	40/150	20/70	1
	n_{OESTE}	40/150	20/70	1
	n_{TECHO}	1	1	1
	n_{SUELO}	1	1	1
Porcentaje retroreflexivo		60%	20%	0 %

Tabla 4.22. Parámetros del modelo de Lafortune

RESPUESTA TEMPORAL

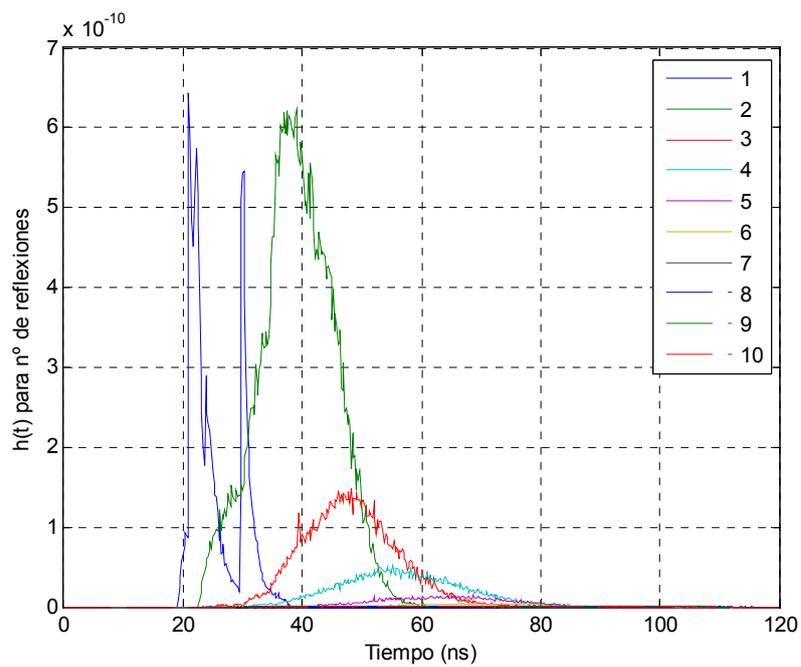


Figura 4.47. Respuesta al impulso temporal por número de reflexiones con Lafortune para el ejemplo 2

Si superponemos la respuesta al impulso de Lambert y Lafortune, figura 4.48, se puede ver como el modelo de Lafortune pierde un poco de potencia.



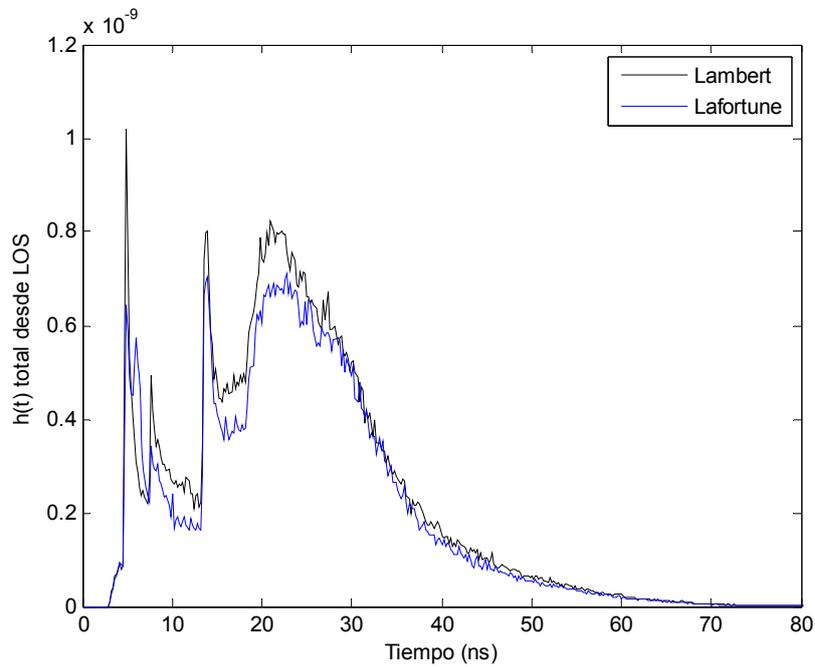


Figura 4.48. Comparación $h(t)$ total para Lambert y Lafortune con el ejemplo 2

RESPUESTA EN FRECUENCIA

La respuesta en frecuencia es la que se muestra en la figura 4.49. El ancho de banda a 3 dB para el ejemplo 2 aplicando el modelo de Lafortune es de 17.2 MHz aproximadamente.

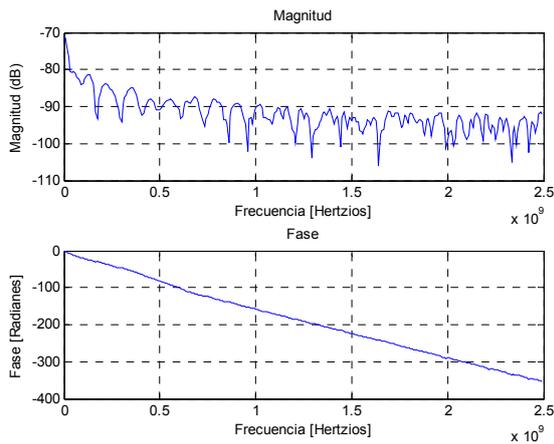


Figura 4.49. Magnitud y fase de la respuesta al impulso con Lafortune para el ejemplo 2

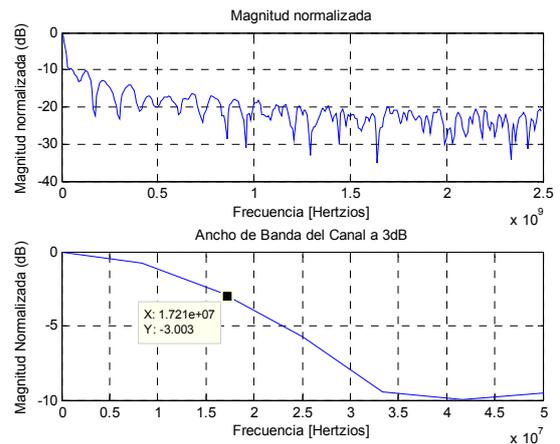


Figura 4.50. Magnitud normalizada y ancho de banda a 3 dB con Lafortune para el ejemplo 2



Como puede verse en la figura 4.48 las respuestas al impulso para Lambert y Lafortune son prácticamente idénticas lo que hace que su ancho de banda a 3 dB sea prácticamente idéntico. El cambio no es significativo. En la tabla 4.23 se resumen los parámetros utilizados para parametrizar cada modelo y su ancho de banda para el ejemplo de configuración de un enlace LOS.

	LAMBERT	PHONG	PHONG RETROREFLEXIVO		BLINN	LAFORTUNE		
						$0^\circ < \theta_i < 35^\circ$	$35^\circ \leq \theta_i < 65^\circ$	$65^\circ \leq \theta_i < 90^\circ$
ρd_{NORTE}	1	1	1		1	1	1	
ρd_{SUR}	1	1	1		1	1	1	
ρd_{ESTE}	1	0.3	0.3		0.3	0.6	0.9	
ρd_{OESTE}	1	0.3	0.3		0.3	0.6	0.9	
ρd_{TECHO}	1	1	1		1	1	1	
ρd_{SUELO}	1	1	1		1	1	1	
n_{NORTE}		1	1		1	1	1	
n_{SUR}		1	1		1	1	1	
n_{ESTE}		50	50		50	63.8	18.6	
n_{OESTE}		50	50		50	63.8	18.6	
n_{TECHO}		1	1		1	1	1	
n_{SUELO}		1	1		1	1	1	
nb_{NORTE}					1	1	1	
nb_{SUR}					1	1	1	
nb_{ESTE}					50	40/150	20/70	
nb_{OESTE}					50	40/150	20/70	
nb_{TECHO}					1	1	1	
nb_{SUELO}					1	1	1	
% retorre flexivo			20 %	50 %		60%	20%	0%
Ancho de Banda	17.3 MHz	15.03 MHz	15.6 MHz	16.9 MHz	15.04 MHz	17.2 MHz		

Tabla 4.23. Resumen de parámetros y ancho de banda para cada modelo en el ejemplo 2

Capítulo 5. Redes de iluminación para VLC

5.1. Introducción

Las redes propuestas para VLC tienen en cuenta un canal de bajada (comunicación unidireccional entre lámpara y receptor óptico de dispositivo de usuario) de media velocidad, en torno a pocos Mbps, y un canal de subida (desde dispositivo de usuario a receptor en la lámpara) de baja velocidad de transmisión, sobre los cientos de Kbps. Normalmente los enlaces de bajada usan dispositivos emisores en longitudes de onda de visible mientras que los de subida emiten en longitudes de onda de Infrarrojo.

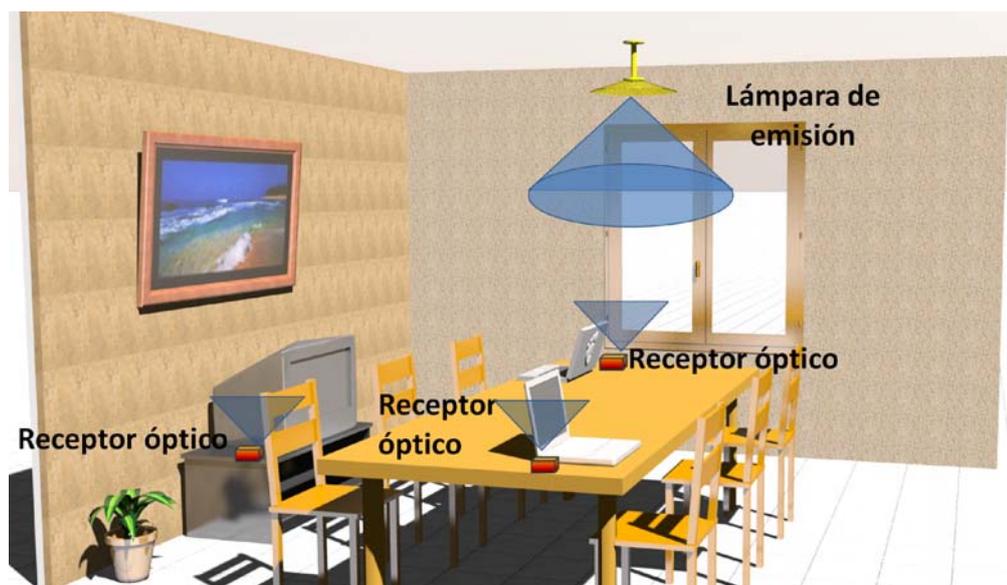


Figura 5.1. Escenario clásico de comunicación VLC en entorno cerrado.

5.2 Modulaciones para VLC

Para conseguir las velocidades de transmisión que requiere el enlace VLC de bajada se hace necesario adaptar las señales de datos a transmitir a las características que poseen las lámparas fabricadas con ledes que emiten en el visible. Para ello se usan modulaciones específicas de la señal eléctrica que atacan el driver de corriente que excita los ledes. Como ya se comentó en el capítulo 2 las características de funcionamiento de este tipo de ledes hacen que el estudio de estas modulaciones sea crítico en el funcionamiento de los enlaces VLC de media velocidad. A continuación, en este capítulo se introducen varias técnicas de modulación propuestas para su uso en VLC. Si bien se produjeron diferentes activos para probar y simular las modulaciones cabe destacar que fue la CR-PPM la que se consideró para proponer la mayor parte de los desarrollos posteriores debido a la facilidad de implementación a nivel hardware respecto a todas las demás estudiadas. Cabe destacar el estudio que se hizo sobre la modulación “Color-shift keying” que se encuentra recogida en el IEEE 802.15.7.

5.2.1. Modulación PPM (Pulse Position Modulation)

La modulación por posición de pulso (PPM) es un tipo de modulación en la cual una palabra de r bits es codificada para la transmisión de un único pulso que puede encontrarse en alguna de las posiciones posibles. Si esto se repite cada x segundos, la tasa de transmisión es de r/x bits por segundo. Este tipo de modulación se usa principalmente en sistemas de comunicaciones ópticas, donde tiende a haber poca o ningún tipo de interferencia por caminos múltiples.

Además, esta técnica permite que el sistema se utilice como modulación para canales ópticos, funcionando como sistema *on-off* y con diverso ancho de pulso, sin pérdidas de potencia óptica. Esto se logra por medio de una variación en la duración del pulso de chip. En el caso de la figura 5.2, el 20% de la duración del símbolo está a ‘1’ y el 80% restante está a ‘0’.

El principal inconveniente de estas técnicas de modulación es la necesidad de sistemas complejos de sincronismo para garantizar la correcta detección. Para evitar esto, puede usarse la modulación por posición de pulso diferencial (DPPM), que presenta capacidad de detección no coherente en el receptor. Sin embargo, la velocidad de bits es no constante durante las transmisiones y esto puede afectar al rendimiento del sistema como sistema de iluminación al producir efectos de parpadeos en la lámpara. Una modificación de la DPPM es la CR-DPPM (Constant Rate) que genera tasa constante. Esta técnica asegura que el ciclo de trabajo de la señal transmitida es siempre el mismo, por lo que no se producen variaciones en la intensidad

de luz (flickering), que es uno de los principales requerimientos de los sistemas VLC. La figura 5.2 muestra las formas de onda correspondientes a las variantes de la modulación PPM nombradas anteriormente.

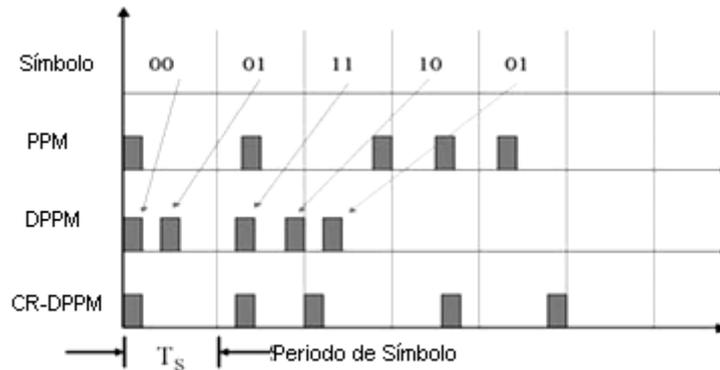


Figura 1.2. Forma de onda de las distintas modulaciones PPM

La CR-DPPM se trata de un esquema PPM en donde la posición del siguiente chip viene dado por la siguiente ecuación:

$$P_N = \begin{cases} P_{N-1} + D_N - L & \text{para } (P_{N-1} + D_N) \geq L \\ P_{N-1} + D_N & \text{para } (P_{N-1} + D_N) < L \end{cases} \quad (5.1)$$

Donde:

- L : número de posiciones disponibles.
- P_{N-1} : último posición activada.
- D_N : valor de símbolo.

Esta modulación presenta los mismos requisitos de ancho de banda y potencia que la convencional PPM, pero permite detección no coherente en el receptor, al igual que ocurre en un receptor DPPM. Esto se consigue contando ciclos de reloj entre flancos de subida (distancias, incluyendo un intervalo de guarda para compensar el tiempo de conmutación del LED). En la siguiente tabla se muestra la correspondencia entre el símbolo y la distancia para el esquema propuesto.

Sím bolo	Distancia (período de chip)
00	5
01	2 ó 6
10	3 ó 7

11	4 ó 8
----	-------

Tabla 1. Distancia de símbolo para la CR-DPPM.

Puede verse que hay dos distancias posibles para el mismo símbolo en algunos casos. El bloque de transmisión selecciona una apropiada en orden para garantizar el ciclo de trabajo constante de la señal, al 20%, tal como se explicó anteriormente.

Las principales ventajas y desventajas de esta modulación son:

- Es de las más simples en cuanto a complejidad de implementación.
- En relación a la potencia de transmisión requerida es de las más bajas.
- Necesidad de sistemas complejos de sincronismo.

En concreto, para el caso de la CR-DPPM, que es el usado, son las siguientes:

- Posee capacidad de detección no coherente.
- Aporta tasa constante de datos, por lo que no se producen variaciones en la intensidad de la luz.
- No modifica las características de potencia y ancho de banda de la PPM.

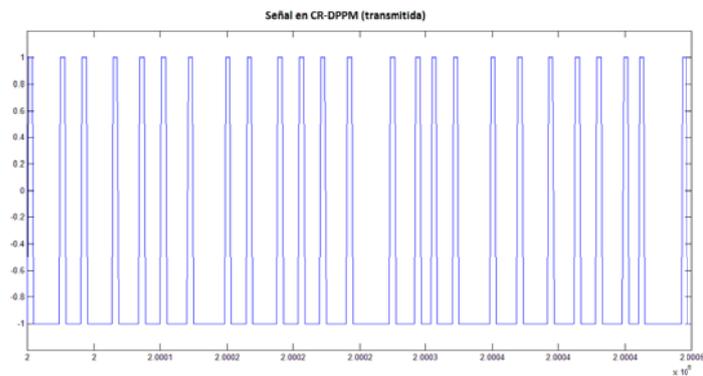


Figura 2. Señal modulada en CR-DPPM.

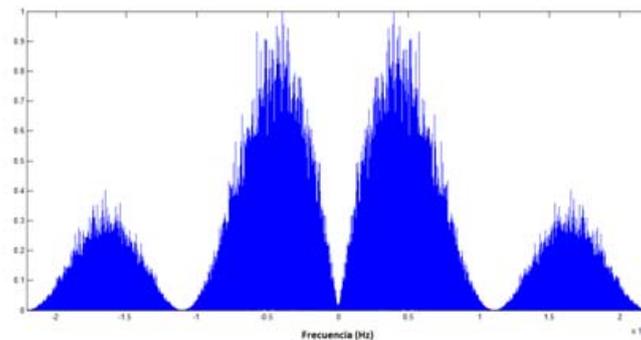


Figura 5.4. Espectro de la señal CR-DPPM.

5.2.2. Modulación SC (Single Carrier)

Esta modulación es una variante que ha surgido de la OFDM, en donde en principio, su gran diferencia radica en que sólo hace uso de una portadora para transmitir los datos, aunque existen diversas variantes de esta modulación, en las cuales, en alguna se realiza multiplexación en frecuencia y puede parecerse bastante a una OFDM.

Debido también a que en la OFDM es necesario trabajar en zona lineal del LED para obtener buenos resultados debido a su alto nivel de potencia media, surge la opción de usar la Single Carrier con ecualización en el dominio de la frecuencia (SCFDE), ya que no exige tantos requisitos en este sentido. Además, se considera una muy buena alternativa al uso de la OFDM, sobre todo, en canales altamente dispersivos para comunicaciones inalámbricas de banda ancha. Por otro lado, también hay que tener en cuenta que su implementación es más sencilla que la de la OFDM, tanto en el cálculo de la FFT e IFFT como del resto de procesado.

Se ha probado, en estos trabajos, una variación de la SCFDE que tiene un bajo nivel de potencia media, además de una implementación mucho más sencilla, sobre todo, en el transmisor, ya que los cálculos complejos, se realizan en el receptor, incluyendo la FFT y la IFFT. Dicha variación se denomina SCFDE descompuesta en cuadratura óptica (DQO-SCFDE).

Se basa en generar la señal modulada a través de las muestras reales o pares y las imaginarias o impares, invirtiendo el signo de todas las muestras negativas, en caso de que existan. Si no hubiera muestras negativas, se rellenan las señales SI- y SQ- con ceros, añadiendo finalmente un prefijo cíclico a cada bloque para eliminar la interferencia entre los mismos.

Se muestra en la figura 5.5 el diagrama de bloques del modulador, donde se aprecia claramente que la complejidad de cálculo reside en el lado del receptor, puesto que es dónde se realiza tanto la FFT como la IFFT y el reordenado de las señales y que el transmisor se basa en un modulador I-Q, tal y como se explicó con anterioridad. [Acolatse11]

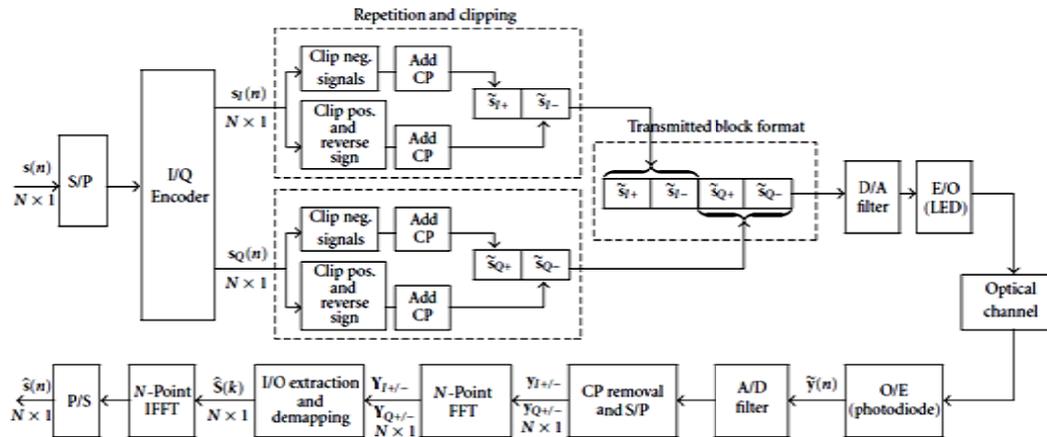


Figura 5.5. Esquema de la modulación DQO-SCFDE

Las ventajas y desventajas de la SCFDE son:

- No necesita trabajar específicamente en la zona lineal del LED, a diferencia de la OFDM.
- Es una buena alternativa a la OFDM en canales dispersivos para comunicaciones inalámbricas.
- Su implementación es más sencilla que la de la OFDM.
- A pesar de las múltiples ventajas que presenta, aún no es comúnmente empleada.

Concretando para la DQO-SCFDE:

- Reduce la potencia media con respecto a la OFDM y a la SCFDE.
- Es la implementación más sencilla de la SCFDE.
- Está pensada para comunicaciones ópticas, con la filosofía de modulación en intensidad y detección directa (IM/DD).
- *Señal DQO-SCFDE:* para esta modulación, además de las pruebas con el fichero de texto, se realizaron medidas con un archivo de audio. Esto fue necesario para poder apreciar la diferencia en la modulación al transmitir datos con valores negativos (audio) y sólo con valores positivos (texto), ya que de esta manera, las señales SI- y SQ- no son nulas y por lo tanto, tanto la señal en el tiempo como el espectro cambian considerablemente.

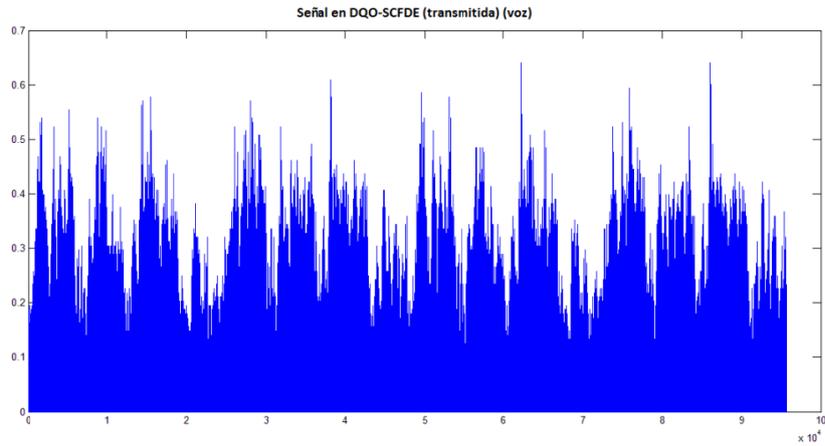


Figura 5.6. Señal modulada en DQO-SCFDE (voz).

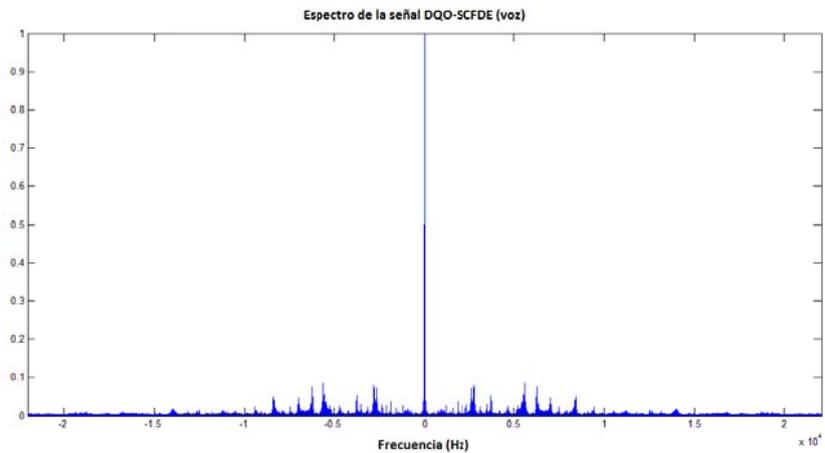


Figura 3. Espectro de la señal DQO-SCFDE (voz).

5.2.3. Modulación OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

La modulación OFDM (multiplexación por división de frecuencias ortogonales), es una técnica de multiplexado multiportadora. Múltiples subportadoras de poca capacidad se combinan en el transmisor para formar un compuesto de alta capacidad. El concepto fundamental de OFDM es que las subportadoras son ortogonales en frecuencia, lo cual se define en la siguiente fórmula:

$$(5.2)$$

Donde f_k y f_{k+1} son las frecuencias de las subportadoras, que se suponen ortogonales durante el tiempo T . En la FDM convencional la separación entre subportadoras adyacentes es de $2/T$, mientras que en OFDM la separación es de $1/T$, que es el mínimo para que las subportadoras adyacentes sean ortogonales. Como se puede observar en la siguiente figura

que muestra la comparación entre el espaciado entre subportadoras en los casos de FDM y OFDM, el espectro de estas se superpone, por lo que con OFDM se mejora la eficiencia espectral. [Mostafa11]

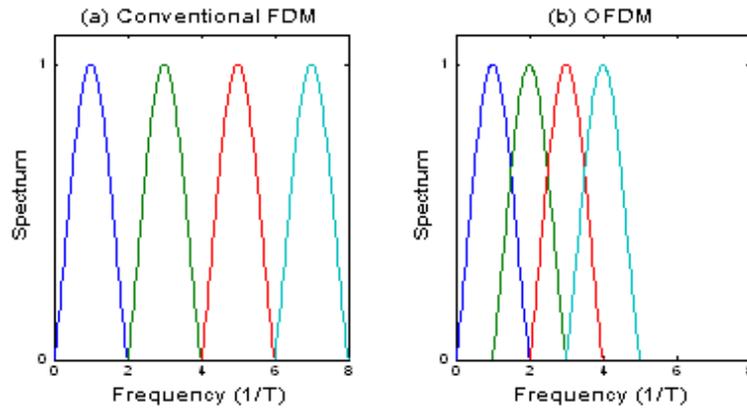


Figura 5.8. Comparación entre el espaciado entre subportadoras (FDM vs OFDM).

Los datos se dividen en varios flujos o canales en paralelo, uno para cada subportadora, y cada subportadora se modula con una técnica convencional como QAM o PSK a velocidades bajas. Los flujos de datos que se consiguen son similares a una modulación monoportadora del mismo ancho de banda del conjunto.

La técnica OFDM se utiliza en comunicaciones digitales de banda ancha, tanto cuando es con medios inalámbricos como con guías ópticas o metálicas, en aplicaciones del tipo: televisión digital, comunicaciones móviles, difusión de audio y acceso de banda ancha.

Su principal ventaja estriba en su capacidad para funcionar bajo condiciones que serían problemáticas para otras fórmulas. La OFDM soporta bien la distorsión por atenuación en frecuencias altas en los cables metálicos y las interferencias y desvanecimiento o *fading* por multipropagación, sin necesitar complejos ecualizadores.

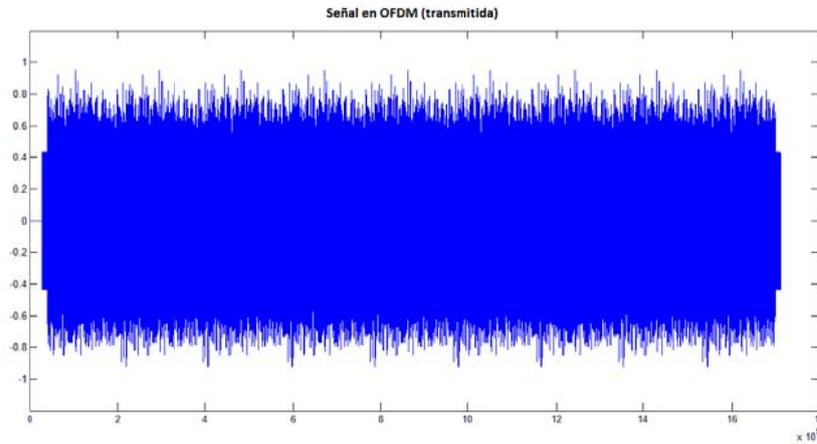


Figura 5.9. Señal modulada en OFDM

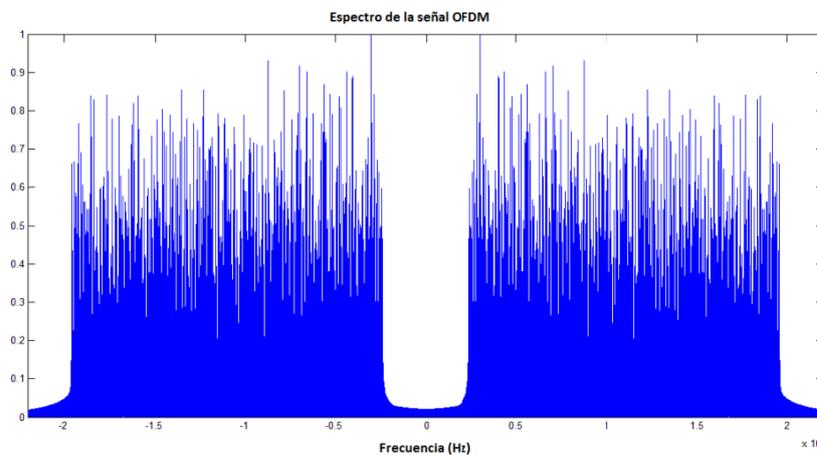


Figura 5.10. Espectro de la señal OFDM

5.2.4 Modulación CSK

La modulación Color Shift Keying es un esquema de modulación específico para VLC. En el estándar IEEE 802.15.7 se propone el uso de esta modulación que transmite datos de manera imperceptible a través de la variación del color de la luz emitida por un led tipo RGB. A diferencia de otros esquemas de modulación de intensidad, CSK garantiza que la intensidad de la luminaria no lo hará fluctuar, lo que limita los efectos debidos al parpadeo o flickering.

El esquema de uso de la modulación CSK [Monteiro13] se observa en la figura 5.11. Como se puede observar la modulación codifica los datos a transmitir en un espacio de colores que actúan sobre la corriente de polarización de cada led que conforma el diodo led tipo RGB.

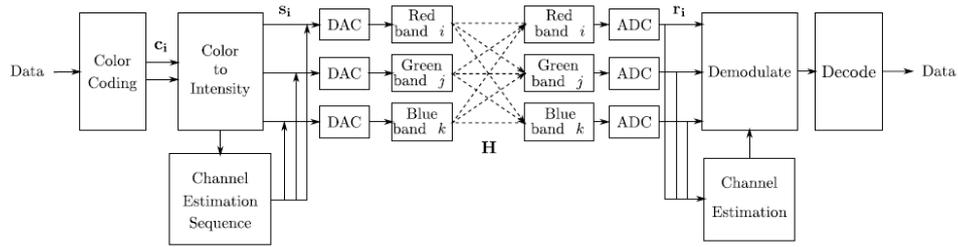


Figura 5.11. Diagrama de un enlace VLC usando modulación CSK

Con esto se consigue una combinación de colores en la transmisión cuya integración en el ojo humano produce el efecto de visión del color blanco (iluminación) o de un color unitario. Este efecto se muestra en la figura 6.12 donde a partir de la combinación de unos puntos de color concretos en el espacio CIE de colores, se obtiene una media cromática que sería el punto en el centro del diagrama.

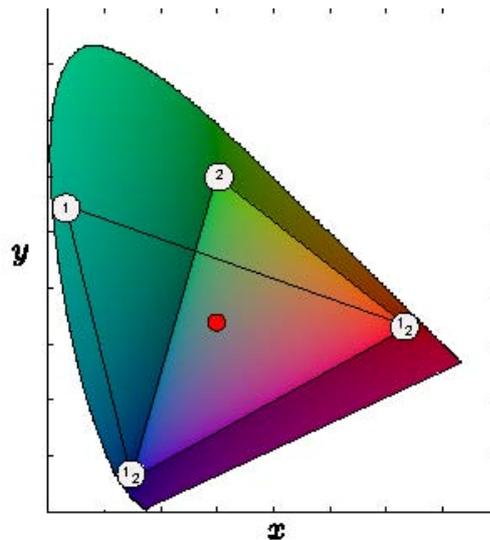


Figura 5.12. Ejemplo de modulación en el espacio cromático xy.

Esta modulación fue objeto de estudio durante el trabajo de Tesis para su aplicación a redes de sensores usando receptores CCD para la captación de la información. Sin embargo, debido a la complejidad de implementación de las cámaras receptoras en los nodos sensores, se optó por no realizar una implementación de la modulación. Sin embargo, dentro del grupo de investigación del IdeTIC sí se ha realizado un estudio teórico de un método que simplifique la recepción de las señales CSK en cámaras tipo CCD [Delgado14].

5.3. Ejemplos de enlaces VLC de media velocidad

Debido a la complejidad de las modulaciones DQO-SCFDE y OFDM, sobre todo a la hora de realizar receptores adecuados, en esta Tesis se van a considerar las modulaciones PPM y CR-PPM para la realización práctica de enlaces de media velocidad que tengan como emisor óptico una lámpara basada en ledes que emitan en longitudes de onda visible y en concreto formadas por diodos led blancos (WLED). Se han propuesto tres desarrollos básicos dónde los dos primeros sólo consideran el canal de bajada VLC y un tercer supuesto con enlace de subida en infrarrojo. Para este último caso se generó una red de sensores que es controlada por un nodo coordinador que inicia la comunicación y la petición de datos a los sensores de la red.

5.3.1 Sistema propuesto con codificación PPM

Un primer caso de uso de las modulaciones mencionadas se expone en la realización de una comunicación de audio digital estéreo por medio de una lámpara de ledes blancos y un receptor formado por un foto-receptor encargado de recibir y decodificar los datos. A partir de aquí se realiza una diferenciación por canal en la recepción, por lo que se demuestra la transmisión de diferentes canales de datos y la correcta separación de los mismos en la recepción. Principalmente, esta diferenciación en los nodos receptores nos permite establecer una comunicación, ya no solo de audio, sino de datos si fuese necesario, transmitiendo en la misma trama de datos información de varios canales independientes sin que exista solapamiento en la recepción.

En la *figura 5.14*, se observa un diagrama de bloques del sistema de comunicaciones implementado con lo que se intenta dar una visión general del funcionamiento del mismo.

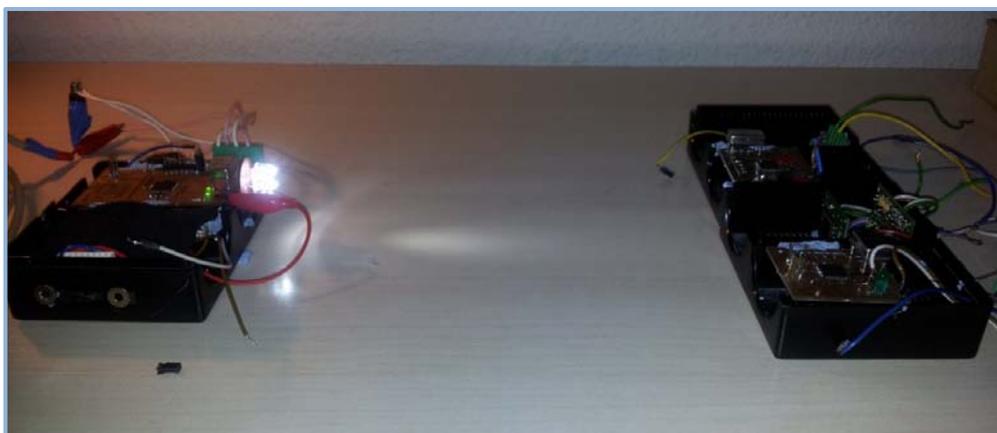


Figura 5.13. Implementación de sistema

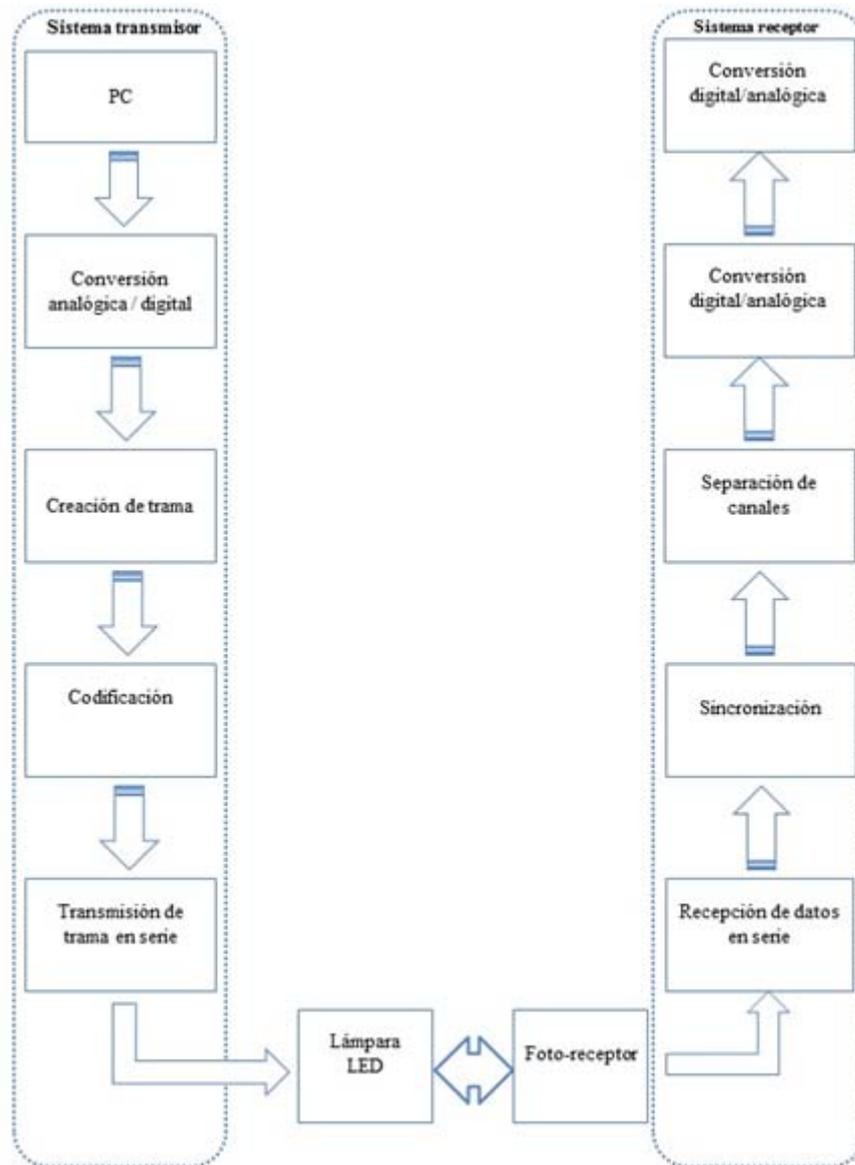


Figura 5.14. Caso de uso de PPM en enlace VLC

El alcance del sistema propuesto se ha establecido en torno a 1 m con luz de ambiente y a un 1,25 m con ausencia de luz. Los datos expuestos anteriormente son para una recepción óptima de los pulsos que componen la muestra. El alcance puede aumentarse más con el inconveniente de recibir los pulsos atenuados y con efectos no deseados.



Figura 5.15. Sistema funcionando a 1 metro de separación con luz ambiente

En la *figura 5.16*, se observa la variación en los valores temporales de los pulsos que comprenden la codificación PPM. Por lo tanto, y estableciendo una correcta sincronización, queda demostrado la posible comunicación. No obstante, para la correcta visualización se exponen algunas figuras que demuestran la comunicación simultánea y la correcta recepción de los datos.



Figura 5.16. Funcionamiento del sistema propuesto

Aunque el ancho de banda ocupado por la codificación PPM es el doble que en banda base, se ha intentado ajustar los tiempo donde la línea esta en nulo (bits de estados) para que la frecuencia de muestreo no bajara de 8Khz. Los valores finales de frecuencia de muestreo se encuentran entre 8 y 10Khz. Esto supone una velocidad de transmisión de 180Kbits/s.

5.4 Sistema propuesto con codificación CR-PPM

Dentro de esta línea, durante el trabajo, se trató la posibilidad de transmitir una señal de vídeo codificada en MPEG-2 a través de la tecnología VLC, por un enlace de datos de alta velocidad de 2 Mbps como mínimo. La señal de vídeo será enviada desde un ordenador, con un software que permita implementar un servidor de vídeo empleando tramas UDP a través de una red Ethernet con una tasa aproximada de 10 Mbps. El sistema recoge dichas tramas y las reenvía a través de un enlace síncrono al sistema receptor, que, a su vez las vuelve a

encapsular en tramas Ethernet que van al cliente de vídeo. El enlace serie se implementa sobre el canal óptico visible, formado por una lámpara de ledes en visible y un receptor óptico.

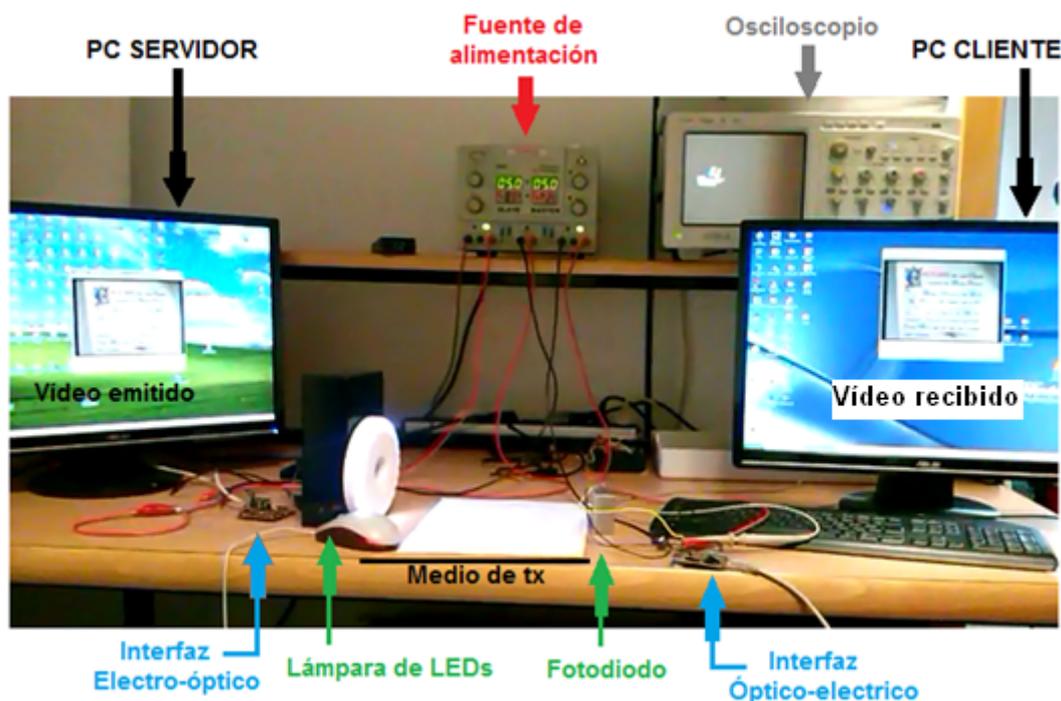


Figura 5.17. Arquitectura del sistema

Para la correcta transmisión de estos datos en modo síncrono es necesario proceder a la modulación de los mismos. Dadas las características del canal, se ha optado por una modulación por posición de pulso (CR-PPM). Es decir, se implementa un módulo interfaz entre la red Ethernet convencional y el emisor/receptor óptico. Otra de las etapas fundamentales del sistema es la de control de flujo adicional. Esto se debe a que desde la red Ethernet le pueden llegar al dispositivo datos hasta a 10 Mbps, de forma asíncrona, mientras que los ledes sólo transmiten por el canal de bajada un flujo síncrono constante de 1 Mbps, lo que exigiría o un gran buffer, o la consiguiente pérdida de datos.

En la figura 5.18 se presenta el diagrama de bloques del sistema desarrollado. Desde el PC se usa un programa para emitir el vídeo por un cable de red. Las tramas Ethernet que transportan vídeo codificado en MPEG2 con tasa de bit constante, tiene un tamaño fijo de 1370 bytes, de los cuales 46 se pertenecen a las distintas cabeceras Ethernet, IP y UDP, y los restantes 1316 se corresponden con el payload o información de la trama UDP, figura 5.19. En estos 1316 bytes, se codifican 7 paquetes TS, o "Flujo de transporte MPEG-2", de 188 bytes cada uno. Los restantes 46 bytes se usan de cabecera. En cada trama se podría empaquetar más paquetes TS, mejorando la eficiencia de la red, sin embargo, el efecto jitter [Simpson08] se incrementa.

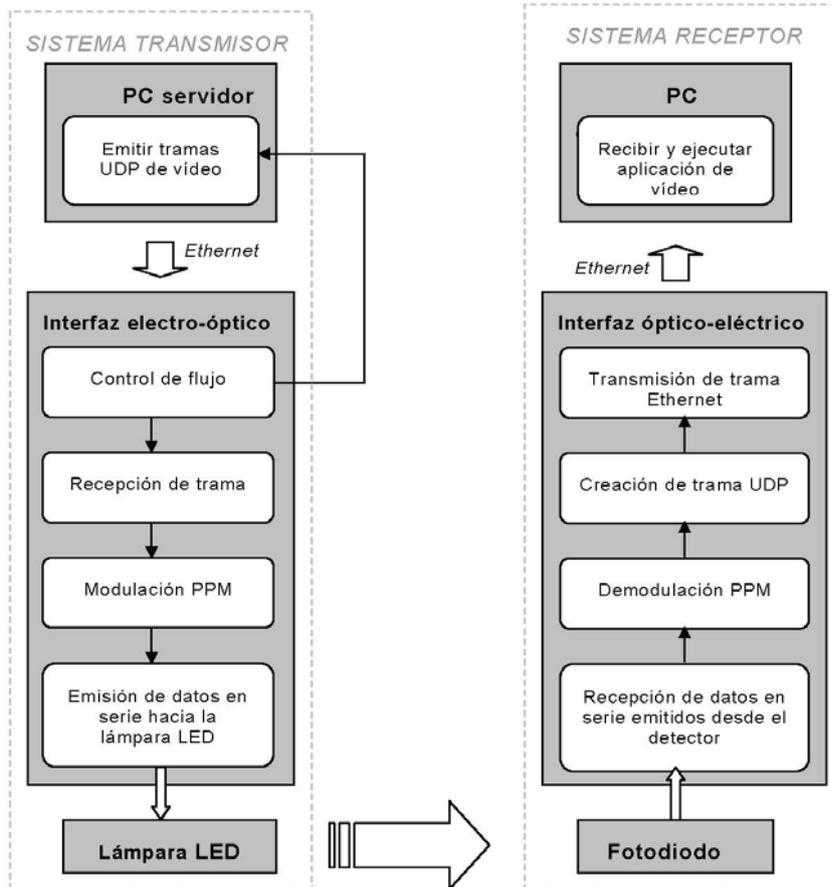


Figura 5.18. Diagrama de bloques del sistema.

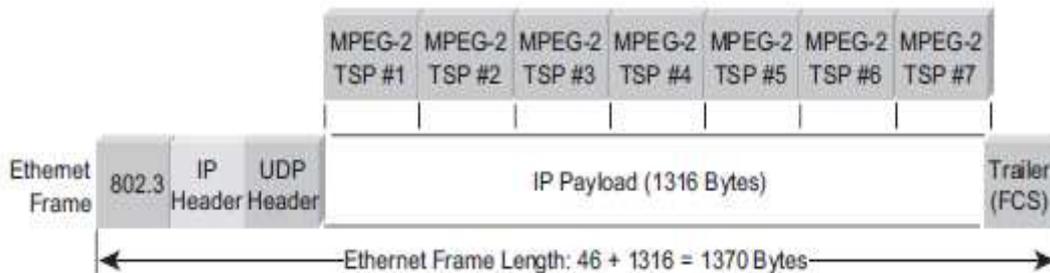


Figura 5.19. Encapsulación de MPEG2 sobre IP

El principal inconveniente que presenta la modulación PPM convencional es la necesidad de una sincronización que, además resulta muy crítica. Por ello se han desarrollado técnicas que permiten demodulaciones no coherentes en las que la información va contenida en la distancia entre un pulso y el anterior (PPM diferencial o DPPM). El inconveniente que presentan es que el throughput no es constante durante la transmisión.

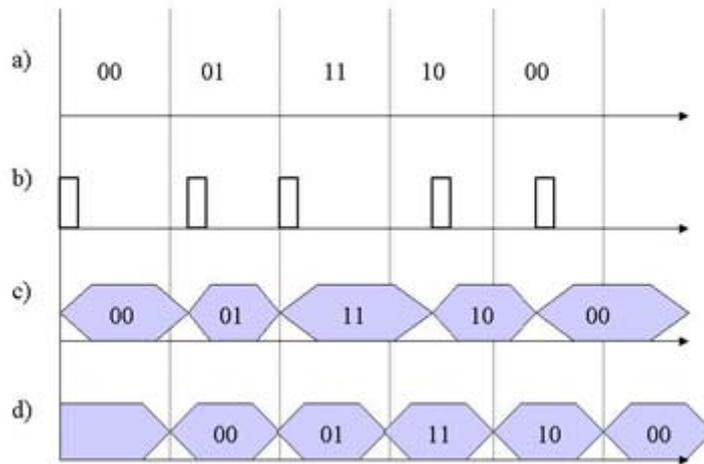


Figura 5.20. a) Símbolo a transmitir, b) Señal PPM generada, c) Datos recibidos sin sincronizar, d) Datos sincronizados con reloj (tasa constante).

El esquema de modulación presentado en este trabajo se basa en una detección diferencial y presenta una tasa de bit constante. Por otro lado, una de las principales ventajas de este tipo de modulación es que es una modulación M-aria que puede ser implementada de forma no coherente, de manera tal que el receptor no necesita utilizar un lazo de seguimiento de fase. Esto hace que sea un candidato adecuado para los sistemas de comunicaciones ópticas, donde una modulación y detección coherente es difícil y muy cara. La única otra modulación común M-aria no coherente es la técnica de modulación por desplazamiento de frecuencia, que es la técnica análoga pero en el dominio de la frecuencia.

Debido a las limitaciones de ancho de banda de los dispositivos ópticos empleados, se pueden conseguir en recepción pulsos de un ancho mínimo de 100 nseg. Dadas las características de la señal descrita en este trabajo y, debido al empleo de la modulación 4-DPPM, esto se corresponde con una tasa máxima de bit de 2 Mbps, suficiente para la transmisión de un canal de vídeo en formato MPEG-2.

En el receptor, simplemente se cuentan los pulsos de reloj entre un flanco y el siguiente y, de esta forma se obtiene el símbolo recibido. Naturalmente, en este extremo la tasa de bit no es constante puesto que cada detección se obtiene con tiempos diferentes como se ve en la Figura 5.21. Por ello es necesario almacenar los símbolos recibidos en una pila e ir extrayéndolos en fase con el reloj de recepción, o bien en un buffer.

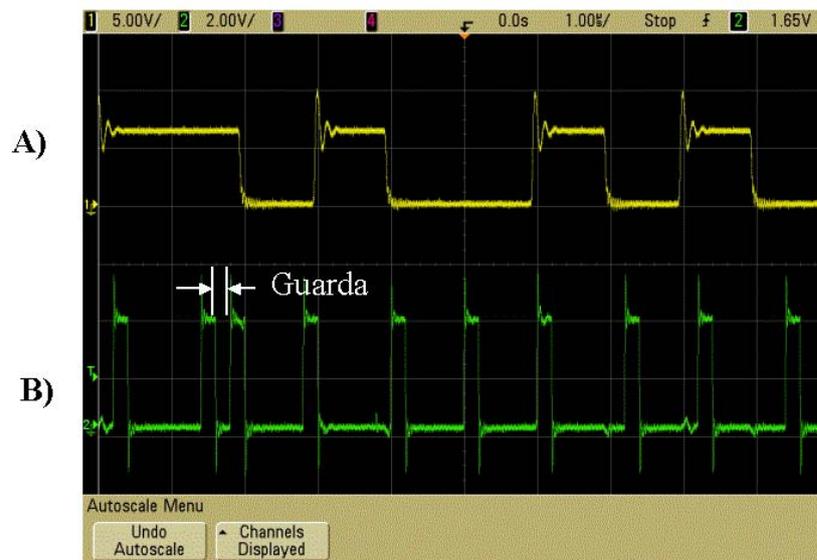


Figura 5.21. Formas de onda obtenidas: a) Datos, b) Señal DPPM.

Cualquier dispositivo de lógica programable resulta apto para la detección de los símbolos, siempre y cuando disponga de una frecuencia de reloj ampliamente superior a la de la modulación. En concreto en este prototipo se han utilizado dos implementaciones diferentes: una basada en un dispositivo FPGA de Xilinx con una frecuencia de trabajo de 25 MHz y un sistema de bajo coste basado en microprocesadores PIC y CPLDs. Dejando de lado las cuestiones relativas a la sincronización del receptor, la principal desventaja de la CR-PPM es que es de por sí muy sensible a la interferencia por caminos múltiples que surge en canales con desvanecimientos selectivos en frecuencia, donde la señal en el receptor contiene ecos de los pulsos transmitidos. Dado que la información está codificada en el tiempo de llegada, ya sea de manera diferencial o relativa a un reloj común, la presencia de estos ecos hace que sea extremadamente difícil, si no imposible, poder determinar con precisión la posición correcta del pulso transmitido.

En el caso de este trabajo, debido a la gran potencia de transmisión empleada, prácticamente toda la señal que llega al receptor procede del camino directo, con lo que el efecto de la propagación multitrayectoria es prácticamente despreciable.

Además, el hecho de emplear una transmisión por posición del pulso implica otras dos ventajas para este tipo de sistemas:

- Siempre existe transmisión: En todos los períodos de símbolo se transmite un pulso, con lo que el grado de iluminación permanece constante.

- Se puede regular el ancho de pulso con lo que es posible controlar en cada momento la intensidad de iluminación.

Una vez modulada la señal, la primera opción para transmitir los datos en serie es la de usar el puerto serie del dispositivo elegido. Sin embargo, esto tiene algunas desventajas, como el hecho de que añade cabecera al conjunto de datos que transmite, lo cual disminuye la eficiencia en la tasa de bits enviados. Además, la velocidad conseguida usando un puerto serie no alcanza la velocidad mínima deseada, de 1 Mbps, aunque algunos dispositivos pueden transmitir datos en serie a aproximadamente 900 Kbps. Aún así, esta opción no es la deseable.

La otra opción, es usar un puerto de salida de un puerto externo del dispositivo escogido, la cual sea controlada por software para conseguir la tasa de bits deseada. De esta forma nos ahorramos que se añadan a la transmisión bits de cabeceras que no nos son útiles.

Los datos a transmitir por este puerto, no serán los de la trama Ethernet completa, pues las cabeceras no nos sirven de nada, siendo lo único útil el payload de la trama UDP. Esto no es complicado de conseguir, pues el tamaño y formato de las cabeceras es constante, y sólo hay que apuntar al comienzo de los datos. Además, el campo de datos de la trama UDP, para el caso de transmitir vídeo, como es el de este trabajo, es de tamaño constante para todas las tramas, siendo éste de 1316 bytes, por lo cual, se simplifica el trabajo y no es necesario leer el campo longitud de la cabecera UDP.

Las cabeceras de la trama con los datos correspondientes al PC receptor del vídeo, serán añadidos por el sistema receptor de los datos en serie, el cual será encargado de generar las tramas Ethernet con los datos recibidos.

Lo único necesario será incluir una cabecera en cada payload que se va a transmitir en serie, de manera que el sistema receptor sea capaz de detectar que ha comenzado la transmisión de la primera trama del grupo.

El proceso se refleja en la figura 5.22. En él se aprecia el proceso de desencapsulado de los datos contenidos en la trama UDP y su posterior inclusión en la trama a transmitir por el emisor óptico.

Los datos transmitidos en serie, pasarán a una lámpara LED, que hará la conversión electro-óptica. Los datos modulados en CR-PPM, llegan en serie al dispositivo receptor, el cual debe demodularlos. Para ello, se detectan los pulsos correspondientes a la modulación PPM y cada vez que se obtenga una distancia entre de dos pulsos, se tendrán dos bits de datos.

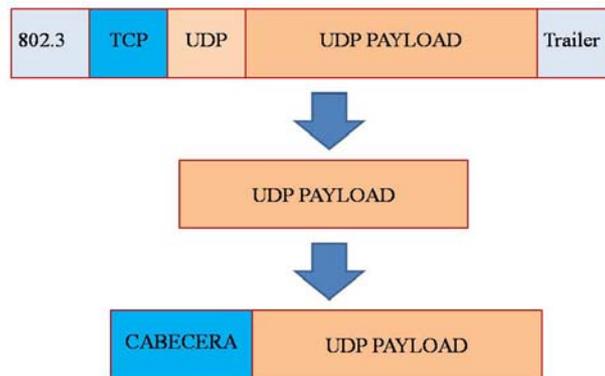


Figura 5.22. Tratamiento de la trama antes de transmitir

Una vez se vayan demodulando, hay que comprobar si se trata de una trama de datos o no. Con esto, se hace patente que es necesario indicar al receptor de la llegada de una nueva trama. Y esto se consigue añadiendo en el transmisor antes de la trama, un preámbulo conocido por ambas partes. De esta manera, el transmisor sólo debe añadir un bloque de bits antes de enviar los datos, y el receptor sólo debe encargarse de esperar hasta captarlo, una vez hecho, debe comenzar a recibir y guardar los siguientes bits de información en un buffer, hasta que se hayan detectado los 1316 bytes correspondientes al payload de una trama UDP.

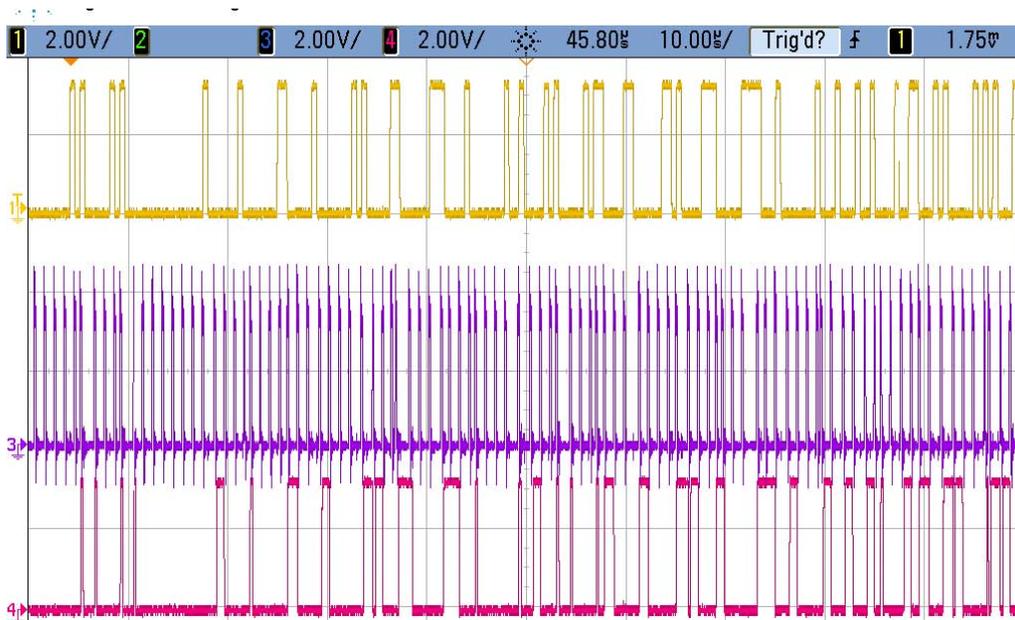


Figura 5.23. Sistema funcionando con la modulación PPM. Canal 1 Datos a transmitir sin modular. Canal 3 Datos transmitidos modulados en CR-PPM. Canal 4 Datos recibidos demodulados de manera asíncrona.

5.5. Sistema bidireccional para redes de sensores

El sistema propuesto se basa en implementar una red de sensores cuyo coordinador sea un nodo conectado a una lámpara LED con diodos blancos. De esta forma, se tiene la comunicación VLC como enlace de bajada. En este mismo coordinador se tiene un receptor óptico para comunicaciones infrarrojas ya que cada nodo sensor de la red incorpora unos ledes infrarrojos para poner sus datos en la red óptica. La arquitectura del sistema se muestra en la figura 5.24 y el sistema implementado en la figura 5.25.

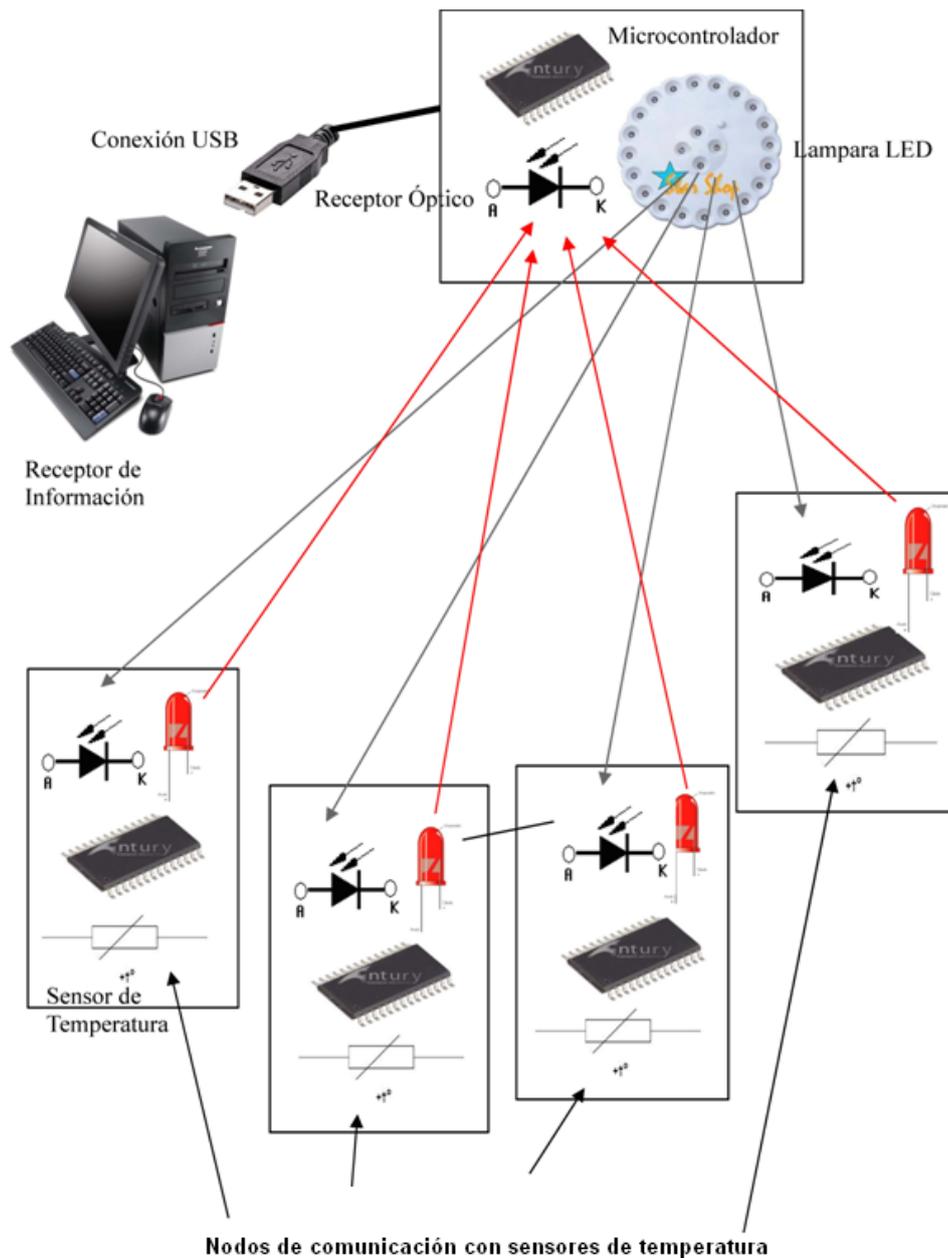


Figura 5.24. Sistema desarrollado para estudio de redes de sensores

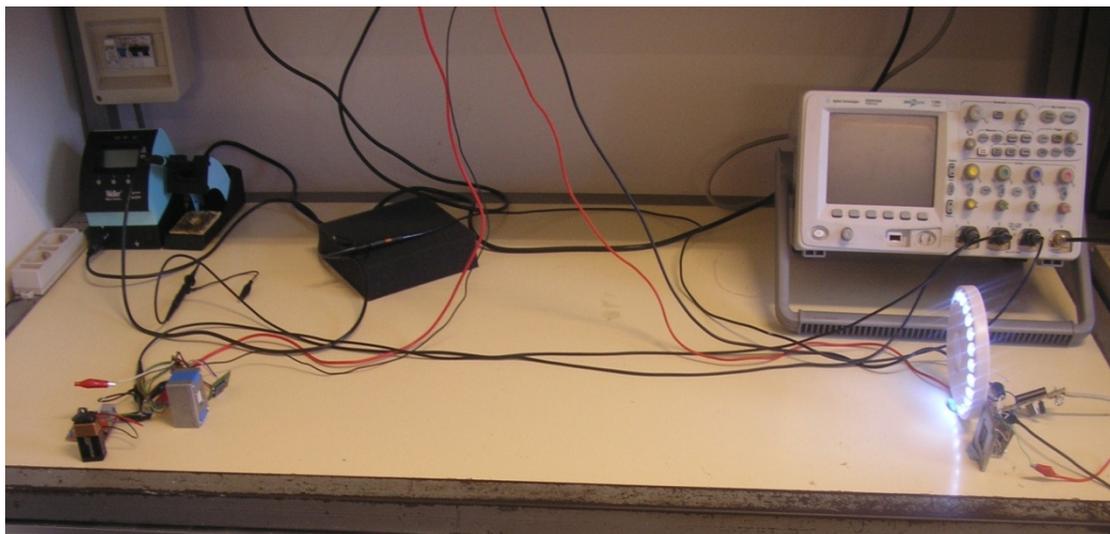


Figura 5.25. Sistema final montado en fase de pruebas

En la figura 5.26 podemos observar en verde la señal transmitida por el transmisor de visible, en amarillo la trama de respuesta del microcontrolador del nodo secundario y en azul la señal recibida en el receptor óptico cuando el transmisor de infrarrojo también está transmitiendo. Podemos contemplar que al receptor óptico no solo le llega la señal transmitida por el transmisor de visible, también le llega la trama de repuesta debido a reflexiones de la señal de infrarrojo.



Figura 5.26. Señal transmitida y recibida en el sistema de comunicaciones óptica de visible y la respuesta del microcontrolador. Canal 2, señal transmitida. Canal 3, señal recibida en el receptor óptico. Canal 1, trama de respuesta

El funcionamiento del sistema se basa en un protocolo Master-Slave dónde el nodo coordinador emite una señal de “Wake-Up” y espera que cada nodo sensor envíe sus datos mediante un protocolo TDMA. Los sensores reciben la señal desde el coordinador y emiten en orden sus datos que son recibidos por el receptor de infrarrojo en el coordinador.

En la figura 5.27 se contempla en azul la trama de respuesta que transmite el transmisor de infrarrojo y en rosa la señal que le llega al receptor de infrarrojo en el coordinador, como se observa, a diferencia de las señales, cuando transmite el sistema de infrarrojo únicamente, la señal recibida tiene una pequeña oscilación, esto se debe a la influencia del transmisor de luz visible, ya que nuestro receptor no solo capta las señales luminosas del transmisor de infrarrojo, también las reflexiones de la señal de iluminación del transmisor de la lámpara VLC.



Figura 5.27. Señal transmitida y recibida en el sistema de comunicaciones ópticas de infrarrojo. Canal 3, señal transmitida y Canal 4, señal recibida.

5.6 Comportamiento del sistema

Como estudio adicional se trató de obtener la pérdida de tramas en los enlaces de bajada VLC. Se consideraron dos posibles modos de operación dentro de una habitación, en oscuridad o en presencia de luz artificial. Por medio de software se comparó el número de

tramas transmitidas y recibidas dando como resultado el número de tramas perdidas. El estudio se llevó a cabo con transmisiones de 30 segundos.

OSCURIDAD		LUZ ARTIFICIAL	
Tramas transmitidas	Tramas perdidas	Tramas transmitidas	Tramas perdidas
1292	2	1128	1
1163	1	1128	4
1066	3	1255	4
1145	0	1477	4
1082	0	1320	0
1117	2	1409	1

Tabla 5.2. Tramas perdidas en presencia de luz artificial y oscuridad

La tabla anterior muestra que el promedio de tramas perdidas en condiciones de oscuridad es de 0'116% y 0'175% cuando se utiliza dispositivos de iluminación (dos lámparas fluorescentes de 36 watos), especialmente al encender la lámpara.

También, se probó la transmisión en presencia de interferencia usando una lámpara LED similar a la utilizada en el proyecto. Esta, se situó justo al lado de la lámpara transmisora, a un metro y medio aproximadamente del receptor. Ambas lámparas emitían silmultáneamente pero con diferentes amplitudes.

Para realizar las medidas se usó un APD. De esta manera, se midió la potencia de la señal útil y la interferente. Siendo la potencia de la señal PPM de -44,12 dBm.

La siguiente tabla muestra el número de tramas perdidas frente al aumento de la señal/interferencia (SNI), para una transmisión de 30 segundo de vídeo.

SNI (dB)	Tramas transmitidas	Tramas perdidas
Sin interferencia	1427	0
-4,67	1421	32
-9,91	1418	78
-12,62	1197	169
-20,22	1116	184

Tabla 5.3. Tramas perdidas en presencia de interferencias

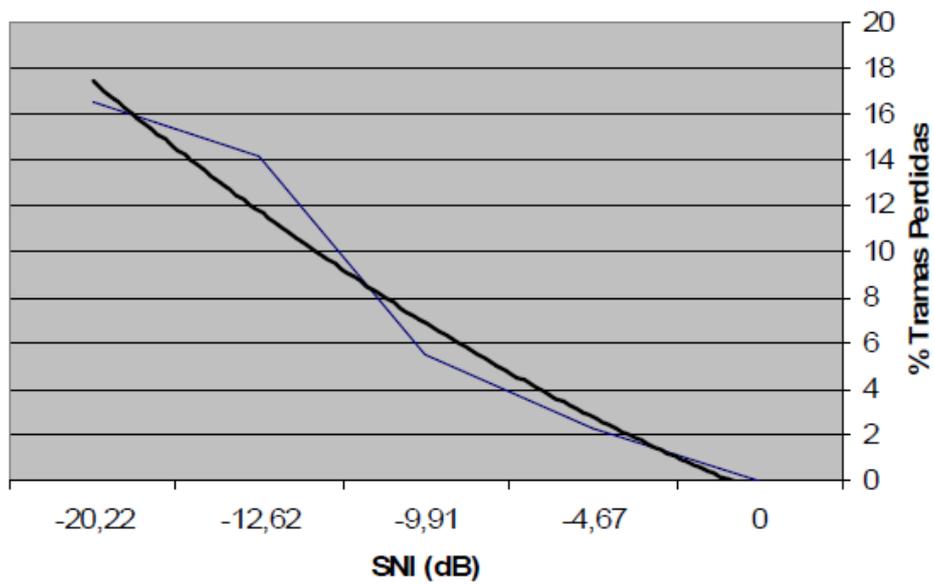


Figura 5.4. Relación entre SNI y tramas perdidas.

Capítulo 6. Redes heterogéneas de sensores basadas en IEEE 1451

6.1 Introducción

Las tendencias actuales de las redes de sensores han propiciado la definición de un nuevo tipo de sensores descritos como inteligentes. Un sensor inteligente es aquél que provee funcionalidad extra además de la necesaria para generar una medida correcta de la magnitud física medida [KUMAR01]. Esta funcionalidad extra es cada vez mayor, y actualmente los sensores pueden desde acondicionar la señal y sacar conclusiones de los valores medidos, a modificar su funcionamiento en base a la información proporcionada por otros sensores inteligentes o en función del usuario que interactúe con el sensor. Además los elementos que componen la red se están diversificando, de modo que ya no sólo son sensores y actuadores, sino dispositivos de ámbito diverso, como electrodomésticos, pantallas inteligentes o dispositivos móviles.

Para que una red tan heterogénea pueda funcionar, los objetos que la componen deben ser capaces de describirse a sí mismos y su funcionalidad. Además, es deseable en cualquier aplicación que los elementos de la red sean capaces de un cierto número de operaciones de instalación y mantenimiento que faciliten su despliegue y uso. Entre estas funciones están la autoidentificación, la autodiagnos, la autocoordinación con otros nodos, funciones de procesado de datos e interfaces y protocolos de control estándar [LEWIS04].

Esta capacidad de comunicar no sólo un dato medido, sino información intrínseca, es la característica que hace que un dispositivo reciba el nombre de Objeto Inteligente [KALLMAN09]. Las redes de objetos inteligentes son la clave para recopilar la información

requerida por los espacios inteligentes, ya sea en edificios, industrias, viviendas, transportes, o cualquier otro entorno que permita control y automatización.

En este capítulo se presenta una demostración de este tipo de redes heterogéneas en las que intervienen diferentes protocolos de comunicación y entre ellos se ha utilizado una red basada en enlaces VLC como demostración de la aplicabilidad de esta tecnología en una infraestructura compleja de sensores, como es el caso de las redes basadas en el estándar IEEE 1451.

6.2 Gestión de redes de sensores

La gestión de redes de sensores es el proceso de conectar los elementos entre sí y monitorizar su estado. Dicho proceso debe contemplar el caso de que un nodo cualquiera se desconecte o varíe su funcionalidad, y publicar estos cambios de manera que cualquier otro elemento pueda aprovecharse de esta información y posiblemente modificar su comportamiento.

Dada la diversidad de elementos diferentes en las redes de sensores inteligentes actuales, cada uno con características y funcionalidad única y novedosa para el resto de elementos, las metodologías de gestión deben ser lo suficientemente flexibles como para no producir incompatibilidades. En muchos entornos es necesario o ventajoso utilizar canales de comunicación específicos y sensores y actuadores a medida para la aplicación, que posiblemente no estén contemplados en la metodología original de gestión de la red.

Los estudios en este campo abordan este escenario imponiendo dos condiciones a los elementos de la red: La primera de ellas es que todo contacto de los elementos de la red con el mundo físico debe aislarse de la lógica de gestión de red. La segunda es que toda característica de cualquier elemento de la red debe describirse mediante un lenguaje entendible por el resto de elementos de la red.

La primera característica ha llevado a la definición de middleware [NATO68] como una capa de abstracción que ofrece una interfaz lógica de los elementos hardware de un dispositivo. Las propuestas estudiadas y las desarrolladas por el *W3C Semantic Sensor Web Incubator Group* se centran en la segunda característica, diseñando lenguajes de descripción de sensores, conocidos como Ontologías [GRUBER91]. Estos lenguajes tratan de modelar los

elementos y las interacciones de la red, intentando no imponer ninguna limitación a los elementos descriptibles.

6.3 Estándar IEEE 1451 para sensores

Actualmente existen considerables esfuerzos para combinar redes de sensores de distintos fabricantes y unificar las interfaces y métodos de control que presentan. El IEEE 1451 es uno de estos esfuerzos, llevado a cabo por el IEEE y el NIST desde 1993. El estándar separa el control de hardware de la gestión, y define todos los elementos que componen la red de la forma más unificada posible.

Dado que uno de los objetivos de esta Tesis es probar la independencia del estándar IEEE 1451 respecto al canal de comunicaciones empleado por la red, el desarrollo se centrará en las modificaciones en el sistema necesarias para utilizar uno u otro canal, dejando en un papel secundario el transductor del parámetro físico a medir por los sensores. Para poder experimentar tanto con sensores como con actuadores se incluirán, en la red experimental desarrollada en este trabajo, los diseños un sensor de temperatura y un LED que haga el papel de actuador binario. La elección de estos transductores simplifica tanto el diseño hardware como los TEDS de canal a incluir en el software.

Por otra parte los protocolos de comunicación de la red de sensores se seleccionaron para cubrir la mayor cantidad de tipos de canal posibles: en concreto bus CAN en representación de un canal cableado, ZigBee como ejemplo de canal de radio, y una adaptación de CAN para emplear canales ópticos no guiados, que se ha implementado mediante enlaces VLC como los estudiados en esta Tesis. Una vez conocidos los requisitos de comunicación impuestos a la red, se estudiaron varios dispositivos que implementan puertos a dichos canales como función principal o como característica añadida, y para cada canal a utilizar se empleó el dispositivo que mejores prestaciones ofreció.

6.4.1. Estructura del estándar

El IEEE 1451 es en realidad una familia de estándares en el que cada miembro, o documento, se identifica por un subíndice al final del nombre. Así, el miembro base se referencia como IEEE 1451.0 y el resto de miembros tienen un subíndice superior. En la Figura se muestra un modelo funcional de una red que sigue el estándar en donde se puede observar la relación entre los distintos documentos que lo componen.

En cuanto a contenido, el documento IEEE 1451.0 abarca toda la parte independiente de la tecnología del estándar, la definición genérica de los TEDS, los interfaces con la aplicación, si la hay, y con las capas dependientes de la tecnología.

Por otra parte, el resto de documentos del estándar se centran en puntos específicos, como por ejemplo las capas dependientes de la tecnología para una tecnología concreta. En concreto los documentos publicados hasta la fecha son los que tienen los índices del 1 al 7. El IEEE 1451.1 describe un modelo de objeto de software común para la NCAP (*Network Capable Application Processor*). Se requieren diferentes versiones del software en función de las redes y el tipo de módulo transductor. Los transductores que cumplen con la norma IEEE 1451.2 cuentan con cierta inteligencia que permite usar una interfaz común para comunicarse con todos ellos. El módulo interfaz transductor TIM es vinculado a la NCAP por medio de un enlace digital punto a punto. En el IEEE 1451.3 se definen en una serie de transductores conectados a la NCAP por un bus multipunto. Para los transductores que cumplen la norma IEEE 1451.4 se definen conexiones con la NCAP a través de una interfaz mixta analógica-digital. Los transductores IEEE 1451.5 están incrustados en nodos inalámbricos y se comunican con la NCAP siguiendo los protocolos IEEE 802.11, IEEE 802.15.4 con capa de red 6LoWPAN, Bluetooth y ZigBee. La norma IEEE 1451.6 define la conexión a través del protocolo de comunicaciones CAN [CANBUS]. Por último la norma IEEE 1451.7 define las conexiones con transductores que llevan incorporados módulos RFID [RFID].

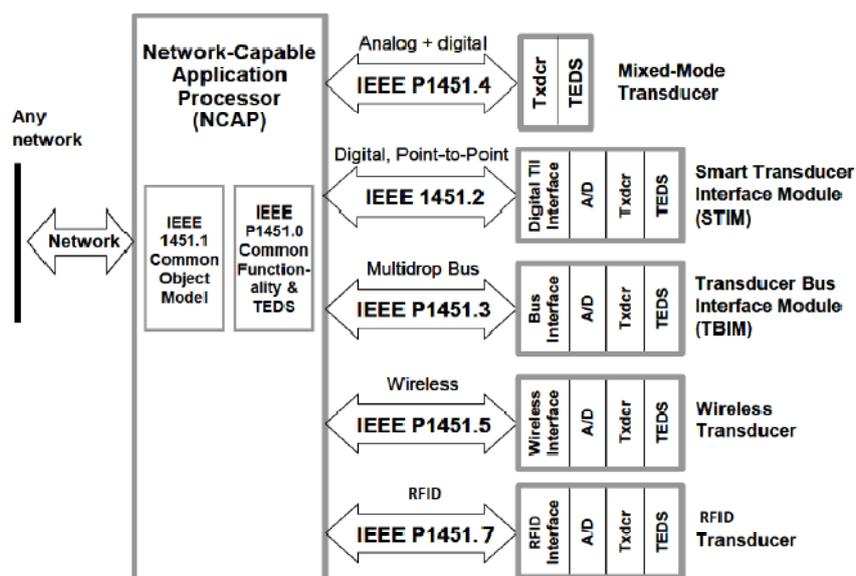


Figura 6.1. Estructura del estándar IEEE 1451

De aquí en adelante, y siguiendo la nomenclatura del propio estándar, cada documento se nombrará solo con su subíndice antecedido por un punto. Por ejemplo el documento base del estándar se nombrará como el .0.

6.4.2. Modelo conceptual

El modelo conceptual de los elementos que forman la red se puede ver en la Figura 6.2. En ella se observa que el estándar diferencia dos elementos distintos, en función de las capas de software y la funcionalidad que implementen. El de la derecha es un TIM (*Transducer Interface Module*), también llamado STIM (*Smart Transducer Interface Module*) o WTIM (*Wireless Transducer Interface Module*) cuando se conectan a la red de forma inalámbrica. El de la izquierda es un NCAP que implementa un interfaz de acceso a una red externa, a la que se refiere la palabra Network en el nombre.

Un TIM es un elemento independiente de la red de sensores, que incluye un procesador que controla la conexión con la red de sensores, mantiene su propio estado y controla los canales que aloja. Un canal es un sensor o actuador virtual, que no sólo comprende el transductor, sino también el acondicionamiento de los datos y la lógica de control de funcionamiento y estado del sensor. Los TIM son encargados de enviar los datos de estos canales por la red, y los datos de la red a los canales adecuados.

Por su parte los NCAP son las interfaces de la red de sensores con el mundo exterior, puesto que a través de ellos los usuarios u otras máquinas son capaces de acceder a los datos de los canales de la red. Los NCAP tienen estado propio al igual que los TIM, pero no alojan canales.

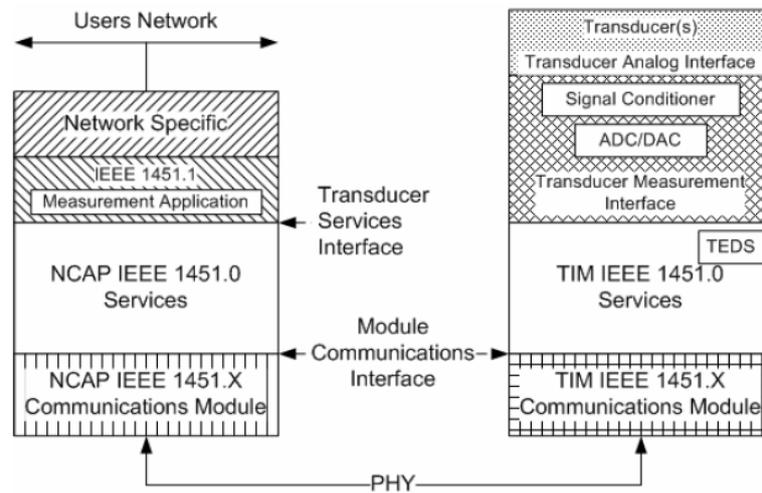


Figura 6.2. Modelo de referencia del estándar IEEE 1451

Los NCAP incluyen un núcleo de procesamiento donde se ejecuta la pila de funciones del estándar IEEE 1451, una interfaz con una red de usuario, y uno o varios interfaces de red de sensores, que permiten que el NCAP comunique varias redes de sensores con la red de usuario. En el estándar, la interfaz de red de usuario no se define, mientras que las interfaces con las redes de sensores se llaman módulos de comunicaciones.

Los NCAP están diseñados para ser la vía de comunicación de la red con el mundo exterior, y por tanto no está previsto que incluyan transductores. Sin embargo sí que se permite incluir un TIM en el dispositivo que hace de NCAP, de forma que se puede monitorizar o controlar magnitudes físicas sin necesidad de un nodo aparte.

En la figura 6.2 también se observa la división en capas del NCAP y del TIM, y los interfaces que permiten la comunicación entre dichas capas. En ambos elementos, el acceso a la red lo controla una capa llamada 1451.X, o simplemente .X. Este nombre es genérico y sirve para referirse a partes del modelo conceptual definidas en el documento del estándar cuyo subíndice sea precisamente .X. Se nombra la capa y el documento que la define como .X porque son desconocidos a priori. Una vez particularizado para una tecnología de comunicación, la X cambiará al número de miembro del estándar que se centra en esa tecnología.

La capa .X aísla el hardware de la siguiente capa: la .0. Como su nombre sugiere, esta capa está definida en el miembro IEEE 1451.0 del estándar. En esta capa se lleva a cabo la mayor parte de la funcionalidad descrita en el estándar.

Las capas .X y .0 se comunican a través de la interfaz de módulo de comunicaciones (*Module Communications Interface*), aunque si el TIM o NCAP se desarrolla de forma integrada, este interfaz no es necesario y se permite eliminarlo e implementar una comunicación más directa. Este interfaz se define en el documento .0 del estándar.

En el TIM, la capa .0 se comunica directamente con los canales alojados, a través de una interfaz no especificada, dado que se supone que los canales están integrados en el TIM. En el NCAP, además de posibles sensores, la capa .0 se debe comunicar con la aplicación a través de una interfaz llamada de servicios de transductor (*Transducer Services Interface*), también definida en el documento .0 del estándar.

Aunque las capas .0 del NCAP y el TIM son iguales, el TIM nunca necesita la interfaz de servicios ni toda la funcionalidad de la capa .0 del NCAP, porque los TIM solo se comunican con un NCAP.

Queda fuera del estándar IEEE 1451 la especificación del control de la interfaz de red externa incluida en el NCAP. La aplicación desarrollada sobre el NCAP deberá controlarla de acuerdo a sus necesidades.

6.4.3. Transducer electronic data sheets (TEDS)

Para describir de manera exacta cada elemento de la red, en el estándar se define el TEDS como una hoja de características entendible por máquinas. Gracias a los TEDS, todos los elementos de la red pueden ser descritos, desde cada uno de los canales que aloja cada TIM, o las características de su interfaz de red, hasta los comandos no definidos en el estándar que admite el propio TIM. Para garantizar la correcta descripción de todos estos elementos es necesario que cada uno de ellos sea capaz de devolver los TEDS que lo describen. Aun así el estándar permite almacenar los TEDS de forma remota si el elemento que debe almacenarlos no tiene capacidad de memoria interna suficiente.

Los TEDS se definen usando un formato común pero que permite contenido variable y diferente para cada tipo. Todo TEDS comienza con un encabezado compuesto por su longitud en bytes, y acaba con una cola compuesta por un código de comprobación de errores CRC. El cuerpo lo componen un número variable de tuplas TLV (*Tipo, Longitud, Valor*). El formato de los TEDS se puede observar en la Tabla 6.1, y el de una tupla en la Tabla 5.2. Cada una de estas tuplas contiene un dato de la descripción contenida en el TEDS. El significado concreto del dato se sabe gracias al campo *Tipo*, la longitud del dato se almacena en el campo *Longitud*, y el

propio valor del dato contenido en la tupla está en el campo *Valor*. Un procesador de TEDS debe conocer de antemano el significado de todos los tipos posibles para poder decodificar el TEDS.

Campo	Contenido	Tipo de dato	Bytes
Longitud	Longitud del cuerpo y el CRC	Entero sin signo	4
Cuerpo	Descripción del elemento	Variable	N
CRC	Suma de comprobación de la longitud y el cuerpo	Entero sin signo	2

Tabla 6.1. Estructura de un TEDS

Campo	Descripción	Tamaño en bytes
Tipo	Describe el dato almacenado en el campo Valor	1
Longitud	Indica el número de bytes del campo Valor	Ver Tabla 6.3
Valor	Dato de la descripción del elemento que describe el TEDS	Variable

Tabla 6.2. Estructura de una tupla TLV

La primera tupla incluida en el TEDS no es parte de la descripción del elemento, sino que informa del tipo de TEDS, de manera que los procesadores de TEDS pueden adaptarse al leído. La Tabla 6.3 muestra los distintos valores que puede contener y lo que significan. En concreto, el tipo de esta primera tupla indica la definición de TEDS usada, dado que distintos miembros del estándar han descrito distintas definiciones de TEDS.

Campo	Descripción	Contenido	Bytes
Tipo	Tipo de la tupla	1, 2 o 3	1
Longitud	Longitud	4	1
Valor	Familia	Miembro del estándar en que se define este TEDS	4
	Clase	Clase de TEDS	
	Versión	Versión de la definición	
	Longitud de tupla	Longitud del campo longitud en el resto de tuplas	

Tabla 6.3. Descripción de la primera tupla de un TEDS

Los documentos .2 y .3 del estándar no usan esta definición de tupla en los TEDS que definen, por lo que a partir del campo Tipo de la primera tupla, el contenido del TEDS no corresponde con lo explicado aquí. Un TEDS que use las definiciones de los documentos .2 o .3 se identifica porque este campo Tipo tiene el valor fijo 1 o 2, respectivamente. Por otra parte, un TEDS definido en el documento .0, usado en este y en todos los demás documentos del

estándar, debe tener este campo fijo al valor 3. En los desarrollos de los experimentos sólo se usan las definiciones de TEDS del documento .0 del estándar, por lo que no es necesario explicar las otras definiciones.

6.4.4. Canales

Los canales son los elementos que producen datos útiles para el usuario y consumen datos proporcionados por este. El resto de elementos de la red de sensores están pensados para facilitar el acceso por parte de los usuarios a los canales y que la comunicación entre ellos sea transparente al medio de transmisión.

Para que la red acepte el mayor número de sensores y actuadores diferentes posible, estos deben incluirse en canales con una implementación estándar. Por ello el estándar IEEE 1451 propone incluir el acondicionamiento de señal y la conversión Analógico-Digital o Digital-Analógica en el canal y que éste presente una interfaz independiente del hardware que lo componga. El estándar IEEE 1451 no define internamente los canales, pero sí especifica su funcionamiento y los datos que debe proveer y aceptar.

A partir del estándar se puede definir un esquema de bloques de los elementos que debe incluir un canal virtual, y que se muestra en la Figura 6.3. En ella se observa que el canal debe incluir una cola de datos capaz de albergar los datos medidos en espera de que el procesador del TIM los recoja, o los datos que el procesador del TIM suministra al canal para que este actúe. Además el canal debe aceptar parámetros de configuración que cambien su estado de funcionamiento, y proveer de información de estado al TIM a través de su palabra de estado. Por último, considerando que los TEDS que describen al canal se almacenan en memoria propia del mismo, el acceso a los TEDS se debe incluir en el esquema de bloques que define al canal.

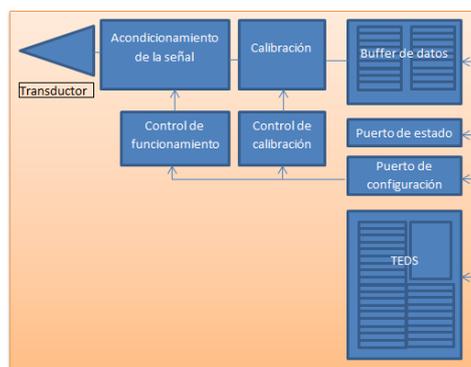


Figura 6.3. Diagrama de bloques de un canal transductor

La definición de tipo de canal en el estándar IEEE 1451 está basada en el tipo de control que se necesite implementar para ese canal. Un canal puede ser un sensor si adquiere datos y los introduce en la red, un actuador si consume datos de la red y actúa en base a ellos, o sensor de eventos, que adquieren datos pero no los introducen en la red, sino que informan de que la magnitud medida tiene un cierto comportamiento.

Los modos de funcionamiento se refieren a la forma de medir o actuar del canal. Los modos que acepte cada canal deben especificarse en el TEDS correspondiente, y deben ser seleccionables a través de la entrada de configuración del canal. El estándar define cinco modos de funcionamiento: medida o actuación por disparador, medida o actuación libre, medida o actuación libre con descarte inicial, medida o actuación libre con almacenamiento, y medida o actuación en respuesta al comando de lectura. Cada modo está pensado para un conjunto de tipos de canal y un rango de velocidades de transmisión de los datos hasta el usuario.

Aparte de esta configuración, es necesario especificar a los actuadores qué acción llevar a cabo si reciben un disparador pero no tienen datos en su cola de datos. Por otra parte los sensores de eventos necesitan que el usuario configure sus umbrales de medida y dirección de los cruces.

Los canales descritos por el estándar son lo más sencillos posible para simplificar los TEDS que los describen. Sin embargo esta sencillez resta funcionalidad a los sensores, como por ejemplo las marcas de tiempo de las muestras o las mediciones vectoriales. Para conseguir esta funcionalidad el estándar permite agrupar los sensores. Se definen grupos de control, grupos vectoriales y *proxys*.

Los grupos de control se usan cuando un canal es el principal y los otros proporcionan información extra sobre el dato del canal principal o permiten controlar algún aspecto del mismo. Los grupos vectoriales permiten agrupar canales simples en canales vectoriales, como por ejemplo las direcciones de un acelerómetro. Los *proxys* son agrupaciones sin uso específico que el fabricante puede implementar por necesidades de la aplicación.

Dado que cada medio de transmisión posee ciertas características y requiere de cierta configuración, todas las funciones dependientes de la tecnología se separan de la capa .0 y del documento IEEE 1451.0 del estándar. Por tanto si se desea implementar una red de sensores que se comunique a través de un canal determinado es necesario seguir la especificación del

documento dedicado a ese canal. Actualmente se han publicado los documentos IEEE 1451.5 para tecnologías inalámbricas, e IEEE 1451.7 para RFID, y está en proceso de revisión el documento IEEE 1451.6 para bus CAN.

6.4 Integración de enlaces VLC en una red heterogénea de sensores

En la creación de un prototipo de red heterogénea para este trabajo se ha intentado emplear tantos canales como fuese posible para demostrar la independencia del protocolo con respecto a estos. Por tanto se han implementado enlaces que siguen los protocolos CAN cableado, CAN óptico no guiado y ZigBee para la red de sensores. Además se empleó la tecnología WiFi para la red de usuario. La principal aportación de esta Tesis consiste en introducir las comunicaciones VLC en los dispositivos con CAN óptico y comprobar la viabilidad de este tipo de comunicaciones como parte de una red de sensores heterogénea junto con el resto de tecnologías de comunicación.

El sistema está pensado para ser autónomo y que la base de datos se actualice sin intervención humana. Se ha diseñado una capa de negocio y una capa de acceso a datos que implementa la lógica necesaria para acceso a la base de datos, y una interfaz que se comunica con esta lógica. De esta manera, los usuarios y las redes de sensores pueden acceder y recoger los datos solicitados, y a la vez la lógica de acceso a la base de datos puede modificar el valor de los actuadores de la red.

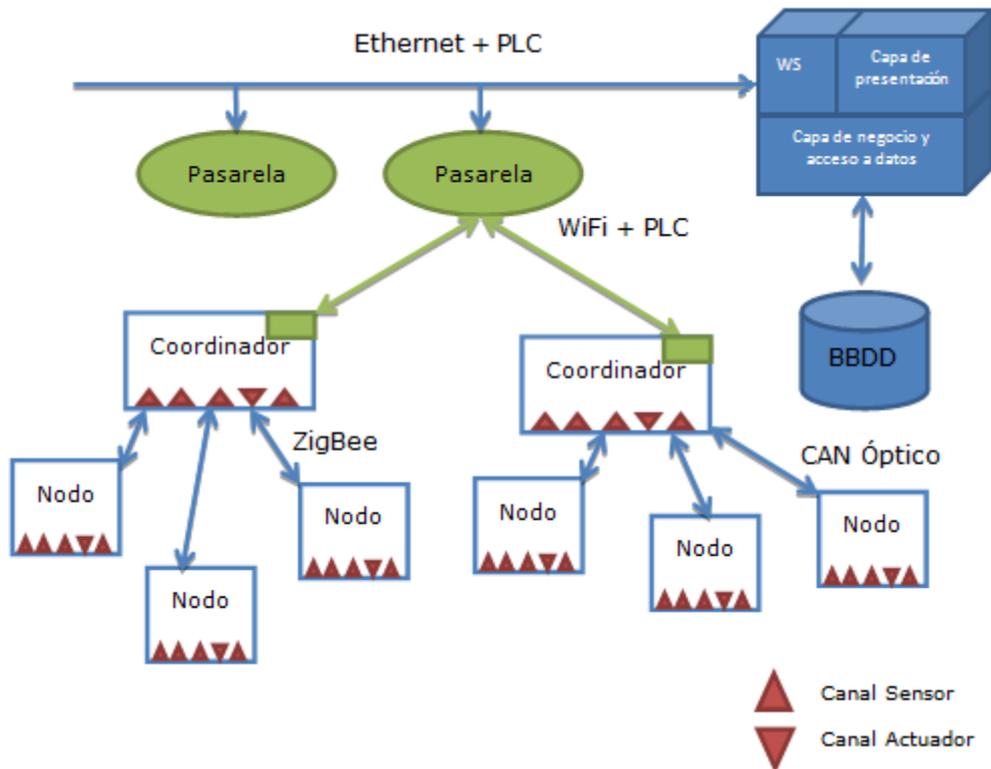


Figura 6.4. Arquitectura del sistema

La base de datos es capaz de gestionar datos de distintas redes y almacenar de forma estructurada los datos que recibe de la red y del interfaz de presentación. Para acceder a la base de datos se implementa un *web-service* que ofrece métodos de lectura y escritura controlados. Se espera que la capa de presentación llame a estos métodos con las peticiones de los clientes o con los datos proporcionados por la red.

La red de sensores es una malla de dispositivos de bajo consumo, capaces de medir varias magnitudes físicas o de actuar de alguna manera en el mundo físico. A través de su puerta de enlace, se conecta con la red de comunicaciones y envía su estado periódicamente a la base de datos, de manera que los datos de la misma estén siempre actualizados. Además acepta comandos de la capa de presentación que modifiquen el estado de la red haciendo que algún actuador ejerza un cambio en el medio físico.

6.4.1. Arquitectura

La arquitectura empleada en el diseño de la red de sensores del activo experimental viene dictada por el estándar IEEE 1451, en donde se definen los diferentes elementos físicos de la red y su esquema en bloques funcionales. Tal y como se especifica en este estándar, en la red

existen *canales*, que son sensores o actuadores, junto con la lógica necesaria para operarlos y controlar su estado. Los canales se alojan en *TIMs*, o *nodos*, que son elementos capaces de comunicarse a través de una red de bajo consumo y gestionar los canales que contienen. A su vez, los nodos se comunican con un nodo que incorpora un *NCAP*, o procesador de aplicación con capacidades de red. Este NCAP convierte a un nodo en un coordinador de la red, ya que pasa a ser el encargado de recoger el estado de toda la red de sensores y transmitirlo hacia la red externa, y de dirigir las peticiones externas a los nodos adecuados.

6.4.2. Nodo

Los nodos son los elementos independientes más básicos de la red, ya que para funcionar no tienen que estar contenidos en ningún otro elemento. Su función es alojar a uno o varios canales y permitir que estos sean visibles por el coordinador. Teniendo en cuenta estos requisitos, poseen varios puertos con los que se comunican con los canales que aloja, un bloque funcional de procesamiento de datos y comandos, un bloque de red y un interfaz de red.

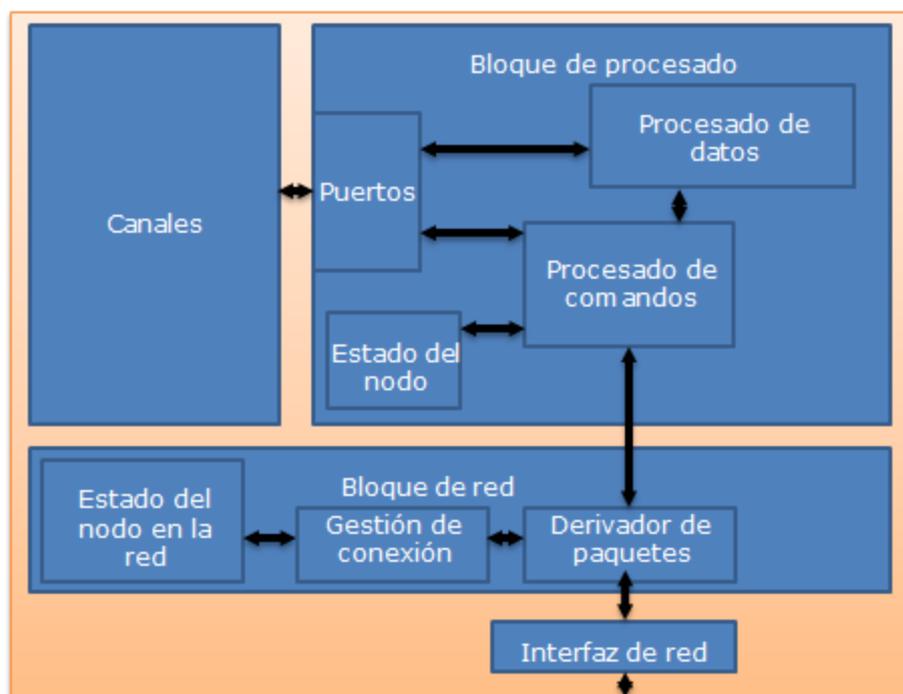


Figura 6.5. Arquitectura de nodo

El bloque de red y la interfaz de red son dependientes de la tecnología elegida para la interconexión de la red. El bloque de red gestiona los paquetes entrantes al nodo y los envía al bloque funcional adecuado. Además controla la conexión del nodo a la red y almacena el estado de esta conexión.

El bloque de procesado debe ser independiente de la tecnología para cumplir con el estándar IEEE 1451. Este bloque controla los canales que aloja el nodo, y además procesa los mensajes que llegan desde la red y modifica el estado del nodo y de sus canales en consecuencia. En concreto, responde a las peticiones de datos por parte del coordinador con los datos de sus canales y acepta datos nuevos para sus canales actuadores.

En el caso de los nodos CAN se optó por usar un kit de desarrollo de Microchip, con el que se ha llevado a cabo el estudio del CAN-BUS, y comprobado el funcionamiento de cada nodo fabricado. Una vez el software fue probado en esta placa de pruebas, se diseñó una placa a medida con únicamente el hardware necesario para el nodo CAN. En la figura 6.6 Figura se muestra el esquema de elementos hardware que se incluirá en un nodo CAN.

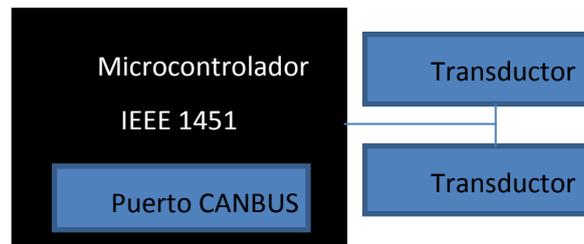


Figura 6.6. Modelo hardware de un nodo CAN

En esta se observa el microcontrolador usado en todas las versiones, el PIC18F4680 de Microchip, los transductores que forman parte de los canales y el puerto CAN-Bus interno, como se requería para simplificar el diseño. Todos los bloques funcionales del nodo y de los canales que aloja se incluyen en la programación del microcontrolador, por lo que los nodos CAN-Bus no incluyen más lógica externa.

Se diseñaron tres nodos para probar el funcionamiento de la red de sensores. En la figura 6.7 Figura se muestran las placas resultantes.

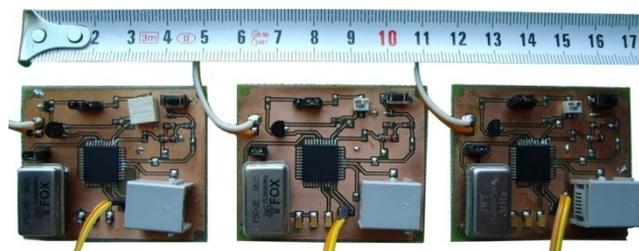


Figura 6.7. Nodos CAN

El diagrama de elementos hardware de un nodo ZigBee se puede observar en la figura 6.8.

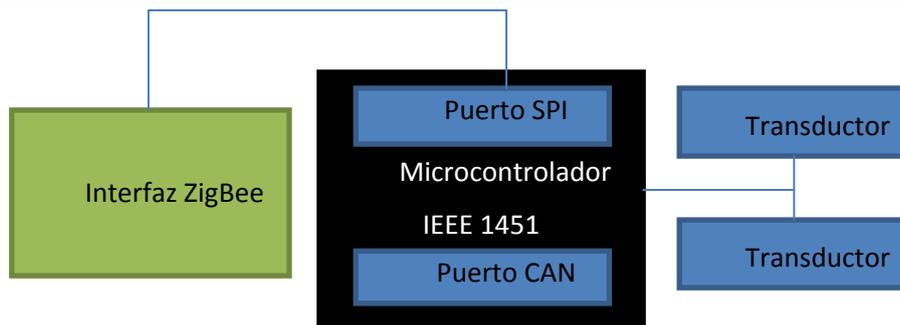


Figura 6.8. Modelo hardware de un nodo ZigBee

En ésta se observa que se ha incluido un interfaz ZigBee al puerto SPI que incluye el microcontrolador. De esta forma, sólo hay que establecer la comunicación con el módulo Zigbee a través de los comandos SPI que indica el fabricante del módulo, pudiendo centrarnos así sólo en la implementación del protocolo IEEE 1451 y no en la interfaz radio para Zigbee.

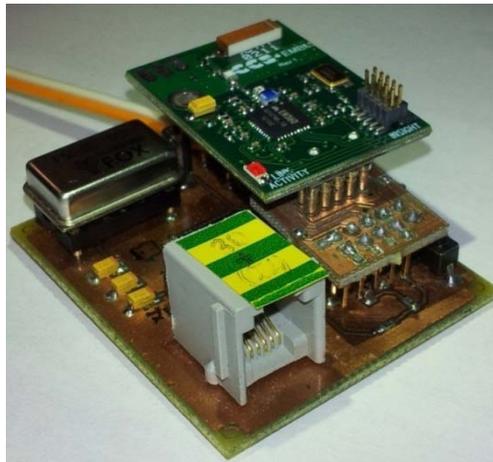


Figura 6.9. Nodo ZigBee

6.4.3. Coordinador

Coordinador es el nombre dado a un dispositivo que, además de contener un nodo, comunica toda la red de sensores con el mundo exterior. Como tal, mantiene un resumen del estado de la red, y es capaz de enviarles las órdenes provenientes del interfaz de red de usuario.

Para cumplir con esta funcionalidad, incluye un interfaz de red de usuario a través del cual los usuarios o sistemas que lo deseen pueden conocer el estado de la red. En esta implementación se usará una red Wi-Fi como red de usuario.

Tras este interfaz está el bloque de procesado del coordinador, que mantiene un registro de todos los nodos conectados a la red, y además se comunica con estos a través de los interfaces que incorpora.

Estos interfaces permiten a un coordinador conectarse al nodo interno y a una o varias redes de sensores distintas, cada una de ellas definida por un TEDS que describe el canal físico de comunicaciones. Estos interfaces son iguales que los que incluyen los nodos, y controlan la conexión del coordinador a la red a la que permiten conectar. La diferencia es que un coordinador puede incluir más de uno de estos interfaces, con los que podría coordinar varias redes de sensores independientes.

El estándar IEEE 1451 está pensado para redes cuyos sensores sean consultados por usuarios, sin embargo la red de sensores desarrollada en esta tarea debe enviar por sí misma los datos a la base de datos general. Este cambio en el escenario hace necesario añadir funcionalidad al coordinador para que sea capaz de recolectar datos de las redes a las que está conectado y enviarlos a la base de datos sin petición previa. Por ello existe un bloque más en el coordinador, encargado de realizar peticiones a los nodos de forma periódica y almacenar los datos recibidos.

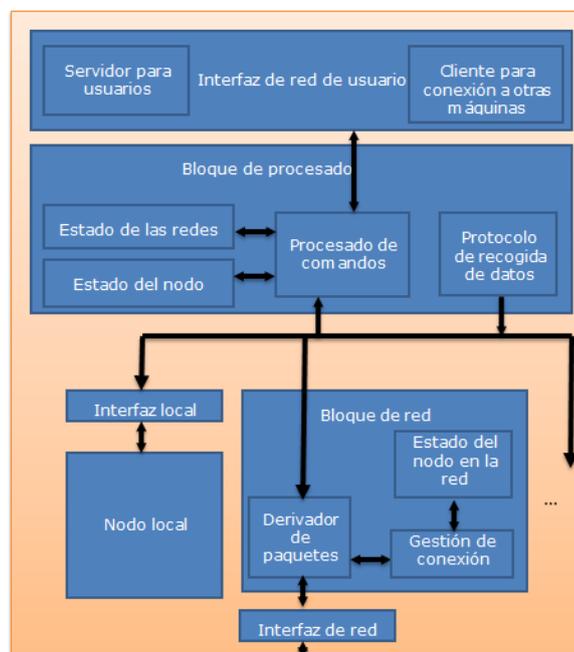


Figura 6.10. Arquitectura de un coordinador

Para los coordinadores, además de los interfaces de red de sensores, hace falta incluir en los nodos un interfaz de red de usuario y dispositivos que lo controlen. Para la red de usuario

se tenía como objetivo emplear el protocolo IEEE 802.11 Wi-Fi. De la misma manera que con los interfaces ZigBee, estos vienen en componentes externos para poderse aislar de cualquier interferencia causada por los procesadores. Por tanto se escogió una interfaz independiente y se comunicó con el controlador mediante un bus SPI como requería el transceptor.

Por otra parte, no se encontró ningún microcontrolador con memoria y capacidad de proceso suficientes como para implementar el estándar y además contener una pila TCP-IP Wi-Fi. Las librerías que implementan pilas TCP-IP no están pensadas para gateways entre dos redes con pilas de protocolos independientes, y crear una pila TCP-IP personalizada sería costoso y probablemente ineficaz. Por tanto se escogió usar un segundo microcontrolador que ejecute la pila TCP-IP y controle la interfaz Wi-Fi incluida en el circuito, mientras que el primero se encarga de ejecutar el estándar IEEE 1451. La comunicación entre ellos se realiza por puerto serie, que es extremadamente simple y requiere pocas librerías en el código.

Para esto se optó por usar el PIC18F97J60 también de microchip, el cual se probó con la placa de desarrollo PICDEM.net 2, del mismo fabricante. Esta permite el desarrollo de aplicaciones de Internet/Ethernet, e integra el Controlador Ethernet ENC28J60 y el microcontrolador Ethernet PIC18F97J60. Con esta placa, usando la pila TCP/IP de Microchip, se puede desarrollar un servidor web mostrando las capacidades de monitoreo remoto y control de aplicaciones embebidas de Internet.

Por otra parte, los transceptores inalámbricos y sus controladores se suelen realizar en dispositivos aparte de los microcontroladores principales para poder aislarlos frente a interferencias. Como interfaz Wi-Fi se usó la placa de evaluación Microchip PICtail Wi-Fi, que integra el módulo MRF24WB0MA.

Para finalizar se añadió una memoria en el diseño para almacenar los datos que el PIC18F7J60 necesita para que el servidor funcione correctamente. Esta memoria es la Microchip LC256.

En este diseño, el microcontrolador dedicado al estándar IEEE 1451, el PIC18F4680, ejecuta los bloques funcionales de los canales y del nodo que incluye el coordinador, y además todos los bloques de interfaz y el bloque de procesamiento de la arquitectura del coordinador. El microcontrolador dedicado a la pila TCPIP, el PIC18F97J60, por su parte aloja el controlador de la interfaz Wi-Fi, la pila TCPIP, el servidor http y el cliente para envío de datos a un servidor externo.

El coordinador con la interfaz CAN queda como en la Figura .

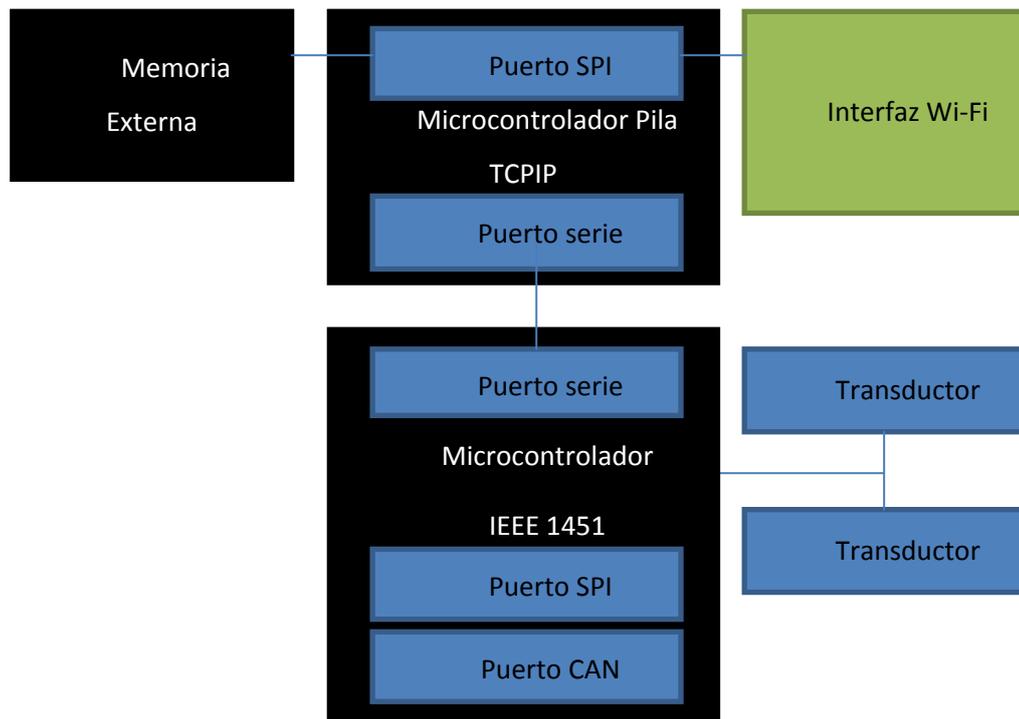


Figura 6.11. Modelo hardware del coordinador CAN



Figura 6.12. Coordinador CAN

En la figura 6.13 se observa en funcionamiento una red CAN formada por el coordinador y un nodo alimentado.

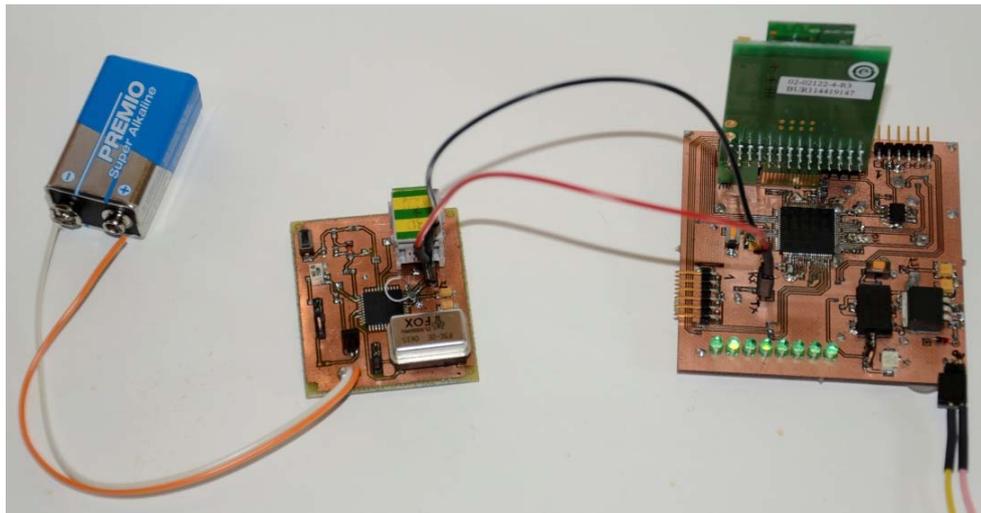


Figura 6.13. Red CAN

Las prestaciones del coordinador ZigBee son las mismas que las del coordinador CAN: un microcontrolador, el PIC18F97J60, dedicado a la pila TCPIP e implementar un pequeño servidor *http* capaz de servir los datos de la red en forma de archivos XML, y otro microcontrolador, el PIC18F4680, encargado de gestionar la red de sensores e implementar el estándar IEEE 1451.

Para comprobar el correcto funcionamiento del coordinador antes de diseñar la placa a medida, se comprobó su funcionamiento interconectando el coordinador del kit de desarrollo ZigBee con la placa de desarrollo Microchip. La arquitectura básica del coordinador ZigBee se muestra en la Figura .

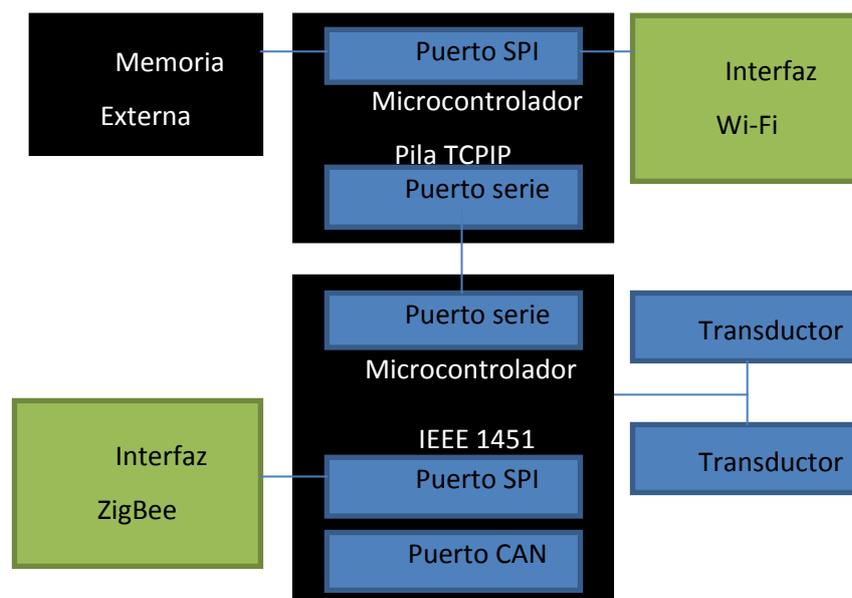


Figura 6.14. Modelo hardware del coordinador ZigBee

En la figura 6.15 se muestra la cara superior de la placa, en la que se observan el PIC18F97J60, el reloj de 25 MHz, el regulador, los LEDs, la interfaz CAN, los conectores de alimentación, de la interfaz Wi-Fi y de programación, además de otros componentes.

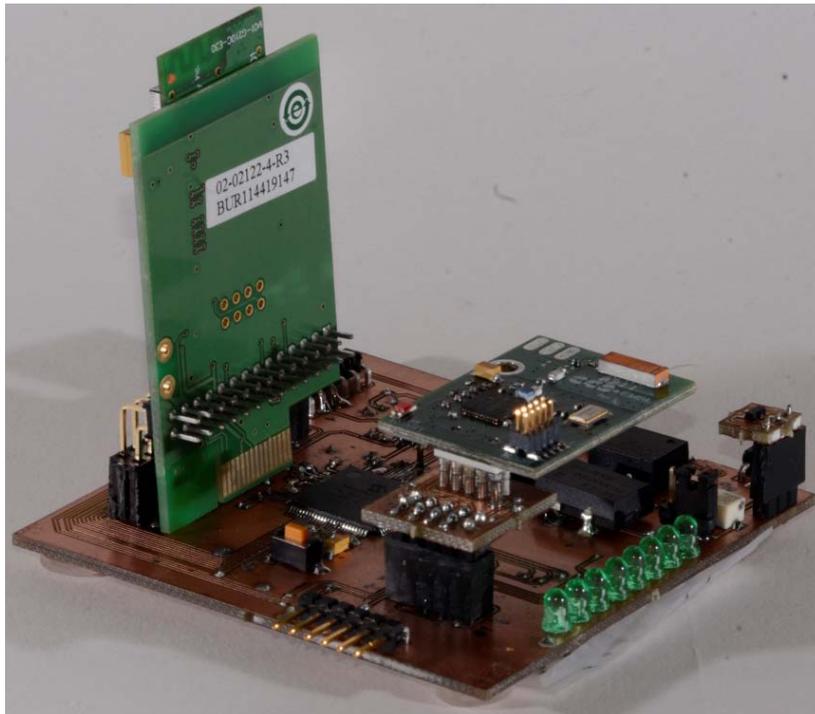


Figura 6.15. Coordinador ZigBee

En la figura 6.16 se aprecia la red de sensores Zigbee creada a partir de nodos Zigbee comerciales y el coordinador Zigbee creado para este trabajo.

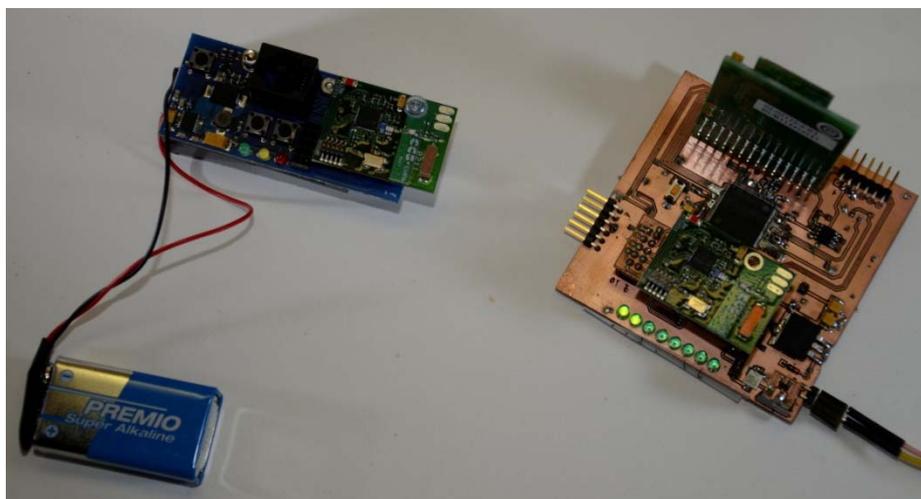


Figura 6.16. Red ZigBee

6.4.4. Canales o redes de sensores

Como ya se ha mencionado, la intención no es demostrar el funcionamiento de una red de sensores, si no, por un lado mostrar como redes con diferentes estándares de comunicación, (si es posible estándares alternativos) concentran sus datos sobre una única interfaz, la cual se comunique con una base de datos, sin necesidad de usar adaptadores o conversores propios, y por otro, independizar los sensores instalados de la red de sensores usada, permitiendo que se trate de un sistema de *plug&play*.

De entre los estándares o tecnologías estudiadas en apartados previos, se seleccionaron para implementar las redes de sensores: ZigBee e IEEE 802.11 por estar ampliamente implantado, y CAN-Bus, VLC e IEEE 1451 por su aporte innovador y porque se considera que podrían ser de un amplio interés para este trabajo. Con esta selección, además, se ha intentado abarcar todos los medios de transmisión posibles: radiofrecuencia, redes cableadas y ópticas.

Aunque CAN-Bus es un estándar original para el sector del automóvil, existen multitud de propuestas para usar CAN-Bus dentro de aplicaciones domóticas e industriales. La idea de realizar una red de sensores con prestaciones como: simplificación del cableado, alta fiabilidad en la comunicación aun cuando un nodo presenta anomalías, transmisión de mensajes por orden de prioridad, detección automática de errores, distinción entre errores temporales y permanentes, aislamiento automático de nodos en caso de error permanente, retransmisión automática de mensajes frente a situaciones de conflicto de datos, posibilidad de adición o supresión manual de algún nodo sensor sin alterar el funcionamiento de la red y todo eso a bajo coste; nos lleva a hacer uso del CAN-Bus.

CAN-Bus permite manejar un número significativo de nodos de comunicaciones que controlen sensores, siendo el coste de cada nodo de comunicaciones, basados en microcontroladores, reducido. Esto y las posibilidades de convertir la conexión cableada en inalámbrica mediante chips radio o mediante comunicaciones ópticas inalámbricas, hace que se haya incluido este estándar dentro de este trabajo.

Se ha escogido el estándar ZigBee por su utilidad en redes estáticas, escalables y con muchos dispositivos, donde se requieran condiciones de poco ancho de banda, uso infrecuente, y una duración muy prolongada de la batería. Es una tecnología muy válida, debido al gran número de nodos que permiten sus redes, al bajo coste de su infraestructura y

bajo consumo de energía. Por otro lado, se probará su funcionamiento en coexistencia con otro estándar inalámbrico como Wi-Fi, en la misma banda ISM de 2.4 GHz, para comprobar si es posible que se interfieran entre ellos, afectando a su funcionamiento.

Se ha usado el estándar IEEE 802.11 o Wi-Fi como interfaz de comunicación entre las redes de sensores y la red de comunicación encargada del transporte de los datos hasta la base de datos. Su amplia implantación en el mercado y su creciente uso hace que sea una tecnología comodín para establecer interfaces de usuario de manera cómoda y fácil.

Para el desarrollo de una red de sensores CAN-Bus con comunicaciones ópticas no guiadas, la sustitución del cableado será posible gracias al uso de emisores y receptores infrarrojos, que es el medio por el cual se transmitirán los datos entre el coordinador y los nodos acoplados al sistema, o lo que es lo mismo, un bus óptico.

Al principio todos los montajes realizados son cableados, para ser posteriormente sustituidos por el enlace óptico (emisores y receptores). Cada nodo tendrá un par emisor-receptor. De esta manera, el sistema final sería el mostrado en la figura 6.17.

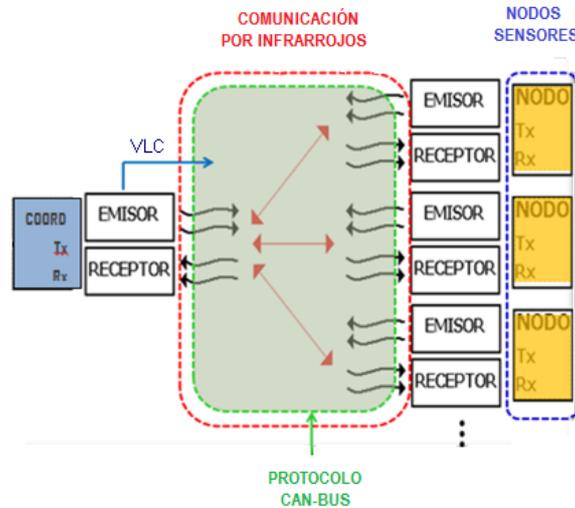


Figura 6.17. Red de sensores inalámbricos con comunicaciones ópticas no guiadas

Como no existe ningún microcontrolador o interfaz externo que permita usar un canal óptico, tuvo que implementarse uno específico para la tarea. El esquema de un nodo con este interfaz se muestra en la Figura .

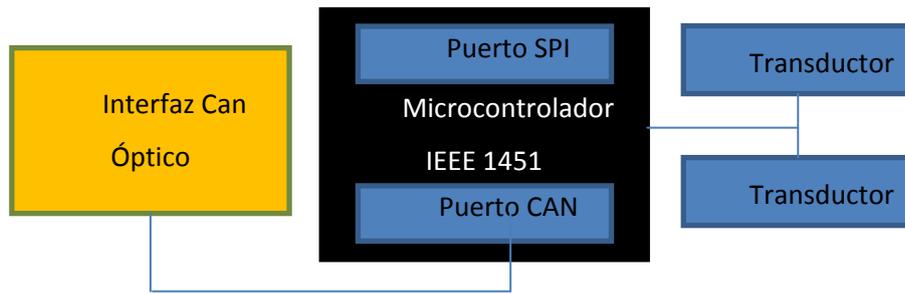


Figura 6.18. Modelo hardware de un nodo CAN Óptico

Mientras que el coordinador con CAN óptico queda como se muestra en la Figura .

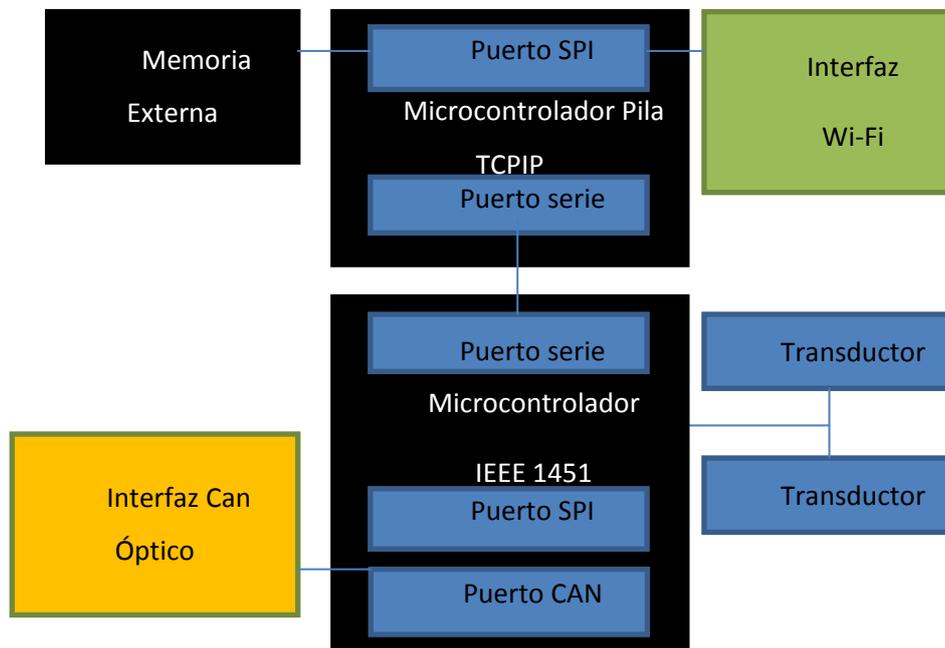


Figura 6.19. Modelo hardware del coordinador CAN Óptico

El emisor óptico debe acondicionar la señal y su potencia de salida para excitar a los diodos LED, controlando la potencia lumínica de éstos. De esta manera, cada dispositivo CAN poseería un emisor y un receptor óptico, como se muestra en la **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia..** Se puede observar una red de sensores inalámbricos formada por un coordinador y un nodo comunicándose mediante una comunicación óptica no guiada CAN-Bus.

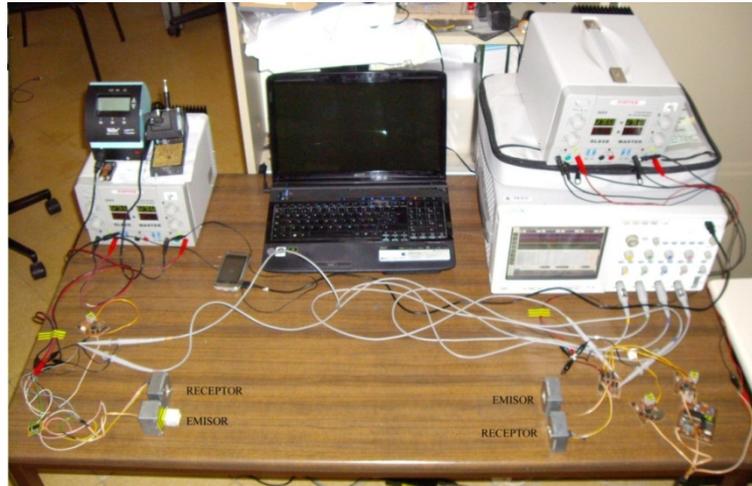


Figura 6.20. Red de sensores inalámbricos con comunicaciones ópticas no guiadas CAN-Bus

6.5 Desarrollo Software

Estudios iniciales sobre versiones de simulación del protocolo IEEE 1451, mostraron que exigían grandes procesadores y normalmente máquinas virtuales para ejecutarse. Dado el poco parecido de los lenguajes usados por estas versiones con el necesario para programar microcontroladores, y el hecho de que usan diferentes paradigmas de programación, no fue posible usar traductores automáticos ni hacer una traducción manual.

Por tanto se procedió a la creación desde cero de una versión del estándar, adaptada a las características de los microcontroladores escogidos para el diseño de los dispositivos. Los primeros pasos consistieron en probar la pila TCP/IP y adaptar el servidor a las necesidades del sistema. Dada la necesidad de depuración de código en ese momento, el servidor se preparó para mostrar en una página web todos los datos que reciba de forma automática. Posteriormente se eliminaron estas características y se optimizó el acceso de la memoria externa para que el envío de los XML fuera correcto.

Por otra parte se inició la programación de los microcontroladores para albergar las especificaciones del estándar IEEE 1451, en un enfoque ascendente. En efecto, primero se hicieron pruebas simples de comunicación en los kits de desarrollo a través de todos los puertos que se había decidido utilizar para la aplicación. Una vez probados los puertos, se pasó

a la fase de almacenaje de información recibida por ellos, con lo que se obtiene una red de sensores básica con un protocolo personalizado.

El siguiente paso fue implementar los TEDS, a través de los cuales se puede conocer las características de cada nodo y del dato que envía. Se programó la comunicación de los TEDS para que fuera automática durante el registro de un nodo en otro, que actúa como coordinador.

Los TEDSs se implementan como estructuras, de manera que se puede acceder a los mismos por las etiquetas de sus campos. Para transmitirlos se formatean en los campos de un archivo XML como texto, de manera que cualquier servidor web puede aceptarlos.

Para terminar con la capa de gestión de nodos, en el coordinador se implementó las funciones de contabilización del número de errores de comunicación y de registro de nodos en función a estos números. Con esto se termina la parte de gestión de red de los nodos en el coordinador, llamada DotX para seguir con el convenio propuesto en el estándar IEEE 1451. La capa de gestión en los nodos es más simple y se limita a recibir la configuración del tiempo de respuesta, y al envío de las propias respuestas, ya sean estas los datos medidos por los sensores o los propios metadatos.

El resto del código pertenece a la capa independiente de la tecnología, llamada Dot0 en el estándar. En esta capa en los nodos se procesan los datos de los canales y se almacenan hasta ser enviados. Además se procesan las peticiones recibidas desde el coordinador y se modifican los canales actuadores o el propio nodo.

Por otra parte, en el coordinador se reciben los datos de la red y se almacenan en una estructura de datos antes de enviarlos en un XML que maneja el servidor. Además, dado que esta red está pensada para funcionar sin interacción humana, se programó un protocolo de TDMA, para la comunicación de datos de forma automática y organizada: cada cierto tiempo el coordinador transmite una señal de sincronización a la que los nodos responden con sus datos. Esta función controla los tiempos y avisa al resto de funciones de cualquier evento necesario para el funcionamiento.

La capa superior del software del coordinador es la aplicación. Esta no viene definida en el estándar ya que depende del uso dado a la red. En el caso de esta red la función de aplicación espera peticiones de datos por parte del servidor y responde con XML adecuados. Además, si el comando es de cierto tipo, se envía a través de la red para modificar el estado de algún canal actuador o nodo.

Una vez probado y validado el software hasta este punto, se realizó una modificación en el software del PIC18F97J60 para incluir un cliente en la pila TCPIP. Este cliente envía los datos que pida al PIC18F4680 a un servidor externo, para comunicar con el resto del activo experimental.

Las versiones CAN y CAN óptico no se diferencian en código, ya que los interfaces CAN ópticos aceptan tramas en el mismo formato que se envían en CAN. Por otra parte para las versiones ZigBee, la única modificación que fue necesario realizar fue la inclusión de las librerías de control del puerto SPI del PIC18F4680 y el manejador de interrupciones de la interfaz ZigBee.

6.6. Funcionamiento de la red

Tal como se han programado los nodos y los coordinadores, la comunicación entre ellos usa un protocolo de TDMA. Para ello el coordinador de la red es el maestro de la red y encargado de controlar el protocolo de TDMA, asignando a cada nodo de la red el slot en el cual deben de transmitir su información.

El coordinador debe de transmitir una señal de sincronización en modo *broadcast* a todos los nodos para coordinar el TDMA y a su vez, para que nuevos nodos en la red comiencen el protocolo de conexión.

En la señal de sincronización se envía el número de nodos que el coordinador controla en ese preciso momento, para que de esta manera, los propios nodos tengan una forma de controlar si se ha perdido la comunicación con el coordinador, como se explicará posteriormente.

La división temporal del TDMA, como se representa en la Figura 6., consiste de la señal de sincronización del coordinador, tras el cual hay un período de espera en el que los nodos que se quieran conectar a la red deberán enviar sus peticiones de conexión. Tras esto, comenzarán los slots de tiempo asignados a cada nodo, en los cuales deben de transmitir su información.

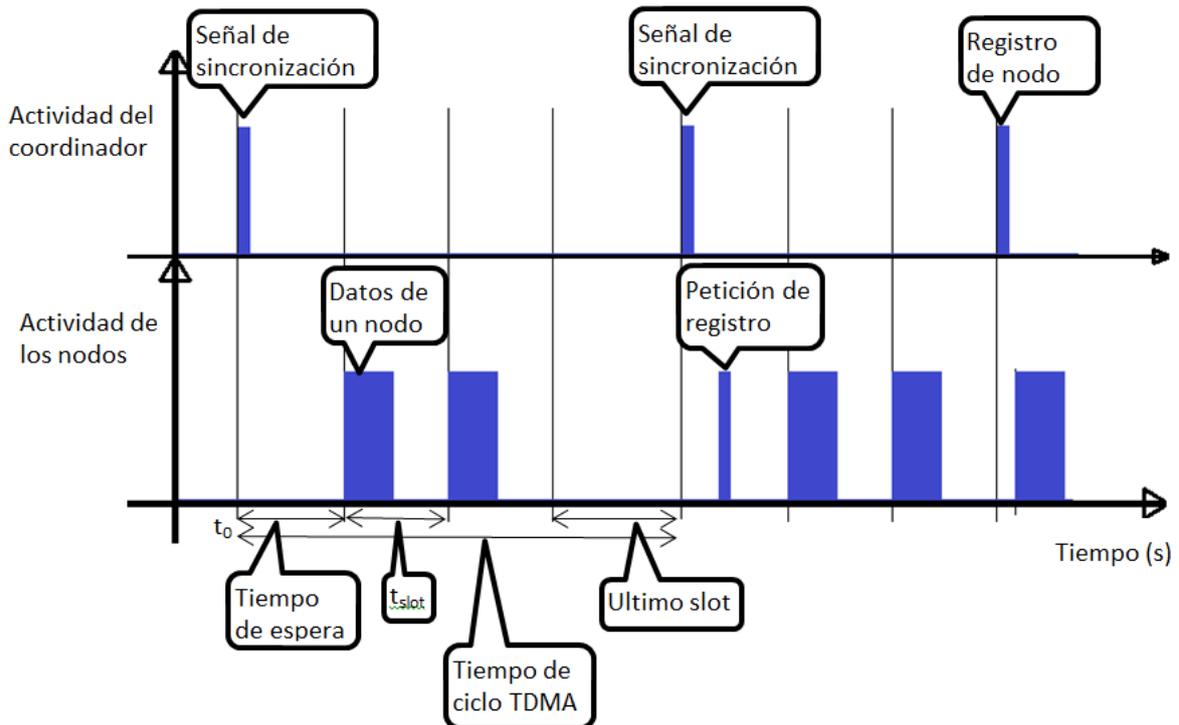


Figura 6.21. Representación temporal del protocolo TDMA desarrollado

6.6.1. Descubrimiento de un nuevo nodo

Al añadir un nuevo nodo en el área de cobertura del coordinador, dicho nodo escuchará la señal de sincronización del coordinador, y responderá inmediatamente con una petición de conexión al coordinador. En la Figura 6.22 se puede observar la señal de sincronización del coordinador, seguida por la respuesta de dos nodos.

El coordinador, que tan sólo gestiona la primera petición recibida tras cada sincronización, gestiona la trama recibida, verificando si el ID de la trama pertenece a la de un nuevo nodo, en cuyo caso procede a su registro.

Una vez registrado, el coordinador debe asignar al nodo un slot de tiempo con el que comunicarse, y solicitarle toda la información propia del nodo. Para ello, el coordinador espera hasta el último slot, para enviar una trama únicamente al nuevo nodo, en la cual se indica el slot asignado, y se queda a la espera, desactivando el TDMA, de recibir las tramas de información del propio nodo y sus canales sensores y actuadores.

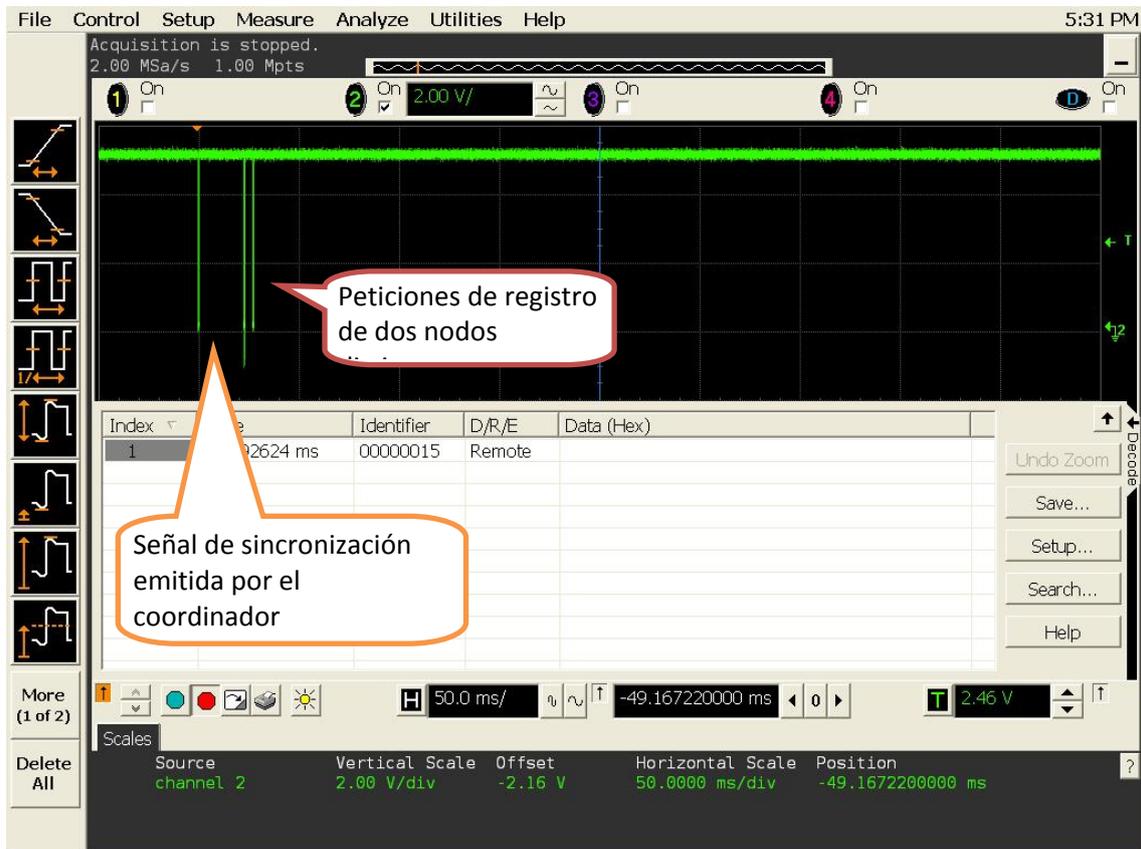


Figura 6.22. Señal de sincronización y dos señales de petición de conexión en el osciloscopio

Al recibir esta trama, el nodo almacena el slot asignado para las siguientes señales de sincronización, y además envía al coordinador todos sus metadatos y TEDS de canal. En la Figura 6.13 se puede observar un conjunto de tramas de metadatos transmitidos por un nodo al coordinador.

Una vez el coordinador posee toda la información correspondiente a los metadatos del nodo y los canales que gestiona, activa de nuevo el TDMA, y envía una nueva señal de sincronización, en la cual se envía el nuevo número de nodos en la red, y se espera recibir datos en un nuevo slot. En la Figura 6.23 se puede observar una señal de sincronización del coordinador, la petición de conexión de un nodo sin registrar, y las tramas de datos del nodo ya registrado.

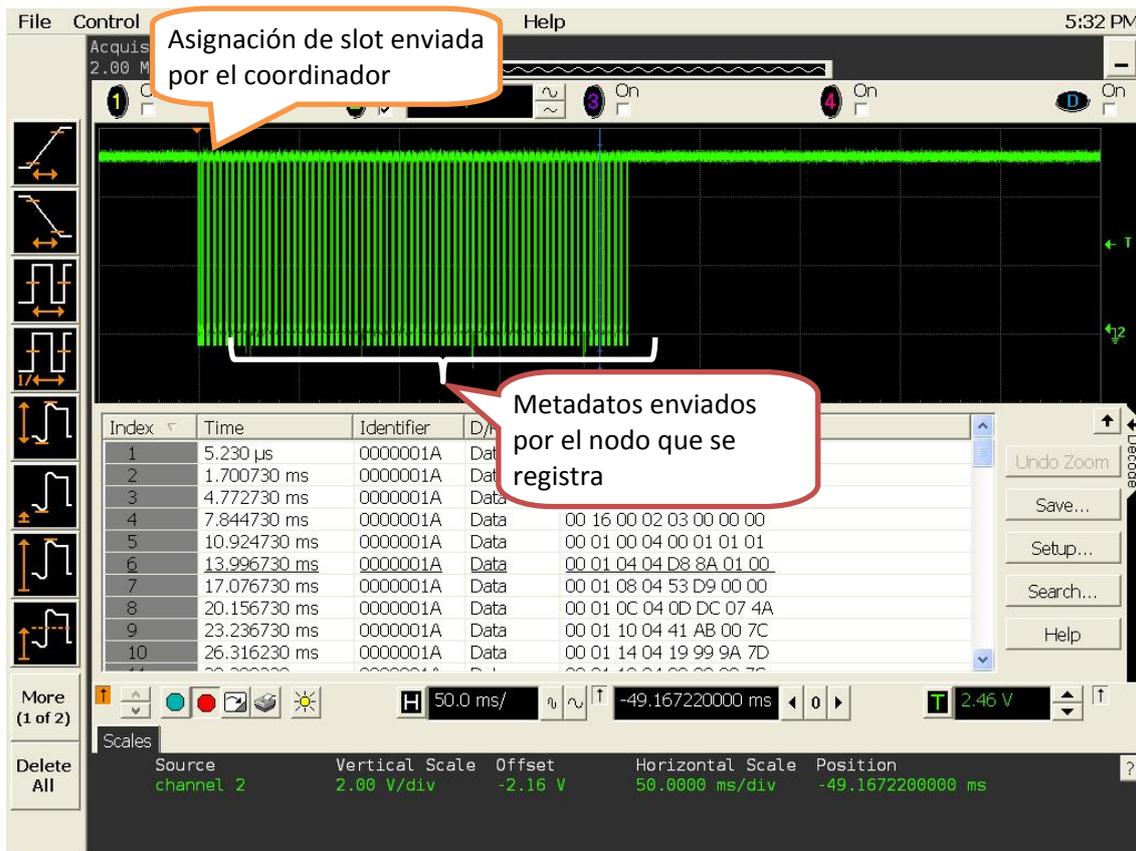


Figura 6.13. Tramas con los metadatos de un nodo en proceso de registro vistas en el osciloscopio

6.6.2. Asignación de slots

El coordinador registra los nodos gestionados mediante una lista, de tal manera que cada vez que se descubre un nuevo nodo, se le asigna la primera posición libre de ésta. Esto quiere decir que en una red con n nodos, el nuevo nodo se registra en la posición $n+1$ de la lista (la posición 0 pertenece al nodo local del coordinador).

Sin embargo, si un nodo registrado en la posición $n-x$ (con $x < n$) de la lista ha sido eliminado de la red, y por tanto del registro del coordinador, al nuevo nodo que se incluya en la red se le asigna esa posición en la lista, que se corresponde con la primera posición libre.

La posición en la que ha sido registrado en la lista coincide con el slot que se le asigna al nodo en la red. Una vez los nodos se han conectado al coordinador, y éste los ha registrado, se realiza la comunicación normal del TDMA.

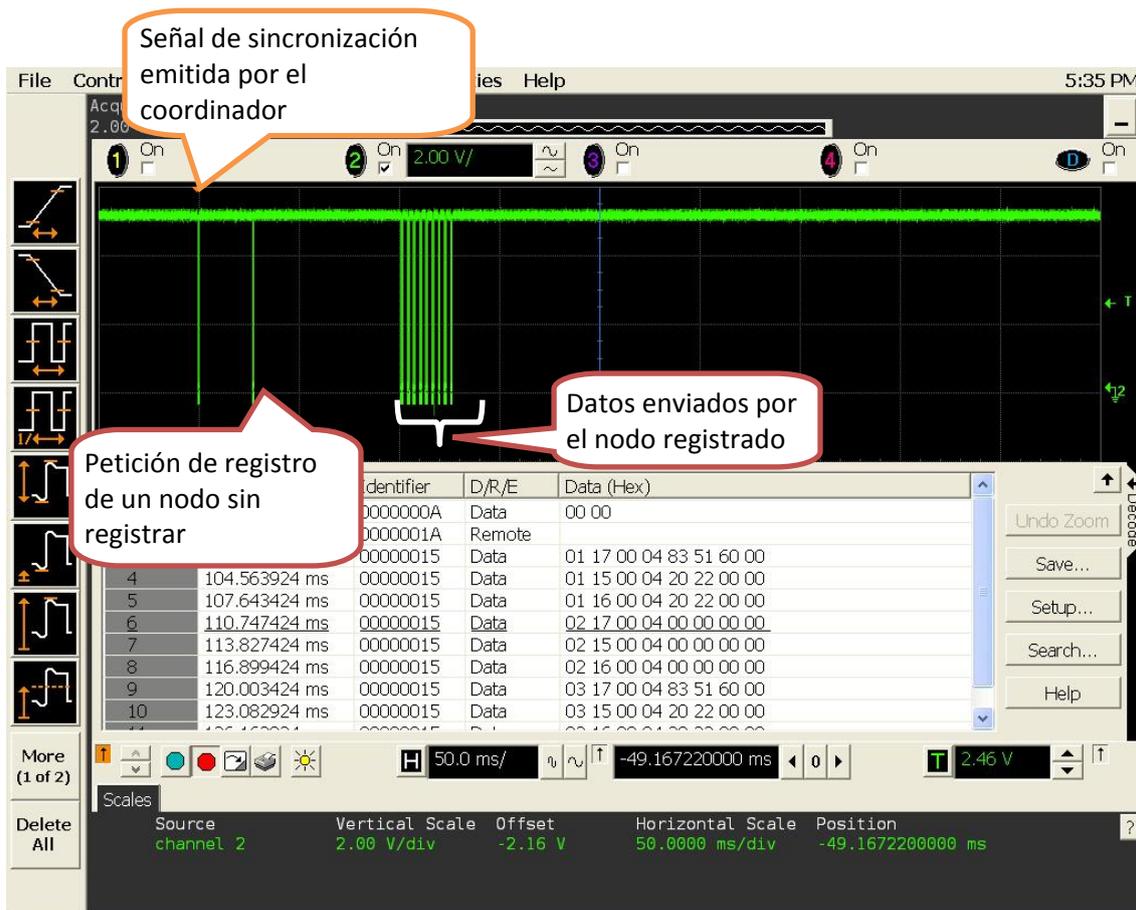


Figura 6.24. Ciclo TDMA con un slot y una petición de registro, en el osciloscopio

El coordinador envía una señal de sincronización de manera periódica a toda la red, y cada nodo responde en el slot que se le ha sido asignado. En la Figura 6.24 se puede observar cómo la red desarrollada sigue este protocolo.

Si al recibir la señal de sincronización, el nodo comprueba que el número de nodos enviado en ésta es inferior al slot que le fue asignado, quiere decir que ha perdido la comunicación con el coordinador, y éste lo ha eliminado en el registro. Por lo cual, debe comenzar de nuevo la conexión con el coordinador enviándole una petición de conexión.

El período con el que el coordinador envía las señales de sincronización depende del número de nodos registrados en la red y por tanto del número de slots.

6.6.3. Eliminación de un nodo

Si se decide eliminar un nodo de la red o a éste se la acaba la batería, el coordinador, al no recibir ninguna trama de datos durante un número determinado de señales de sincronización, elimina su ID del registro.

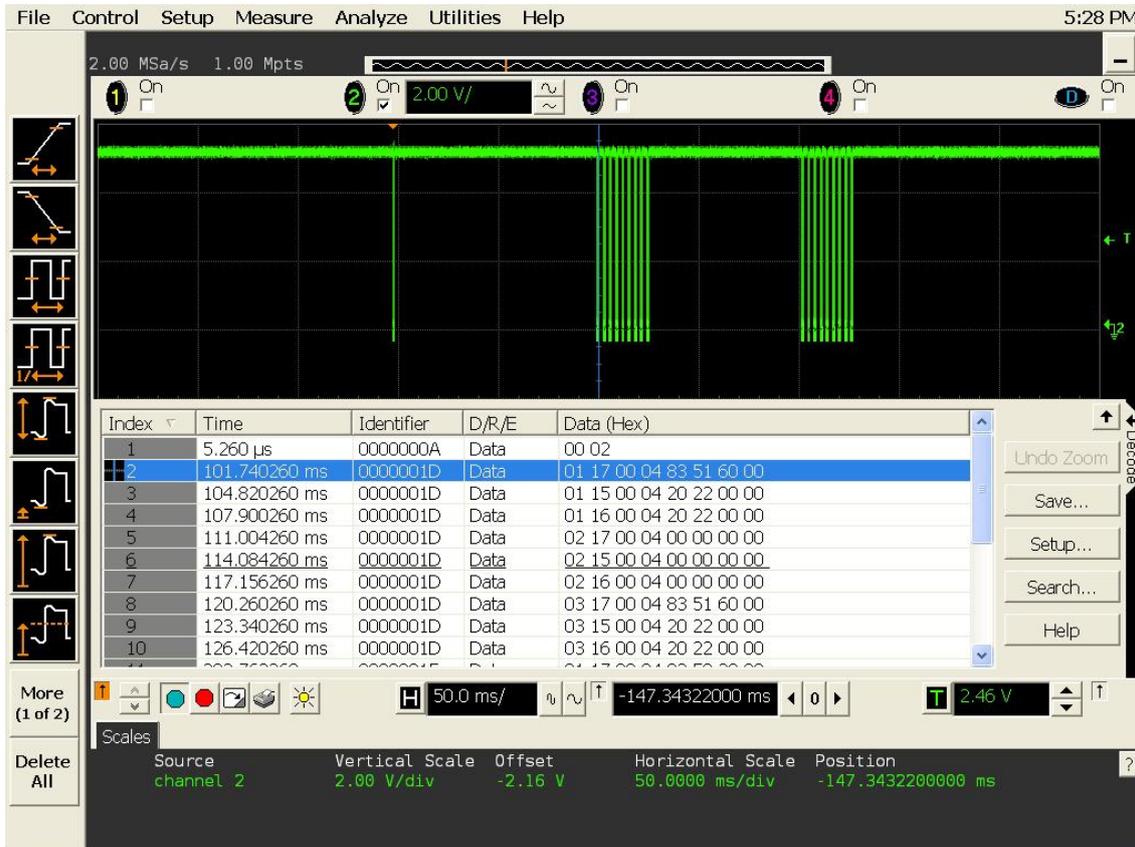


Figura 6.25. Ciclo TDMA con dos slots, visto en el osciloscopio

Si el nodo estaba registrado en la posición n de la lista, siendo n el número de nodos en la red, su eliminación del registro afecta al periodo del ciclo TDMA, ya que el coordinador debe esperar menos slots antes de enviar la siguiente señal de sincronización. En el caso de que estuviese registrado en la posición $n-x$ (con $x < n$), durante ese slot el coordinador deja de recibir información, pero la periodicidad del TDMA no se ve afectada.

Respecto a las características del estándar IEEE 1451, se comprobó que define una red de sensores y actuadores funcional e independiente tanto de los sensores y actuadores que incluye como de los canales de transmisión que utiliza. El primer hecho proviene del uso de los TEDS, que describen a cada sensor y actuator en un lenguaje que los dispositivos de la red entienden y que por tanto les permiten interactuar con ellos. El segundo se produce por la separación de la funcionalidad del estándar en una parte independiente de la tecnología de comunicación y otra dependiente de ella. Esta separación hace el código más modular y facilita y minimiza los cambios en el mismo para adaptarlo a una nueva tecnología.

Tanto los coordinadores como los nodos se han programado según las especificaciones del estándar IEEE 1451, y efectivamente se ha logrado la intercomunicación de ambas redes de forma independiente a la tecnología. Además se ha comprobado que permite independizar los sensores usados de las redes de sensores instaladas.

En ambas redes, el coordinador se comunica con los nodos siguiendo un protocolo de TDMA, con el cual gestiona de manera organizada los datos propios de los nodos y sus canales. Tras la recepción de estos, el coordinador formatea y envía los datos en ficheros XML a través de un interfaz Wi-Fi a una pasarela.

Independientemente de la funcionalidad de la red, siempre que estén encendidos los coordinadores son capaces de establecer una conexión Wi-Fi con un router inalámbrico que actúa de pasarela. A partir de aquí es posible acceder a los datos de la red conectándose al servidor incluido en el coordinador. Además el coordinador enviará periódicamente estos mismos datos a un servidor externo para ser introducidos en una base de datos.

En este trabajo, por simplicidad se ha optado por implementar un coordinador para cada red. Sin embargo, siguiendo las especificaciones del estándar IEEE 1451, la implementación actual de los coordinadores permite incluir en un único coordinador ambos interfaces, CAN-Bus y ZigBee, a través de los que controlar ambas redes.

6.7. Conclusión

Durante el trabajo se ha demostrado que se puede realizar una red heterogénea de sensores basada en el estándar IEEE 1451. El uso de diferentes tecnologías para unificar, cara al usuario, los datos de todos los sensores usados hace que el diseño de la red se pueda determinar no sólo por parámetros de conectividad sino por otros tipos como por ejemplo los costes. El establecer una red de sensores en un entorno pasa ahora a depender de qué y cómo se quiera medir y no tanto de la forma de interconectar los distintos sensores que realizan mediciones.

La viabilidad del VLC para este tipo de redes heterogéneas abre las puertas a nuevas aplicaciones de la tecnología sobre todo en el campo de “Internet de las Cosas (IoT)”. El hacer uso de las luminarias de una habitación, u otro entorno, como elemento coordinador de una red de sensores incorpora nuevas aplicaciones a la tecnología VLC.

Capítulo 7. Conclusiones y Líneas Futuras

A lo largo de los diferentes capítulos de la presente Tesis se ha llevado a cabo un estudio sobre diversos aspectos relacionados con las comunicaciones VLC, tales como la mejora en la simulación de la estimación de la respuesta al impulso del canal óptico no guiado mediante la incorporación de nuevos modelos de reflexión de la luz en las superficies, la revisión de las técnicas de modulación/codificación para el enlace VLC, o el análisis de la viabilidad de este tipo de comunicaciones en redes de sensores heterogéneas. A continuación, se describen de manera resumida, los resultados obtenidos de los trabajos realizados, así como aquellos temas que han quedado abiertos, en los que se podrían desarrollar investigaciones más exhaustivas.

7.1. Conclusiones sobre los modelos de simulación

La forma en la que se producen las reflexiones en las superficies influye de forma significativa en la respuesta al impulso del recinto y en consecuencia en el ancho de banda del canal. Por tanto, utilizar modelos que permitan simular el comportamiento real de las superficies es fundamental para obtener una buena estimación del canal. Debido a eso, en este trabajo se han estudiado nuevos modelos que permiten acercarnos más a los comportamientos reales de otras superficies que no se comportan de forma Lambertiana.

La utilización de nuevos modelos permite un modelado más realista del fenómeno físico de la reflexión que ocurre sobre materiales con comportamientos de reflectividad no Lambertianos, aspecto que incide directamente en la obtención de resultados de simulación más precisos. En concreto, en esta Tesis se han propuesto varios modelos adicionales, además del tradicional lambertiano y el modelo de PHONG, pertenecientes al grupo de modelos BRDF (Phong Retroreflectivo, Blinn o Lafortune). Cada uno de ellos introduce nuevas características de reflexiones especulares o de retroreflexiones.

El modelo de Lambert no es capaz de simular la componente especular de reflexión que tienen algunos materiales. Este hecho fundamenta la importancia de la utilización de los modelos de reflectividad que se ajusten a cada material para una estimación más precisa de los parámetros en los enlaces en interiores.

Como método de estimación de la respuesta al impulso, se ha optado por el uso del método de Monte Carlo, por su velocidad en la realización de la obtención de los resultados y la posibilidad de simular varios rebotes. No obstante, la solución aportada por el algoritmo es aproximada, pues su grado de exactitud depende, en gran medida, del número de rayos utilizados en cada simulación.

El algoritmo utilizado se ha validado empleando como referencia de comparación resultados dados por otros autores para el caso de reflectores Lambertianos puros [5] [8] [9]. Se han ajustado los diferentes modelos no Lambertianos para que se comporten como Lambertianos puros. Para ello, hemos fijado los parámetros de los nuevos modelos como se indica en la tabla 7.1.

	Reflectancia Difusa	Índice de reflexión especular	Porcentaje de retrorreflexión	Índice de reflexión especular de Blinn
LAMBERT	1	-	-	-
PHONG	1	1	-	-
PHONG RETRORREFLEXIVO	1	1	Cualquier valor	-
BLINN	1	1	-	1
LAFORTUNE	1	1	Cualquier valor	1

Tabla 7.1. Resumen de ajuste de parámetros para usar reflectores difusos con modelos no Lambertianos

Se han de tener en cuenta las siguientes consideraciones:

- Para ajustar el modelo de Phong a un modelo difuso perfecto, hay que poner el parámetro de reflexión especular a cero y su índice de reflexión especular a uno. Así, la reflexión difusa será máxima y la especular nula.
- Para el modelo de Phong retrorreflexivo, los parámetros que hay que modificar para ajustar este modelo a uno difuso perfecto son los mismos que los del modelo de Phong. Anulamos la componente especular y su índice de reflexión especular será uno.
- En el modelo de Blinn se han ajustado los siguientes parámetros para que las reflexiones sean puramente difusas. De nuevo anulamos la reflectancia especular poniendo su reflectancia difusa a uno, el índice de reflexión especular a uno y el índice de reflexión de Blinn, que puede verse como el índice que define los rayos *off-specular*, rayos especulares desfasados “*beta*” grados de la orientación de la reflexión especular, ese índice también lo fijamos a uno.
- El modelo de Lafortune consta de todos los efectos que se producen en los modelos anteriores. La superficie puede contar con retrorreflectividad, rayos *off-specular*, rayos especulares y componente difusa. Por tanto, basta con modificar los parámetros tal y como hicimos en los modelos anteriores.

Para comprobar la importancia de emplear un modelo que se ajuste al material que caracteriza el recinto, se han realizado unas simulaciones en una habitación con superficies Lambertianas puras modificando una o varias de las superficies para que pasen de ser Lambertianas puras a no Lambertianas, Se han aplicado los diferentes modelos en las mismas y analizado como varía su respuesta al impulso en función del modelo utilizado para dos tipos de enlace, uno no-LOS y otro LOS. Los resultados obtenidos para una habitación sin visión directa entre transmisor y receptor son los presentados en la tabla 7.2.

Modelo	Ancho de banda
LAMBERT	56.8 MHz
PHONG	82 MHz
PHONG RETRORREFLEXIVO	74.2 MHz
	64.3 MHz

BLINN	85 MHz
LAFORTUNE	76 MHz

Tabla 7.2. Resumen de anchos de banda para un enlace no-LOS

En la habitación no-LOS, al no existir visión directa entre emisor y receptor habrá muchos más rebotes con las paredes de la habitación, por lo que la contribución de los mismos será muy significativa. De forma general, mayor especularidad en la respuesta al impulso implica que mayor es su ancho de banda debido a que la energía en la reflexiones está más concentrada. En el caso retrorreflexivo se ve como a medida que aumenta el porcentaje de rayos especulares reflejados retrorreflexivamente su ancho de banda disminuye. Como ya vimos, esto se debe a que los rayos toman otras trayectorias, pudiendo ser estas más largas e introduciendo componentes con más retardo en la respuesta al impulso. Es posible que incluso parte de estas reflexiones no lleguen a contribuir finalmente en la respuesta al impulso, ya sea por la pérdida de potencia en cada rebote, porque que exista un número de rebotes muy elevado o porque no está en el rango del FOV del receptor. El modelo de Blinn cuenta con el mismo ancho de banda que el de Phong ya que no se producen rayos *off-speculars* de manera significativa, con lo que el modelo se comporta de forma similar al modelo de Phong, en el escenario simulado. En el caso de Lafortune, tiene un ancho de banda ligeramente inferior al de Phong y superior al de Blinn porque los parámetros utilizados aumentan la componente especular directa y no aumentan tanto la componente especular retrorreflexiva, se tiene de este modo un modelo intermedio entre Phong y Blinn como se puede observar en el ancho de banda obtenido. Los resultados obtenidos para una habitación con visión directa entre emisor y receptor, es decir con LOS, son los de la tabla 7.3.

Modelo	BW
LAMBERT	17.3 MHz
PHONG	15.03 MHz
PHONG RETRORREFLEXIVO	15.6 MHz
	16.9 MHz
BLINN	15.04 MHz
LAFORTUNE	17.2 MHz

Tabla 7.3. Resumen de anchos de banda para un enlace LOS.

Como puede observarse en la tabla anterior, en la habitación con visión directa entre emisor y receptor, los cambios en el ancho de banda entre los modelos no son tan notables como en el caso del enlace no-LOS. Esto se debe a que la mayor parte de la potencia en la respuesta al impulso la tendrá la contribución para una o dos reflexiones. Sin embargo, como hemos visto durante el ejemplo, las componentes que fijan el ancho de banda en su respuesta al impulso se mantienen prácticamente invariantes de un modelo a otro, por lo que su ancho de banda es similar.

En resumen, los resultados obtenidos confirman que la introducción de nuevos modelos de reflexión para la simulación de canales ópticos en interiores, permiten ajustar mejor el cálculo de la respuesta al impulso del canal y de sus parámetros asociados como el ancho de banda.

7.2. Conclusiones sobre redes heterogéneas con VLC

El estudio de distintos tipos de modulaciones para el uso de enlaces VLC ha hecho que durante este trabajo la modulación más usada fuese la CR-PPM puesto que permite una velocidad de transmisión aceptable para los canales de bajada y una detección asíncrona sencilla con lo que se reduce mucho la complejidad de la implementación de receptores ópticos. Estos elementos son críticos para la realización de enlaces ópticos no guiados y mucho más cuando se trata de realizar una evaluación de la bondad de la tecnología. Por supuesto, se ha contemplado el uso de modulaciones multiportadora aunque, debido a la complejidad de la implementación tanto de emisores como receptores, sólo se realizó una implementación inicial que se verá en el apartado de líneas futuras de este capítulo.

Durante este trabajo se han estudiado las características del estándar IEEE 1451 como plataforma de integración de redes heterogéneas de sensores y actuadores. Como parte del estudio teórico se ha realizado una revisión del propio estándar y de los protocolos de comunicación que admite. De esta actividad se ha podido definir el trabajo necesario para incluir un protocolo de comunicación actualmente no contemplado, como es el caso de los enlaces ópticos no guiados VLC.

Por otra parte, se ha estudiado el tratamiento que el estándar realiza sobre los sensores y actuadores. Se ha comprobado que el tratamiento de cualquier tipo de transductor no depende del propio sensor, y por tanto es posible soportar muchos tipos de transductores distintos, incluidos transductores no considerados cuando se creó el estándar.

El estudio del estado de arte respecto al estándar ha mostrado que existen numerosas implementaciones del mismo, aunque la mayoría se han desarrollado en un entorno de investigación o para demostración. Los autores de las implementaciones desarrolladas para investigación no han publicado material ni versiones de ejemplo para evaluar el comportamiento de la red, por lo que sus resultados sólo son comparables de forma cualitativa. Por otra parte, las versiones de demostración están obsoletas y poco mantenidas.

La falta de actividad comercial como resultado de desarrollos basados en este estándar se justifica por la rápida evolución del mismo y por la capacidad de proceso que requiere de la plataforma en la que se ejecute, elevada en comparación con las redes a medida actuales.

Como estudio práctico, en primer lugar se estudiaron diversos dispositivos hardware considerando las ventajas y desventajas de implementar sobre cada uno de ellos una red basada en el estándar IEEE 1451. Los dispositivos elegidos se sitúan en la gama alta de la serie de 8 bits, lo cual da una idea de los requerimientos en cuanto a hardware que impone el estándar.

A continuación se realizaron pruebas de programación sobre los dispositivos seleccionados, de forma que afloren las características y restricciones que poseen tanto los propios dispositivos como las plataformas de desarrollo empleadas. La principal restricción a tener en cuenta respecto a los dispositivos es el tamaño de memoria que incluyen, que limita el tamaño de código. Por otra parte, las plataformas de desarrollo aceptan versiones limitadas de lenguajes estándar de programación, lo que obliga a realizar pruebas de todas las características del lenguaje que se deseen utilizar, y a desarrollar manualmente las características que no estén presentes en la plataforma.

Conocidas las limitaciones hardware y software que existirán durante la implementación, se desarrolló el software siguiendo las especificaciones del estándar. Se comprobó que la implementación de toda la funcionalidad del estándar llevaría una gran cantidad de tiempo y trabajo, y probablemente requiriera de más memoria en los dispositivos de la disponible. Por ello se limitó la funcionalidad incluida en el software a la mínima necesaria.

Durante el trabajo de programación surgieron numerosas dudas sobre el manejo del hardware, lo que hizo necesario un estudio intensivo de toda la funcionalidad requerida por el software a nivel de transferencia entre registros.

Paralelamente al desarrollo software se diseñaron e implementaron dispositivos a medida para la ejecución del mismo. El diseño hardware requirió un estudio de las características eléctricas de los componentes a utilizar y soldadura con la herramienta de diseño. Posteriormente, al fabricar las placas de circuitos y soldar los componentes se comprobó que la parte hardware de todo proyecto es la más crítica, por lo costoso que resulta hacer cualquier cambio o encontrar y corregir cualquier error.

La última parte del estudio práctico consistió en programar los dispositivos fabricados y comprobar que se comunican entre ellos y la información de sus transductores es accesible por el usuario. En este punto se comprobó la dificultad de trazar el comportamiento de un software que incluye comunicaciones y la necesidad de realizar una programación robusta para evitar estados indefinidos en la red.

Respecto a las características del estándar IEEE 1451, se comprobó que define una red de sensores y actuadores funcional e independiente tanto de los sensores y actuadores que incluye como de los canales de transmisión que utiliza. El primer hecho proviene del uso de los TEDS, que describen a cada sensor y actuador en un lenguaje que los dispositivos de la red

entienden y que por tanto les permiten interactuar con ellos. El segundo se produce por la separación de la funcionalidad del estándar en una parte independiente de la tecnología de comunicación y otra dependiente de ella. Esta separación hace el código más modular y facilita y minimiza los cambios en el mismo para adaptarlo a una nueva tecnología.

Tanto los coordinadores como los nodos se han programado según las especificaciones del estándar IEEE 1451, y efectivamente se ha logrado la intercomunicación de ambas redes de forma independiente a la tecnología. Además se ha comprobado que permite independizar los sensores de las redes de sensores instaladas.

Una mejora del sistema propuesto sería integrar en los nodos coordinadores diferentes protocolos de comunicaciones para lo que se hace necesario un estudio exhaustivo del hardware a usar en estos dispositivos pues deben contener el software de control de los coordinadores propuestos en esta Tesis.

7.3. Líneas Futuras

El Grupo de trabajo 802.15.7r1 de IEEE ha definido cuatro ambientes básicos a modelar [Uysal15][TG7r115]:

- Una oficina, con un tamaño de habitación de $14 \times 14 \times 3 \text{ m}^3$, con paredes y techo de yeso mientras que el piso es de madera de pino. Se utilizan 32 luminarias LED (Cree LR24-38SKA35) con una iluminación uniforme a 0.5211.
- Una sala de estar de tamaño $6 \times 6 \times 3 \text{ m}^3$, amueblado con una mesa de comedor, sillas, sofá y una mesa de centro. Se utilizan 9 luminarias LED (Cree CR6-800L), con una iluminación uniforme de 0,9068. La ganancia de DC es mayor y la dispersión de retardo RMS menor que en la oficina.
- Una sala de emergencias de un hospital, con un tamaño $8 \times 8 \times 3 \text{ m}^3$, con cuatro camas, área de recepción abierta y varios instrumentos de diagnóstico. Se ilumina con 16 luminarias LED (Cree CR14-40L-HE) con una iluminación uniforme de 0,5930. dispersión de retardo RMS es más pequeña que en la oficina, pero más grande que en el hogar, que es obviamente relacionado con el tamaño de la habitación.
- Una zona de fabricación de una planta de automóviles. El pasillo de la fábrica tiene una altura de 6,8 m de altura, con paredes exteriores que cubren un área de $(9,2 \times 8) \text{ m}^2$. Para la protección, se utiliza una pantalla abatible de 1 m de altura, realizada con metal y vidrio, que rodea a dos robots. Se definen 6 transmisores en la cabeza de cada robot, dispuestas en los seis lados de un cubo, para lograr una cobertura omnidireccional. Hay también 8 receptores que se encuentran en diferentes

posiciones en la parte superior de la pantalla plegable. Esto produce altos valores de dispersión de retardo debido a la presencia de obstáculos metálicos (que hace que las componentes reflejadas sean de gran intensidad) y al gran tamaño de la sala (especialmente si se bloquea la componente LOS), en ese caso hay múltiples componentes de multipropagación con retardos de hasta decenas de nanosegundos.

A partir de aquí se han de simular estos escenarios con los modelos empleados en la tesis para ver la bondad del sistema en cuanto a predecir el comportamiento de los sistemas antes de ser implementados. Estas dificultades ya se detectaron en el proyecto *“Estimación de la respuesta del canal óptico no guiado para entornos cerrados. Aplicación a enlaces espaciales intra-satélites”* [RUF08] dónde se vio cómo la dificultad de emular emisores y receptores ópticos complejos para determinar una buena simulación de canal. Por otra parte está las modulaciones propuestas en el estándar 802.15.7r1 las cuales contemplan velocidades de transmisión mucho mayores a las utilizadas en esta tesis, permitiendo la implementación de redes WLAN de altas prestaciones a diferencia de las redes de sensores estudiadas en este Tesis.

Una de las líneas más estudiadas de aplicación en comunicaciones VLC son los usos en comunicaciones submarinas, dado el mejor comportamiento de la luz en el agua frente a la radiofrecuencia. Durante los trabajos de esta Tesis se produjeron distintos activos como el que se presenta en la figura 7.1 para estudiar la viabilidad de este tipo de comunicaciones.



Figura 7.1 Estructura para pruebas de comunicaciones submarinas VLC en piscina

En la figura 7.2 se muestra la curva de tasa de bits erróneos (BER) frente a la relación señal a ruido (SNR), con la que se pretendía comparar el funcionamiento del sistema en el aire y en el agua, además de obtener la modulación que mejor se comporta en cada medio para futuros trabajos. Sin embargo, como se puede observar, sólo se muestra una gráfica debido a que los resultados fueron iguales en el aire y en el agua.

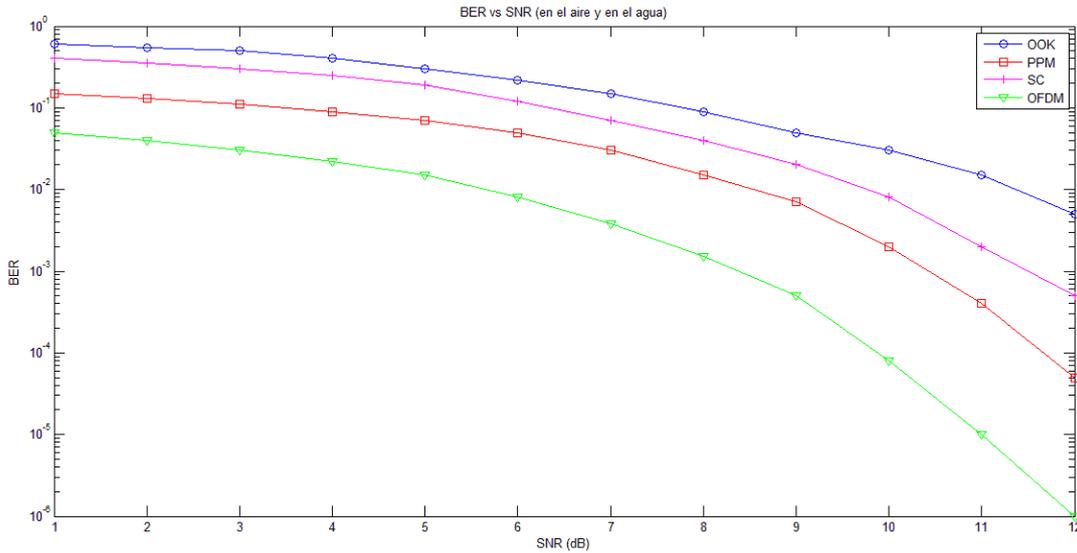


Figura 7.2. Gráfica de la BER vs SNR del sistema.

Los resultados confirman algunas de las suposiciones teóricas. La primera es, que a pesar de las características del agua como canal, en el cual debería generarse multipropagación, esta característica no se aprecia en las condiciones en las que se ha trabajado. Pudiendo ser porque es muy débil o porque el retardo de los rayos indirectos es muy pequeño, con lo cual las características del canal en las pruebas realizadas son similares a las del aire.

Con respecto a la elección de la modulación, se puede afirmar que la OFDM es la óptima para implementar un sistema para comunicaciones VLC submarinas. Por lo que sería interesante, de cara a trabajos futuros, seguir trabajando con ella. No obstante, también se debería profundizar en el estudio de la DQO-SCFDE para así aprovechar todas las ventajas de esta modulación y la menor complejidad de los elementos que hay que incorporar a los emisores ópticos.

En los próximos años se verán implementaciones reales como en el artículo “*Color Shift Keying Communication System With a Modified PPM Synchronization Scheme*” [DEL14] donde se desarrolla un método para uso de modulación CSK con PPM para conseguir una recepción sencilla con un sensor CCD. Todas estas técnicas contribuirán a hacer de las comunicaciones VLC una tecnología común tanto en entornos cerrados como abiertos permitiendo su potencial crecimiento y uso.

Referencias

- [Afgani06] M. Afgani, H. Haas, H. Elgala, and D. Knipp, "Visible Light Communication Using OFDM," in Proc. 2nd TRIDENTCOM, Mar. 2006.
- [Barry93] J. R. Barry, J. M. Kahn, W. J. Krause, E. A. Lee, and D. G. Messerschmitt, "Simulation of Multipath Impulse Response for Indoor Wireless Optical Channels," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 11, no. 3, pp. 367–379, 1993.
- [Barry94] J. R. Barry, Wireless Infrared Communications. Springer, 1994.
- [Burchardt14] H. Burchardt, N. Serafimovski, D. Tsonev, S. Videv, and H. Haas, "VLC: Beyond Point-to-Point Communication," IEEE Communications Magazine, vol. 52, no. 7, pp. 98–105, July 2014.
- [Butala14] P. Butala, J. Chau, and T. D. C. Little, "Metameric modulation for diffuse visible light communications with constant ambient lighting," in Proc. Int. Workshop Opt. Wireless Commun., Pisa, Italy, 2012, pp. 1–3
- [Chen15] C. Chen, S. Videv, D. Tsonev, and H. Haas, "Fractional Frequency Reuse in DCO-OFDM-Based Optical Attocell Networks," Lightwave Technology, Journal of, vol. 33, no. 19, pp. 3986–4000, Oct 2015.
- [Chun12] H. Chun, C.-J. Chiang, and D. O'Brien, "Visible Light Communication Using OLEDs: Illumination and Channel Modeling," in International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW), Oct 2012.
- [Coldrey13] M. Coldrey, J.-E. Berg, L. Manholm, C. Larsson, and J. Hansryd, "Non-Line-of-Sight Small Cell Backhauling using Microwave Technology," IEEE Communications Magazine, vol. 51, no. 9, pp. 78–84, Sept. 2013.
- [Cossu14] G. Cossu, R. Corsini, and E. Ciaramella, "High-Speed Bi-directional Optical Wireless System in Non-Directed Line-of-Sight Configuration," Journal of Lightwave Technology, vol. 32, pp. 2035–2040, 2014.
- [Cossu15] G. Cossu, W. Ali, R. Corsini, and E. Ciaramella, "Gigabit-class Optical Wireless Communication System at Indoor Distances (1.5–4 m)," Optics Express, vol. 23, no. 12, pp. 15 700–15 705, Jun 2015.
- [Cui13] Cui, Kaiyun, Jinguo Quan, and Zhengyuan Xu. "Performance of indoor optical femtocell by visible light communication." Optics Communications 298 (2013): 59-66.
- [Eichler07] S. Eichler, "Performance Evaluation of the IEEE 802.11p WAVE Communication Standard," in Proc. IEEE 66th Vehicular Technology Conference, Fall, Sept 2007, pp. 2199–2203.
-

- [Etkin07] R. Etkin, A. Parekh, and D. Tse, "Spectrum Sharing for Unlicensed Bands," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 25, no. 3, pp. 517–528, April 2007.
- [Gfeller79] F. Gfeller and U. Bapst, "Wireless In-house Data Communication via Diffuse Infrared Radiation," *Proceedings of the IEEE*, vol. 67, no. 11, pp. 1474–1486, Nov 1979.
- [Ghimire12] B. Ghimire and H. Haas, "Self-organising Interference Coordination in Optical Wireless Networks," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2012, no. 1, pp. 1–15, 2012.
- [González05] O. Gonzalez, R. Perez-Jimenez, S. Rodriguez, J. Rabadan, and A. Ayala, "OFDM Over Indoor Wireless Optical Channel," *IEE Proceedings-Optoelectronics*, vol. 152, no. 4, pp. 199–204, Aug 2005.
- [Grobe13] L. Grobe, A. Paraskevopoulos, J. Hilt, D. Schulz, F. Lassak, F. Hartlieb, C. Kottke, V. Jungnickel, and K.-D. Langer, "High-Speed Visible Light Communication Systems," *IEEE Communications Magazine*, Dec. 2013.
- [Grubor05] J. Grubor, V. Jungnickel, K. Langer, and C. von Helmolt, "Dynamic Data-rate Adaptive Signal Processing Method in a Wireless Infrared Data Transfer System," Patent DE102 005 030 299, EP1 897 252, WO2 006 136 126, US11/993,270, 24 June, 2005.
- [Grubor08] J. Grubor, S. Randel, K.-D. Langer, and J. Walewski, "Broadband Information Broadcasting Using LED-Based Interior Lighting," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 24, pp. 3883–3892, Dec 2008.
- [GVR1888] Este estudio de prospectivas de mercado puede ser visitado a través de <http://www.grandviewresearch.com/industry-analysis/visible-light-communication-market>
- [Haas15] H. Haas and C. Chen, "What is Li-Fi?" in *Proc. 41st Europ. Conf. on Optical Commun. (ECOC)*, Sept 2015, invited.
- [Hashemi94] H. Hashemi, G. Yun, M. Kavehrad, F. Behbahani, and P. Galko, "Indoor Propagation Measurements at Infrared Frequencies for Wireless Local Area Networks Applications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, no. 3, pp. 562–576, 1994.
- [Heatley98] D. J. Heatley, D. R. Wisely, I. Neild, and P. Cochrane, "Optical Wireless: The Story so Far," *IEEE Com. Mag.*, vol. 36, no. 12, pp. 72–74, 1998.
- [IEEE 802.15.7-2011] IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks--Part 15.7: Short-Range Wireless Optical Communication Using Visible Light
- [Jeong15] A Novel Architecture for Efficient Implementation of Dimmable VPPM in VLC Lightings. *ETRI Journal* (To be published)
- [Jin11] Jin, B., Zhang, M., Zhang, Y. A., & Hao, N. (2011, November). Visible light communications using blind equalization. In *Asia Communications and Photonics Conference and Exhibition* (p. 83092N). Optical Society of America.
-

- [Jungnickel02] V. Jungnickel, V. Pohl, S. Nonnig, and C. Von Helmolt, "A Physical Model of the Wireless Infrared Communication Channel," *IEEE Journ.on Sel. Areas in Communications*, vol. 20, no. 3, pp. 631–640, Apr 2002.
- [Jungnickel14] V. Jungnickel, K. Manolakis, W. Zirwas, B. Panzner, M. Sternad, and T. Svensson, "The Role of Small Cells, Coordinated Multi-point and Massive MIMO in 5G," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 5, pp. 44–51, May 2014.
- [Jungnickel15] V. Jungnickel, D. Schulz, J. Hilt, C. Alexakis, M. Schlosser, L. Grobe, A. Paraskevopoulos, R. Freund, B. Siessegger, and G. Kleinpeter, "Optical Wireless Communication for Backhaul and Access," in *Proc. Europ. Conf. Optical Communications (ECOC)*, Sept. 2015, invited.
- [Kahn97] J. Kahn and J. Barry, "Wireless Infrared Communications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, no. 2, pp. 265–298, Feb 1997.
- [Kahn97] Kahn, J. M., & Barry, J. R. (1997). *Wireless infrared communications*. *Proceedings of the IEEE*, 85(2), 265-298.
- [Khalid12] A. Khalid, G. Cossu, R. Corsini, P. Choudhury, and E. Ciaramella, "1-Gb/s Transmission Over a Phosphorescent White LED by Using Rate-Adaptive Discrete Multitone Modulation," *IEEE Photonics Journal*, vol. 4, no. 5, pp. 1465–1473, Oct 2012.
- [Kim04] J. S. Kim, P. E. Jeon, Y. H. Park, J. C. Choi, H. L. Park, G. C. Kim, and T. W. Kim, "White-light Generation Through Ultraviolet-emitting Diode and White-emitting Phosphor," *Applied Physics Letters*, vol. 85, no. 17, pp. 3696–3698, 2004.
- [Komine04] T. Komine and M. Nakagawa, "Performance Evaluation of Visible-Light Wireless Communication System Using White LED Lightings," in *Proc. Ninth International Symposium on Computers and Communications (ISCC)*, vol. 1, June 2004, pp. 258–263 Vol.1.
- [Lee11] K. Lee, H. Park, and J. Barry, "Indoor Channel Characteristics for Visible Light Communications," *IEEE Communications Letters*, vol. 15, no. 2, pp. 217–219, February 2011.
- [Li15] H. Li, X. Chen, J. Guo, Z. Gao, and H. Chen, "An Analog Modulator for 460 MB/S Visible Light Data Transmission Based on OOK-NRS Modulation," *IEEE Wirel. Comm.*, vol. 22, no. 2, pp. 68–73, April 2015.
- [Liu11] C. B. Liu, B. Sadeghi, and E. W. Knightly, "Enabling Vehicular Visible Light Communication (V2LC) Networks," in *Proceedings of the Eighth ACM international Workshop on Vehicular Inter-networking*. ACM, 2011, pp. 41–50.
- [Long14] S. Long, M.-A. Khalighi, M. Wolf, S. Bourennane, and Z. Ghassemlooy, "Channel Characterization for Indoor Visible Light Communications," in *3rd International Workshop Optical Wireless Communications (IWOW)*, Sept 2014, pp. 75–79.
-

- [Lopez-Hernandez98] F. Lopez-Hernandez, R. Perez-Jimenez, and A. Santamaria, "Modified Monte Carlo Scheme for High-efficiency Simulation of the Impulse Response on Diffuse IR Wireless Indoor Channels," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 19, pp. 1819–1820, Sep 1998.
- [Luna-Rivera14] Luna-Rivera, J. M., Perez-Jimenez, R., Rabadan-Borges, J., Rufo, J., Guerra, V., & Suarez-Rodriguez, C. (2014). Multiuser CSK scheme for indoor visible light communications. *Optics express*, 22(20), 24256-24267.
- [Miramirkhani15] F. Miramirkhani, M. Uysal, and E. Panayirci, "Novel Channel Models for Visible Light Communications," in *SPIE OPTO*, vol. 9387, 2015, pp. 93 870Q–93 870Q–13. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1117/12.2077565>
- [Monteiro14] E. Monteiro, S. Hranilovic. "Design and implementation of color-shift keying for visible light communications." *Lightwave Technology, Journal of* 32.10 (2014): 2053-2060.
- [Nakamura94] S. Nakamura, T. Mukai, and M. Senoh, "Candela Class High Brightness InGaN/AlGaIn Double Heterostructure Blue Light Emitting Diodes," *Applied Physics Letters*, vol. 64, no. 13, pp. 1687–1689, 1994.
- [Nguyen10] H. Nguyen, J. Choi, M. Kang, Z. Ghassemlooy, D. Kim, S. Lim, T. Kang, and C. Lee, "A MATLAB-based Simulation Program for Indoor Visible Light Communication System," in *7th International Symposium on Communication Systems Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP)*, July 2010, pp. 537–541.
- [Osseiran14] A. Osseiran, F. Boccardi, V. Braun, K. Kusume, P. Marsch, M. Maternia, O. Queseth, M. Schellmann, H. Schotten, H. Taoka, H. Tullberg, M. Uusitalo, B. Timus, and M. Fallgren, "Scenarios for 5G Mobile and Wireless Communications: The Vision of the METIS Project," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 5, pp. 26–35, May 2014.
- [PureLiFi15] PureLiFi. (2015, March) Li Flame demo. [Online]. Available: https://www.youtube.com/watch?v=TIAS8BxGe_8
- [Rappaport13] T. S. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. N. Wong, J. K. Schulz, M. Sammi, and F. Guitierrez, "Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!" *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335–349, 2013.
- [Rodriguez13] Rodríguez, S. P., Jiménez, R. P., Mendoza, B. R., Hernández, F. J. L., & Alfonso, A. J. A. (2013). Simulation of impulse response for indoor visible light communications using 3D CAD models. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2013(1), 1-10.
- [Sarbaz14] E. Sarbazi, M. Uysal, M. Abdallah, and K. Qaraqe, "Indoor Channel Modelling and Characterization for Visible Light Communications," in *16th Int. Conf. on Transparent Optical Networks (ICTON)*, July 2014.
-

- [Schulz15] D. Schulz, C. Alexakis, M. Schlosser, J. Hilt, R. Freund, and V. Jungnickel, "Initial Outdoor Trials with Optical Wireless Links for Small-Cell Backhauling," in Proc. 16. ITG Symp. Photonic Networks. VDE, 2015.
- [Shao15] S. Shao, A. Khreishah, M. Ayyash, M. B. Rahaim, H. Elgala, V. Jungnickel, D. Schulz, and T. D. C. Little, "Design of a Visible-Light-Communication Enhanced WiFi System," ArXiv e-prints, Mar. 2015. [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/1503.02367v2>
- [Singh15] R. Singh, T. O'Farrell, and J. P. R. David. "Higher Order Colour Shift Keying Modulation Formats for Visible Light Communications." IEEE 81st. Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2015
- [TG7r1-15-1] TG7r1, Technical Considerations Document, IEEE 802.15 Std., Rev. 3, July 2015. [Online]. Available: <https://mentor.ieee.org/802.15/dcn/15/15->
- [TG7r1-15-2] TG7r1, LiFi Reference Channel Models, IEEE 802.15 Std., Rev. 1, July 2015. [Online]. Available: <https://mentor.ieee.org/802.15/dcn/15/15-15-0514-01-007a-lifi-referenc>
- [Uysal15] M. Uysal and F. Miramirkhani, Channel Modeling for Visible Light Communications, Ozyegin University Std. [Online]. Available: <https://mentor.ieee.org/802.15/dcn/15/15-15-0352-02-007achannel-modeling-for-visible-light-communications.pptx>
- [Vaidyanathan12] Vaidyanathan, S., & Upadhyayula, V. A NOVEL BLUE PHOSPHOR FOR SOLID STATE LIGHTING. 2012. Accessible en http://www.iitk.ac.in/asid06/proceedings/papers/TP5_15.pdf
- [Vegni12] Vegni, A. M., & Little, T. D. (2012, January). Handover in VLC systems with cooperating mobile devices. In Computing, Networking and Communications (ICNC), 2012 International Conference on (pp. 126-130). IEEE.
- [VLCC] <http://www.vlcc.net/>
- [Vucic09] J. Vucic, Adaptive Modulation Technique for Broadband Communication in Indoor Optical Wireless Systems. Technische Universität Berlin, 2009, Ph.D. thesis.
- [Wu12] Wu, F. M., Lin, C. T., Wei, C. C., Chen, C. W., Huang, H. T., & Ho, C. H. (2012). 1.1-Gb/s white-LED-based visible light communication employing carrier-less amplitude and phase modulation. Photonics Technology Letters, IEEE, 24(19), 1730-1732.
- [Zemax] Available: <http://www.zemax.com/>
- [Zhang13] Zhang, X., Su, Z., Yan, Z., & Wang, W. (2013). Energy-efficiency study for two-tier heterogeneous networks (HetNet) under coverage performance constraints. Mobile Networks and Applications, 18(4), 567-577.
- [LiFi] <http://www.lificonsortium.org/>
- [The Economist] "Tripping the light fantastic", The Economist, 28 de enero 2012, accessible en: <http://www.economist.com/node/21543470>
-

- [Fernandes94] J. G. Fernandes, «Wireless LANs: physical properties of infrared,» *IEEE Communications magazine*, pp. 68-73, Ago 1994.
- [Acampora99].S. Acampora, «A broadband wireless access network based on mesh-connected free-space optical links,» *IEEE Personal Communications*, vol. 6, nº 5, pp. 62-65, Oct 1999.
- [Hashemi93]H. Hashemi, «The indoor radio propagation channel,» *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, nº 17, pp. 943-968, Jul 1993.
- [Sexton89] A. Sexton, «Channel modeling and adaptive equalization of indoor radio channels,» *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 7, nº 1, pp. 114 - 121, Jan 1989.
- [Nakagawa07] M. Nakagawa, *Visible Light Communications*, 2007.
- [Kahn00] J. M. Kahn, «Angle Diversity for Nondirected Wireless Infrared Communication,» *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, nº 6, pp. 960-969, Jun 2000.
- [Elgala13] H. Elgala, R. Mesleh y H. Haas, «Indoor Optical Wireless Communication: Potential and State-of-the-Art,» *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, nº 9, pp. 56-62, Sept 2011.
- [Dioen05] P. Dioén Biosca Rojas, «Generalización del algoritmo de trazado de rayos de Monte Carlo modificado para el cálculo de la respuesta al impulso de canales ópticos infrarrojos en interiores.,» *Scielo*, vol. 9, nº 33, p. 22, Marzo 2005.
- [Deva12] Y. Deva K Borah, «A review of communication-oriented optical wireless systems,» *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2012.
- [Lopez00]F. J. Lopez-Hernandez, R. Perez-Jiminez y A. Santamaria, «Ray-tracing algorithms for fast calculation of the channel impulse response on diffuse IR wireless indoor channels,» *Optical Engineering*, vol. 39, nº 10, pp. 2775-2780. Año 2000
- [Lopez98] J. López-Hernández, «Monte Carlo calculation of impulse response on diffuse IR wireless indoor channels,» *IEE Electronic Letters*, vol. 34, nº 12, pp. 1260-1262, June 1998.
- [Newman75] W. Newman, *Illumination for Computer-Generated Pictures*, 1975.
- [Sanvhez12]S. SANCHEZ CASADEVALL, «Matriz para la confección de material retroreflexivo.» España Patente G02B5/124 , 16 Octubre 2012.
- [Blinn77]J. F. Blinn, «Models of light reflection for computer synthesized pictures,» de *Proc. 4th annual conference on computer graphics and interactive techniques*, San José, 1977.
- [Torrance81] K. E. Torrance, «A Reflectance Model for Computer Graphics,» de *Proceedings of SIGGRAPH 81*, 1981.
-

[Lafortune97] Eric P. F. Lafortune, «Non-Linear Approximation of Reflectance Functions,» de *SIGGRAPH97*, Nueva York, 1997.

[Cook84] Robert L. Cook, «Distributed ray tracing,» *ACM SIGGRAPH Computer Graphics*, vol. 18, nº 3, pp. 137-145, 1984.

[IEEE1451] "IEEE 1451 Smart Transducer Interface Standard." Internet: <http://www.nist.gov/el/isd/ieee/ieee1451.cfm>, Jan. 31, 2011, [Feb. 2, 2011].

[Boasson98] M. Boasson. "Theory and Practice of Informatics." *Lecture Notes in Computer Science*, 1998, Volume 1521/1998, p. 1-18

[Krill97] J. A. Krill. "Cooperative Engagement Capability." *Naval Engineers Journal*, 1997, Vol. 109, Issue 2, p. 43–57

[Kumar01] S. Kumar, D. Shepherd. "SensIT: Sensor Information Technology For the Warfighter." Proceedings of Fusion 2001 Conference, Montreal, Canada (Aug. 2001)

[Lewis04] F.L. Lewis, "Wireless Sensor Networks," *Smart Environments: Technologies, Protocols, and Applications*, ed. D.J. Cook and S.K. Das, John Wiley, New York, 2004.

[Johnson01] R. Johnson, K. Lee, J. Wiczer et al. "A Standard Smart Transducer Interface - IEEE 1451." Sensor Expo Fall 2001, Philadelphia, PA, Oct. 1-4, 2001.

T. R. Gruber. "The role of common Ontology in achieving Sharable, Reusable knowledge Bases" Knowledge systems Lab. Stanford University, CA. 1991.

[IEEE1451.0] "IEEE Standard for a Smart Transducer Interface for Sensors and Actuators – Common Functions, Communication Protocols, and Transducer Electronic Data Sheet (TEDS) Formats." IEEE 1451.0-2007

[IEEE1451.1] "IEEE Standard for a Smart Transducer Interface for Sensors and Actuators – Network Capable Application Processor Information Model." IEEE 1451.1-1999

[IEEE1451.2] "IEEE Standard for a Smart Transducer Interface for Sensors and Actuators – Transducer to Microprocessor Communication Protocols & TEDS Formats." IEEE 1451.2-1997

[IEEE1451.3] "IEEE Standard for a Smart Transducer Interface for Sensors and Actuators – Digital Communication & TEDS Formats for Distributed Multidrop Systems." IEEE 1451.3-2003

[IEEE1451.4] "IEEE Standard for a Smart Transducer Interface for Sensors and Actuators – Mixed-Mode Communication Protocols & TEDS Formats." IEEE 1451.4-2004

[IEEE1451.5] "IEEE Standard for a Smart Transducer Interface for Sensors and Actuators – Wireless Communication Protocols & Transducer Electronic Data Sheet (TEDS) Formats." IEEE 1451.5-2007

[IEEE802.11]“IEEE Standard for Information technology--Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks--Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications.” IEEE 802.11-2012

[IEEE802.15.4]“IEEE Standard for Local and metropolitan area networks--Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs).” IEEE 802.15.4-2011

[Zigbee07] “ZigBee Specification.” 053474r17-2007.

[Canbus91] “CAN Specification.” 1991.

[RFID] “IEEE Standard for a Smart Transducer Interface for Sensors and Actuators – Transducers to Radio Frequency Identification (RFID) Systems Communication Protocols and Transducer Electronic Data Sheet Formats.” IEEE 1451.7-2010

[Smith04] R. Smith. “RFID: A Brief Technology Analysis” CTOnet.org, 2004.

[Bosch] “Bosch Inc.” Internet: http://www.bosch.com/worldsite_startpage/en/default.aspx, [Feb. 2, 2011].

[RUF08] “Estimación de la respuesta del canal óptico no guiado para entornos cerrados. Aplicación a enlaces espaciales intra-satélites. PFC, ETSIT, Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Junio 2008.

[DEL14] Francisco A. Delgado Rajo · Victor Guerra · Jose A. Rabadan Borges · J.R. Torres · Rafael Perez-Jimenez “Color Shift Keying Communication System With a Modified PPM Synchronization Scheme”. IEEE Photonics Technology Letters, Septiembre 2014; páginas 1851-1854.

ANEXO I

En este anexo se encuentran recopilados las simulaciones realizadas con los parámetros utilizados por Barry para todos los modelos propuestos que son: el de Lambert, el de Phong, el de Phong retrorreflexivo, el de Blinn y por último el de Lafortune. En este documento se puede observar la respuesta al impulso total desde LOS, así como la respuesta al impulso para cada reflexión con 50000, 100000 y 500000 rayos. Se obtienen resultados aceptables desde un número pequeño de rayos, cierto es que a medida que aumentamos el número de rayos en la simulación los resultados son más precisos. Por último se han adquirido los tiempos de simulación totales y medios (por rayo) para cada modelo. Finalmente se ha representado gráficamente el tiempo total de la simulación frente al número de rayos.

1. Modelo de Lambert

Configuración A

A continuación se muestran los resultados obtenidos para la configuración A con el modelo de reflexión de Lambert para 50000, 200000 y 500000 rayos (de izquierda a derecha).

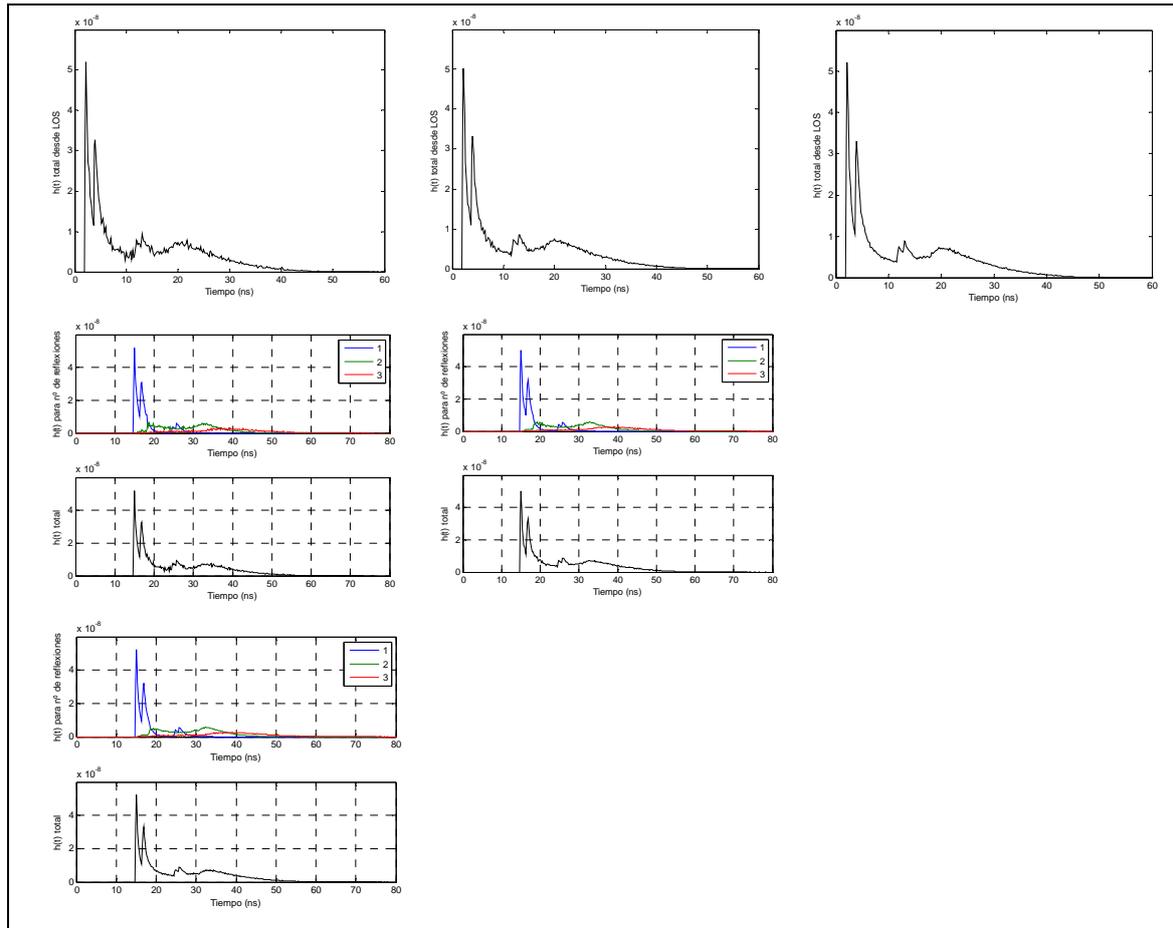


Figura A.1. Respuesta al impulso para la configuración A con 50000, 200000 y 500000 rayos (Lambert).

Configuración B

Para la configuración B con el modelo de reflexión de Lambert para 50000, 200000 y 500000 rayos (de izquierda a derecha) estos son los resultados obtenidos:

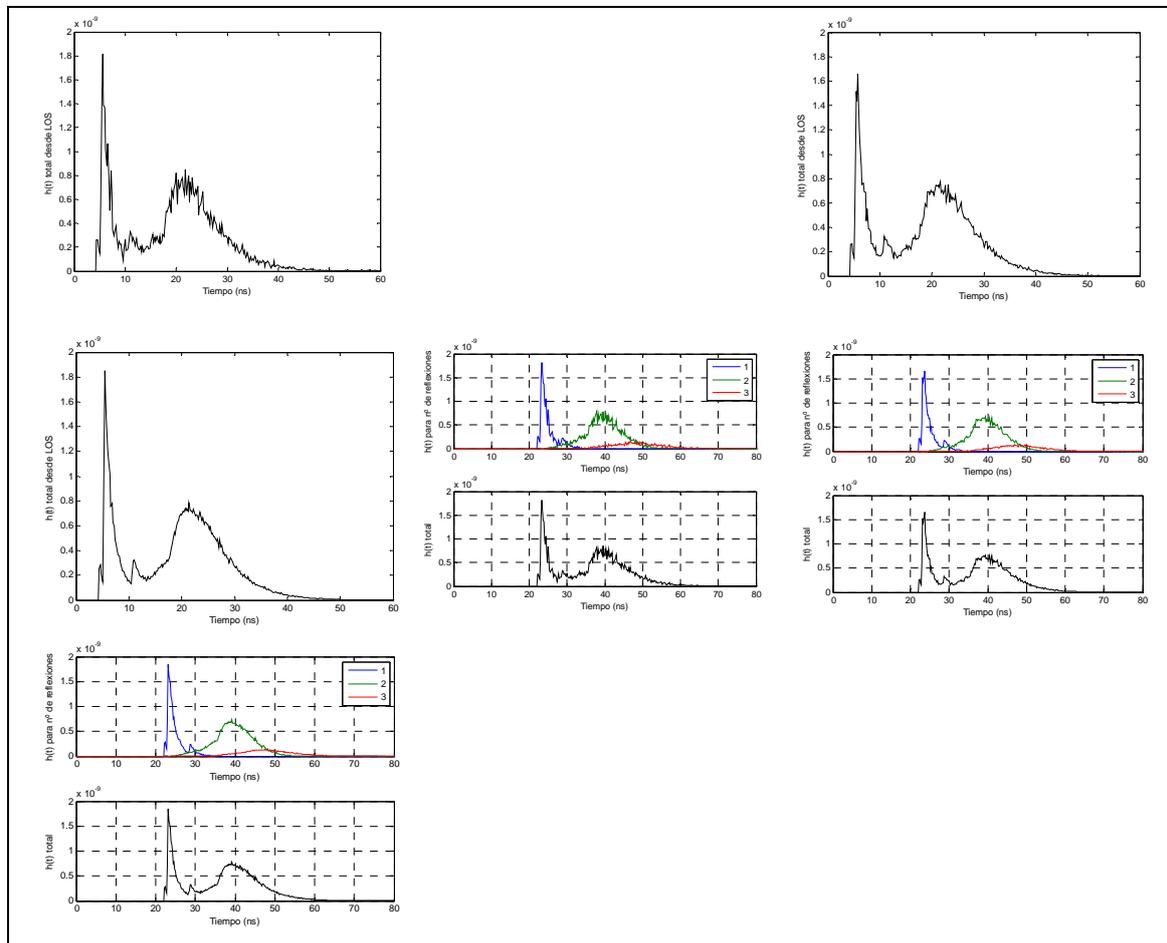


Figura A.2. Respuesta al impulso para la configuración B con 50000, 200000 y 500000 rayos (Lambert).

Configuración C

A continuación se muestran los resultados obtenidos para la configuración C con el modelo de reflexión de Lambert para 50000, 200000 y 500000 rayos (de izquierda a derecha).

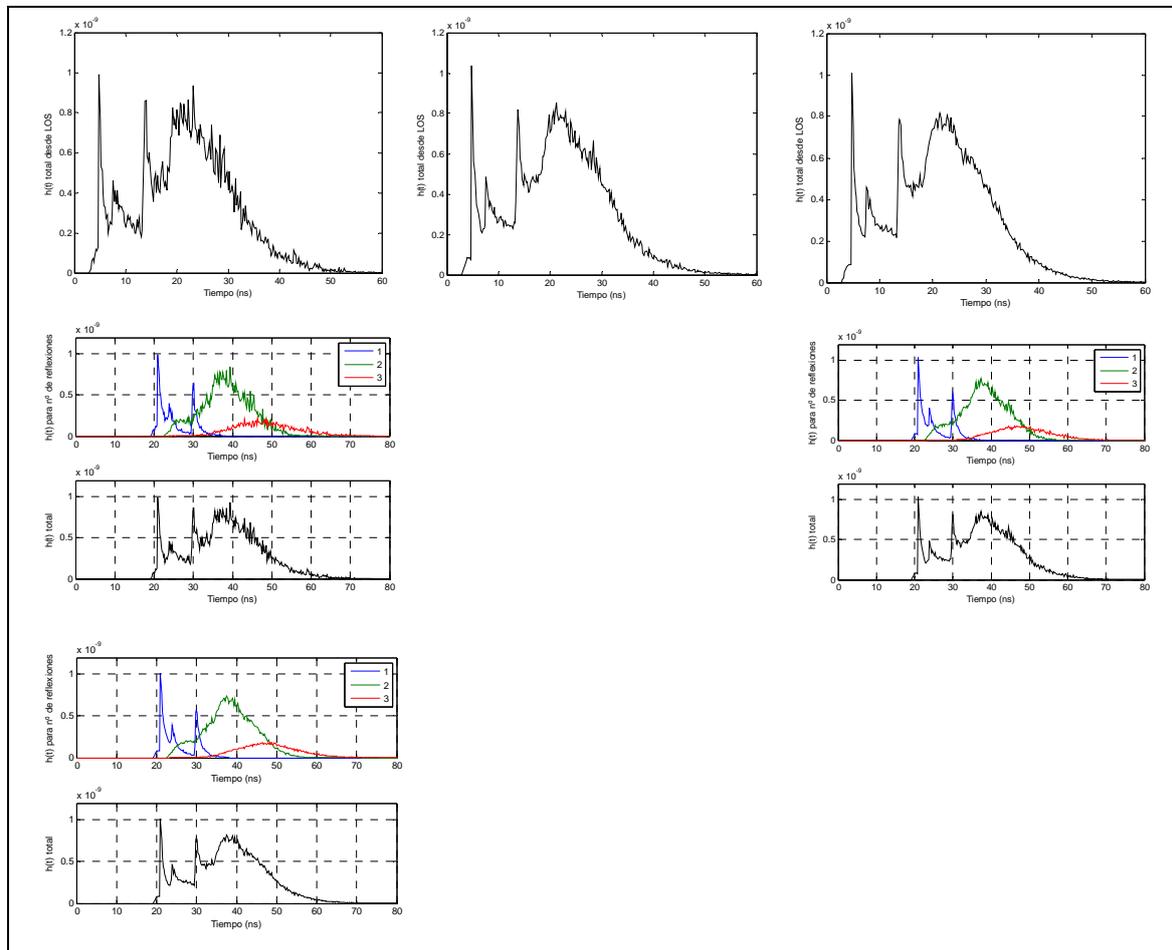


Figura A.3. Respuesta al impulso para la configuración C con 50000, 200000 y 500000 rayos (Lambert).

Configuración D

A continuación se muestran los resultados obtenidos para la configuración D con el modelo de reflexión de Lambert para 50000, 200000 y 500000 rayos (de izquierda a derecha).

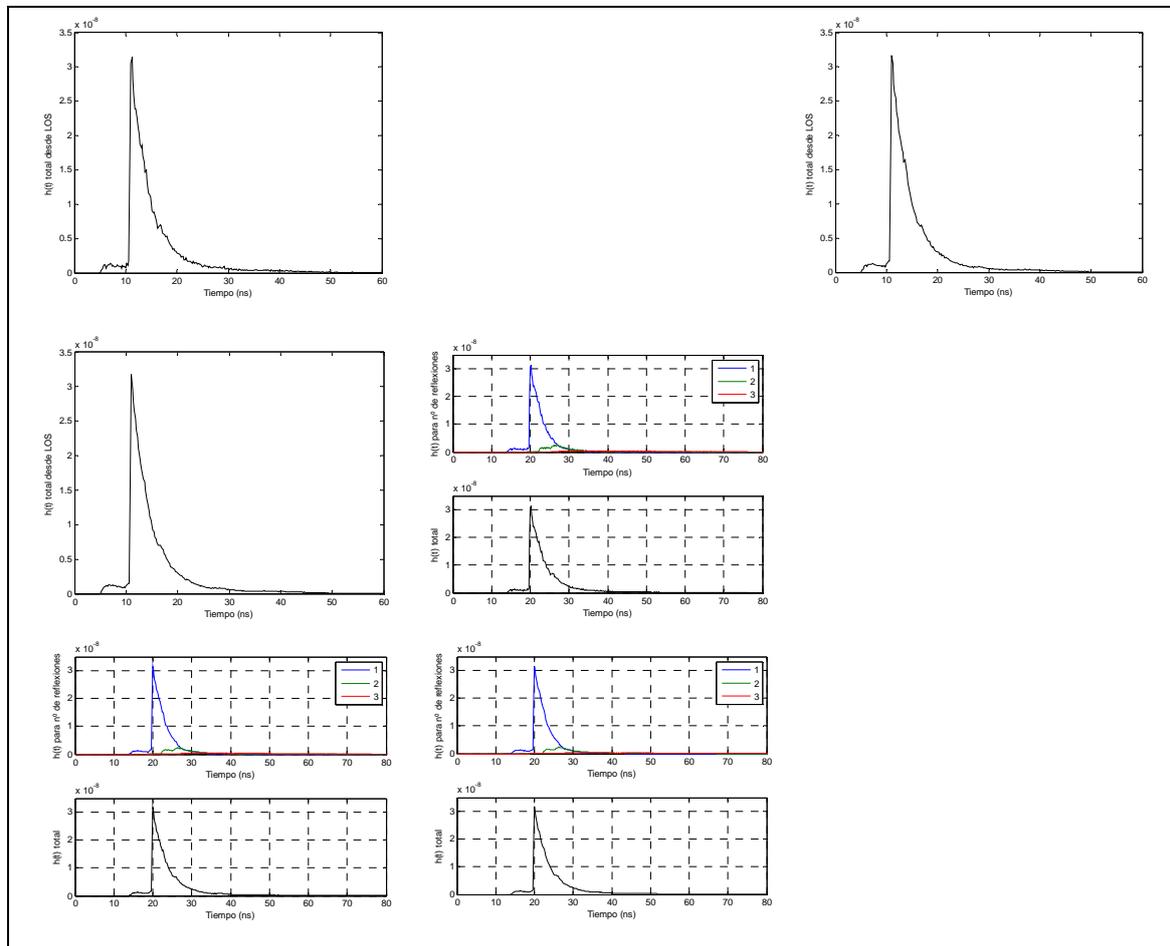
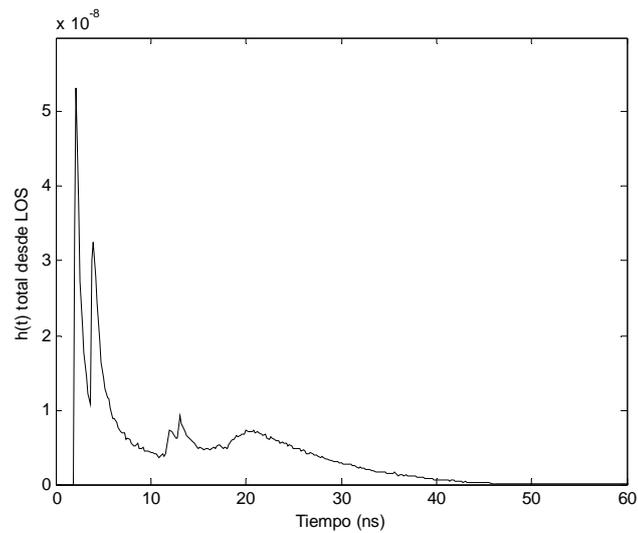
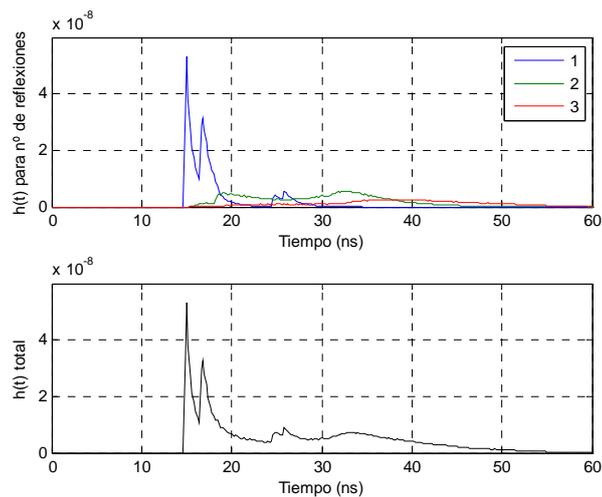


Figura A.4. Respuesta al impulso para la configuración D con 50000, 200000 y 500000 rayos (Lambert).

2. Modelo de Phong

Configuración A**Figura A.5. Respuesta al impulso total para la configuración A con 500000 rayos (Phong)****Figura A.6. Respuesta al impulso separada por número de rebotes para la configuración A con 500000 rayos (Phong)**

Los resultados obtenidos para la configuración A con el modelo de reflexión de Phong para 50000, 200000 y 500000 rayos (de izquierda a derecha) se muestran en la figura A.7.

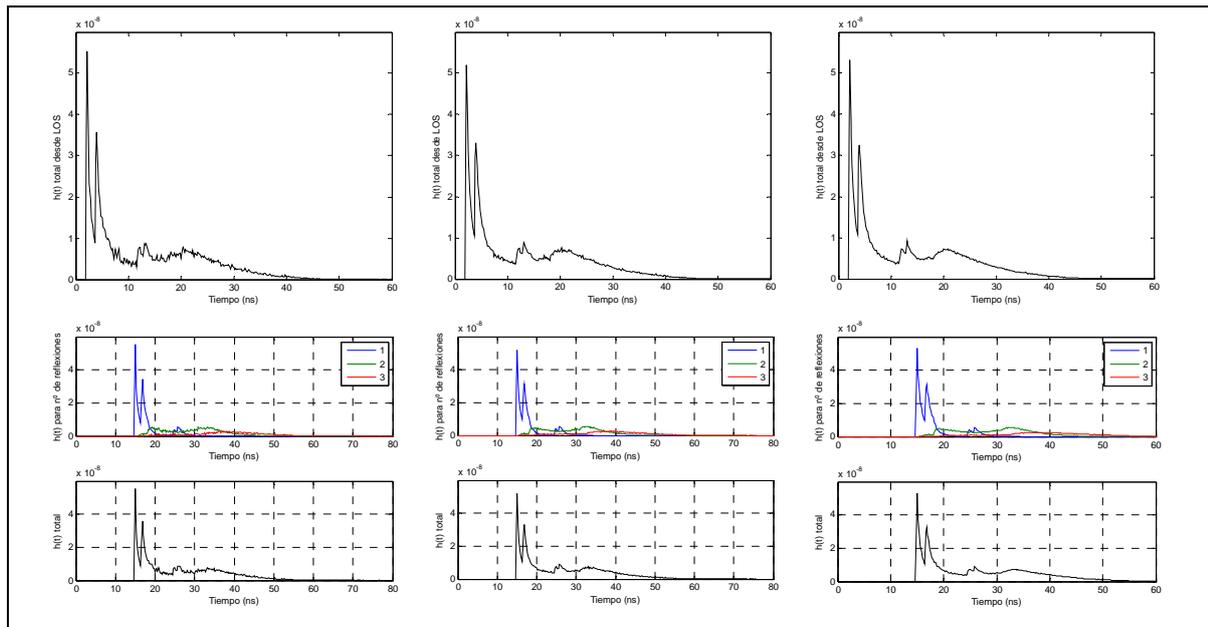


Figura A.7. Respuesta al impulso para la configuración A con 50000, 200000 y 500000 rayos (Phong).

Configuración B

A continuación se muestran los resultados obtenidos para la configuración B con el modelo de reflexión de Phong para 50000, 200000 y 500000 rayos (de izquierda a derecha).

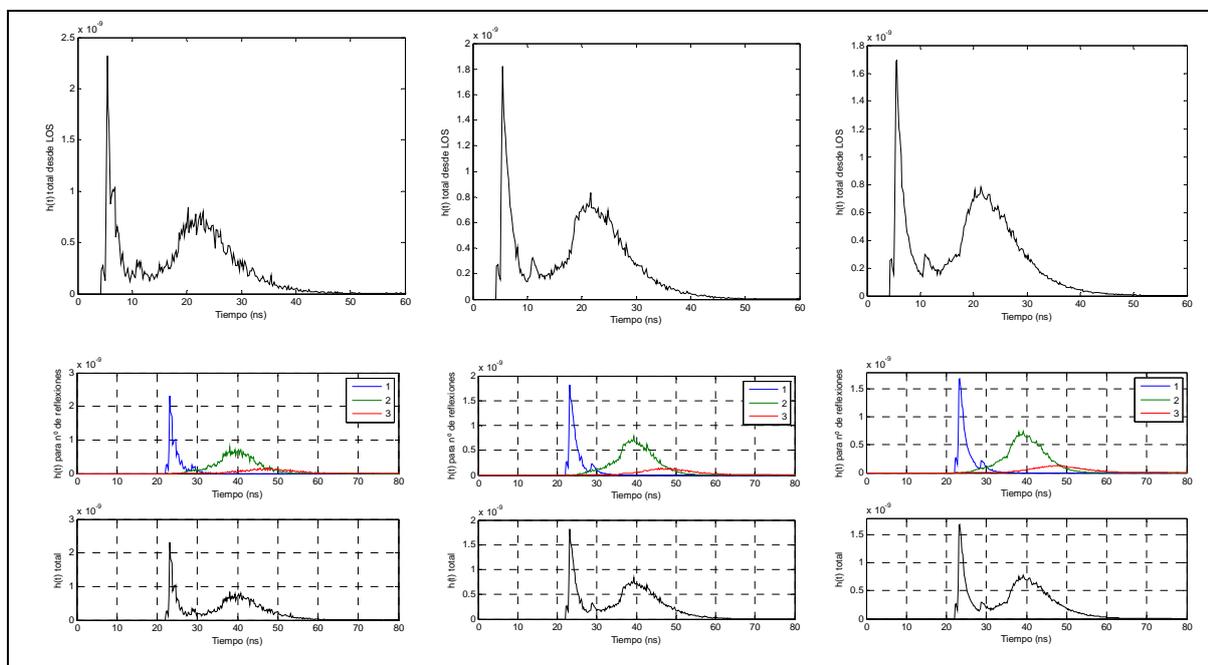


Figura A.8. Respuesta al impulso para la configuración B con 50000, 200000 y 500000 rayos (Phong)

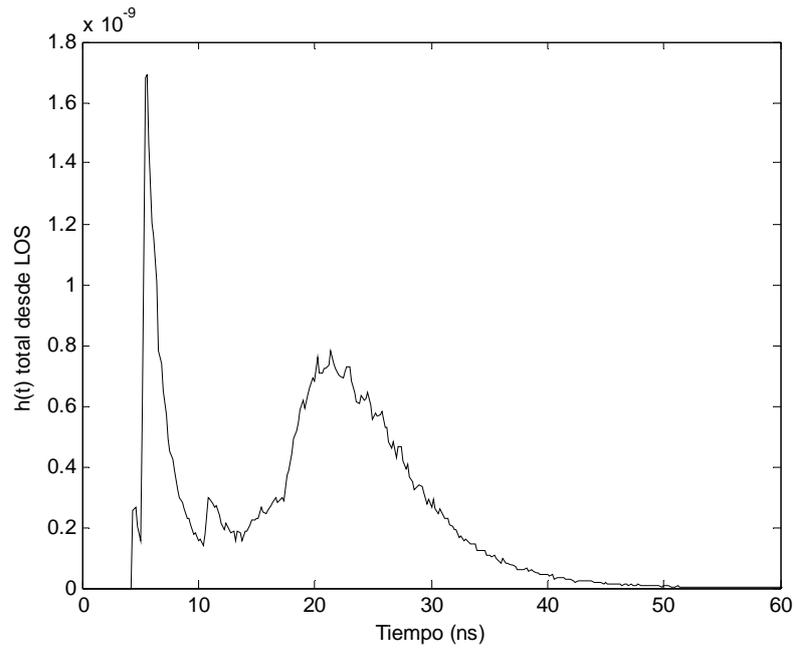


Figura A.9. Respuesta al impulso total para la configuración B con 500000 rayos (Phong)

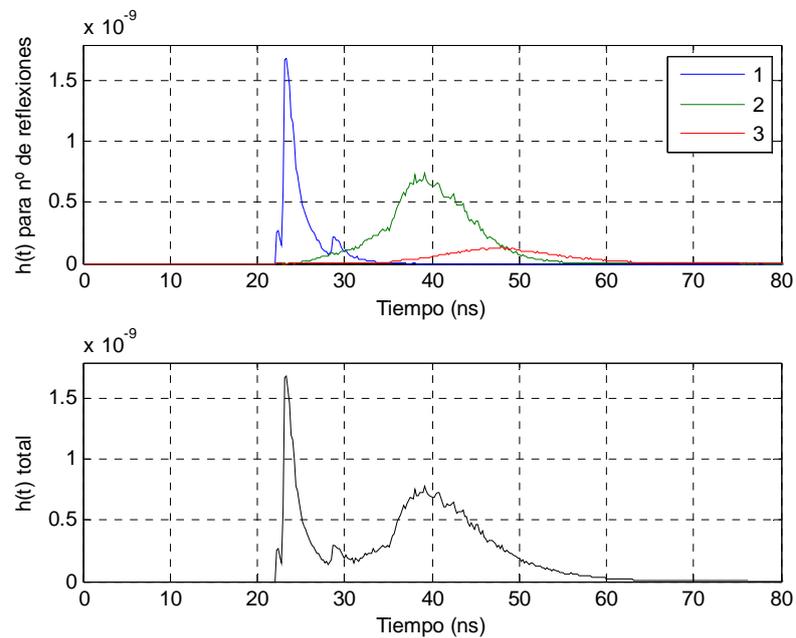


Figura A.10. Respuesta al impulso separada por número de rebotes para la configuración B con 500000 rayos (Phong)

Configuración C

A continuación se muestran los resultados obtenidos para la configuración C con el modelo de reflexión de Phong para 50000, 200000 y 500000 rayos (de izquierda a derecha).

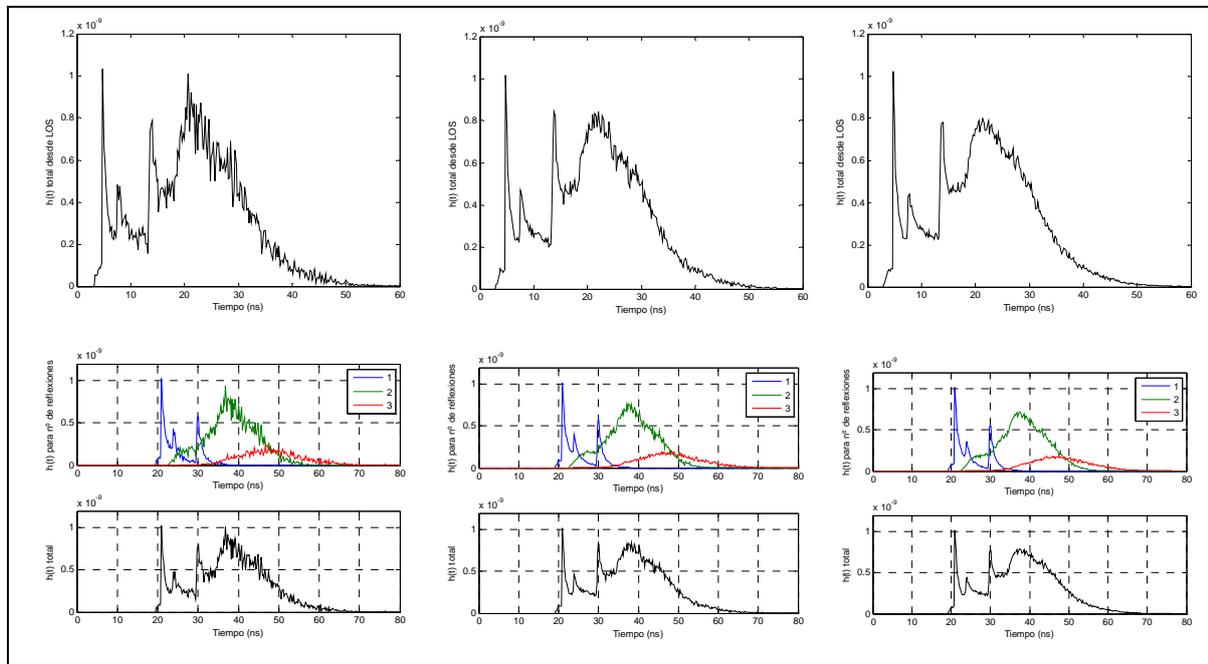


Figura A.11. Respuesta al impulso para la configuración C con 50000, 200000 y 500000 rayos (Phong)

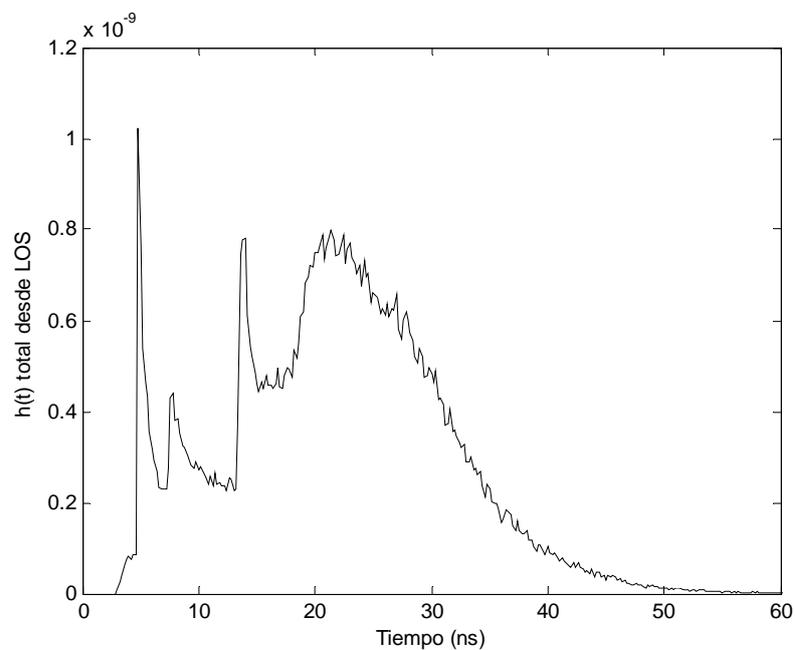


Figura A.12. Respuesta al impulso total para la configuración C con 500000 rayos (Phong)

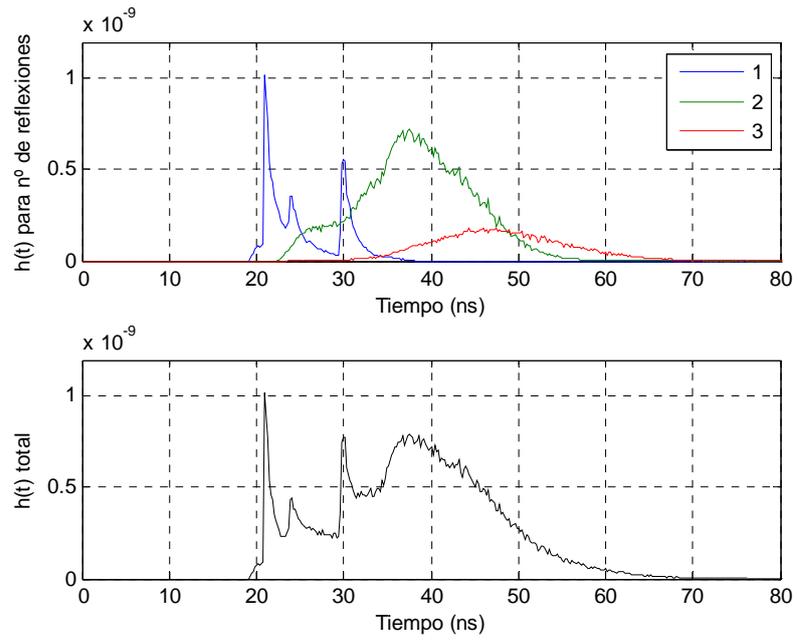


Figura A.13. Respuesta al impulso separada por número de rebotes para la configuración C con 50000 rayos (Phong)

Configuración D

A continuación se muestran los resultados obtenidos para la configuración D con el modelo de reflexión de Phong para 50000, 200000 y 500000 rayos (de izquierda a derecha).

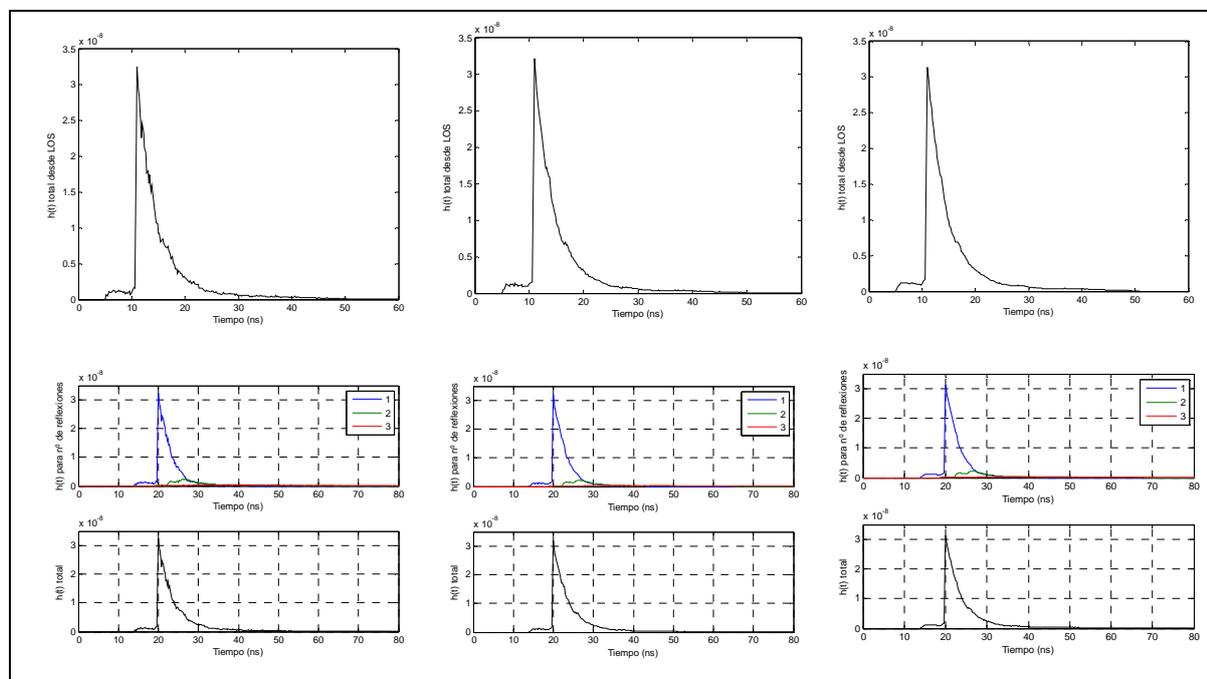


Figura A.14. Respuesta al impulso para la configuración D con 50000, 200000 y 500000 rayos (Phong)

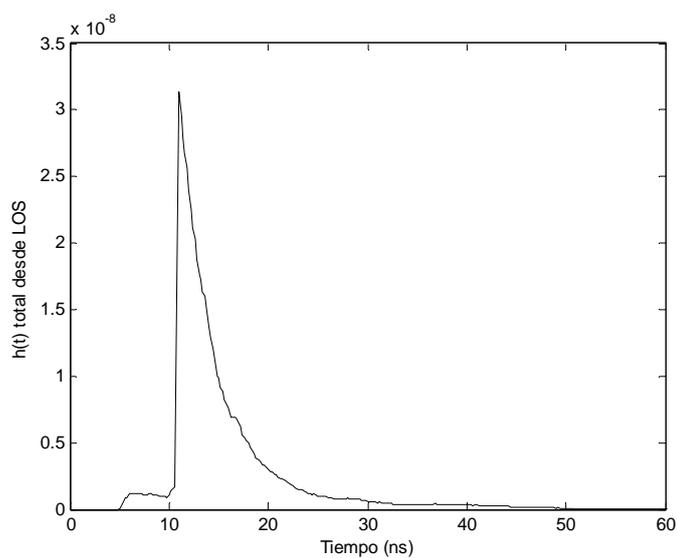


Figura A.15. Respuesta al impulso total para la configuración D con 500000 rayos (Phong)

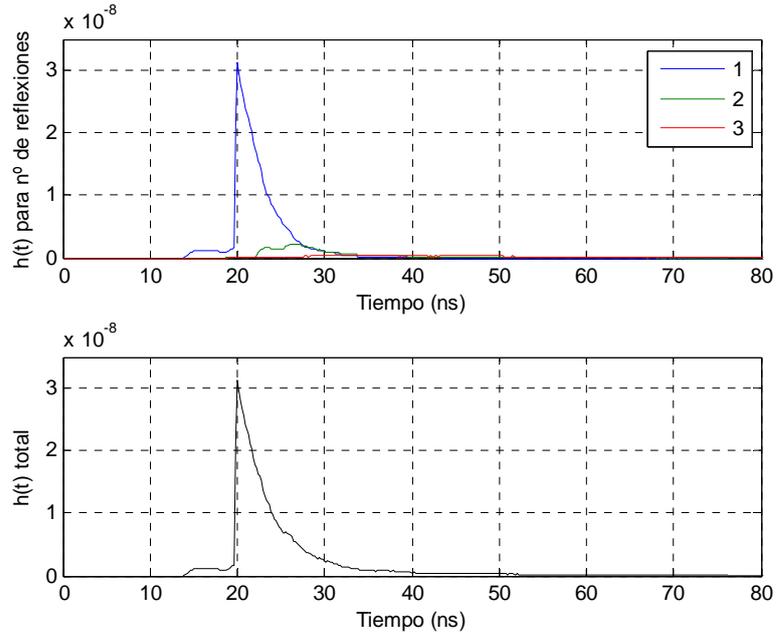


Figura A.16. Respuesta al impulso separada por número de rebotes para la configuración D con 50000 rayos (Phong)

Como puede verse, aplicando el modelo de Phong obtenemos resultados similares que en las simulaciones de Barry. Eso implica que este modelo ajusta de manera precisa las superficies usadas en las simulaciones de Barry.

		N = 50 000 rayos	N = 200 000 rayos	N = 500 000 rayos
Configuración A	Tiempo medio de rayo	4.149255948753542e-04	4.185692649551157e-04	4.162081573008625e-04
	Tiempo total de simulación	20.752736441597420	83.720598354307550	2.081108389815541e+02
Configuración B	Tiempo medio de rayo	3.830212367967629e-04	3.743943798760407e-04	3.605305482890264e-04
	Tiempo total de simulación	19.159964710113600	74.887628739447140	1.802733850023115e+02
Configuración C	Tiempo medio de rayo	3.683167111782051e-04	3.676170860159643e-04	3.700039831590291e-04

	Tiempo total de simulación	19.013238850554558	73.529870912974770	1.850083349548505e+02
Configuración D	Tiempo medio de rayo	3.841551011506001e-04	3.907777231332417e-04	3.934405248156281e-04
	Tiempo total de simulación	19.214193371807838	78.162004751223620	1.967267178282076e+02

Tabla A.1. Tiempo medio y total para las cuatro configuraciones y diferente número de rayos (Phong)

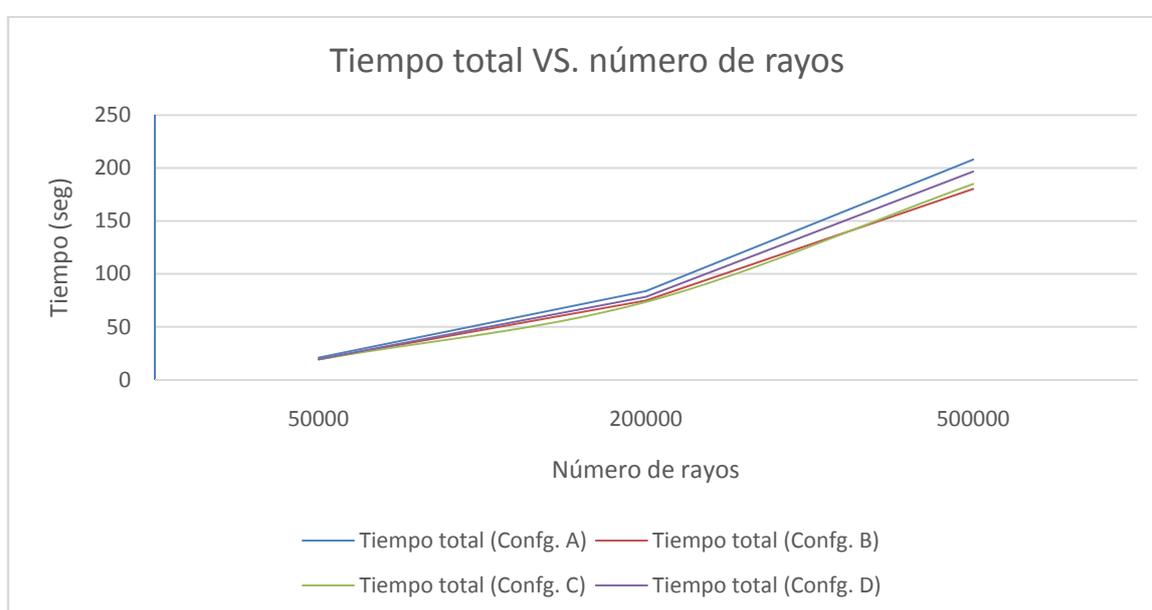


Figura A.17. Tiempo total de simulación para 50000, 200000 y 500000 rayos

3. Modelo de Phong Retrorreflexivo

Configuración A

Los resultados obtenidos para la configuración A con el modelo de reflexión de Phong retrorreflexivo para 50000, 200000 y 500000 rayos (de izquierda a derecha) son:

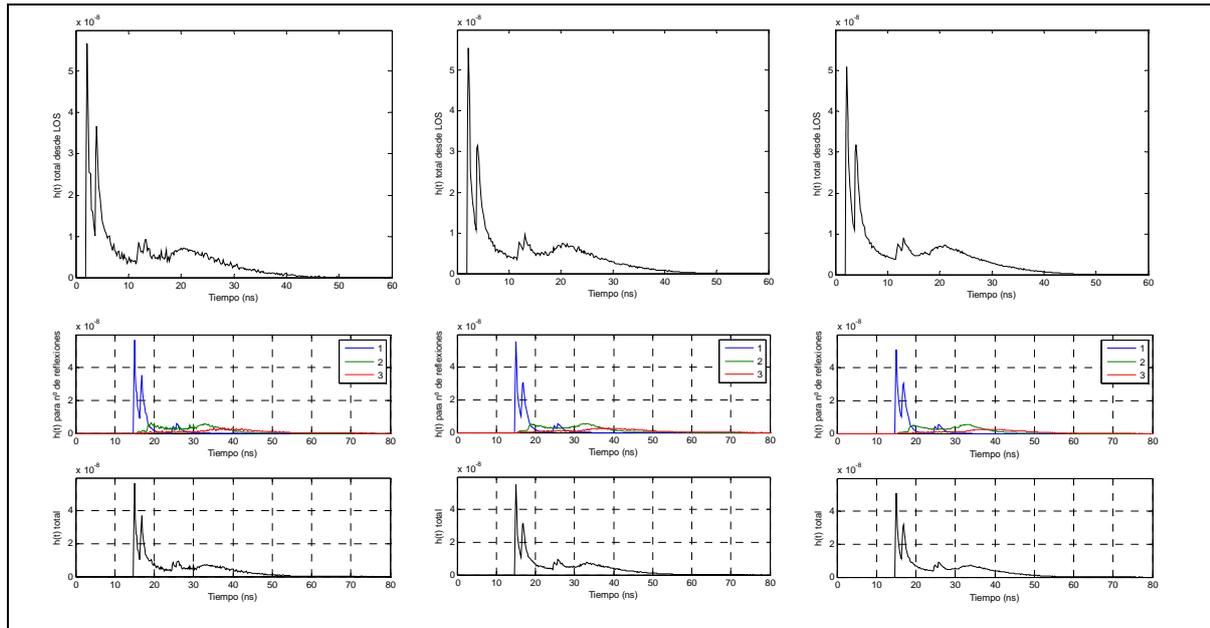


Figura A.18. Respuesta al impulso para la configuración A con 50000, 200000 y 500000 rayos (Phong Retrorreflexivo)

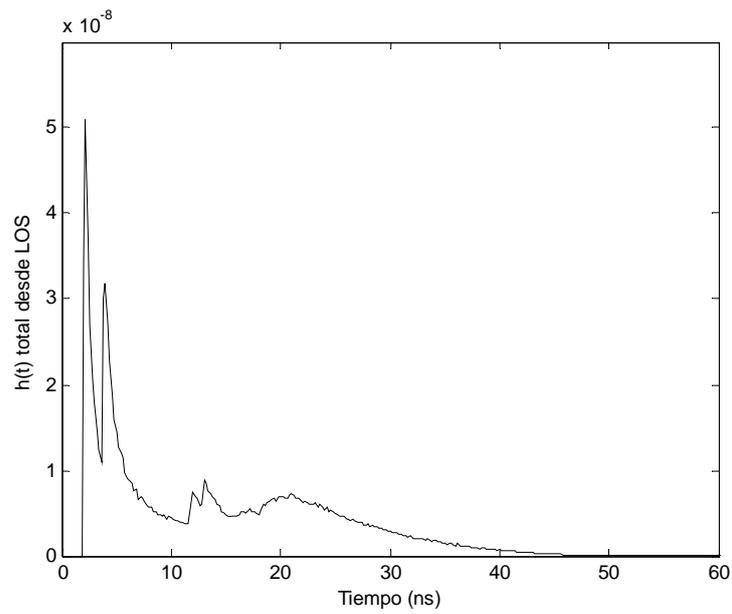


Figura A.19. Respuesta al impulso total para la configuración A con 500000 rayos (Phong Retrorreflexivo)

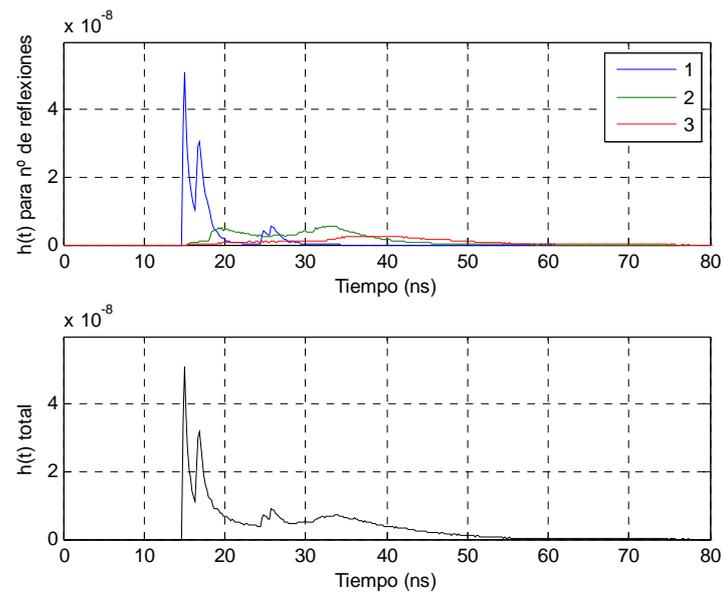


Figura A.20. Respuesta al impulso separada por número de rebotes para la configuración A con 50000 rayos (Phong Retrorreflexivo)

Configuración B

A continuación se muestran los resultados obtenidos para la configuración B con el modelo de reflexión de Phong retrorreflexivo para 50000, 200000 y 500000 rayos (de izquierda a derecha).

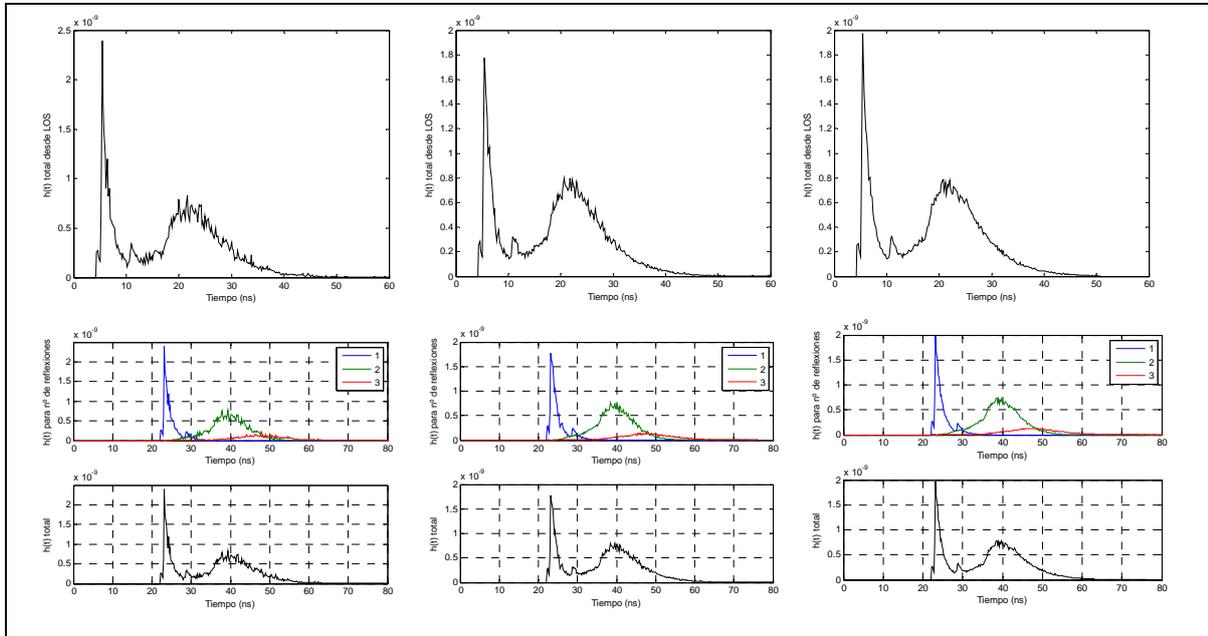


Figura A.21. Respuesta al impulso para la configuración B con 50000, 200000 y 500000 rayos (Phong Retrorreflexivo)

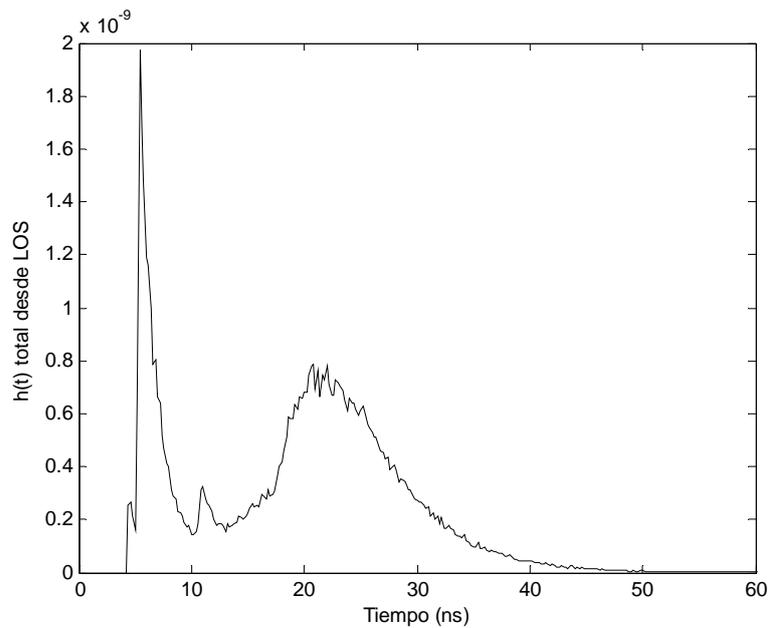


Figura A.22. Respuesta al impulso total para la configuración B con 500000 rayos (Phong Retrorreflexivo)

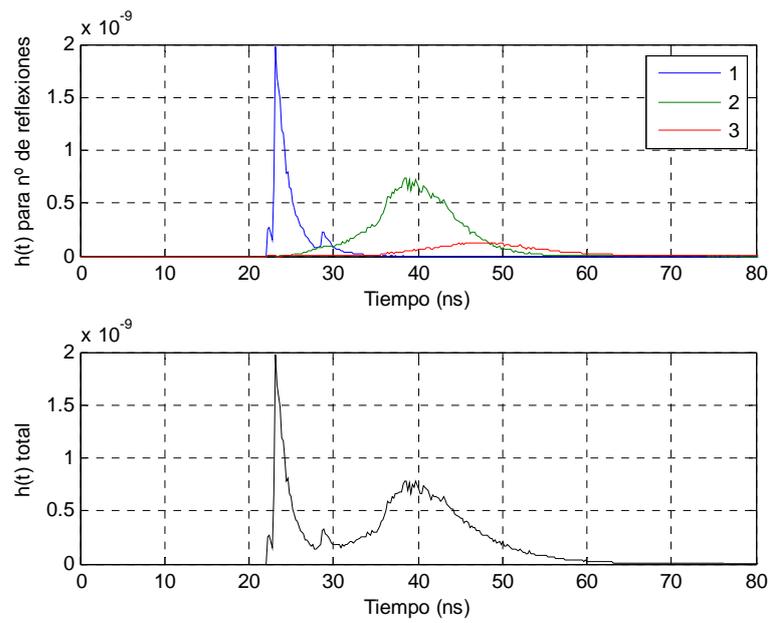


Figura A.23. Respuesta al impulso separada por número de rebotes para la configuración B con 500000 rayos (Phong Retrorreflexivo)

Configuración C

Los resultados obtenidos para la configuración C con el modelo de reflexión de Phong retrorreflexivo para 50000, 200000 y 500000 rayos (de izquierda a derecha) son:

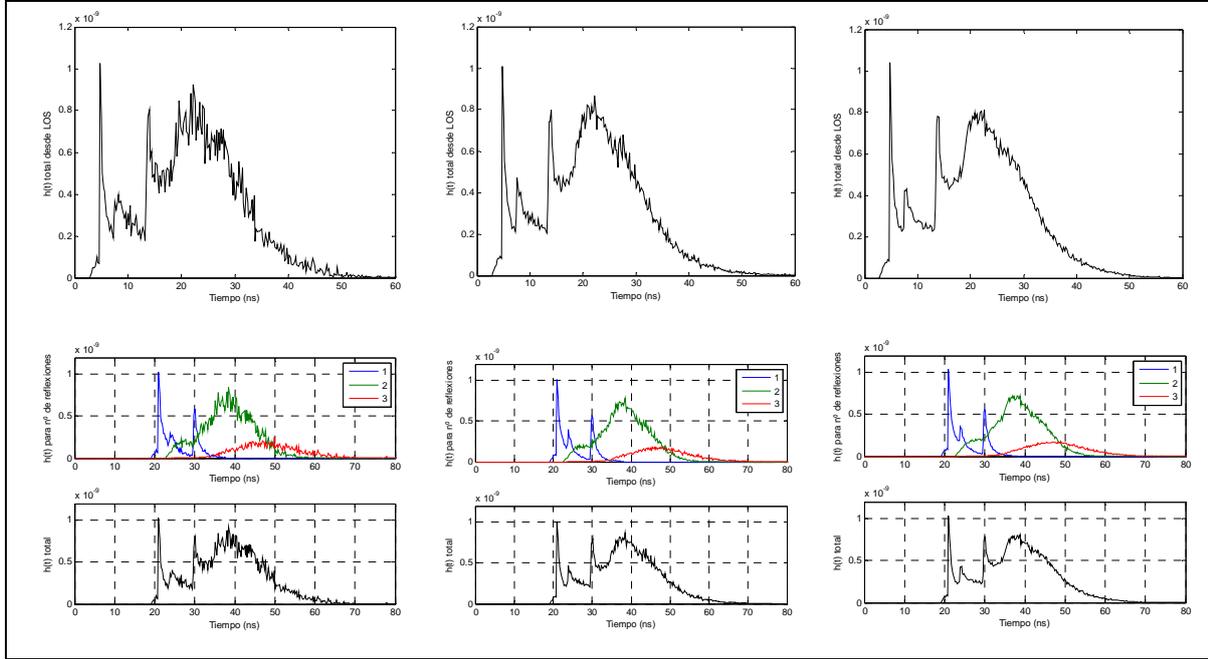


Figura A.24. Respuesta al impulso para la configuración C con 50000, 200000 y 500000 rayos (Phong Retrorreflexivo)

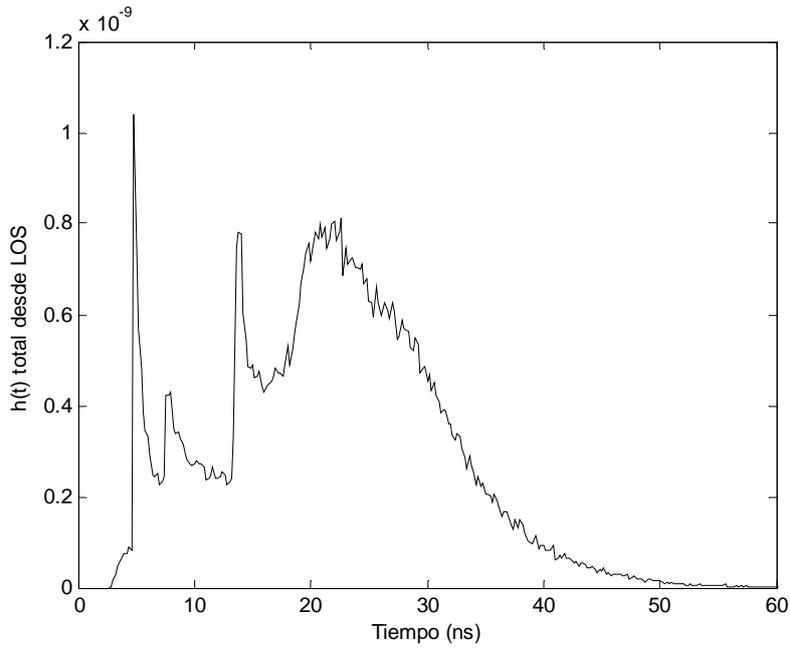


Figura A.25. Respuesta al impulso total para la configuración C con 500000 rayos (Phong Retrorreflexivo)

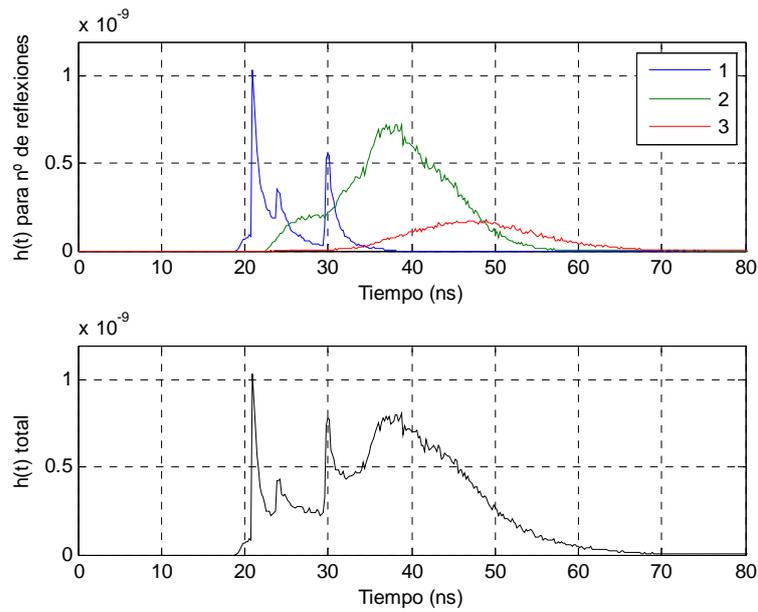


Figura A.26. Respuesta al impulso separada por número de rebotes para la configuración C con 50000 rayos (Phong Retrorreflexivo)

Configuración D

Los resultados obtenidos para la configuración D con el modelo de reflexión de Phong retrorreflexivo para 50000, 200000 y 500000 rayos (de izquierda a derecha) son:

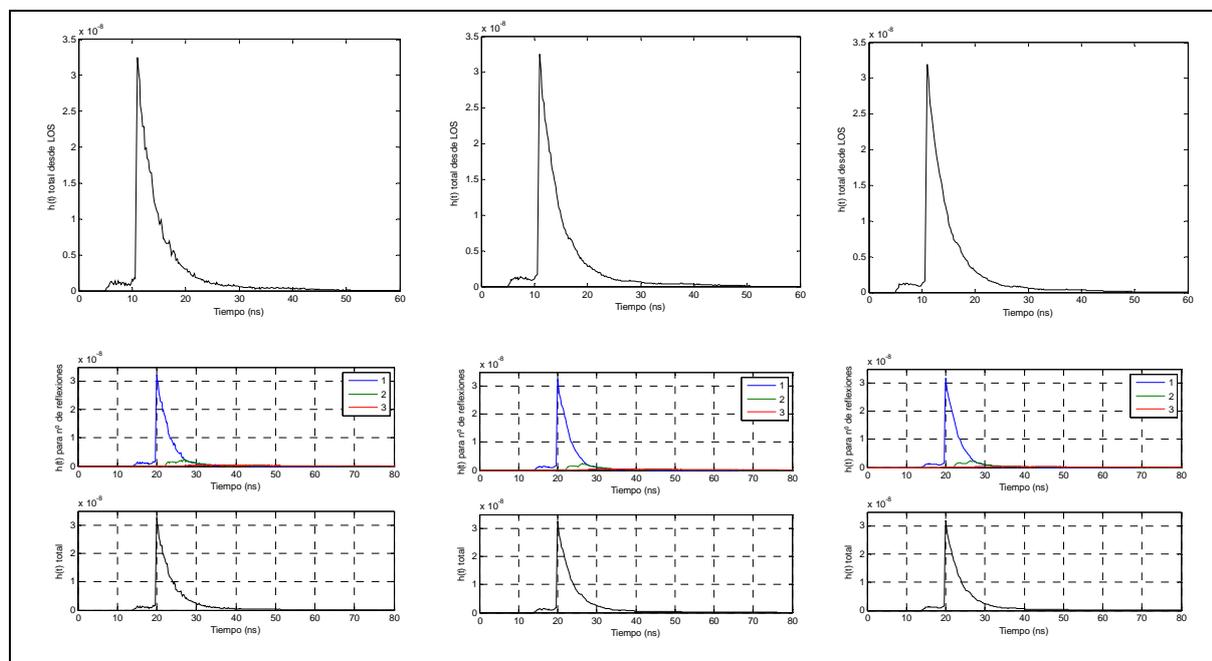


Figura A.27. Respuesta al impulso para la configuración D con 50000, 200000 y 500000 rayos (Phong Retrorreflexivo)

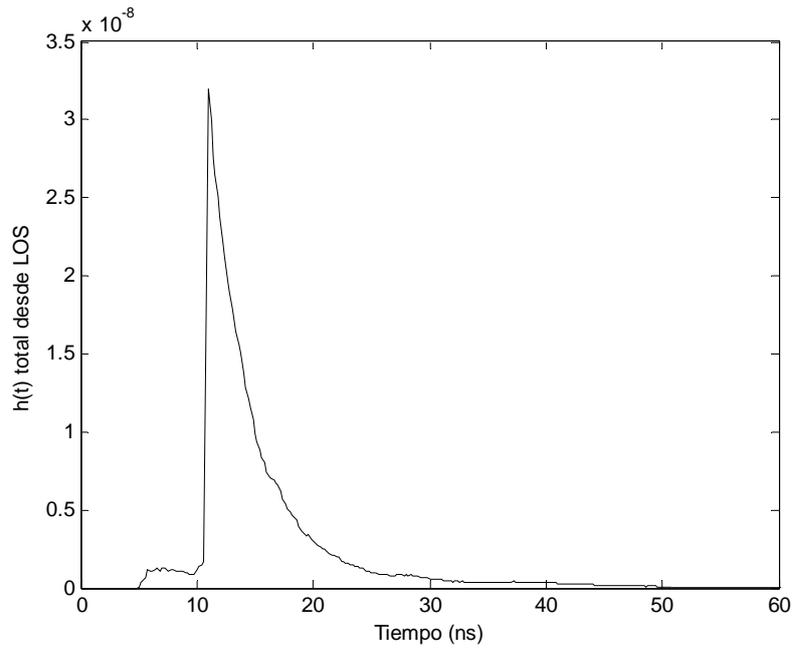


Figura A.28. Respuesta al impulso total para la configuración D con 500000 rayos (Phong Retrorreflexivo)

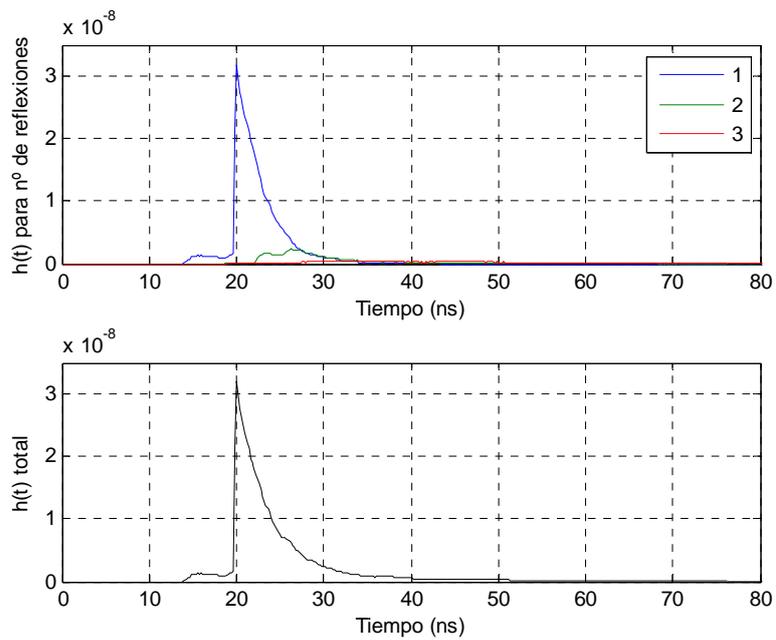


Figura A.29. Respuesta al impulso separada por número de rebotes para la configuración D con 500000 rayos (Phong Retrorreflexivo)

		N = 50 000 rayos	N = 200 000 rayos	N = 500 000 rayos
Configuración A	Tiempo medio de rayo (seg)	4.339809737228681e-04	4.435035185141628e-04	4.192878621418140e-04
	Tiempo total de simulación (seg)	21.705572530999490	88.709957683746410	2.096505622566388e+02
Configuración B	Tiempo medio de rayo	3.940917956931077e-04	3.982994575223074e-04	3.911770093805662e-04
	Tiempo total de simulación	19.712471855094094	79.666436731962140	1.955948767183628e+02
Configuración C	Tiempo medio de rayo	4.046495790826417e-04	4.015069867791109e-04	4.096441055532866e-04
	Tiempo total de simulación	20.240368294669950	80.308548995122620	2.048295948630335e+02
Configuración D	Tiempo medio de rayo	4.016868682764948e-04	4.362805745088941e-04	4.205219494984701e-04
	Tiempo total de simulación	20.090737679854770	87.264430612249260	2.102697253826959e+02

Tabla A.2. Tiempo medio y total para las cuatro configuraciones y diferente número de rayos (Phong Retrorreflexivo)

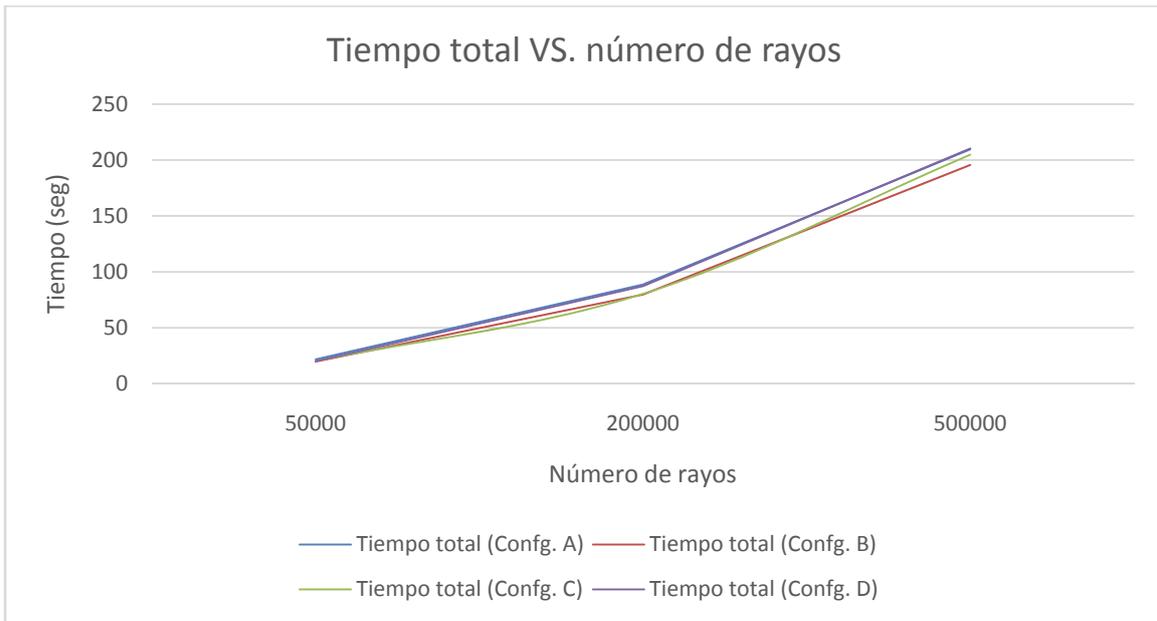


Figura A.30. Tiempo total de simulación para 50000, 200000 y 500000 rayos

4. Modelo de Blinn

Configuración A

A continuación se muestran los resultados obtenidos para la configuración A con el modelo de reflexión de Blinn para 50000, 200000 y 500000 rayos (de izquierda a derecha).

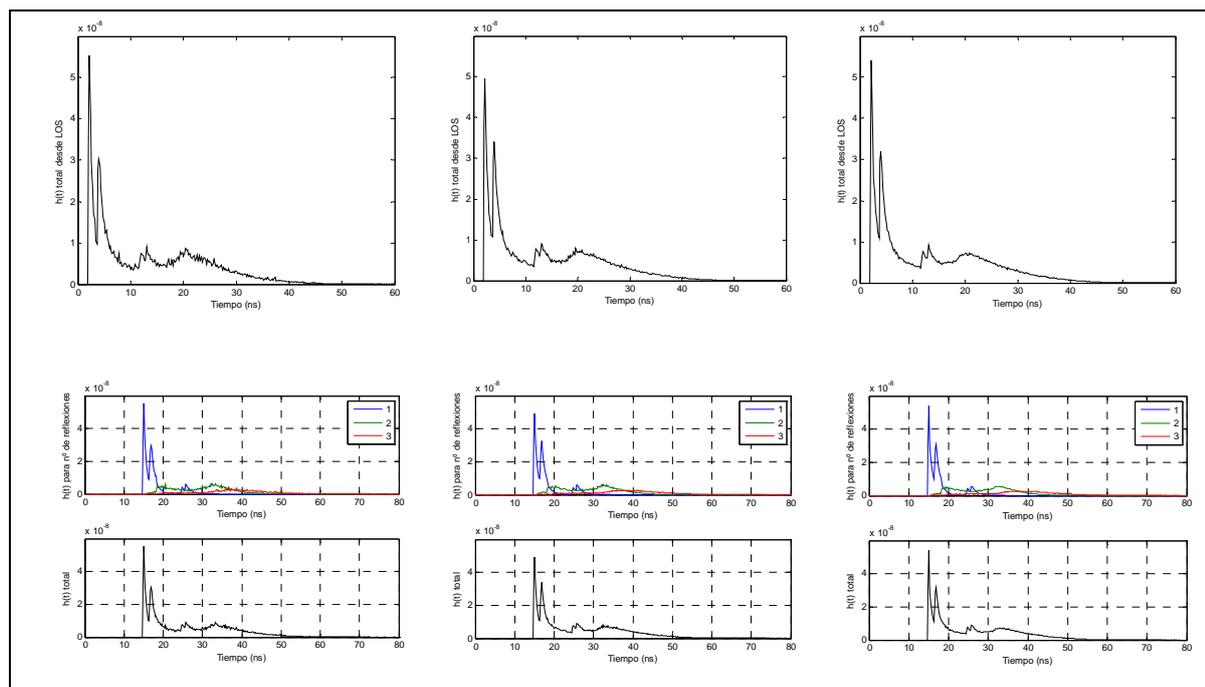


Figura A.31. Respuesta al impulso para la configuración A con 50000, 200000 y 500000 rayos (Blinn)

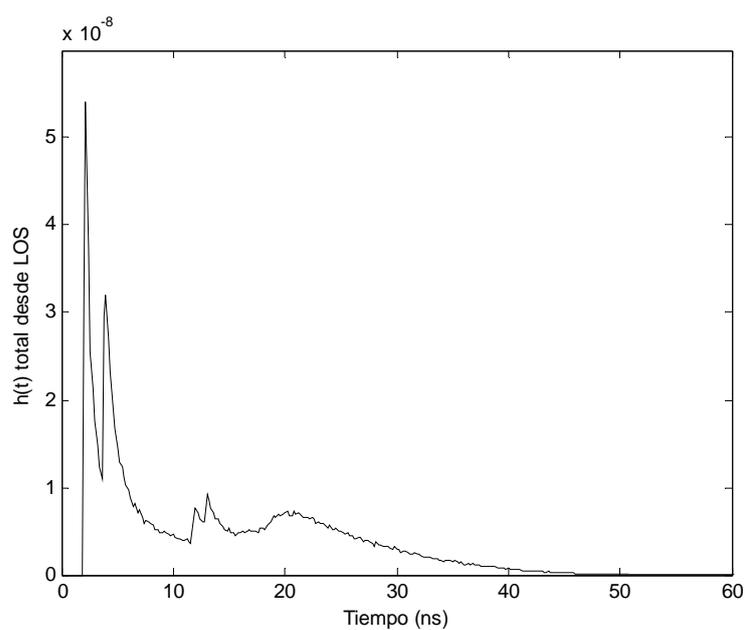


Figura A.32. Respuesta al impulso total para la configuración A con 500000 rayos (Blinn)

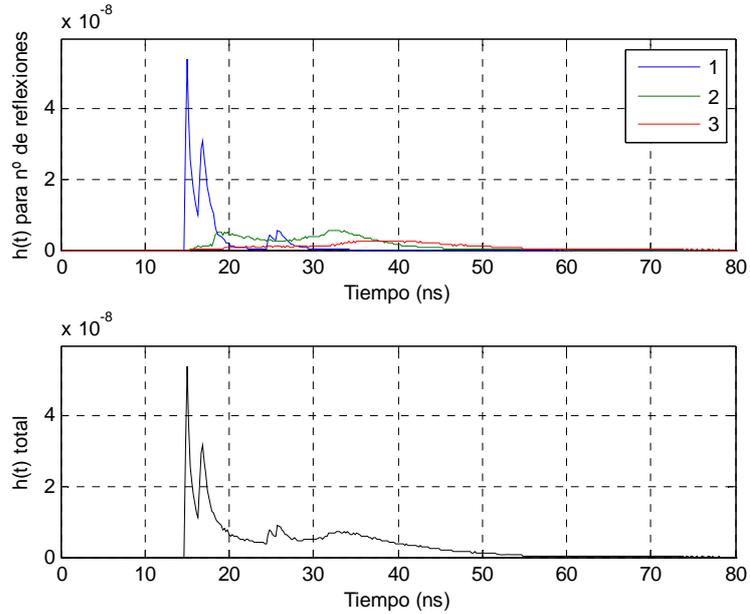
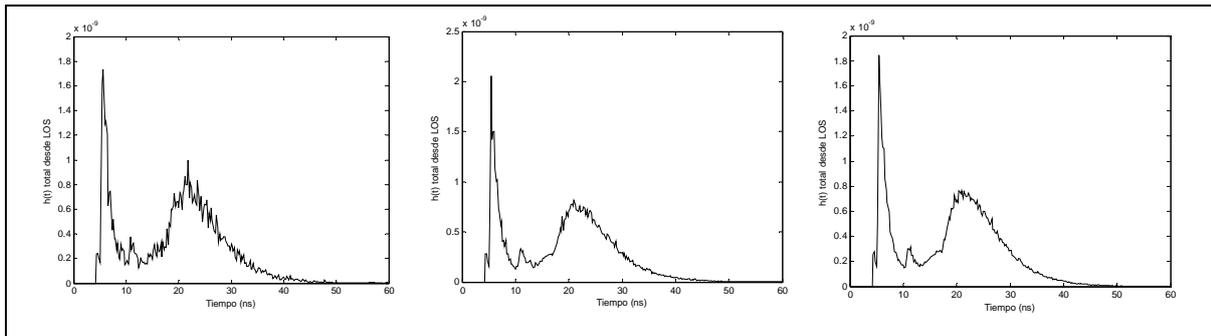


Figura A.33. Respuesta al impulso separada por número de rebotes para la configuración A con 500000 rayos (Blinn)

Configuración B

A continuación se muestran los resultados obtenidos para la configuración B con el modelo de reflexión de Blinn para 50000, 200000 y 500000 rayos (de izquierda a derecha).



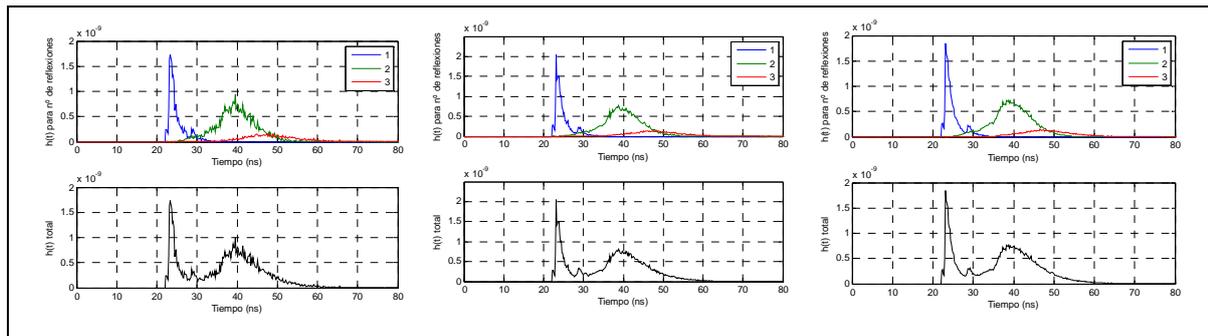


Figura A.34. Respuesta al impulso para la configuración B con 50000, 200000 y 500000 rayos (Blinn)

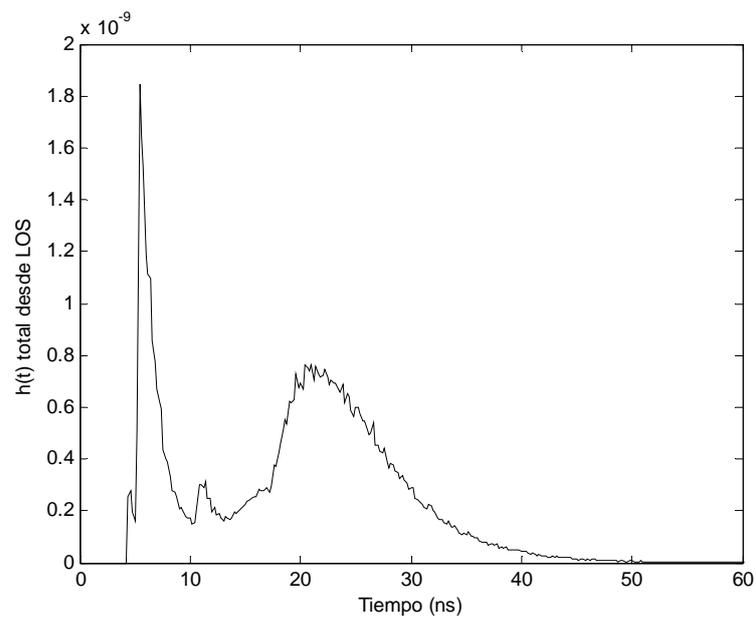


Figura A.35. Respuesta al impulso total para la configuración B con 500000 rayos (Blinn)

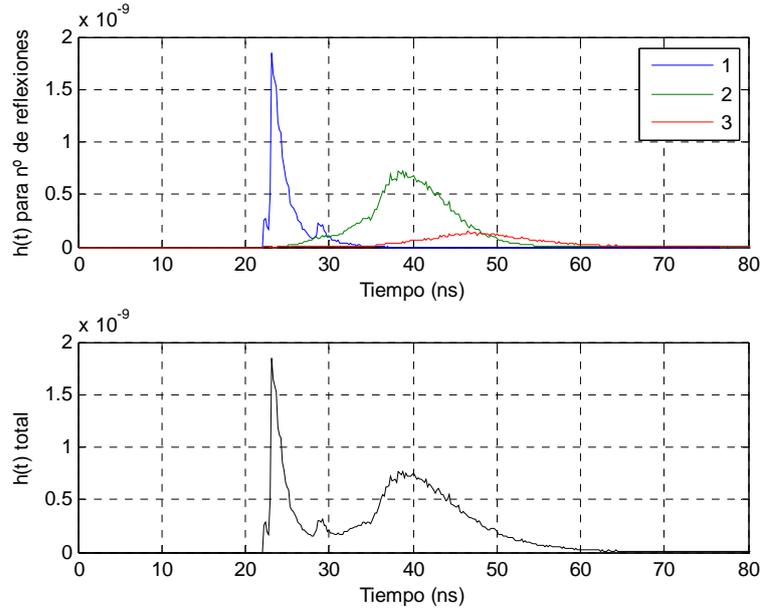


Figura A.36. Respuesta al impulso separada por número de rebotes para la configuración B con 500000 rayos (Blinn)

Configuración C

A continuación se muestran los resultados obtenidos para la configuración C con el modelo de reflexión de Blinn para 50000, 200000 y 500000 rayos (de izquierda a derecha).

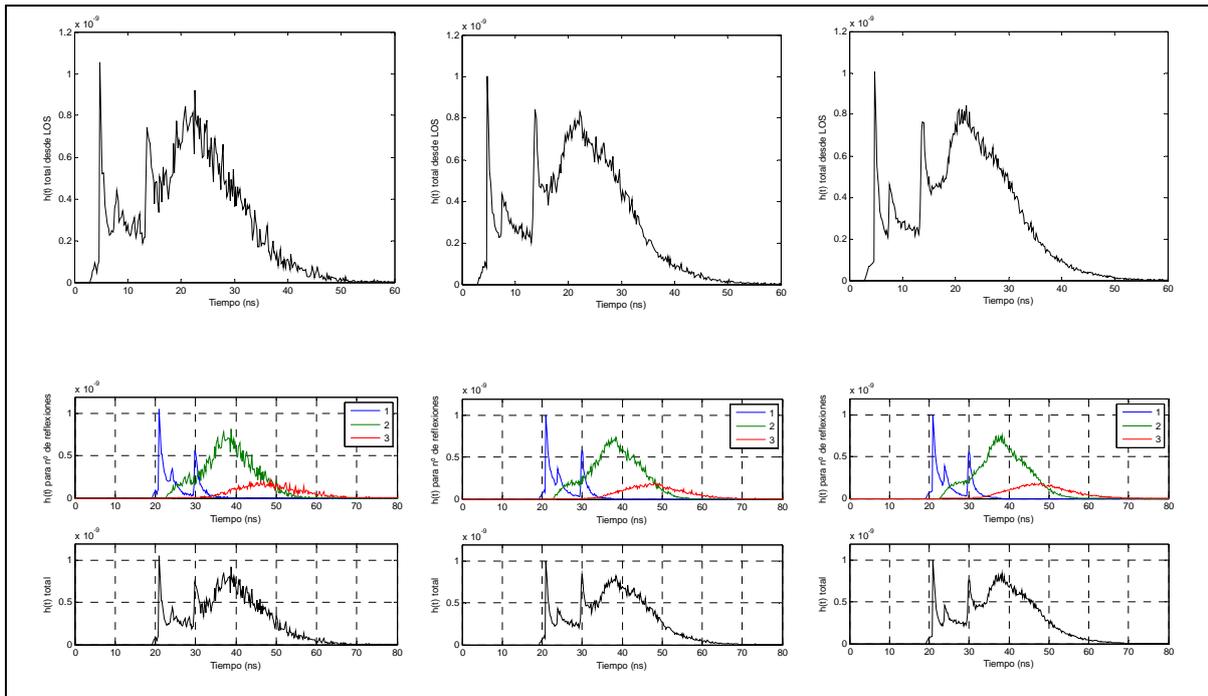


Figura A.37. Respuesta al impulso para la configuración C con 50000, 200000 y 500000 rayos (Blinn)

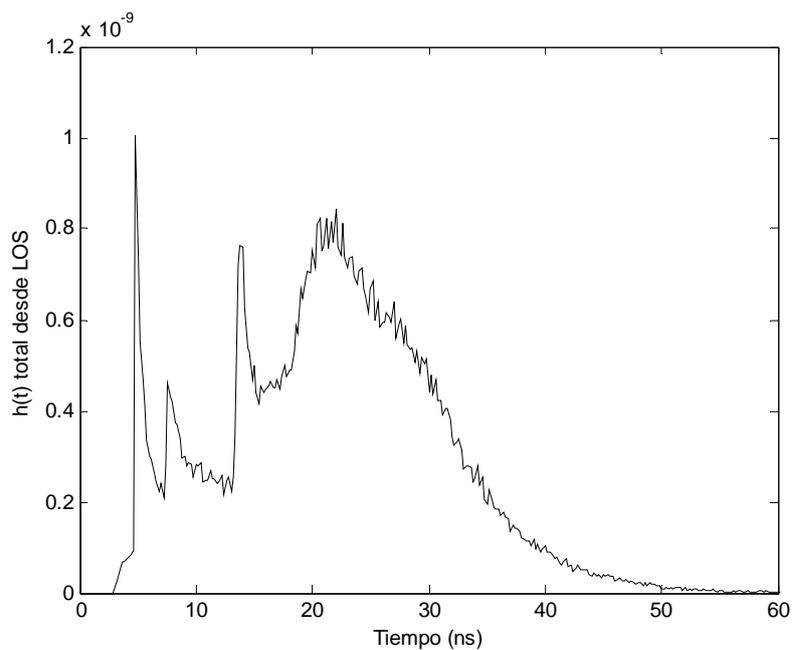


Figura A.38. Respuesta al impulso total para la configuración C con 500000 rayos (Blinn)

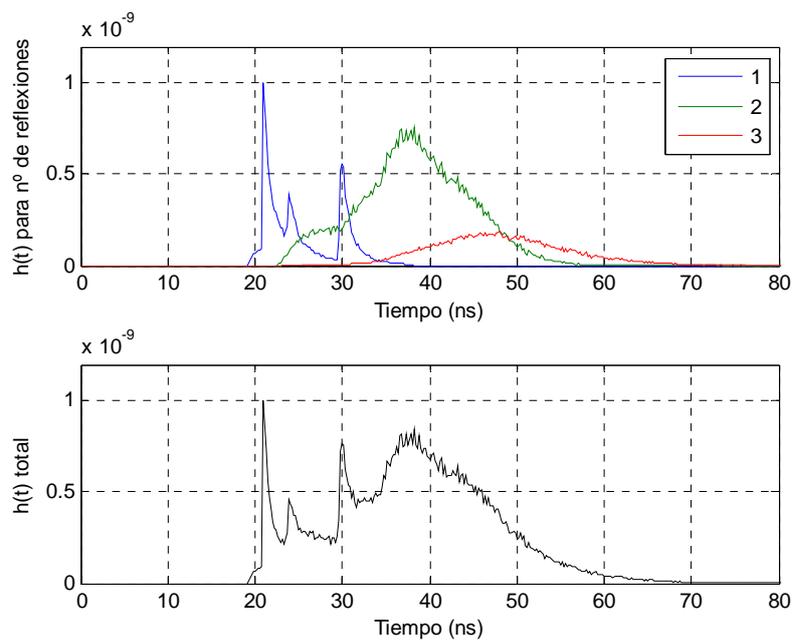


Figura A.39. Respuesta al impulso separada por número de rebotes para la configuración C con 500000 rayos (Blinn)

Configuración D

A continuación se muestran los resultados obtenidos para la configuración D con el modelo de reflexión de Blinn para 50000, 200000 y 500000 rayos (de izquierda a derecha).

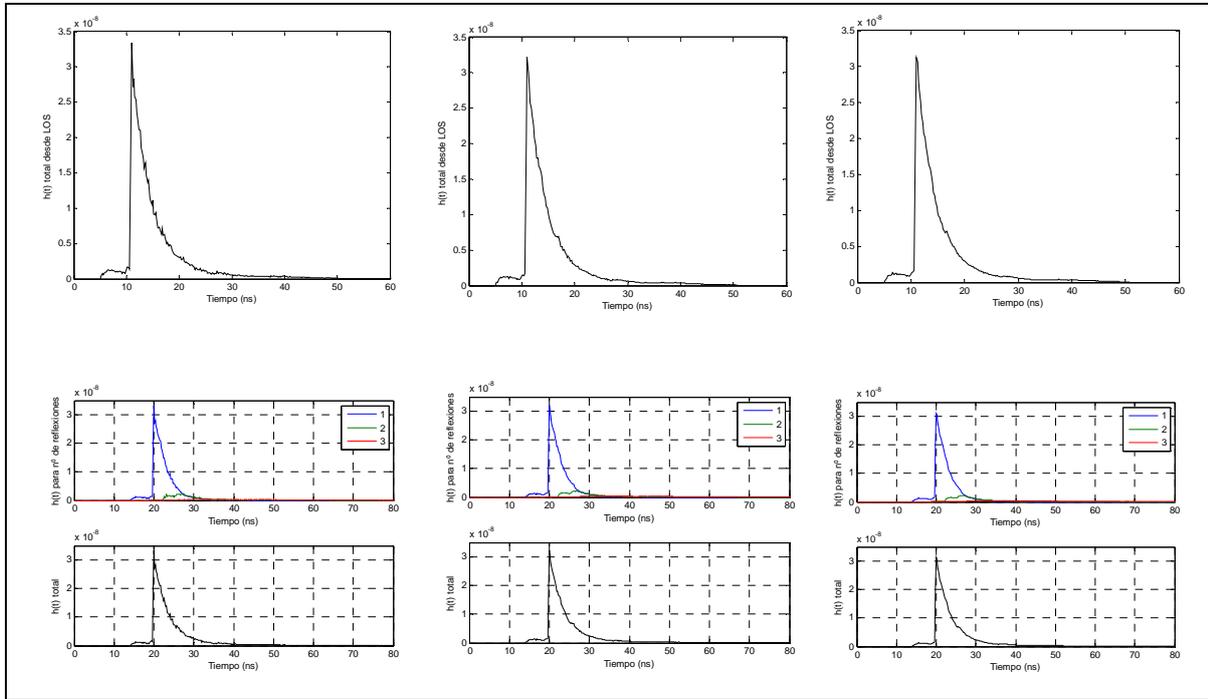


Figura A.40. Respuesta al impulso para la configuración D con 50000, 200000 y 500000 rayos (Blinn)

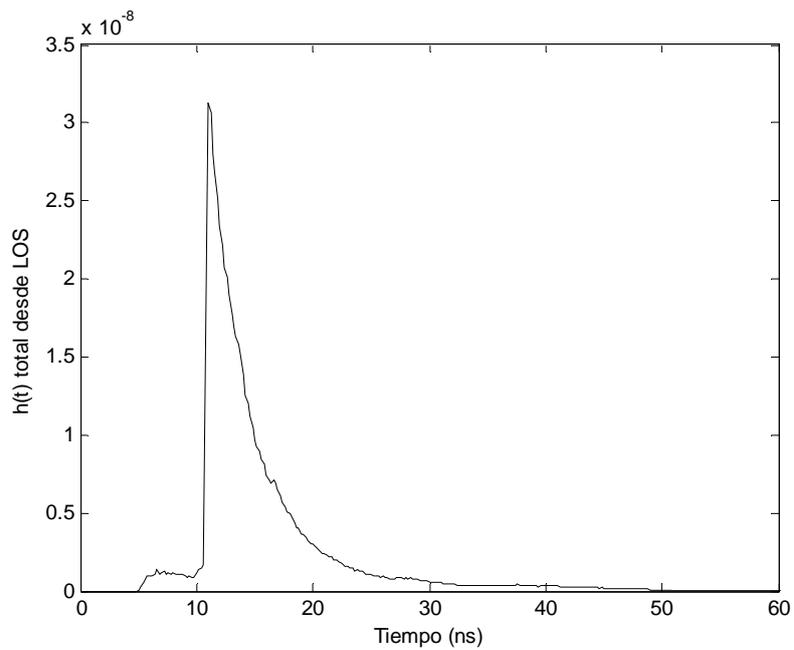


Figura A.41. Respuesta al impulso total para la configuración D con 500000 rayos (Blinn)

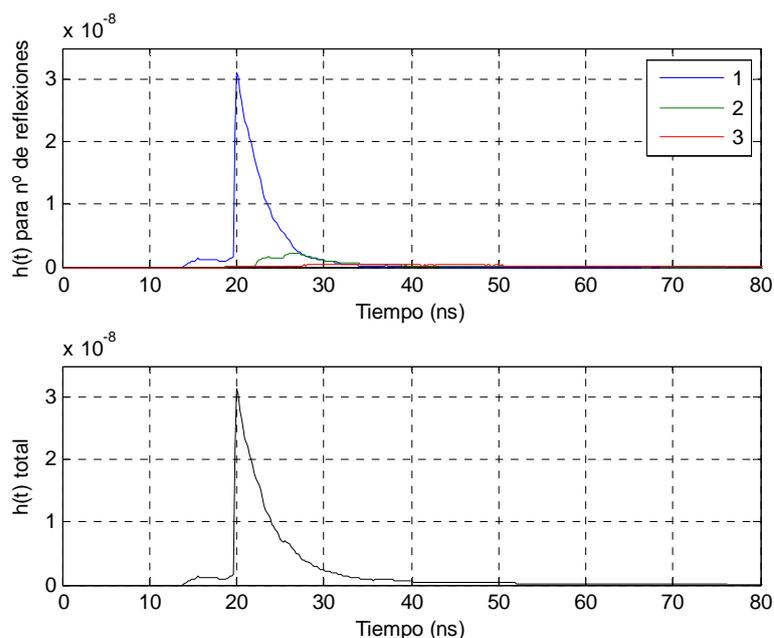


Figura A.42. Respuesta al impulso separada por número de rebotes para la configuración D con 500000 rayos (Blinn)

		N = 50 000 rayos	N = 200 000 rayos	N = 500 000 rayos
Configuración A	Tiempo medio de rayo	4.105181570726305e-04	4.131458424655044e-04	4.210521526977413e-04
	Tiempo total de simulación	20.533435399823380	82.635778723841010	2.105324000521736e+02
Configuración B	Tiempo medio de rayo	3.919704833974456e-04	3.767344061718865e-04	3.744975484798009e-04
	Tiempo total de simulación	19.605215654661738	75.354194098817760	1.872573414102710e+02
Configuración C	Tiempo medio de rayo	3.861511966797030e-04	3.793686132713522e-04	3.793316871548039e-04
	Tiempo total de simulación	19.313947685221812	75.880176364052360	1.896723212357458e+02
r	Tiempo	4.031752115278114e-04	4.019173047604182e-04	4.014282982194672e-04

	medio de rayo			
	Tiempo total de simulación	20.165242511263310	80.391829691512580	2.007204189287723e+02

Tabla A.3. Tiempo medio y total para las cuatro configuraciones y diferente número de rayos (Blinn)

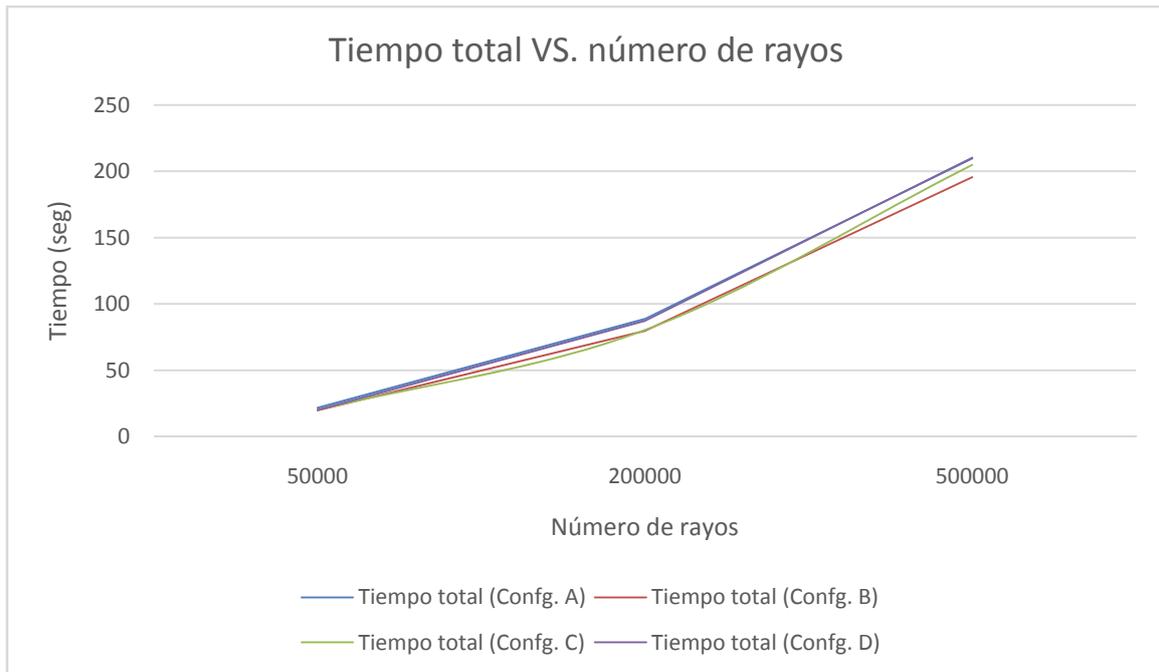


Figura A.43. Tiempo total de simulación para 50000, 200000 y 500000 rayos

5. Modelo de Lafortune

Configuración A

A continuación se muestran los resultados obtenidos para la configuración A con el modelo de reflexión de Lafortune para 50000, 200000 y 500000 rayos (de izquierda a derecha).

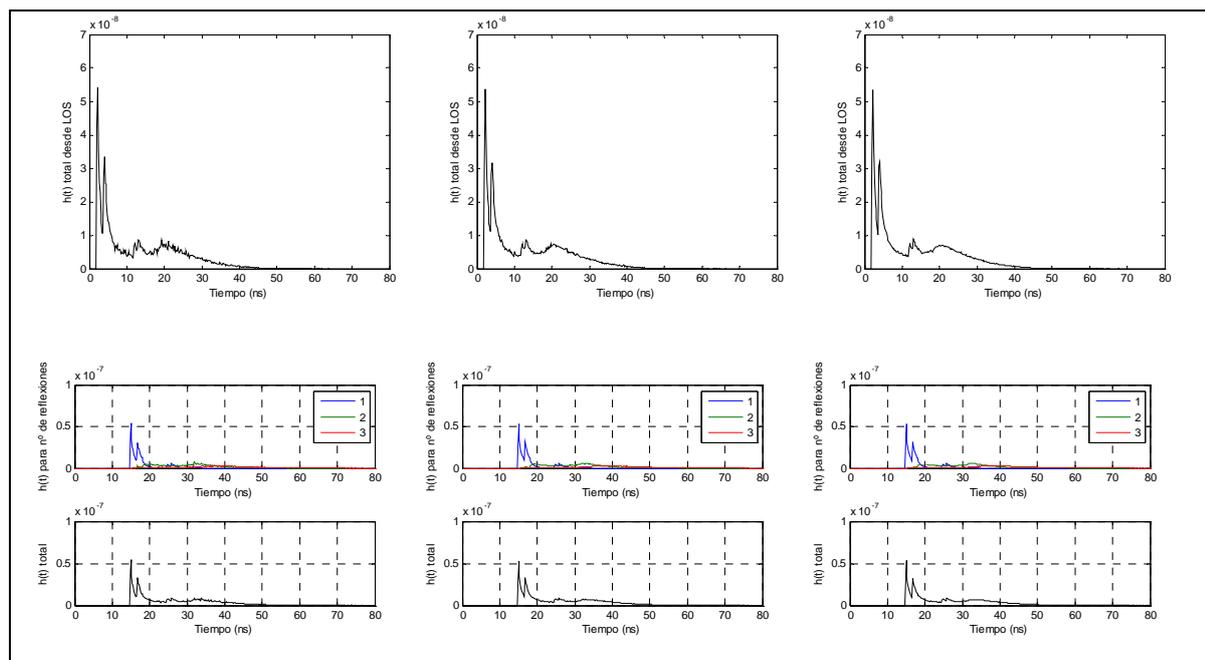


Figura A.44. Respuesta al impulso para la configuración A con 50000, 200000 y 500000 rayos (Lafortune)

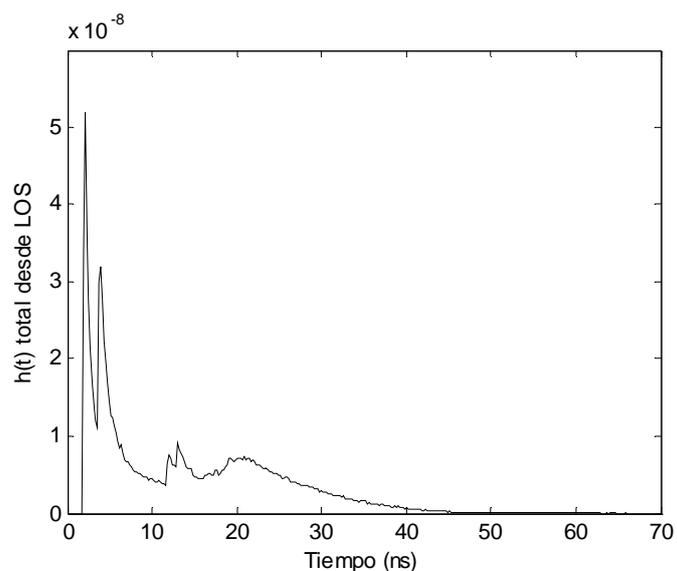


Figura A.45. Respuesta al impulso total para la configuración A con 500000 rayos (Lafortune)

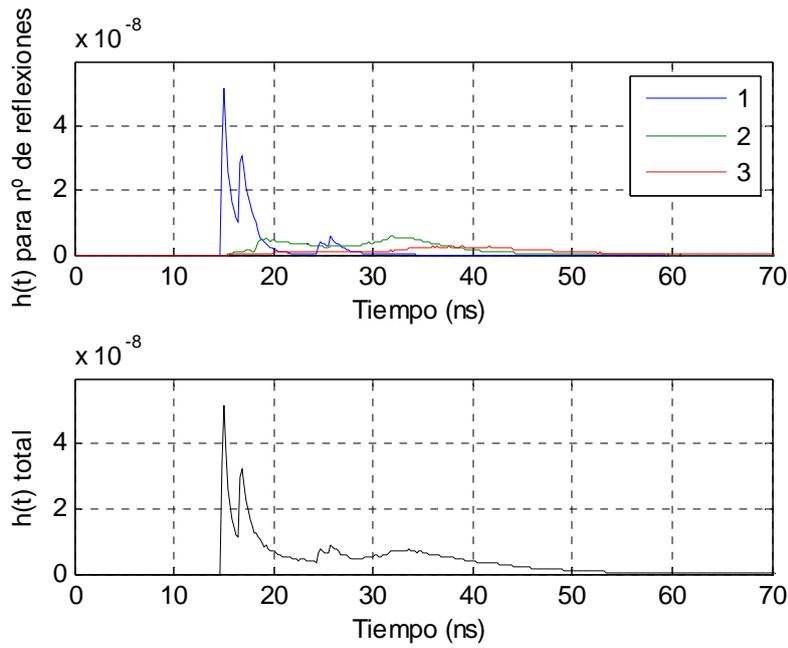


Figura A.46. Respuesta al impulso separada por número de rebotes para la configuración A con 50000 rayos (Lafortune)

Configuración B

A continuación se muestran los resultados obtenidos para la configuración B con el modelo de reflexión de Lafortune para 50000, 200000 y 500000 rayos (de izquierda a derecha).

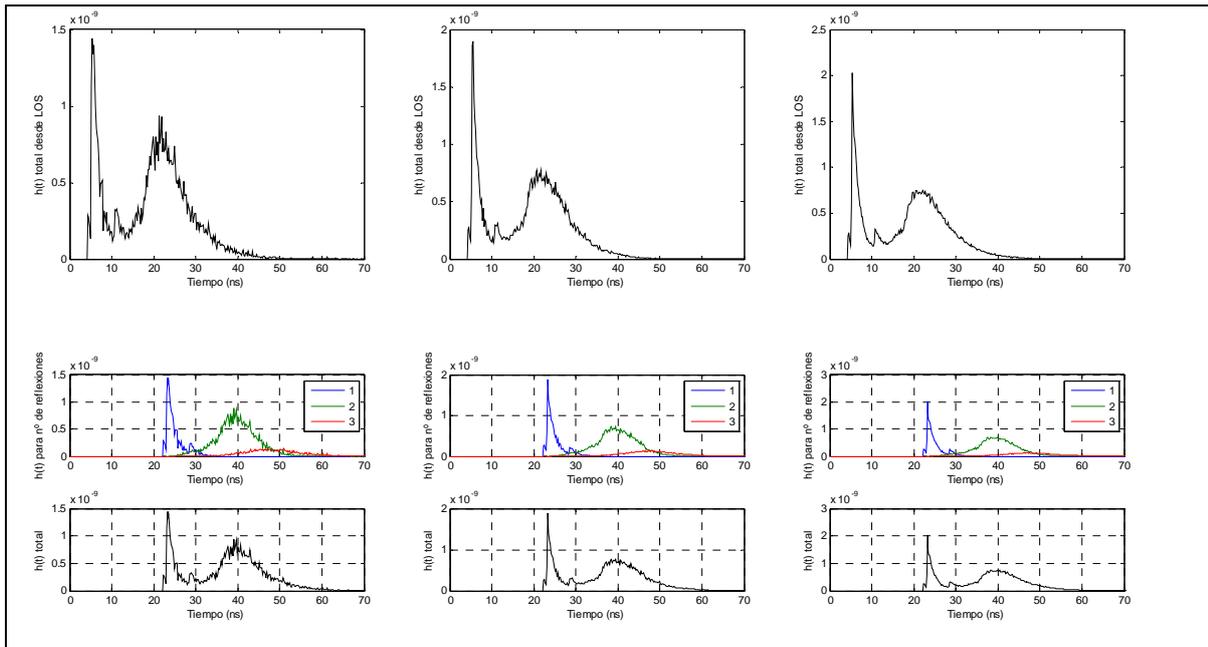


Figura A.47. Respuesta al impulso para la configuración B con 50000, 200000 y 500000 rayos (Lafortune)

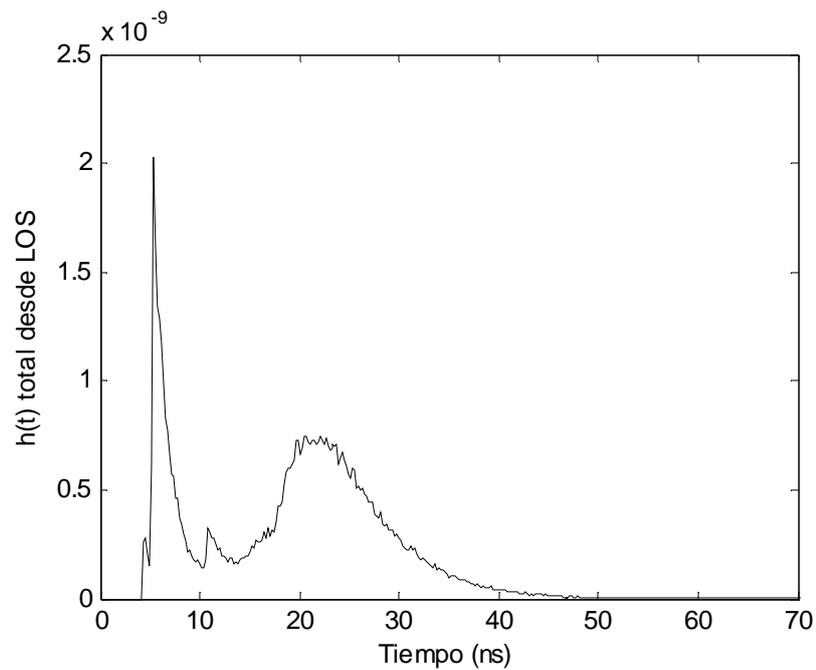


Figura A.48. Respuesta al impulso total para la configuración B con 500000 rayos (Lafortune)

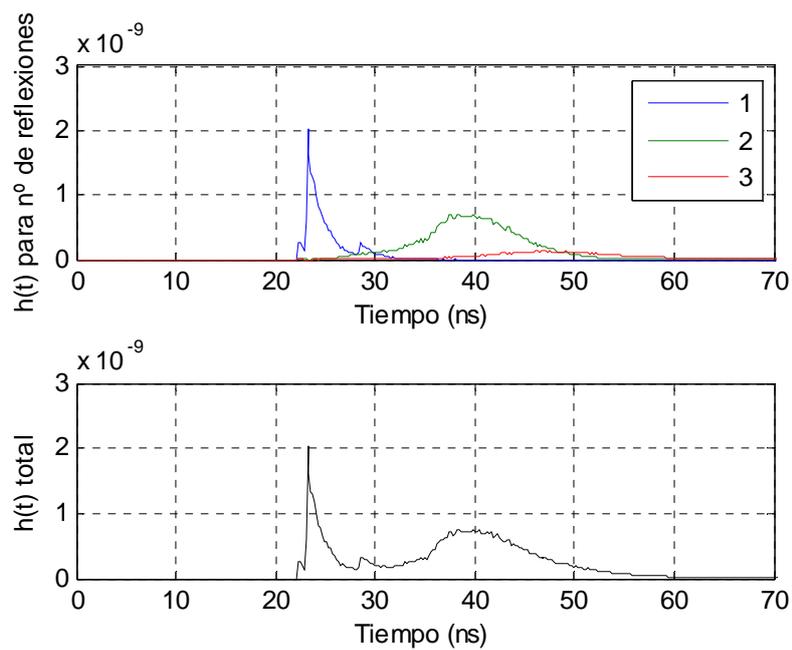


Figura A.49. Respuesta al impulso separada por número de rebotes para la configuración B con 500000 rayos (Lafortune)

Configuración C

A continuación se muestran los resultados obtenidos para la configuración C con el modelo de reflexión de Lafortune para 50000, 200000 y 500000 rayos (de izquierda a derecha).

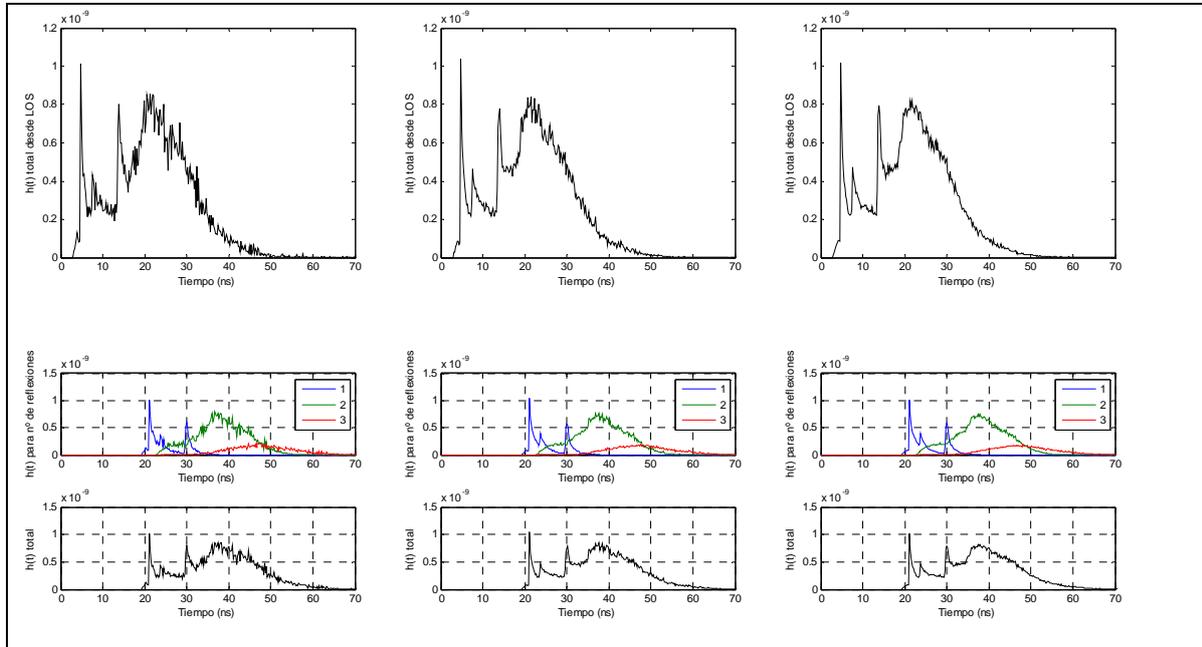


Figura A.50. Respuesta al impulso para la configuración C con 50000, 200000 y 500000 rayos (Lafortune)

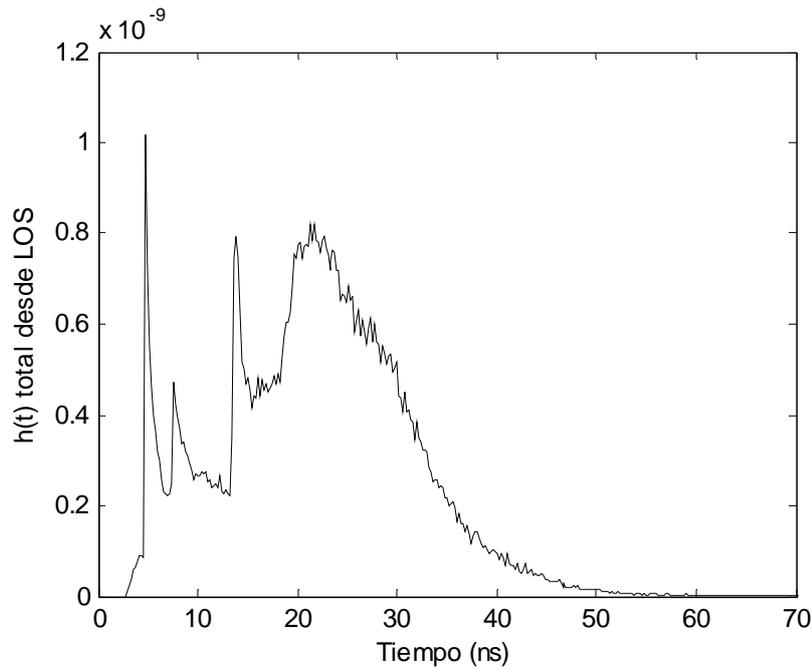


Figura A.51. Respuesta al impulso total para la configuración C con 500000 rayos (Lafortune)

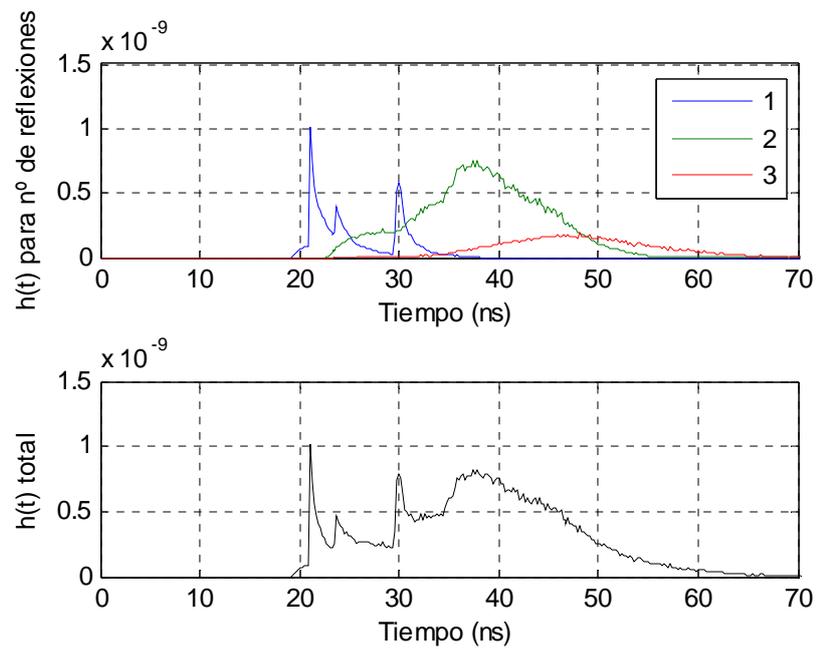


Figura A.52. Respuesta al impulso separada por número de rebotes para la configuración C con 500000 rayos (Lafortune)

Configuración D

A continuación se muestran los resultados obtenidos para la configuración D con el modelo de reflexión de Lafortune para 50000, 200000 y 500000 rayos (de izquierda a derecha).

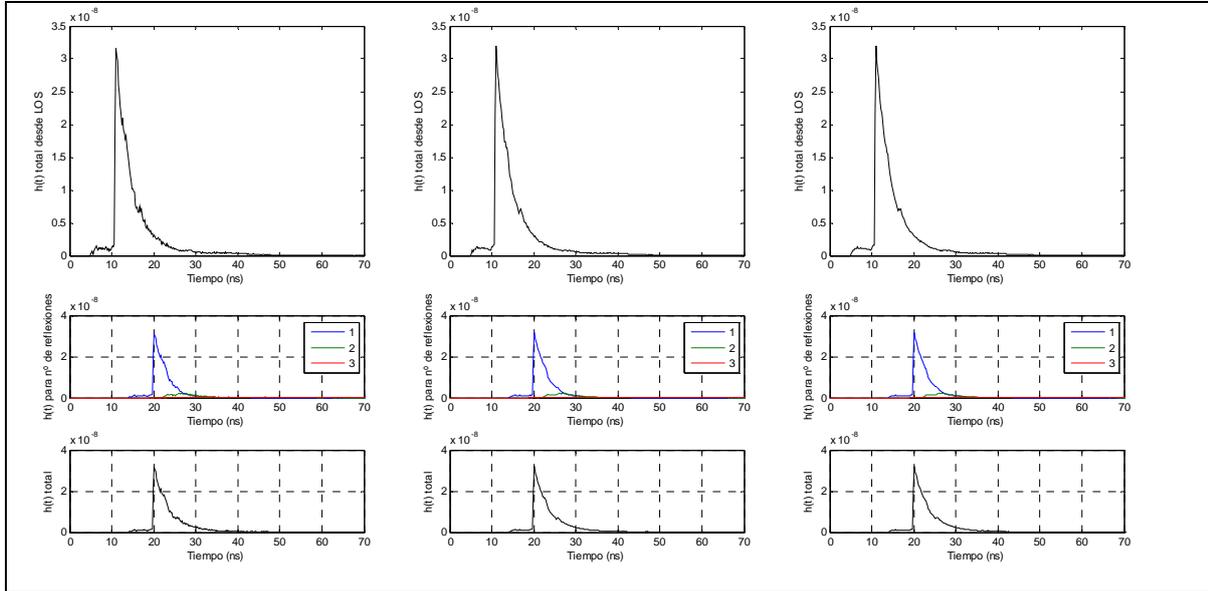


Figura A.53. Respuesta al impulso para la configuración D con 50000, 200000 y 500000 rayos (Lafortune)

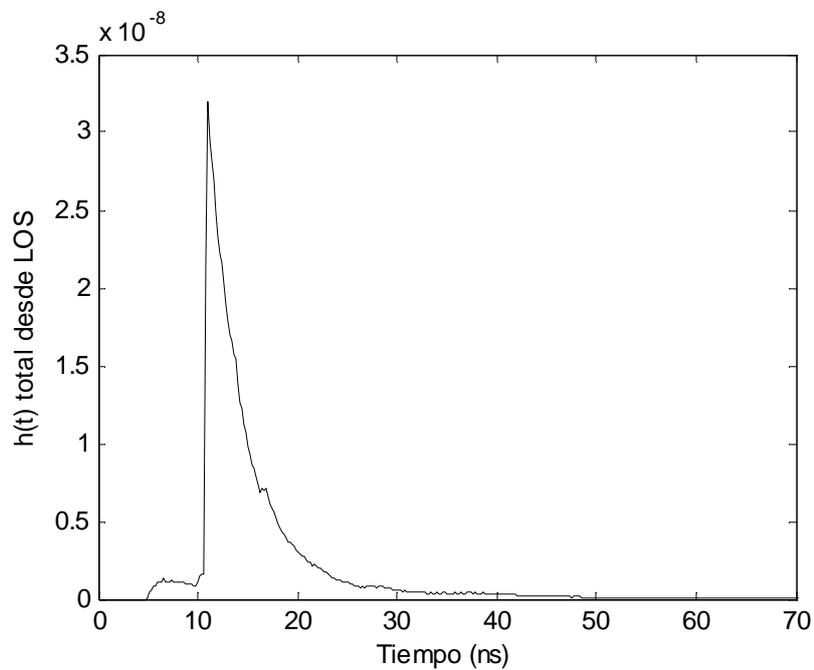


Figura A.54. Respuesta al impulso total para la configuración D con 500000 rayos (Lafortune)

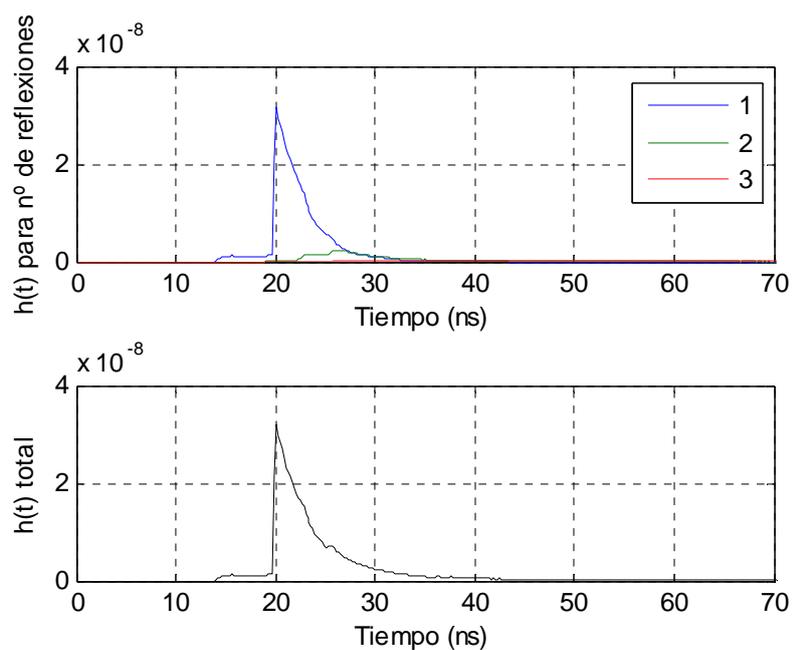


Figura A.55. Respuesta al impulso separada por número de rebotes para la configuración D con 500000 rayos (Lafortune)

		N = 50 000 rayos	N = 200 000 rayos	N = 500 000 rayos
Configuración A	Tiempo medio de rayo (seg)	5.869512441283233e-04	5.831139302001758e-04	5.947294846267273e-04
	Tiempo total de simulación (seg)	30.003158217952535	1.166293526529886e+02	2.973706712955835e+02
Configuración B	Tiempo medio de rayo (seg)	5.627413417358609e-04	5.525190369765954e-04	5.553109388524529e-04
	Tiempo total de simulación (seg)	28.143466915047572	1.105131486214176e+02	2.776618448782558e+02
Configuración C	Tiempo medio de rayo (seg)	5.574190196138806e-04	5.612944695049146e-04	5.683184809420683e-04
	Tiempo total de	27.877103625471700	1.122675004191000e+02	2.841656766498001e+02

	simulación (seg)			
Configuración D	Tiempo medio de rayo (seg)	5.895149815424933e-04	5.940262296736495e-04	5.970758639447404e-04
	Tiempo total de simulación (seg)	29.482292169159027	1.188115914510440e+02	2.985441184017407e+02

Tabla A.4. Tiempo medio y total para las cuatro configuraciones y diferente número de rayos (Lafortune)

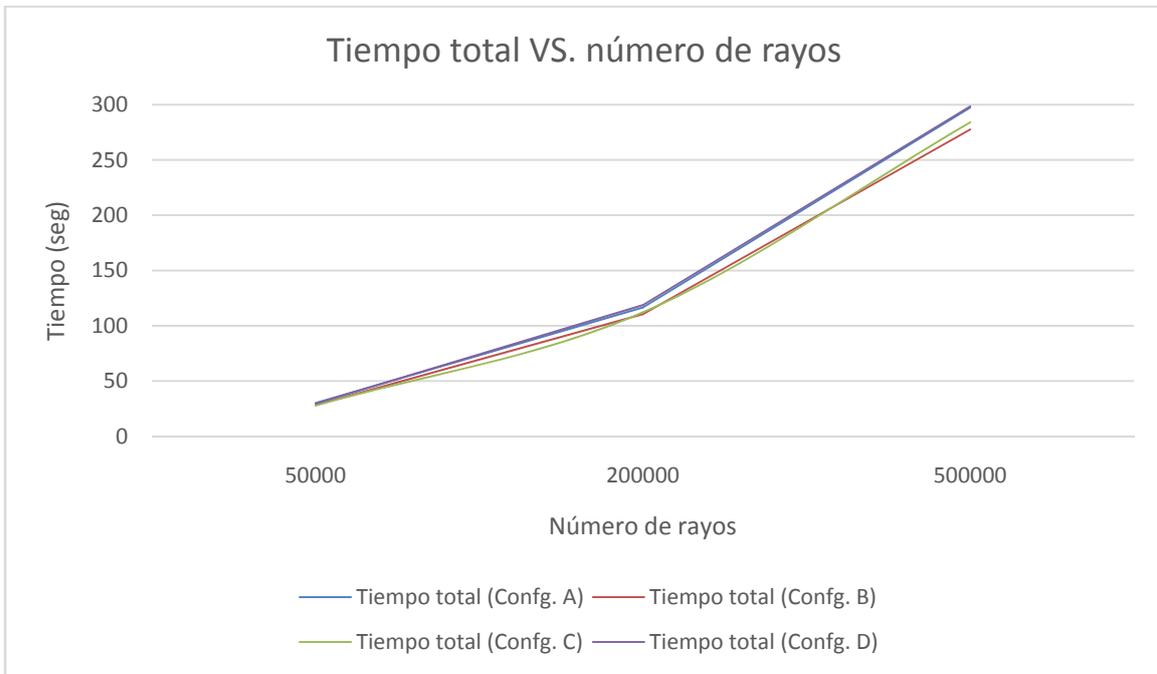


Figura A.56. Tiempo total de simulación para 50000, 200000 y 500000 rayos