

**UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA**

**Contribución al estudio de las técnicas de simulación  
de canales ópticos no guiados en interiores aplicadas  
al diseño de receptores en diversidad angular**

**Autor: Rodríguez Pérez, Silvestre**

**Directores: Rafael Pérez Jiménez  
y Alejandro José Ayala Alfonso**

**Departamento de Física Fundamental y Experimental, Electrónica y Sistemas**



A Bea.  
A mis padres y hermanos.



## **Agradecimientos.**

En primer lugar, deseo recordar al Dr. D. Félix Herrera Cabello, fundador del Grupo de Comunicaciones y Teledetección de la Universidad de La Laguna, que desde un principio confió en mi persona y me apoyó en la idea de iniciar este trabajo.

Mi agradecimiento a los directores de la Tesis, el Dr. D. Rafael Pérez Jiménez y el Dr. D. Alejandro José Ayala Alfonso, no sólo por su ayuda desde un punto de vista científico, sino por su confianza y amistad.

Mi gratitud a los amigos y compañeros del Laboratorio de Comunicaciones y Teledetección de la Universidad de La Laguna por su valiosa ayuda, especialmente a aquellos que respaldaron la idea inicial de realizar este trabajo. Muchísimas gracias y mi más sincero afecto.

A Jose y Paco, del Dpto. de Señales y Comunicaciones de la Universidad de Las Palmas de Gran Canaria, y miembros del grupo de investigación dirigido por el Dr. Rafael Pérez, muchísimas gracias por su acogida y amistad.

Gracias al Dr. Carmelo Militello Militello y a mi compañero Oswaldo, por esos momentos que pasamos juntos enfrentándonos a esas duras integrales. El resultado final no constituyó un “error”, sino un verdadero acierto. Muchas gracias por su esfuerzo y perseverancia.

Debo agradecer al Dr. Francisco José López Hernández, Profesor Titular del Dpto. de Tecnología Fotónica de la Universidad Politécnica de Madrid, por hacerme partícipe de sus ideas y permitirme continuar sus trabajos sobre el desarrollo de algoritmos de simulación para el estudio de canales infrarrojos en interiores.

A todos los miembros del Dpto. de Física Fundamental y Experimental, Electrónica y Sistemas, y en general, a los miembros de la Facultad de Física, gracias por hacer agradable el día a día.

Gracias a las instituciones, Ministerio de Ciencia y Tecnología y Gobierno de Canarias, por las ayudas económicas concedidas a través de los Proyectos de Investigación TIC99-0932-C02-02 y PI2001/109, respectivamente.

Por último, pero no por ello con menor énfasis, muchísimas gracias a mis padres y hermanos, porque a ellos se los debo todo. Ana, los gráficos quedaron muy bien. Y como no, a ti Bea, que me has soportado en el desarrollo final de este trabajo, gracias por tu apoyo y por prestarme parte de nuestro tiempo en este periodo tan importante de nuestras vidas. Espero que después de esto, sigas deseando soportarme.

A todos, muchas gracias.

# Índice.

Índice .....	iii
Resumen.....	vii
Abstract.....	ix
1. Introducción .....	1
1.1. Clasificación de los enlaces infrarrojos.....	2
1.2. Objetivos y líneas seguidas.....	4
1.3. Estructura del trabajo.....	5
2. Redes de datos no guiadas, antecedentes.....	7
2.1. Sistemas no guiados de transmisión de datos.....	7
2.2. Sistemas no guiados de transmisión de datos por radiofrecuencia .....	8
2.3. Sistemas no guiados de transmisión de datos por enlace infrarrojo en interiores.....	10
2.3.1. Enlaces punto a punto de alta velocidad .....	10
2.3.2. Enlaces punto a punto de baja/media velocidad .....	11
2.3.3. Redes en difusión .....	11
2.4. Estándares de transmisión.....	13
2.4.1. Estándar 802.11 .....	13
2.4.2. Estándar IrDA.....	14
2.5. Características generales de los sistemas infrarrojos no guiados en interiores.....	15
2.5.1. Fuentes de señal.....	15
2.5.2. Receptores.....	17
2.5.3. El canal óptico IR no guiado en interiores.....	22
2.5.3.1. Parámetros que caracterizan el canal IR en interiores.....	24
3. Métodos de estimación de la respuesta al impulso .....	29
3.1. Modelo de propagación .....	29
3.1.1. Modelo del emisor óptico .....	29
3.1.2. Modelo del receptor óptico .....	30
3.1.3. Modelo del reflector .....	31
3.1.4. Cálculo de la respuesta al impulso.....	32
3.2. Algoritmos de cálculo de la respuesta al impulso.....	35
3.2.1. Método iterativo de Barry.....	36
3.2.2. Método iterativo de Barry modificado.....	38
3.2.3. Método iterativo de López-Hernández.....	42
3.2.4. Método estadístico de Pérez-Jiménez .....	45
3.2.5. Método estadístico de López-Hernández.....	46

4.	Algoritmo modificado basado en la técnica de trazado de rayos.....	51
4.1.	Descripción del algoritmo.....	51
4.1.1.	Generación de los rayos desde la posición del emisor.....	53
4.1.2.	Propagación del rayo.....	57
4.1.3.	Obtención de la respuesta al impulso.....	58
4.2.	Validación numérica del algoritmo.....	60
4.3.	Estimación del error.....	63
4.3.1.	El método de Monte Carlo en la resolución de integrales.....	63
4.3.2.	Distribución de la media de una variable aleatoria.....	67
4.3.3.	Estimación del error en canales ópticos difusos.....	69
4.3.4.	Validación numérica de las expresiones para estimar el error..	74
5.	Modelos para el algoritmo modificado basado en la técnica de trazado de rayos.....	79
5.1.	Modelo de reflexión.....	80
5.1.1.	Generación de los rayos después de cada reflexión.....	81
5.1.2.	Cálculo de la potencia detectada por el receptor.....	85
5.1.3.	Caracterización experimental de patrones de reflexión.....	86
5.1.4.	Validación del modelo de reflexión.....	88
5.2.	Modelo del área efectiva de detección de un detector IR con filtro y concentrador.....	92
5.2.1.	El concentrador parabólico o CPC.....	95
5.2.1.1.	El concentrador parabólico o CPC hueco.....	96
5.2.1.2.	El concentrador parabólico o CPC dieléctrico.....	102
5.2.2.	El concentrador semiesférico.....	110
5.2.3.	Filtros paso banda.....	112
5.3.	Modelo del sistema óptico emisor-lente.....	116
5.3.1.	Respuesta al impulso por visión directa.....	116
5.3.2.	Respuesta al impulso debida a las reflexiones.....	119
5.4.	Modelo de emisores genéricos.....	122
6.	Aplicación de los modelos al diseño de receptores infrarrojos en diversidad angular.....	127
6.1.	Modelo de propagación.....	128
6.2.	Influencia de los modelos sobre la respuesta al impulso.....	130
6.2.1.	Influencia del modelo de Phong.....	130
6.2.2.	Influencia del modelo del área efectiva de detección.....	133
6.3.	Influencia de los modelos sobre los parámetros del canal. Efecto del campo de visión.....	135
6.4.	Dependencia de las características del canal IR con la dirección de recepción.....	139
6.4.1.	Dependencia con el ángulo de acimut.....	140
6.4.2.	Dependencia con el ángulo de elevación.....	142

6.5. Estudio de receptores convencionales en diversidad angular .....	145
6.5.1. Plan de medidas.....	148
6.5.2. Consideraciones sobre la estructura de un receptor convencional en diversidad angular.....	150
Conclusiones.....	159
Futuras investigaciones .....	161
Bibliografía .....	163
Lista de abreviaturas .....	175



## Resumen.

Los sistemas de comunicación de datos no guiados representan un sector de rápido crecimiento e importancia en el conjunto de la industria de las comunicaciones. En los últimos años, múltiples trabajos han permitido avanzar en el diseño de este tipo de sistemas, entre ellos, caben destacar los avances debidos a la aparición de algoritmos y modelos desarrollados para estudiar la propagación de la radiación IR en interiores.

En este trabajo, se presenta un algoritmo de simulación y varios modelos que permiten estimar la respuesta al impulso del canal IR en interiores para diferentes tipos de enlaces. La herramienta de simulación desarrollada (algoritmo y modelos), se ha aplicado al estudio de receptores convencionales usando diversidad angular.

Hasta este momento, se han propuesto varios métodos para determinar la respuesta al impulso del canal, pero todos comparten el mismo problema, el gran esfuerzo computacional que requieren, especialmente cuando se desea alta resolución temporal. Para salvar este inconveniente, se ha desarrollado un algoritmo basado en la técnica de trazado de rayos y en el método de Monte Carlo. Al tratarse de un método estadístico, la solución que aporta es aproximada. Por este motivo, también se presenta una expresión analítica que permite estimar el grado de confianza estadística de las respuestas obtenidas.

En lo que se refiere a los modelos, en contraste a los trabajos realizados anteriormente, se ha aproximado el patrón de reflexión de las superficies mediante el modelo de Phong. Este adquiere gran importancia cuando existen reflectores con un patrón altamente especular. Además, se presenta un modelo que permite simular el sistema óptico formado por una lente, con simetría axial, y un emisor localizado en su plano focal. El procedimiento seguido para ello, posibilita aproximar el patrón de radiación de cualquier emisor con simetría axial.

Un receptor convencional en diversidad angular utiliza múltiples elementos detectores, con su propio filtro y concentrador, orientados en diferentes direcciones. Para poder simular este tipo de receptores, se ha propuesto un nuevo modelo para caracterizar el área efectiva de un detector IR con filtro y concentrador no formador de imagen. En éste, se tienen en cuenta tanto la transmisividad del filtro, como las pérdidas por reflexión y el retardo introducido por el concentrador.

Por último, se presentan varios resultados de simulación para ilustrar la influencia de los modelos propuestos, así como el efecto del FOV y de la

orientación del elemento receptor, sobre el canal. Estos últimos, nos han permitido recomendar la ubicación y algunas de las características de los elementos que constituyen un receptor convencional en diversidad angular.

## **Abstract.**

Recently there has been growing interest in using infrared light for broadband indoor wireless communications. During last years, multiple works have been carried out that have allowed the advance in the study of these systems. The indoor optical channel simulation can significantly benefit the design of high performance IR systems, but requires algorithms and models that accurately fit the channel characteristics.

In this work, several models and an algorithm for the fast calculation of the impulse response on IR channels are proposed. The developed simulation tool has allowed us to analyse the behaviour of several links and to suggest the configuration of a conventional receiver using angle-diversity.

To evaluate the impulse response, several methods have been reported, but all of them share the same problem, the intensive computational effort, mainly with high time resolution. In order to solve this inconvenient, a Monte Carlo ray-tracing algorithm has been developed. Because the Monte Carlo method provide approximate results, we present an analytic expression to estimate the accurately of the method.

In contrast to previous works, where the IR reflection pattern of the indoor surfaces is approximated using the Lambert's model, the Phong's model has been used. The influence of this model on the impulse response is important when some of the surfaces present a strong specular component. Furthermore, a model for emitter-lens optical system which consist of a lens and an optical source placed on its focal plane is presented. The procedure allows to simulate the radiation pattern of any emitter with axial symmetry.

An angle-diversity conventional receiver uses elements that are oriented in various directions. Each element may have its own filter and optical concentrator. In order to study these receivers, a new model for the effective signal-collection area of an IR detector, with a filter and a non-imaging concentrator, is proposed. In this model, the filter transmission, and the reflection losses and the propagation delay that are introduced by the concentrator, are considered.

Finally, several simulation results are reported to illustrate the influence of the presented models and the effects of the characteristics of the element, such as its FOV and the reception direction, on the IR channel features. According to the obtained results, we suggest the element number, orientation and FOV, that compose the structure of an angle-diversity conventional receiver.



## Capítulo 1

---

### **Introducción.**

Los sistemas de comunicación de datos no guiados representan un sector de rápido crecimiento y creciente importancia en el conjunto de la industria de las comunicaciones. Entre las principales tecnologías que se utilizan para lograr esta comunicación, enlaces vía radiofrecuencia (RF) e infrarrojo (IR), es en ésta última donde se enmarca el presente trabajo. El uso de la radiación infrarroja como medio de transmisión en los sistemas de transmisión de datos no guiados de corto alcance y alta velocidad, comenzó a ser estudiado a partir de la década de los 80. Desde ese momento, gran cantidad de estudios han servido para que el canal IR no guiado constituya una alternativa más, conjuntamente con el de radiofrecuencia, al desarrollo de enlaces de comunicación no guiados en interiores.

La región espectral infrarroja ofrece virtualmente un ancho de banda ilimitado no sujeto a regulación, lo cual constituye una de las ventajas significativas que presenta el canal óptico IR no guiado frente al de RF en interiores, aunque no está exento de desventajas. El canal IR comprende el espacio físico limitado por fronteras opacas a la radiación en las longitudes de onda del infrarrojo. El confinamiento se debe a las paredes, el techo y el suelo de la habitación donde se origina la radiación. Estas superficies, aunque no dejan pasar la radiación a habitaciones contiguas, dan lugar a efectos de reflexión y dispersión de dicha radiación. Este confinamiento le proporciona cierta privacidad y evita la interferencia entre enlaces operando en diferentes habitaciones. El canal está sujeto a sombras provocadas por objetos fijos o móviles y por el mobiliario de la habitación. A diferencia del de radiofrecuencia, en el mismo, no se presentan desvanecimientos por multitrayectoria (*multipath fading*), dada la dimensión espacial del detector con respecto a la longitud de onda de la radiación, sin embargo, si está sujeto a dispersión temporal por multitrayectoria (*multipath dispersion*). Por último, la disponibilidad de emisores y detectores IR de pequeño tamaño, bajo consumo de potencia, capaces de operar a alta velocidad y relativamente de bajo coste, lo hace apropiado para aplicaciones portátiles.

Como se comentó anteriormente, el canal IR no está exento de desventajas. El confinamiento hace que la transmisión entre habitaciones requiera la instalación de cableado y la localización de puntos de acceso. La iluminación, debida a la luz solar y a las lámparas incandescentes y fluorescentes, componen

una importante fuente de ruido que contribuye a degradar las prestaciones del canal. Además, presenta elevadas pérdidas por propagación (*Path Loss*, PL) y está limitado en potencia por condiciones de seguridad al ojo humano.

**Tabla 1.1.** Canal IR frente al de RF.

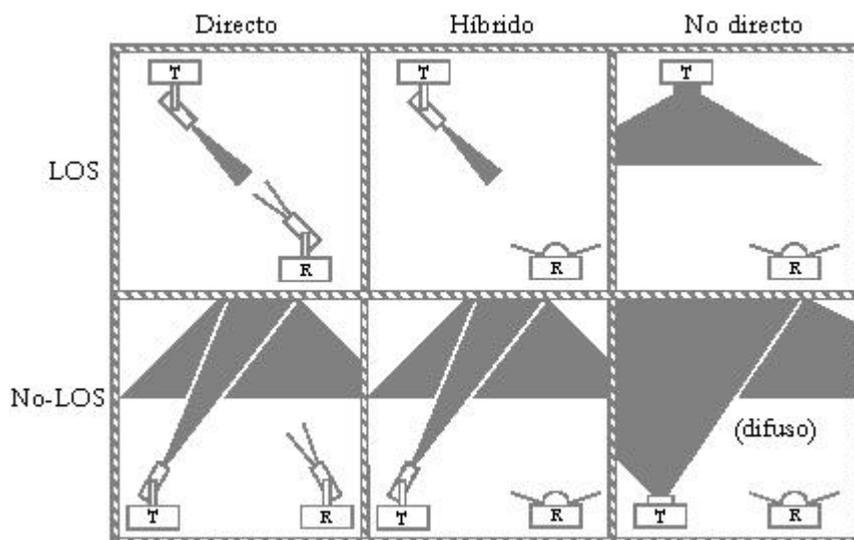
<b>Propiedades</b>	<b>Radiofrecuencia</b>	<b>Infrarrojo</b>
Ancho de banda regulado	Sí	No
Atraviesa las paredes	Sí	No
Desvanecimiento por multitrayectoria	Sí	No
Dispersión por multitrayectoria	Sí	Sí
Pérdidas por propagación	Alta	Alta
Ruido dominante	Otros usuarios	Iluminación

La Tabla 1.1 muestra los aspectos fundamentales que caracterizan el canal infrarrojo y el de radiofrecuencia. El uso de uno u otro canal depende principalmente de la aplicación que vaya a tener el sistema de comunicación. El canal de RF es adecuado para aplicaciones de largo alcance donde se requiere gran movilidad por parte del usuario y que la radiación atraviese obstáculos y paredes, mientras que el infrarrojo conviene ser usado en aplicaciones de corto alcance donde se requiere alta capacidad y velocidad de transmisión, bajo coste y receptores de baja complejidad.

### **1.1. Clasificación de los enlaces infrarrojos.**

Los enlaces infrarrojos se pueden clasificar atendiendo a dos criterios. El esquema de clasificación se muestra en la Figura 1.1. El primer criterio es el grado de direccionalidad del emisor y del receptor. Los enlaces directos se caracterizan por emplear emisores y receptores con un alto grado de direccionalidad, necesitando un apuntamiento entre ambos para establecer el enlace, mientras que los no directos emplean emisores y receptores de baja direccionalidad, aliviando dicha necesidad. Los enlaces directos son más eficientes en cuanto al aprovechamiento de la potencia óptica radiada, presentan menores pérdidas por propagación y son menos sensibles al ruido producido por la iluminación ambiente que los no directos, más convenientes en aplicaciones donde los terminales son móviles. También es posible establecer enlaces híbridos que combinan emisores y receptores con diferentes grados de direccionalidad.

El segundo criterio de clasificación hace referencia a si existe o no una línea de visión directa (*Line Of Sight*, LOS), entre el emisor y el receptor. Los enlaces LOS, o con línea de visión directa, son aquellos en los que la radiación llega al receptor directamente desde el emisor sin sufrir ningún tipo de reflexión o difusión, mientras que los enlaces no-LOS, o enlaces sin línea de visión directa, se basan en la recepción de la radiación proveniente de diferentes reflexiones o difusiones en el techo, paredes u otras superficies. Los enlaces LOS son más eficientes en cuanto al aprovechamiento de potencia y presentan menor



**Figura 1.1.** Clasificación de los enlaces infrarrojos [Kahn97].

dispersión que los no-LOS, pero son menos robustos frente a la presencia de obstáculos entre el emisor y receptor.

En la práctica, las distintas posibilidades que se pueden dar comprenden tres tipos principales de enlaces: enlaces LOS o punto a punto, enlaces en difusión y enlaces en quasi-difusión.

Como se ha mencionado anteriormente, los enlaces LOS son los que permiten una máxima velocidad de transmisión al carecer de componentes debidas a la multipropagación. Al tratarse de emisores y receptores con un alto grado de direccionalidad, son vulnerables frente a la presencia de obstáculos y muy eficientes en potencia al presentar bajas pérdidas por propagación.

Los enlaces en difusión son los más robustos en lo que a presencia de obstáculos se refiere, ya que el receptor recibe la señal proveniente de reflexiones en distintas superficies del entorno. Este enlace presenta una gran dispersión temporal por multitrayectoria, por lo que su máxima velocidad de transmisión se encuentra más limitada que en el caso de los enlaces LOS. Son menos eficientes en cuanto al aprovechamiento de la potencia óptica radiada, dado que gran parte de ella se pierde en las reflexiones antes de llegar al receptor. El emisor y receptor presentan diagramas de radiación poco direccionales con la intención de que la radiación se distribuya lo máximo posible y se recolecte energía de la mayor cantidad de direcciones posibles. Los enlaces en difusión son enlaces no directos y en los que no existe una línea de visión directa entre el emisor y el receptor.

Los enlaces en quasi-difusión representan una alternativa intermedia entre los dos anteriores. En este tipo de enlaces, la zona donde se producen las reflexiones

está limitada de manera intencionada con el propósito de aglutinar parte de las ventajas de los enlaces LOS y en difusión. Son enlaces más robustos frente a la presencia de obstáculos que los LOS, pero sin alcanzar los niveles de robustez de los enlaces en difusión. Sin embargo, permiten una mayor velocidad de transmisión que los difusos puesto que las componentes debidas a la multipropagación se ven reducidas al utilizarse emisores y receptores con un grado de direccionalidad moderado, y porque la señal llega al receptor después de reflejarse una única vez.

## 1.2. Objetivos y líneas seguidas.

Los estudios que se han venido realizando en el campo de las redes IR en interiores en los últimos años se centran básicamente en tres campos. El primero de ellos se refiere al estudio del canal infrarrojo, en concreto, resolver el problema de la propagación de la radiación IR en interiores en función de la posición de obstáculos, la reflectividad de diversos materiales y la posición relativa de emisores y receptores. El segundo, corresponde a la selección de esquemas de modulación adecuados a las condiciones de propagación en función de las particulares del canal. Se buscan, en este caso, diseños de alta eficiencia espectral y elevada robustez frente a la multipropagación y al *jitter*. El tercero, es el diseño de circuitos moduladores, demoduladores, emisores y receptores. En el diseño, las condiciones que se buscan son el bajo consumo, ya que la aplicación fundamental de este tipo de sistemas no guiados está en equipos portátiles; alta potencia emitida, usando amplificadores de alto rendimiento como pueden ser circuitos no lineales, y alta velocidad de conmutación para asegurar elevadas tasas de transmisión. Estas tres líneas son interdependientes entre sí, en esta Tesis, se abarcan aspectos relacionados con el primer campo, mientras que en otros trabajos de este Grupo de Investigación, y de aquellos con los que se colabora, tratan en profundidad los dos restantes.

En un primer momento, el objetivo planteado en el presente trabajo consistía en estudiar diferentes estructuras de receptores en diversidad angular y proponer nuevas técnicas de combinación y modulación para este tipo de receptores. Sin embargo, para ello era necesario disponer de una herramienta de simulación que permitiera caracterizar el canal óptico IR en interiores, caracterizar la máxima velocidad de transmisión y la interferencia entre símbolos producida por el fenómeno de multipropagación, y sobre esa base, proponer diferentes configuraciones de receptores para sistemas de transmisión de datos no guiados en la región espectral del infrarrojo.

Por este motivo, el primer paso consistió en realizar una revisión de los métodos propuestos hasta ese momento para estimar, mediante simulación, las características del canal IR en interiores para una configuración determinada de emisor y receptor. Todos los métodos analizados presentaban un gran

inconveniente, su alta complejidad computacional, lo cual los hacía poco eficientes desde el punto de vista de cálculo. En ese sentido, se aprovechó la experiencia que sobre la caracterización de canales ya disponían los dos Grupos de Investigación con los que se ha colaborado para la realización de esta Tesis: un grupo del Departamento de Señales y Comunicaciones de la Universidad de Las Palmas de Gran Canaria, al cual pertenece el Dr. Pérez-Jiménez, uno de los directores de esta Tesis, y el grupo del Dr. López-Hernández perteneciente al Departamento de Tecnología Fotónica de la Universidad Politécnica de Madrid.

Una vez desarrollado un algoritmo de simulación que nos permitiera simular de manera eficiente diferentes tipos de enlaces, se procedió a la búsqueda de modelos, aplicables a dicho algoritmo, que caracterizaran cada uno de los elementos que se encuentran en este tipo de entornos: superficies reflectoras, emisores, lentes, receptores y concentradores. De esta manera, se dispuso de una nueva herramienta de simulación, más eficiente que las anteriores desde un punto de vista computacional, que permite caracterizar el canal IR en interiores para diferentes recintos y configuraciones de emisor y receptor.

Posteriormente, el uso de esta nueva herramienta de simulación ha permitido estudiar las prestaciones de diferentes estructuras de receptores convencionales usando diversidad angular, y en base a ello, recomendar la más adecuada. El estudio de nuevas técnicas de combinación, ecualización, modulación, etc, queda como un trabajo pendiente a realizar en futuras investigaciones.

### **1.3. Estructura del trabajo.**

El presente trabajo de Tesis se organiza de la siguiente manera: tras esta introducción, en el capítulo 2 se expone la situación actual de los sistemas de comunicación de datos no guiados, introduciendo aspectos generales sobre los sistemas ópticos no guiados IR en interiores. Así, se estudia la evolución y las características específicas de los elementos que constituyen este tipo de sistemas: emisor, receptor y canal óptico IR en interiores.

En el capítulo 3 se realiza una breve revisión de los métodos en los que se fundamentan cada una de las herramientas anteriormente desarrolladas y el modelo de propagación utilizado por dichas herramientas para caracterizar el canal IR en interiores, haciendo especial hincapié en la complejidad computacional y en las ventajas e inconvenientes de cada uno de dichos métodos.

Como primera aportación de este trabajo, en el capítulo 4 se describe el algoritmo de simulación propuesto para estimar la respuesta al impulso del canal IR en interiores, basado en la técnica de trazado de rayos y en el método de Monte Carlo, el cual mejora a los anteriores desde el punto de vista computacional. Asimismo, y debido a que el método en el que se basa el algoritmo proporciona una solución de tipo aproximada, se propone una

expresión analítica que permite estimar el error cometido al computar dicha respuesta.

En el capítulo 5 se presentan nuevos modelos matemáticos, aplicables al algoritmo de simulación basado en la técnica de trazado de rayos, que aproximan el efecto que producen cada uno de los elementos presentes en el canal IR en interiores y que conforman el entorno de simulación: reflectores, emisores, lentes, receptores y concentradores. La inclusión de estos modelos constituye una segunda aportación. En primer lugar, porque pretenden modelar su efecto de manera que se aproximen aún más al real, respecto a los propuestos hasta ahora, y en segundo lugar, porque suministran mayor capacidad para simular diferentes tipos de enlaces.

En el capítulo 6 se presenta una aplicación de la herramienta de simulación desarrollada. En concreto, se analiza, mediante simulación, la estructura de un receptor convencional en diversidad angular con el fin de proponer aquella configuración que mejores prestaciones presente frente a enlaces que trabajan en difusión. Este hecho constituye un primer paso para profundizar en otros aspectos relacionados con este tipo de receptores: técnicas de combinación, ecualización, modulación, etc.

Finalmente, en el último capítulo, se enumeran las conclusiones y principales aportaciones de este trabajo, así como las ideas que han surgido a lo largo del mismo y que se esperan llevar a cabo en futuras investigaciones.

## Capítulo 2

---

### **Redes de datos no guiadas, antecedentes.**

Como se ha comentado en el capítulo anterior, los sistemas de comunicación de datos no guiados representan un sector de rápido crecimiento e importancia en el conjunto de la industria de las comunicaciones. En este capítulo se realiza una breve revisión sobre la situación actual de dichos sistemas, haciendo especial hincapié en el caso particular de las redes de datos en interiores y de los principales estándares de comunicación utilizados en los sistemas vía enlace infrarrojo: IEEE 802.11 e IrDA.

Posteriormente, se analizan las características generales de los elementos que constituyen un sistema IR no guiado en interiores: fuentes de señal, receptores y canal; puesto que son los aspectos de este tipo de sistemas los que directamente están relacionados con el trabajo desarrollado en esta Tesis Doctoral.

#### **2.1. Sistemas no guiados de transmisión de datos.**

En general, cuando se habla de sistemas no guiados de transmisión de datos se piensa en aplicaciones de telefonía vocal, como son las redes celulares, basadas en las normas GSM (*Global System for Mobile*), IS-54 o IS-95 [ETSI]. Un campo complementario a estos sistemas son las redes locales no guiadas (WLAN), que al contrario de las anteriores, se diseñan para funcionar en interiores (oficinas, plantas industriales, etc) y se distinguen en que se diseñan para trabajar con un número reducido de usuarios, fijos o con baja movilidad, pero que buscan velocidades mayores ( $>1\text{Mb/s}$ ) con tasas de error similares a las de las redes de datos de área metropolitana ( $10^{-6}$ ), mucho menores que las de telefonía vocal ( $10^{-3}$ ) [Pahlavan94].

Las dos principales tecnologías que se emplean en el campo de la transmisión de datos en interiores son: enlaces vía radiofrecuencia o redes de área local no guiadas por radiofrecuencia (*Radio Frequency Wireless Local Area Network*, RF-WLAN) y enlaces vía infrarrojo o redes de área local no guiadas por IR (*Infrared Wireless Local Area Network*, IR-WLAN). El uso de estas dos tecnologías ha sido definido por el comité 802.11 del IEEE [IEEE].

## 2.2. Sistemas no guiados de transmisión de datos por radiofrecuencia.

Entre los sistemas no guiados de datos por radiofrecuencia se debe distinguir entre las redes punto a punto y las redes locales no guiadas. Dentro de los sistemas punto a punto para la interconexión de equipos informáticos y de uso doméstico, sin duda el estándar más importante es el denominado *Bluetooth* [Bluetooth]. Este protocolo, conocido originalmente como 802.15, es una especificación de la industria que describe la manera en que teléfonos móviles, ordenadores y PDA's pueden conectarse entre si de una forma sencilla con cualquier otro tipo de dispositivo utilizando radiofrecuencia. El alcance máximo es de unos 10 metros. La comunicación se realiza usando un sistema FHSS (*Frequency Hopping Spread Spectrum*) donde las transmisiones de datos alcanzan tasas hasta de 1Mb/s en la banda de 2,45GHz. El protocolo también proporciona encriptación y verificación de los datos transmitidos. Los primeros equipos comerciales son del primer semestre de 2000, así como el primer *chipset* comercial desarrollado por Ericsson. El consorcio *Bluetooth SIG* (*Special Interest Group*), formado por Nokia, Ericsson, IBM, Intel y Toshiba, engloba gran cantidad de empresas asociadas en todo el mundo, entre ellas algunas muy destacadas como 3Com [3Com], Compaq, Dell, HP, Lucent, Motorola, Philips, Siemens [Siemens] y Texas Instruments [TI].

En el proceso de definición de las redes de área local no guiadas por radio frecuencia, o RF-WLAN, coexisten dos zonas de trabajo distintas: sistemas de espectro ensanchado en las bandas ISM (902-928MHz, 2,4-2,5GHz y 5,7GHz) y sistemas en la banda de 17-19GHz. En las bandas ISM más altas se pueden conseguir velocidades hasta de 5Mb/s. El estándar IEEE 802.11 soporta para este tipo de sistemas dos modelos de espectro ensanchado: secuencia directa (DSSS o *Direct-Sequence Spread Spectrum*) con modulación BPSK o QPSK y tasas de 1 ó 2Mb/s, y FHSS con modulación GFSK y también tasas de 1 ó 2Mb/s. Estas redes se planifican para un número pequeño de usuarios (como máximo 10-12 canales actuando simultáneamente) repartidos a lo largo de varias plantas de un edificio, por lo que la potencia emitida es mayor que en otras redes por radiofrecuencia ( $\approx 1W$ ).

Como alternativa, las redes basadas en el estándar HIPERLAN, desarrollado en Europa por ETSI, trabajan en las bandas de 5,1-5,5GHz y 17,1-17,3GHz con modulaciones con multiportadora MSM (*Multisubcarrier Modulation*) [ETSI] y usan técnicas de ecualización y recepción en diversidad para evitar el efecto de la multipropagación en interiores. En la década de los 90, la Comisión Europea desarrolló, dentro del V Programa Marco el proyecto BRAN (*Broadband Access Network* o Red de Acceso de Banda Ancha), dos tipos de estándares: HiperLAN/1 e HiperLAN/2. El objetivo era crear sistemas de comunicación vía radio para pequeños recintos dado que la distancia máxima que pueden cubrir es

de unos 150 metros. Mientras que el primero se basa en técnicas de espectro ensanchado y apenas alcanzaba los 20Mb/s, el segundo utiliza OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* o Multiplexación por División Ortogonal de Frecuencia) y están diseñados para alcanzar hasta 54Mb/s. Además, existen previstas otras mejoras en la especificación de ETSI que constituirán los estándares HiperLAN/3 e HiperLAN/4. Además de estos esquemas, existen sistemas propietarios como el estándar WINFORUM [Pahlavan95] propuesto por Apple y otros fabricantes, que utiliza una banda dedicada, de unos 40MHz en la que coexisten comunicaciones vocales isócronas (*User-PCS, Personal Communications Services*) y comunicaciones de datos asíncronas (Data-PCS) con velocidades entre 4 y 10Mb/s. El estándar *HomeRF*, definido por el *Home RF Working Group*, es un protocolo basado en los sistemas IEEE 802.11 en el que se han eliminado parte de los requisitos que impone su protocolo de acceso. Por último, se encuentra el propio estándar IEEE 802.11 [IEEE] que en bandas superiores entronca directamente con las redes LMDS.

Para establecer una comparación entre las prestaciones de los sistemas infrarrojos y en radiofrecuencia, un primer parámetro puede ser la robustez frente a interferencias electromagnéticas (como puede ser el caso de redes en instalaciones industriales o plantas nucleares). Los sistemas infrarrojos no se ven afectados por este tipo de perturbaciones, de hecho, no precisan de la concesión de una banda de espectro radioeléctrico, ya que no interfieren ni se ven interferidas por otras bandas de emisión (como las de telefonía celular o sin hilos), y no están sujetas a las normativas de organismos reguladores como la FCC.

Para la planificación de la arquitectura de estas redes, debe tenerse en cuenta que, si se parte de una estructura celular, en radiofrecuencia las bandas de emisión en células vecinas tienen que ser distintas, mientras que en enlaces infrarrojos todas las células pueden ser idénticas, pudiendo usarse redes con características similares en habitaciones adyacentes sin interferencias entre ellas. Esto facilita la portabilidad de los equipos y la gestión de red, evitando problemas de *Hand-on* y *Hand-off*. Además, la radiación IR no atraviesa las paredes, lo que proporciona gran seguridad en cuanto a la privacidad de las comunicaciones en el campo de los sistemas de empresa. Esta señal sólo se puede detectar a través de las ventanas e incluso esto se puede evitar usando cortinas.

Los emisores y receptores de infrarrojo (LEDs y fotodiodos) son más baratos que los equipos equivalentes para sistemas en radiofrecuencia. Por el contrario, su mayor limitación es su zona de cobertura, más reducida que en las redes en radiofrecuencia. Además, son sistemas muy sensibles al ruido (no solo eléctrico en los equipos emisores y receptores, sino también provocado por la iluminación) y a la interposición de obstáculos.

## 2.3. Sistemas no guiados de transmisión de datos por enlace infrarrojo en interiores.

Como primera aproximación se pueden establecer tres grandes familias de sistemas de transmisión de datos mediante enlaces ópticos no guiados: los enlaces punto a punto de alta velocidad para la interconexión de redes, para el acceso a edificios o para unir puntos remotos como pueden ser cámaras de vigilancia o establecimientos de control, los enlaces punto a punto para la interconexión de dispositivos a baja/media velocidad y los enlaces en difusión para el establecimiento de redes de datos.

A continuación se describen brevemente, según esta clasificación, los sistemas actualmente comercializados o bajo desarrollo.

### 2.3.1. Enlaces punto a punto de alta velocidad.

Entre este tipo de enlaces se pueden mencionar diferentes familias dependiendo de la aplicación para la que han sido desarrolladas:

Redes de acceso a edificios: como pueden ser los enlaces no guiados ATM a velocidades de 155Mb/s [Acampora96], o los de Siemens [Siemens], o los que ha desarrollado de forma experimental la UPM para la interconexión de placas cableadas [López-Hernández00a] o los nodos a velocidades aún mayores que desarrollan empresas como Air Fiber [AirFiber].

Sistemas de transmisión de datos en interiores. Recientemente JVC (*Victor Company of Japan*) ha desarrollado un sistema de transmisión de video de alta definición capaz de alcanzar velocidades hasta de 1,25Gb/s con un alcance limitado de 10 metros [JVC].

Interconexión de grandes redes de datos, entre los que se pueden destacar instalaciones como las que ha desarrollado en Cuba la ISPJAE bajo la dirección del Dr. López Presmanes [Presmanes00]. Estos sistemas realizan una función similar a la de un radioenlace punto a punto con velocidades hasta de 100Mb/s.

Sistemas de transmisión de datos en el espacio libre. Esta línea de trabajo ha recibido un gran impulso en los últimos años a partir de los trabajos que desarrollaron conjuntamente la NASA y el Departamento de Defensa de USA en el marco de la iniciativa de defensa espacial. Se trata de sistemas punto a punto de velocidades hasta de 640Mb/s que utilizan láseres de muy alta potencia.

Salvo el primer y segundo punto, todas estas aplicaciones quedan fuera del ámbito de trabajo de esta Tesis Doctoral, pues plantean el empleo de sistemas de elevada potencia que por cuestiones de seguridad caen fuera de las aplicaciones en interiores.

### 2.3.2. Enlaces punto a punto de baja/media velocidad.

Los sistemas punto a punto, o por visión directa, también se denominan enlaces DBC (*Directive Beam Configuration*) [Hashemi94a, Hashemi94b], o DBIR (*Directed Beam InfraRed*) [Chu87, Yen85]. El mayor inconveniente que presentan es que requieren una alineación muy estricta, sin embargo, permiten altas velocidades de transmisión al presentar fenómenos de multipropagación. En estas aplicaciones pueden emplearse emisores láser [Santamaría93] o IRED [IrDA][Siemens] ya que al ser enlaces fijos es más sencillo diseñarlos de modo que no se produzcan reflexiones que puedan afectar al ojo humano, evitando, simultáneamente, que la presencia de obstáculos interrumpa la comunicación.

El sistema comercial más conocido es el desarrollado por el consorcio IrDA (*Infrared Data Association*) [Goldberg95] [IrDA]. Se trata de sistemas baratos, de alcance limitado (1 a 3 metros), con velocidades desde 115Kb/s hasta 16Mb/s y con muy bajo consumo de potencia. Estas características hacen que este sistema haya sido adaptado por los mayores fabricantes de sistemas informáticos: Canon, Dec, Hewlett-Packard e IBM; y que esté soportado por los principales sistemas operativos (Microsoft, LINUX, MAC), coexistiendo con los actuales puertos serie RS-232 y USB. Estos sistemas han dado lugar a un estándar de comunicaciones, el estándar IrDA, cuyas características básicas se exponen en un apartado posterior.

### 2.3.3. Redes en difusión.

Como se ha indicado anteriormente, una de las características que deben tener las redes WLAN es asegurar una cierta movilidad de los equipos. Esto hace necesario trabajar con sistemas que trabajen en difusión (*broadcast*). Para sistemas infrarrojos, esto significa que el sistema no se basa en la componente LOS sino que aprovecha las múltiples reflexiones que sobre obstáculos sufre la señal transmitida. De acuerdo con esto, se pueden distinguir tres modelos distintos de propagación: enlaces punto a punto (a la que corresponden los enlaces del apartado anterior), difusos (que usa las reflexiones en todas las paredes) y quasi-difusos (o Q-difusos) que utiliza sólo las reflexiones en una cierta superficie reflectora.

Son los enlaces en difusión, denominados también DIC (*Diffuse Infrared Configuration*) [Hashemi94a], o DFIR (*DiFfuse InfraRed*) [Pahlavan94], los que mayor aplicación tienen dentro del campo de las redes WLAN y a los que mayoritariamente se refiere este trabajo. No requieren una componente de visión directa entre el emisor y el receptor, lo que los hace más apropiado para redes de datos, sin embargo, tienen un gran consumo de potencia y una velocidad de transmisión limitada debida al fenómeno de multipropagación. Los primeros antecedentes del empleo de enlaces infrarrojos por difusión total, para redes de datos de alta velocidad en interiores, fueron publicados por F.R. Gfeller en 1979

[Gfeller79]. En ese artículo se describe una red de área local por difusión total, en la que cada emisor óptico envía la señal en todas direcciones de forma que se reciba en todos los receptores simultáneamente.

Los sistemas en quasi-difusión [Gabiola93, Santamaría94, Pérez-Jiménez95a], también conocidos como sistemas QDIR (*Quasi-Diffuse InfraRed*) [Pahlavan94, Hashemi94a] constituyen una solución de compromiso entre los sistemas punto a punto y difusos ya que usan un enlace de alta direccionalidad (punto a punto) para la conexión emisor-reflector (*uplink*) y otro difuso para la conexión reflector-receptor (*downlink*). Puede distinguirse también una subdivisión entre aquellos sistemas que usan un reflector activo, en los que un repetidor, llamado generalmente satélite, regenera y reenvía la señal; o pasivo, los más utilizados, que se limitan a reflejar la señal.

Desde esos primeros trabajos se ha venido manifestando un creciente interés por este tipo de tecnologías, reflejado mediante la publicación de artículos tutoriales y libros monográficos [Barry94, Kahn97, Santamaría94, Rabadán03]. También se han publicado números especiales en revistas como el *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, *IEEE Communications Magazine* o *IEEE Personal Communications Magazine* además de la aparición de revistas de nueva creación sobre redes de datos no guiadas (como *Wireless Networks* de ACM, *Personal Communications* de *Kluwer Publishers* o *Optical Networks* patrocinada por SPIE). También en artículos tutoriales sobre redes no guiadas se hace especial mención a este tipo de sistemas [Pahlavan95, Bluetooth, IrDA]. De estas publicaciones puede extraerse una clasificación, dentro del tema de las redes locales no guiadas vía enlace infrarrojo, de varias sub-líneas de investigación, como podrían ser: circuitos emisores y receptores, estudio de fuentes de ruido, propagación en interiores, esquemas de codificación/modulación y el estudio de modelos de acceso múltiple, etc. A continuación se realiza un breve apunte sobre estas líneas de trabajo, si bien esta Tesis se centra en el estudio de la propagación en interiores, éste está orientado al análisis de receptores convencionales en diversidad angular.

Los sistemas infrarrojos inalámbricos que se describen en este estudio, presentan, además de su utilización en redes de datos de alta velocidad en interiores, una amplia gama de aplicaciones. Dominan el mercado de sistemas de control remoto de baja velocidad en electrónica de consumo y en aplicaciones de sistemas más sofisticados: sistemas de video [JVC] y audio [JVC, Bang], transmisión de datos de baja velocidad [Siemens, Hamamatsu], control industrial [Hamamatsu], sistemas de seguridad y aplicaciones en medicina [Hok88, Hogan00].

## 2.4. Estándares de transmisión.

A continuación se recoge un breve resumen de los estándares de comunicaciones que se han extendido para el uso de redes locales por enlace infrarrojo: el estándar IEEE 802.11 e IrDA.

### 2.4.1. Estándar 802.11.

Este estándar describe las características físicas y de transmisión de las redes de datos no guiadas en interiores [IEEE]. En él se recogen recomendaciones para los sistemas infrarrojo y en radiofrecuencia, en concreto, sus especificaciones a nivel físico. Para el nivel físico de los enlaces infrarrojos, denominado según el estándar Ir-PHY, se especifica un rango de longitudes de onda entre 850 y 950nm (coexistiendo con las bandas que usan los sistemas de control remoto o los modelos IrDA). Las interferencias con mandos a distancia u otro tipo de instrumentación son fáciles de evitar debido a que emiten de forma esporádica. Más difícil sería hacer coexistir equipos IEEE 802.11 e IrDA, no estando prevista esta situación en dicho estándar. Por otro lado, este tipo de sistemas no está, hasta la fecha, sujeto a ninguna regulación (salvo las normativas de seguridad IEC 825-1 y ANSI Z-136.1) por lo que no hay que contender con ninguna normativa de regulación del espectro, como serían las FCC para sistemas RF.

Los sistemas Ir-PHY se basan, en general, en señal reflejada, no necesitando propagación en línea directa. Dado que la señal no es capaz de atravesar paredes, se considera que la célula básica es una habitación, considerándose un rango máximo de 10 metros para enlaces difusos y hasta 20 metros para enlaces en quasi-difusión.

La capa Ir-PHY se subdivide en tres subcapas: PMD (*Physical Medium Dependent*, o dependiente del medio físico), PLCP (*Physical Layer Dependent Procedure*, o funciones dependientes del medio físico) y LME (*Layer Management Entity*, o entidad de gestión de la capa).

La subcapa PMD define los mecanismos de transmisión y recepción que precisan las capas superiores del sistema (MAC, *Medium Access Control*, o control de acceso al medio) a través de la subcapa PLCP. Ésta toma las unidades de salida de la capa MAC (denominadas MDPU o *MAC-Layer Protocol Data Units*) y las transmite a la capa PMD. La trama se compone de un preámbulo, una cabecera y un campo de datos, transmitidos según una modulación por posición de pulsos (PPM) cuya unidad básica se denomina *slot*. Se usa un esquema básico 16-PPM a 1Mb/s (*Basic Access Rate*, o tasa de acceso básico), y otro opcional 4-PPM a 2Mb/s (*Enhanced Access Rate*, o tasa de acceso mejorado). Una señal L-PPM se compondría así de  $L$  *slots*, en los que se codifica una palabra de  $\log_2 L$  bits.

El formato de las palabras sigue un código *gray*, de modo que un error de un bit en recepción se corresponda a un único error en la señal decodificada. La

potencia de pico emitida estará alrededor de 2W con una tolerancia del 20%. En cuanto a la eficiencia espectral de la modulación, se permite un límite de 15MHz para esta banda, con una atenuación de 20dB respecto a la potencia de pico, si bien la señal de energía detectada (ED) que activa la recepción en la capa PLCP sólo considera la banda de 0 a 10MHz para evaluar si hay transiciones de potencia recibida, en concreto, que superen  $1\mu\text{W}/\text{cm}^2$ . Otras limitaciones del nivel físico del estándar se refieren al receptor, este se especifica que debe soportar un margen dinámico de 30dB, con una probabilidad de error de trama (FER, o probabilidad de trama rechazada) de  $2 \cdot 10^{-5}$  para 16-PPM a 1Mb/s y de  $8 \cdot 10^{-5}$  para 4-PPM a 1Mb/s.

Además de estos sistemas, que pueden denominarse modelos en banda base, quedan todavía sin determinar las características de los sistemas que actuarán en una zona de transmisión con portadora que se ha propuesto que ocupe la banda entre 15 y 30MHz.

### 2.4.2. Estándar IrDA.

El nivel físico de transmisión (Ir-PHY) de los sistemas IrDA (mencionados anteriormente), queda caracterizado por los siguientes parámetros: la fuente usa diodos que emiten en la banda de 850-880nm de longitud de onda, con una potencia del orden de  $40\text{mW}/\text{sr}$  y un ciclo de trabajo desde  $1,6\mu\text{s}$ , como mínimo, hasta 3/16 veces el periodo de bit. El receptor debe ser capaz de detectar señales con una potencia de 4 a  $500\mu\text{W}/\text{cm}^2$  dentro de un campo de visión de  $30^\circ$ , con una tasa de error máxima de  $10^{-9}$ . El nivel siguiente, acceso al medio, denominado IrLAP (*Infrared Link-Access Protocol*), se encarga de establecer, mantener y finalizar la comunicación entre dos sistemas, y se basa en el protocolo HDLC para enlaces semiduplex. Las tramas que usa este nivel se dividen en tramas de información (I), tramas de supervisión (S) y tramas sin numerar (U) para iniciar la comunicación con otros sistemas.

El nivel 3 sería el equivalente a un nivel de enlace (IrLMP o *Infrared Link-Management Protocol*) que permite mantener el enlace de cada máquina hasta con 127 sistemas más, además de distinguir el tipo de servicio que se proporciona (impresión, modem, etc.).

Sobre esta estructura básica, existe toda una gama de protocolos desarrollados por cada uno de los fabricantes y que permiten realizar funciones específicas. Esto se debe al carácter no oficial de este estándar, que permite colocar el distintivo IrDA a cualquier protocolo que sea capaz de comunicarse con los niveles más bajos del estándar.

## 2.5. Características generales de los sistemas infrarrojos no guiados en interiores.

Para estudiar las características de un sistema de comunicaciones no guiadas vía enlace infrarrojo se parte de un diagrama de bloques formado por:

Una fuente óptica, formada básicamente por un emisor óptico (diodo infrarrojo o láser), que puede incorporar una lente para aumentar su directividad, además de los circuitos de excitación necesarios para llevar al emisor a su punto de trabajo.

Un circuito receptor formado por un fotodiodo, al que se le puede incorporar también una lente (concentrador) para aumentar la potencia óptica recibida, y una cadena de amplificación (preamplificador y amplificador).

Un canal de comunicaciones, atmosférico, que eventualmente puede incluir la presencia de superficies reflectoras.

### 2.5.1. Fuentes de señal.

Una fuente de señal óptica está formada por un codificador, un modulador y un emisor óptico.

Los sistemas de transmisión más extendidos se pueden dividir en dos subgrupos principales: sistemas que trabajan en banda base y sistemas paso banda. En ambos casos se realiza una transformación de la señal binaria original para aprovechar mejor las propiedades del canal. Para el primer grupo es más exacto hablar de codificación que de modulación, ya que en sistemas con portadora se supone que no se trata de la portadora óptica, sino de una portadora eléctrica sobre la que se superpone la señal.

En banda base, la codificación más sencilla es OOK (*On-Off Keying*) [Barry91, Chen91, Kahn94, Audeh95], en la que la señal binaria ataca directamente al emisor óptico. Si se introduce un codificador, los sistemas más extendidos son L-PPM (*Pulse Position Modulation*) en los que la información se transmite según la posición del pulso dentro de una palabra de longitud  $L$  [Barry94, Chen94a, Chen94b, Moreira93, Moreira94a-d, IrDA, Tsaur94, Velidi95, Audeh96]. También se han propuesto sistemas con subportadora eléctrica, que permiten un mejor aprovechamiento del espectro, si bien presentan complicaciones adicionales en el diseño del circuito emisor. Como alternativas fundamentales se han utilizado varios esquemas derivados del modelo QPSK básico. Éstos son OQPSK [Kato93], FQPSK [Pérez-Jiménez96], GMSK [Pérez-Jiménez00] y MSM [Chayat93a, Chayat93b, Kahn95, Kahn97]. Además, se han propuesto algunas aplicaciones basadas en espectro ensanchado, entre ellas cabe destacar las realizadas por la Universidad Politécnica de Madrid [Vento98, Vento99] y la

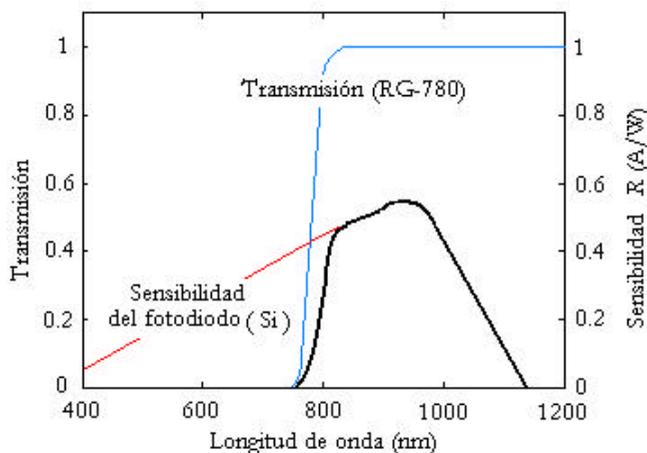
Universidad de Las Palmas de Gran Canaria [Delgado00, Rabadán00, Delgado02].

El diseño de emisores y receptores ópticos para este tipo de sistemas se basa en trabajos realizados inicialmente por S.D. Personik [Personik73], y J.E. Goell [Goell74a, Goell74b], continuados por J.L.Hullet [Hullet81] y T.V. Muoi [Muoi83]. En los últimos años se han producido nuevas aportaciones, estudiadas en los grupos formados en las Universidades de California-Berkely [Barry90] y Georgia-Tech [Barry94] y en empresas como British Telecom [McCullagh94a, McCullagh94b], Siemens y Hamamatsu, que se refieren a sistemas con velocidad de transmisión más allá de los 100Mb/s. Grupos de la Universidad Politécnica de Madrid [Santamaría94, López-Hernández00a] y la Universidad Tsing-Hua de Taiwán [Chen92, Chen94a, Chen94b, Tsauro94] también trabajan en esta línea. Igualmente, en la Universidad de Las Palmas de Gran Canaria se han realizado Tesis Doctorales [Melián97] y Proyectos de investigación enmarcados en dicha línea.

El emisor óptico consta, como primera aproximación, de una fuente óptica y un circuito excitador (*driver*). Las fuentes ópticas básicas son el diodo láser (*Laser Diode*, LD) y el LED de infrarrojos o IRED (*Infrared Radiation Emitter Diode*). La elección de la banda de longitudes de onda desde los 780nm hasta los 950nm en las mayorías de las aplicaciones se debe, principalmente, a la disponibilidad de IRED y diodos láser de bajo coste, y porque coincide con el pico de sensibilidad de los fotodiodos de silicio de baja capacidad. La primera desventaja a la hora de trabajar con estas longitudes de onda radica en el hecho de que la córnea del ojo humano es transparente a estas longitudes de onda. La córnea es opaca a radiación por encima de 1400nm, pero desafortunadamente los fotodiodos disponibles para estas longitudes de onda, fotodiodos de germanio o InGaAs, son de mayor coste y presentan mayores capacidades que los de silicio. La Tabla 2.1 muestra una comparación entre los IREDs y LDs. Normalmente los LEDs de infrarrojos se suelen utilizar en los sistemas comerciales debido a su bajo coste y a que su área de emisión es lo suficientemente grande como para que la radiación no dañe el ojo humano. Para alcanzar seguridad para el ojo humano, el uso de los diodos LD requiere la utilización de elementos que destruyan su coherencia espacial y ensanchen el lóbulo de radiación.

**Tabla 2.1.** Comparación entre los IREDs y LDs.

Características	IRED	LD
Ancho espectral	25-100nm (10-50THz)	$< 10^{-5}$ a 5nm ( $< 1$ MHz a 2THz)
Ancho de Banda de modulación	Decenas de KHz hasta decenas de MHz	Decenas de KHz hasta decenas de GHz
Conversión eléctrico-óptica	10-20%	30-70%
Coste	Bajo	Moderado-alto



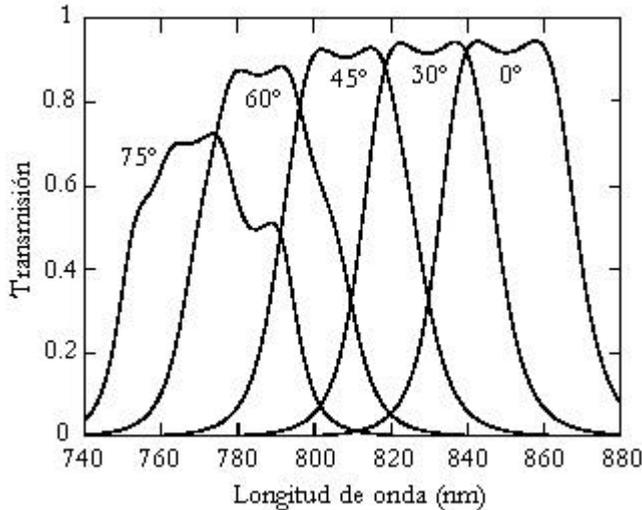
**Figura 2.1.** Sensibilidad de un fotodiodo de silicio, transmisión de un filtro óptico paso alto (Schott RG-780) y transmisión total como resultado del producto entre ambas [Kahn97].

En muchas aplicaciones, con la idea de mejorar las prestaciones de los enlaces IR, principalmente obtener una mayor eficiencia en potencia y minimizar el efecto de la dispersión por multitrayectoria, lo cual limita la velocidad máxima de transmisión, se suelen utilizar estructuras de transmisores que proporcionen múltiples lóbulos de emisión [Yun92]. En este sentido, se han propuesto dos formas prácticas de obtener este tipo de transmisores: mediante difusores holográficos [Pakravan97, Jivkova00, Akhavan00a, Akhavan00b] o mediante la combinación de varios diodos LD emitiendo en diferentes direcciones [Kahn97, Kahn98, Carruthers98, Carruthers00, Tang96, Djahani00].

### 2.5.2. Receptores.

En lo que se refiere al receptor, éste comprende un receptor óptico (con su circuitería asociada), eventualmente un equalizador y un demodulador, y un decodificador.

Un receptor óptico básico consta de un dispositivo sensor de radiación IR y una etapa adicional de amplificación. El dispositivo sensor puede ser del tipo fotoconductor o fotovoltaico y se encarga de realizar la conversión potencia luminosa-corriente eléctrica (o tensión). La disponibilidad a bajo coste de fotodiodos de silicio de gran área y relativa baja capacidad es uno de los factores por los que en la actualidad se ve favorecida la elección de la banda de 780-950nm sobre la de 1400nm. Los fotodiodos de silicio más utilizados en esta banda son los PIN (*Positive Intrinsic Negative*) y los de avalancha, APD (*Avalanche PhotoDiode*). En los receptores ópticos basados en detección directa en condiciones de ruido *shot* bajo (debido a la iluminación ambiente), los APD son una buena elección puesto que presentan una ganancia interna que hace que el

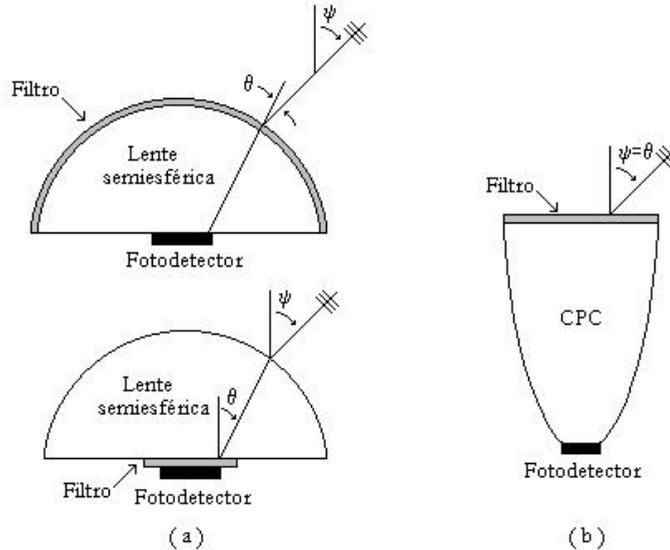


**Figura 2.2.** Transmisión de un filtro paso banda de 25 capas y tres cavidades, para diferentes ángulos de incidencia [Kahn97].

nivel de señal se vea incrementado respecto al ruido térmico del preamplificador, con la consiguiente mejora de la SNR. Cuando el ruido *shot* inducido por la iluminación ambiente es dominante, el uso de APDs da lugar a una reducción de la SNR, debido a que la naturaleza aleatoria de su ganancia interna incrementa la varianza del ruido *shot* en un factor mayor que la ganancia aplicada a la señal. Como desventajas adicionales de los APD, hay que indicar su alto coste, la dependencia de su ganancia con la temperatura y que requieren tensiones de polarización elevadas.

Los receptores ópticos IR suelen emplear filtros paso alta o paso banda para reducir la iluminación ambiental. Los paso alta se realizan con cristal o plástico coloreado y, por tanto, presentan una característica de transmisión que no dependen del ángulo con el que la radiación incide sobre ellos. La Figura 2.1 muestra la curva de transmisión de uno de estos filtros superpuesta a la curva de sensibilidad típica de un fotodiodo de silicio. La combinación de ambos exhibe una respuesta óptica paso banda.

Los paso banda suelen estar contruidos con múltiples capas delgadas de material dieléctrico. Éstos pueden alcanzar anchos de banda estrechos dando lugar a un mayor rechazo a la iluminación ambiente que los anteriores. Sin embargo, en orden a maximizar la SNR, el uso de estos filtros supone utilizar emisores cuyo espectro óptico caiga dentro de su ancho de banda, lo cual supone la utilización de LD. La Figura 2.2 muestra el espectro de transmisión de un filtro paso banda típico. En dicha figura, se puede observar el desplazamiento de la curva a longitudes de onda más cortas cuando se incrementa el ángulo con el que

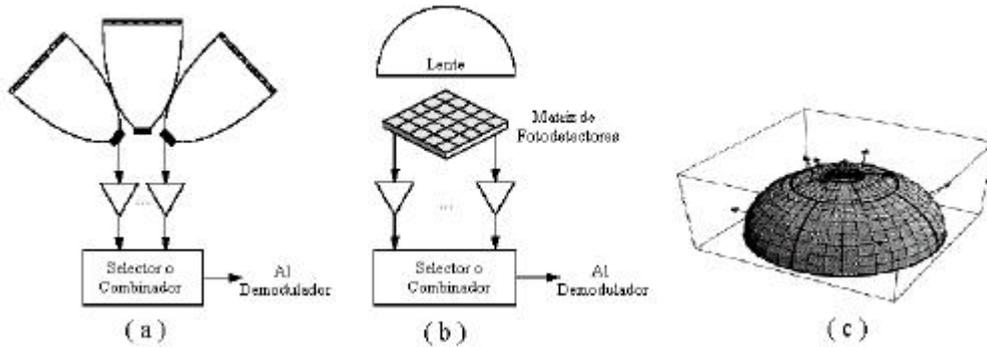


**Figura 2.3.** Concentradores no formadores de imagen. (a) Lente semiesférica con filtro óptico semiesférico y planar. (b) CPC con filtro óptico planar.

incide la radiación. Este hecho se debe tener en cuenta cuando se desea que el receptor abarque grandes campos de visión (*Field Of View*, FOV).

Un receptor IR detecta una potencia óptica proporcional a su área de colección efectiva de luz, la cual es proporcional a su área física activa. Incrementar el área física del fotodiodo es caro, disminuye el ancho de banda de recepción e incrementa el ruido recibido. El uso de concentradores permite incrementar el área efectiva del receptor sin necesidad de aumentar su área física. Existen dos tipos de concentradores, los formadores de imagen y los no formadores de imagen; siendo estos últimos los más comunes en la mayoría de los enlaces IR de corto alcance. Los dos concentradores no formadores de imagen más utilizados son la lente semiesférica y el concentrador parabólico (*Compound Parabolic Concentrator*, CPC).

La lente semiesférica permite alcanzar un campo de visión próximo a  $90^\circ$ . Si se usa con un filtro paso banda, éste suele situarse entre la lente y el detector, Figura 2.3(a). La radiación que llega al filtro lo hace con un ángulo de incidencia menor que si estuviera localizado en la superficie de la misma, minimizando el desplazamiento en longitud de onda que presenta la curva de transmisión del filtro con el ángulo de incidencia. El CPC permite alcanzar mayores ganancias que la lente semiesférica pero a expensas de presentar FOVs menores. En este caso, los filtros se colocan en la superficie de entrada del concentrador, Figura 2.3(b), ya que su pequeño FOV restringe el ángulo de incidencia de la radiación sobre los mismos evitando el efecto del desplazamiento espectral de las curvas de transmisión.



**Figura 2.4.** Receptores en diversidad angular. (a) Receptor basado en múltiples fotodetectores orientados en diferentes direcciones [Kahn97]. (b) Receptor basado en una matriz de fotodetectores [Kahn97]. (c) Receptor segmentado [Valadas94].

Al igual que para los emisores IR, para obtener una mayor eficiencia en potencia y minimizar el efecto de la dispersión por multitrayectoria, se suelen utilizar estructuras de receptores que usan diversidad angular (Figura 2.4). Un receptor en diversidad angular utiliza múltiples elementos receptores para recibir la señal proveniente de diferentes direcciones. Básicamente existen tres formas de conseguir detección en diversidad angular: usando un receptor basado en múltiples fotodiodos (equipados con su concentrador no formador de imagen) orientados en diferentes direcciones [Pakravan95, Kahn97, Pakravan98a, Pakravan98b, Carruthers98, Carruthers00, Akhavan00a, Akhavan00b, Jivkova00], mediante un receptor basado en una matriz de fotodetectores situados en el plano focal de una lente formadora de imagen [Yung92, Tang96, Kahn98, Djahani00], o a través de un receptor sectorizado, es decir, un conjunto de fotodiodos formando una semiesfera [Valadas94, Lomba95, Alves00a, Alves00b]. Las Figuras 2.4(a), 2.4(b) y 2.4(c) muestran los tres tipos de receptores respectivamente. La principal ventaja de los receptores basados en óptica formadora de imagen es que emplea una matriz plana de fotodetectores, pudiendo albergar gran cantidad de segmentos y emplear un único concentrador, mientras que su desventaja radica en el hecho de no poder coleccionar señal sobre un amplio FOV, y en que sus elementos no se pueden orientar en la dirección que se desee.

Las bases del diseño de los receptores ópticos fueron sentadas por Personick en 1973 [Personick73]. En principio, estos trabajos se referían a sistemas guiados, si bien posteriormente Gfeller [Gfeller79] aplicó esta teoría básica a comunicaciones no guiadas. Las diferencias entre esos dos enfoques provienen del hecho de considerar el ruido ambiente de distintas fuentes ópticas presentes en entornos de oficina, y dar un límite para la velocidad de transmisión en función de las dimensiones del recinto. Las topologías a emplear en el diseño de receptores pueden agruparse de acuerdo con la siguiente clasificación [Melián97]:

Amplificadores de alta impedancia: se caracterizan por presentar la mejor sensibilidad e inmunidad frente al ruido. Por el contrario, precisan de una ecualización posterior debido a que integran la señal que reciben y presentan un margen dinámico pequeño. Son útiles cuando el parámetro restrictivo es el ruido ambiente.

Amplificadores de baja impedancia: presentan un elevado ancho de banda y un amplio margen dinámico, si bien su sensibilidad es deficiente. Se aplican en diseños de transmisores de alta velocidad y entornos de bajo nivel de ruido.

Amplificadores de transimpedancia: constituyen una solución de compromiso para mejorar la sensibilidad manteniendo el ancho de banda y el margen dinámico. Usan un bucle de realimentación (transimpedancia) que puede ser pasivo (una simple resistencia), activo (con microFET o integrador y capacidad) o una realimentación óptica.

Amplificadores con circuito resonante: su filosofía de diseño es similar a los sistemas heterodinos convencionales. Se diseñan para mejorar la relación señal-ruido en una banda determinada, para lo que se utiliza un circuito resonante o tanque.

Amplificadores con bobina de entrada: consiste en utilizar una topología como las descritas anteriormente y añadirle a la entrada un elemento inductor (bobina) de tal forma que se aprovechen las características en cuanto a sensibilidad de la etapa amplificadora y se aumente el ancho de banda del sistema. Su utilización se recomienda para sistemas de muy alta velocidad.

Es de destacar que estas dos últimas topologías presentan elevada inestabilidad y dificultad de sintonización, lo que hace que deban ser descartadas en muchas aplicaciones.

Una de las maneras tradicionales de mejorar la probabilidad de error de un sistema de comunicaciones que trabaja en un medio muy dispersivo, y que se ve afectado por fenómenos como la multipropagación y el *jitter*, consiste en introducir un dispositivo que disminuya la influencia de la función de transferencia del canal sobre la señal recibida. Los sistemas de ecualización tratan de estimar la función de transferencia del canal (de forma estática o adaptativa) y, mediante operaciones de filtrado, eliminar su efecto y así realizar una detección subóptima sobre la señal recibida. De las diversas estructuras de ecualización, la que más extensamente ha sido estudiada es la DFE (*Decision Feedback Equalizer*), que se compone de dos filtros (en general FIR) uno directamente sobre la señal recibida (*forward*) y otro de realimentación (*backward*) además de un decisor, el cual puede soportar decisión binaria o por bloques, en cuyo caso, al ecualizador se le suele denominar BDFE (*Block-Decision Feedback Equalizer*) [Barry94].

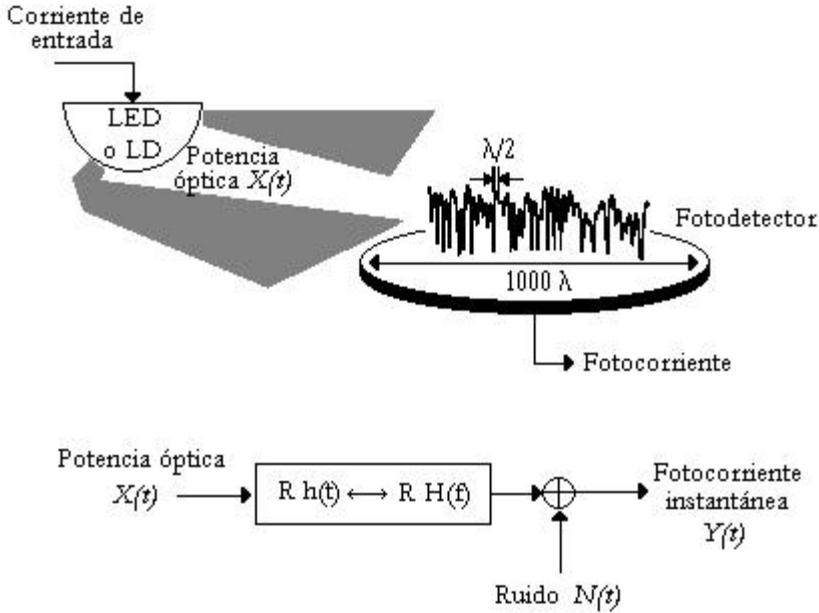


Figura 2.5. Modelo del canal infrarrojo con IM/DD [Kahn97].

### 2.5.3. El canal óptico IR no guiado en interiores.

En los enlaces infrarrojos la técnica de modulación viable es la modulación de intensidad (*Intensity Modulation*, IM), donde la forma de onda deseada es modulada sobre la potencia instantánea de la portadora óptica. La técnica factible de conversión óptico-eléctrica es la detección directa (*Direct Detect*, DD); en la cual, un fotodetector suministra una corriente proporcional a la potencia óptica instantánea recibida.

El modelo del canal con IM/DD (Figura 2.5) permite analizar alguna de las características fundamentales del canal óptico IR no guiado. La forma de onda transmitida  $X(t)$  es la potencia óptica instantánea radiada por el emisor IR, y la forma de onda recibida  $Y(t)$ , es la corriente instantánea producida por el fotodetector como resultado de integrar, sobre toda su superficie, la densidad superficial de potencia óptica instantánea en cada punto multiplicada por su sensibilidad. Afortunadamente, las áreas de los detectores IR son mucho más grandes que la longitud de onda (miles de longitudes de onda), dando lugar a una diversidad espacial que previene el desvanecimiento por multitrayectoria, a diferencia de lo que ocurre en el canal de radiofrecuencia. Este hecho permite considerar que el canal permanece inalterado cuando el fotodetector se desplaza una distancia comparable a la longitud de onda. Sin embargo, aparecen fenómenos de dispersión por multitrayectoria debidos a las diferentes reflexiones que sufre la señal transmitida antes de llegar al receptor.

El canal IR con IM/DD puede ser modelado como un sistema lineal en banda base (Figura 2.5), con una potencia de entrada  $X(t)$ , una corriente de salida  $Y(t)$ , y una respuesta al impulso  $h(t)$ . Alternativamente, el canal puede ser descrito en términos de su respuesta en frecuencia:

$$H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad (2.1)$$

La respuesta al impulso o respuesta en frecuencia, es fija para una determinada configuración física del emisor, receptor y reflectores. Así mismo, la respuesta al impulso es cuasiestática, debido a la alta velocidad de señalización, la diversidad espacial que brinda el gran área del fotodetector y la baja velocidad de movimiento de los objetos presentes en el canal.

En la mayoría de las aplicaciones, los enlaces infrarrojos operan en presencia de alta radiación infrarroja y luz visible (artificial y natural). Ambas radiaciones provocan interferencia óptica, lo que se traduce en ruido en el receptor. La luz visible, puede ser minimizada mediante el uso de filtros ópticos, lo que significa aumentar el ruido *shot* provocado por el fotodetector, el cual no puede ser minimizado mediante filtrado óptico, constituyendo normalmente la principal fuente que condiciona o limita las prestaciones de los enlaces IR. Debido a su alta intensidad, el ruido *shot* puede ser modelado como Gaussiano Blanco Aditivo (*Additive White Gaussian Noise*, AWGN), e independiente de la señal  $X(t)$ . Cuando no existe radiación de fondo, o dicha radiación es baja, el ruido dominante en el receptor es el producido por el preamplificador. Éste también puede ser modelado como AWGN e independiente de la señal; aunque a menudo no sea blanco. En general, se suele considerar el ruido del canal,  $N(t)$ , como AWGN e independiente de la señal.

Considerando lo mencionado anteriormente, la corriente de salida del fotodetector se puede expresar como:

$$Y(t) = R X(t) \otimes h(t) + N(t) \quad (2.2)$$

donde el símbolo “ $\otimes$ ” denota convolución y  $R$  es la sensibilidad del detector ( $A/W$ ). En este caso  $X(t)$ , la entrada del canal, nunca puede ser negativa, pues es la potencia óptica instantánea transmitida por el emisor IR, cuyo valor medio  $P_t$  es:

$$P_t = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T X(t) dt \quad (2.3)$$

La potencia óptica media recibida,  $P$ , viene dada por:

$$P = H(0) P_t \quad (2.4)$$

donde  $H(0)$  representa la ganancia en continua (*Direct Component*, DC), del canal:

$$H(0) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) dt \quad (2.5)$$

La relación señal ruido eléctrica (*Signal Noise Ratio*, SNR), recibida en un enlace digital para una velocidad de transmisión  $R_b$ , está dada por la ecuación:

$$SNR = \frac{(RP)^2}{R_b N_o} = \frac{R^2 H^2(0) P_t^2}{R_b N_o} \quad (2.6)$$

asumiendo que  $N(t)$  se ha modelado como AWGN con una componente de densidad espectral de doble banda lateral  $N_o$ . Como se puede observar, la SNR depende del cuadrado de la potencia óptica media recibida implicando que los enlaces infrarrojos con IM/DD deben utilizar alta potencia óptica de transmisión, a diferencia de los canales de transmisión convencionales donde la SNR es proporcional a la primera potencia de la misma.

### 2.5.3.1. Parámetros que caracterizan el canal IR en interiores.

Caracterizar un canal IR supone determinar su respuesta en frecuencia o su respuesta al impulso, también denominada perfil de potencia (*delay excess profile*). El modelo más extendido para caracterizar la respuesta al impulso es el propuesto por A.M. Saleh y R. Valenzuela [Saleh87]. En éste modelo se utilizan tres parámetros para caracterizar la respuesta al impulso: el retardo medio  $\mathbf{t}_m$  (*mean excess delay*), la divergencia cuadrática media o dispersión de retardo  $\mathbf{t}_{rms}$  (*rms spread delay*) y la ganancia en DC del canal,  $G$ . Las expresiones que definen estos parámetros son las siguientes [Carruthers97, Kahn95]:

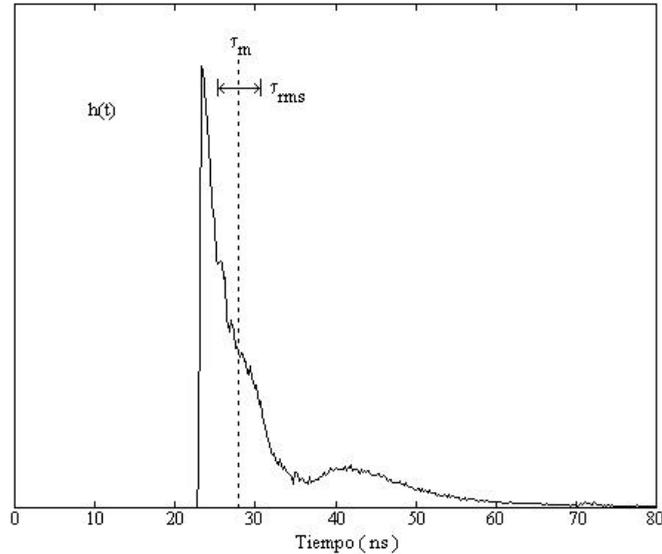
$$\mathbf{t}_m = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t h^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} h^2(t) dt} \quad (2.7)$$

$$\mathbf{t}_{rms} = \left[ \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (t - \mathbf{t}_m)^2 h^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} h^2(t) dt} \right]^{1/2} \quad (2.8)$$

$$G = H(0) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) dt \quad (2.9)$$

### Retardo medio y dispersión de retardo.

Existen muchos trabajos que proporcionan valores para estos parámetros obtenidos experimentalmente o por simulación de diferentes canales IR no



**Figura 2.6.** Caracterización de las magnitudes de  $t_m$  y  $t_{rms}$  para una función de respuesta al impulso.

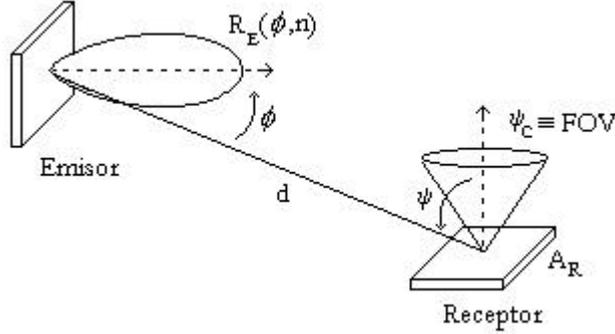
guiados en interiores. En la Figura 2.6 se muestran los valores obtenidos para una respuesta al impulso de un canal IR en interiores.

El retardo medio corresponde al momento de primer orden de la respuesta al impulso y la dispersión de retardo es la raíz cuadrada del momento central de segundo orden de la respuesta al impulso. Este último, representa la dispersión temporal debida a la multipropagación, o lo que es lo mismo, nos permite obtener una estimación de la interferencia entre símbolos (*InterSymbolic Interference*, ISI).

### Ganancia del canal en DC.

La respuesta en frecuencia del canal IR presenta un aspecto relativamente plano en la zona de las bajas frecuencias. En la mayoría de los casos, se utiliza el valor de la amplitud de la componente directa  $H(0)$  para caracterizar las pérdidas en el canal, la cual relaciona la potencia óptica media recibida  $P_r$  y transmitida  $P_t$ ;  $P_r = H(0)P_t = GP_t$ .

En los enlaces LOS, la ganancia en DC puede ser determinada de manera precisa considerando únicamente el camino de propagación, o línea de visión directa entre el emisor y el receptor (Figura 2.7). Supongamos que el transmisor emite con un patrón de radiación con simetría axial descrito por su intensidad de radiación  $P_r R_E(\mathbf{f})$  (W/sr), en el receptor, situado a una distancia  $d$  y ángulo  $\mathbf{f}$  respecto al transmisor, la irradiancia (W/cm<sup>2</sup>) es:



**Figura 2.7.** Configuración con línea de visión directa entre emisor y receptor.

$$I_S(d, \mathbf{f}) = \frac{P_t R_E(\mathbf{f})}{d^2} \quad (2.10)$$

Y la potencia recibida es:

$$P = I_S(d, \mathbf{f}) A_{ef}(\mathbf{y}) = \frac{P_t R_E(\mathbf{f})}{d^2} A_{ef}(\mathbf{y}) \quad (2.11)$$

De esta manera, la ganancia en DC para un enlace LOS viene dado por:

$$H(0) = \frac{P}{P_t} = \frac{R_E(\mathbf{f})}{d^2} A_{ef}(\mathbf{y}) \quad (2.12)$$

Normalmente interesa que la ganancia en DC sea lo más alta posible. Como se puede observar, ésta depende directamente del patrón de radiación del transmisor, del área efectiva del receptor e inversamente del cuadrado de la distancia que los separa. La inversa de la ganancia en DC representa las pérdidas ópticas por propagación (*Path Loss*, PL), y la expresión  $10 \log H^2(0)$ , la ganancia equivalente en DC medida en dB eléctricos.

$$PL \text{ (dB ópticos)} = -10 \log H(0) \quad (2.13)$$

En el cálculo de la ganancia en DC de los enlaces en quasi-difusión y en difusión, hay que tener en cuenta los efectos de las múltiples reflexiones en las distintas superficies que conforman el recinto. El cálculo de la misma se debe realizar a partir de la respuesta al impulso del canal, para lo cual, se han establecido diferentes métodos: métodos analíticos [Gfeller79], métodos iterativos [Barry93, Navarro94, Pérez-Jiménez95a, López-Hernández97] y métodos estadísticos [Pérez-Jiménez97, López-Hernández98a].

Sobre este tema trabajan grupos como el del Prof. Kahn en la Universidad de California-Berkeley (USA), el del Prof. Oliveira en la Universidad de Aveiro (Portugal) y el del Prof. Hashemi en la Universidad de Sharif de Teherán (Irán),

en colaboración con el *Canadian Institute for Telecommunications*. En España, actualmente, son varios los grupos que se dedican a la caracterización de canales. Entre ellos, cabe destacar al de la Universidad Politécnica de Madrid dirigido por el Prof. López Hernández, al grupo del Prof. Puerta en la Universidad de Málaga y el del Prof. Pérez Jiménez de la Universidad de La Palmas de Gran Canaria, dentro del cual se ha llevado a cabo el presente trabajo de Tesis Doctoral.

En el siguiente capítulo se realiza una revisión de las herramientas que hasta este momento se han propuesto para estimar la respuesta al impulso del canal IR, puesto que este trabajo de Tesis se centra principalmente en el estudio de la propagación en interiores, donde quedan enmarcadas este tipo de herramientas.



### Métodos de estimación de la respuesta al impulso.

El canal IR con IM/DD se puede modelar como un sistema lineal en banda base. Al tratarse de un sistema lineal, éste queda completamente caracterizado por su respuesta al impulso, la cual es fija para una configuración física de emisor, receptor y superficies reflectoras. Esto será así si se puede considerar que las variaciones del canal son muy lentas comparadas con la velocidad de transmisión de datos, con lo que la respuesta se puede estudiar como si fuera estacionaria [Hashemi93a, Hashemi93b] y el sistema, como si fuera invariante en el tiempo. Parece conveniente disponer de una herramienta que mediante simulación permita estimar dicha respuesta para un emisor y un receptor localizados de manera arbitraria y para diferentes tipos de enlaces. 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.

En este capítulo se revisan los métodos anteriormente propuestos en los que se fundamentan cada una de las herramientas desarrolladas y el modelo de propagación utilizado, por dichas herramientas, para estimar la respuesta al impulso del canal IR en interiores.

#### 3.1. Modelo de propagación.

En la Figura 3.1 se presenta el modelo de propagación general utilizado para caracterizar una configuración en difusión con una reflexión. Dicha configuración está constituida por un emisor óptico, un elemento reflector y un receptor óptico. Seguidamente se describen los modelos matemáticos utilizados para definir cada uno de ellos.

##### 3.1.1. Modelo del emisor óptico.

Una fuente óptica se puede representar (Figura 3.1), según el modelo propuesto por Gfeller [Gfeller79] y Barry [Barry93, Barry94], por un vector de posición  $\mathbf{p}_E$ , un vector de orientación  $\mathbf{n}_E$ , una potencia de salida  $P_E$  emitida por una área activa de radio  $r_m$ , y por su diagrama de radiación  $R_E(\mathbf{f}, n)$ , definido como la potencia óptica por unidad de ángulo sólido emitida en la dirección  $\mathbf{f}$  con

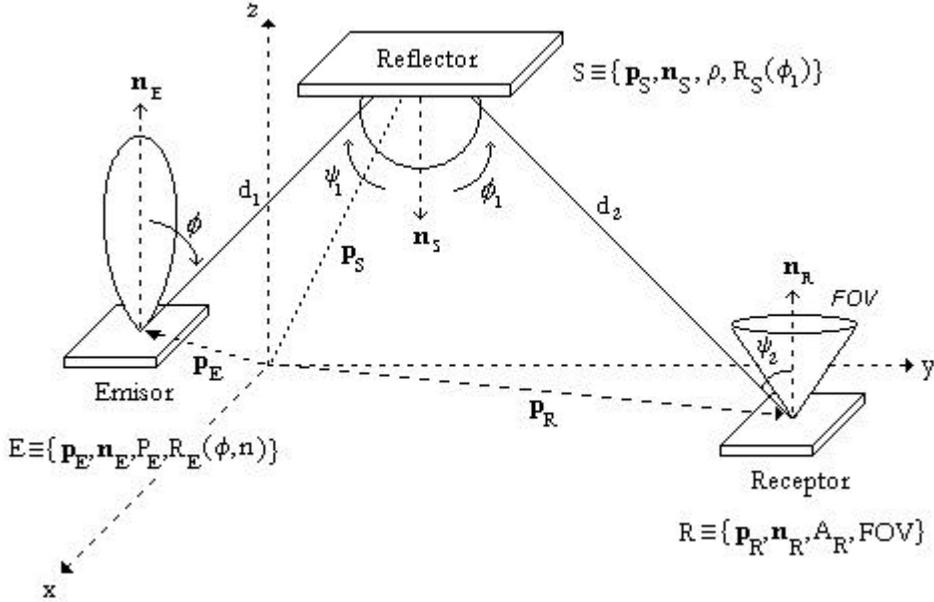


Figura 3.1. Modelo de propagación para un enlace en difusión.

respecto a  $\mathbf{n}_E$ . Para incluir el caso más general, se considera que el emisor presenta un perfil de radiación lambertiano generalizado, con simetría axial e independiente de  $\mathbf{f}$ , como el que se presenta en la Figura 3.2, y que viene dado por:

$$R_E(\mathbf{f}, n) = \frac{n+1}{2p} P_E \cos^n(\mathbf{f}), \quad 0 \leq \mathbf{f} \leq p/2, \quad 0 \leq g \leq 2p \quad (3.1)$$

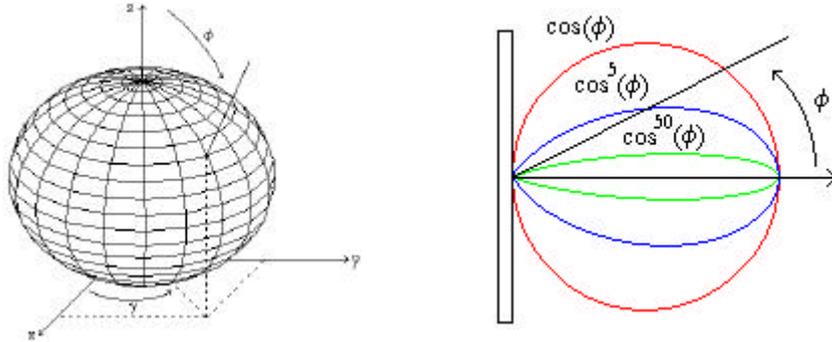
donde  $n$  es el número modal que define el grado de direccionalidad del lóbulo de radiación, el cual está relacionado con el valor del ángulo de potencia mitad  $\mathbf{f}_{1/2}$  (ángulo en el que la intensidad radiante emitida se reduce a la mitad del máximo), por:

$$n = \frac{-Ln2}{Ln(\cos \mathbf{f}_{1/2})} \quad (3.2)$$

El valor  $n=1$  corresponde a un emisor lambertiano puro, de tal manera que un número modal mayor aumenta el grado de direccionalidad del lóbulo de emisión. El factor  $(n+1)/2$ , asegura que la integral de  $R_E(\mathbf{f}, n)$  en la superficie de la semiesfera sea igual a  $P_E$ .

### 3.1.2. Modelo del receptor óptico.

De manera similar al emisor, el receptor (Figura 3.1), queda caracterizado por un vector de posición  $\mathbf{p}_R$ , un vector de orientación  $\mathbf{n}_R$ , su área activa  $A_R$  y por su



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

ángulo o campo de visión (*Field Of View*, FOV). El FOV define el máximo ángulo de incidencia respecto a  $\mathbf{n}_R$ , en el que la señal recibida puede ser detectada.

Un receptor IR 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:

$$A_{ef}(\mathbf{y}) = A_R \cos(\mathbf{y}) \text{rect}\left[\frac{\mathbf{y}}{\mathbf{p}/2}\right] \tag{3.3}$$

donde  $\text{rect}[x]$  es una función que toma el valor uno cuando  $|x| \leq 1$  y cero para el resto de valores,  $A_R$  es el área física del detector y  $\mathbf{y}$  es el ángulo de incidencia con respecto al eje del receptor.

### 3.1.3. Modelo del reflector.

El reflector es un elemento que puede estar o no presente en el enlace óptico. 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 3.1), en general, se puede caracterizar por un vector de posición  $\mathbf{p}$ , un vector de orientación  $\mathbf{n}$ , por su diagrama de radiación  $R_S(\mathbf{f}_r)$  y por un coeficiente de reflexión  $\mathbf{r}$ , el cual determina la fracción de la potencia óptica incidente que es reflejada.

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

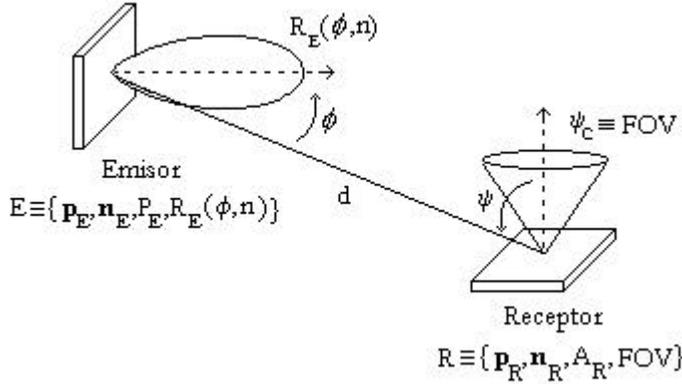


Figura 3.3. Configuración de emisor y receptor sin elementos reflectores.

$$R_S(f_l) = \frac{1}{p} \cos(f_l), \quad 0 \leq f_l \leq p/2, \quad 0 \leq g \leq 2p \quad (3.4)$$

### 3.1.4. Cálculo de la respuesta al impulso.

Para el cálculo de la respuesta al impulso del canal se distingue entre dos casos posibles: respuesta 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 (Figura 3.3), la respuesta al impulso  $h(t)$  del canal es una función delta de Dirac desplazada, lo que equivale a decir que toda la radiación llega al mismo tiempo al receptor [Barry93]:

$$h(t; E, R) = \frac{n+1}{2p} \cos^n(\mathbf{f}) d\Omega \text{rect}\left[\frac{\mathbf{y}}{FOV}\right] d\left(t - \frac{d}{c}\right) \quad (3.5)$$

donde  $c$  es la velocidad de la luz en el vacío,  $\mathbf{f}$  es el ángulo del haz emitido medido respecto a la orientación del emisor  $\mathbf{n}_E$ ,  $\mathbf{y}$  es el ángulo formado por el haz que llega al receptor y su orientación  $\mathbf{n}_R$ ,  $d$  es la distancia recorrida por el haz y  $d\mathbf{W}$  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 ( $A_R \ll d$ ), el  $d\mathbf{W}$  se puede aproximar por la ecuación:

$$d\Omega = \frac{A_R \cos(\mathbf{y})}{d^2} \quad (3.6)$$

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:

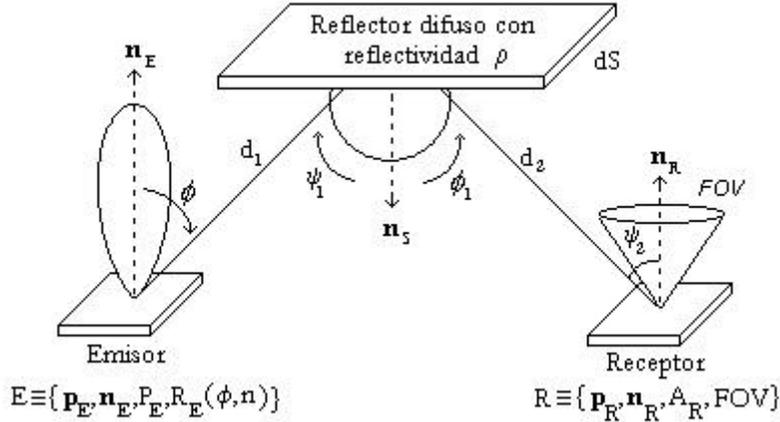


Figura 3.4. Enlace sin línea de visión directa entre el emisor y el receptor con una reflexión.

$$h(t; E, R) = \frac{n+1}{2p} \cos^n(\mathbf{f}) \cos(\mathbf{y}) \frac{A_R}{d^2} \text{rect} \left[ \frac{\mathbf{y}}{FOV} \right] \mathbf{d} \left( t - \frac{d}{c} \right) \quad (3.7)$$

Para un enlace en el que no existe visión directa entre el emisor y el 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 3.4).

Consideremos la superficie reflectora  $S$ , con un coeficiente de reflexión  $\mathbf{r}$  y con un diagrama de radiación difuso  $R_S(\mathbf{f}_1)$ . Cada diferencial de área del reflector  $dS$ , emitirá una potencia  $dP_s = \mathbf{r} dP_i$ , donde  $dP_i$  es la potencia incidente sobre  $dS$ , la cual se puede expresar como:

$$dP_i(t) = \frac{n+1}{2p} \cos^n(\mathbf{f}) \cos(\mathbf{y}_1) \frac{dS}{d_1^2} \text{rect} \left[ \frac{\mathbf{y}_1}{\mathbf{p}/2} \right] \mathbf{d} \left( t - \frac{d_1}{c} \right) \quad (3.8)$$

donde  $\mathbf{y}_1$  es el ángulo entre el haz que llega al diferencial de superficie y su orientación  $\mathbf{n}_s$ , y  $d_1$  es la distancia entre el emisor y el  $dS$ . Esta expresión se ha obtenido de la ecuación 3.7 considerando a  $dS$  como un receptor óptico con un FOV de  $90^\circ$ .

Cada  $dS$  actúa como un emisor independiente de potencia  $dP_s$  que contribuye en el receptor con una potencia óptica de:

$$dP_R(t) = \frac{1}{p} \mathbf{r} dP_i \cos(\mathbf{f}_1) d\Omega \text{rect} \left[ \frac{\mathbf{y}_2}{FOV} \right] \mathbf{d} \left( t - \frac{d_2}{c} \right) \quad (3.9)$$

donde  $\mathbf{f}_i$  es el ángulo de emisión del elemento de superficie  $dS$  medido respecto a su orientación  $\mathbf{n}$ ,  $\mathbf{y}_2$  es el ángulo entre el haz que llega al receptor y su orientación  $\mathbf{n}_R$  y  $d_2$  es la distancia entre  $dS$  y el receptor.

Sustituyendo  $dP_I$  en  $dP_R$ , y el valor de  $dW$  según la aproximación dada en la ecuación 3.6, se obtiene:

$$dP_R(t) = \frac{1}{\mathbf{p}} \mathbf{r} \frac{n+1}{2\mathbf{p}} \cos^n(\mathbf{f}) \cos(\mathbf{y}_1) \frac{dS}{d_1^2} \text{rect}\left[\frac{\mathbf{y}_1}{\mathbf{p}/2}\right] \cos(\mathbf{f}_1) \cos(\mathbf{y}_2) \frac{A_R}{d_2^2} \cdot \text{rect}\left[\frac{\mathbf{y}_2}{FOV}\right] \mathbf{d}\left(t - \frac{d_1}{c} - \frac{d_2}{c}\right) \quad (3.10)$$

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

$$h(t) = \int_S dP_R(t) dS \quad (3.11)$$

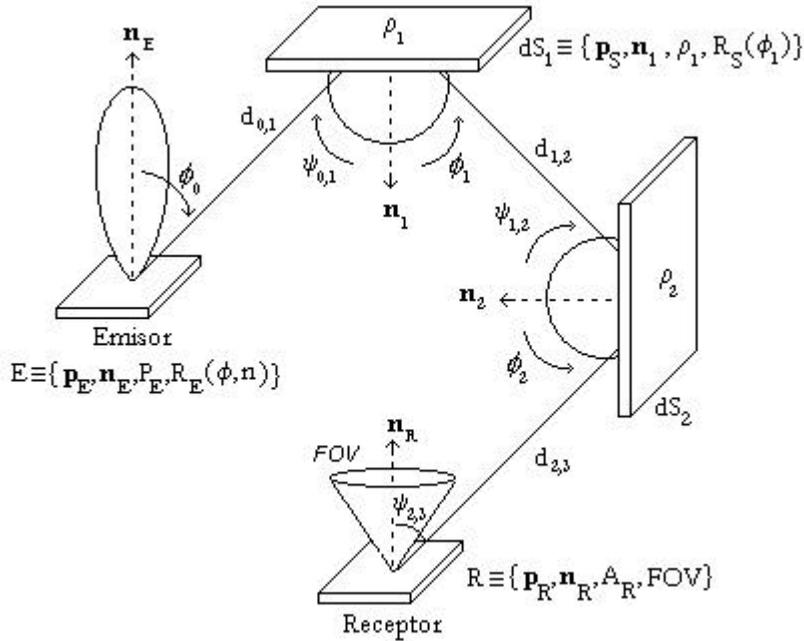
Como se puede comprobar, el resultado es la suma de varias deltas de Dirac espaciadas en el tiempo en función de las distancias  $d_1$  y  $d_2$ . Para  $N_S$  reflectores, la expresión que permite obtener la respuesta al impulso vendrá dada por:

$$h(t) = \int_{S_1} \int_{S_2} \dots \int_{S_{N_S}} dP_R(t) dS_1 dS_2 \dots dS_{N_S} \quad (3.12)$$

Si se consideran  $k$  reflexiones, la ecuación 3.10 se puede generalizar de la siguiente forma:

$$dP_R(t) = \frac{1}{\mathbf{p}} \frac{n+1}{2\mathbf{p}} \cos^n(\mathbf{f}_0) \cos(\mathbf{y}_{0,1}) \frac{dS_1}{d_{0,1}^2} \text{rect}\left[\frac{\mathbf{y}_{0,1}}{\mathbf{p}/2}\right] \cdot \prod_{i=1}^{k-1} \left[ \mathbf{r}_i \cos(\mathbf{f}_i) \cos(\mathbf{y}_{i,i+1}) \frac{dS_i}{d_{i,i+1}^2} \text{rect}\left[\frac{\mathbf{y}_{i,i+1}}{\mathbf{p}/2}\right] \right] \cdot \mathbf{r}_k \cos(\mathbf{f}_k) \cos(\mathbf{y}_{k,k+1}) \frac{A_R}{d_{k,k+1}^2} \text{rect}\left[\frac{\mathbf{y}_{k,k+1}}{FOV}\right] \mathbf{d}\left(t - \frac{1}{c} \sum_{i=1}^k d_{i,i+1}\right) \quad (3.13)$$

donde  $\mathbf{f}_i$  es el ángulo de emisión del elemento de superficie  $dS_i$  medido respecto al vector de orientación  $\mathbf{n}$ ,  $\mathbf{y}_{i,i+1}$  es el ángulo entre la radiación proveniente de  $S_i$  y la normal a la superficie  $S_{i+1}$ , y  $d_{i,i+1}$  la distancia que recorre la radiación 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 3.5 se representa gráficamente el caso para dos reflexiones ( $k=2$ ).



**Figura 3.5.** Enlace con dos reflexiones sin línea de visión directa entre el emisor y el receptor.

Se podría continuar introduciendo más complejidad considerando que la radiación emitida llega a más de un reflector, que a su vez ilumina a más de una superficie reflectora antes de llegar al receptor. Plantear herramientas para obtener la respuesta al impulso mediante métodos analíticos de cálculo en un entorno con múltiples reflexiones y gran número de superficies reflectoras no es viable por su dificultad conceptual y por su gran complejidad de cálculo, lo que se traduce en un alto coste computacional.

### 3.2. Algoritmos de cálculo de la respuesta al impulso.

Los algoritmos en los que se basan las diferentes herramientas de simulación se pueden clasificar atendiendo al método de resolución que utilizan: algoritmos basados en métodos analíticos, iterativos y estadísticos.

La propuesta de Gfeller constituye el primer trabajo desarrollado para la caracterización de canales IR en interiores mediante simulación [Gfeller79]. En él, se propone resolver el problema de la propagación de la radiación IR en una habitación de manera analítica, lo cual es factible si el estudio se restringe a una o dos reflexiones. Este hecho motivó el interés por desarrollar herramientas basadas en algoritmos fundamentados en otros métodos para obtener dicha respuesta, aunque de manera aproximada. Entre las herramientas basadas en métodos iterativos se encuentra la propuesta por Barry [Barry93], con la posterior adaptación de Pérez-Jiménez para enlaces en quasi-difusión [Pérez-Jiménez95a], y

la propuesta por López-Hernández [López-Hernández97]. También se han formulado otras herramientas basadas en la utilización de métodos estadísticos, la propuesta por Pérez-Jiménez [Pérez-Jiménez97], basada en la utilización de modelos estadísticos y la de López-Hernández, fundamentada en el método de Monte Carlo y en la técnica de trazado de rayos [López-Hernández98a].

### 3.2.1. Método iterativo de Barry.

La principal ventaja de la propuesta realizada por Barry [Barry93] frente a las realizadas por otros autores hasta ese momento [Gfeller79, Hash86], basadas en métodos analíticos, es que en ésta no se restringe el cálculo de la respuesta al impulso a una o dos reflexiones de la señal, sino que permite determinar dicha respuesta para cualquier número de reflexiones, con la única limitación del tiempo de computación requerido 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, 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:

$$h(t; E, R) = \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; E, R) \quad (3.14)$$

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

En el algoritmo de Barry, la respuesta al impulso para el caso de visión directa entre un emisor  $E^o\{\mathbf{p}_E, \mathbf{n}_E, P_E, R_E(\mathbf{f}, n)\}$  y un receptor  $R^o\{\mathbf{p}_R, \mathbf{n}_R, A_R, FOV\}$ , teniendo en cuenta la aproximación  $A_R \ll d$ , viene dada según 3.7 por:

$$h^{(0)}(t; E, R) = \frac{n+1}{2\mathbf{p}} \cos^n(\mathbf{f}) \cos(\mathbf{y}) \frac{A_R}{d^2} \text{rect}\left[\frac{\mathbf{y}}{FOV}\right] \mathbf{d}\left(t - \frac{d}{c}\right) \quad (3.15)$$

Para determinar la respuesta al impulso para las siguientes reflexiones ( $k > 0$ ),  $h^{(k)}(t; E, R)$ , Barry propone un modelo recursivo:

$$h^{(k)}(t; E, R) = \int_S h^{(0)}\left(t; E, \left\{\mathbf{p}_S, \mathbf{n}_S, d\mathbf{p}_S^2, \mathbf{p}/2\right\}\right) \otimes h^{(k-1)}\left(t; \left\{\mathbf{p}_S, \mathbf{n}_S, \mathbf{r}, 1\right\}, R\right) \quad (3.16)$$

donde  $h^{(0)}(t; E, \{\mathbf{p}_S, \mathbf{n}_S, d\mathbf{p}_S^2, \mathbf{p}/2\})$  es la respuesta al impulso por visión directa entre el emisor y las superficies reflectoras tomadas como receptores, y  $h^{(k-1)}(t; \{\mathbf{p}_S, \mathbf{n}_S, \mathbf{r}, 1\}, R)$  es 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 dada por la expresión 3.15 y realizando la convolución se obtiene:

$$h^{(k)}(t; E, R) = \int_S \frac{\mathbf{r}_p (n+1) \cos^n(\mathbf{f}) \cos(\mathbf{y})}{2\mathbf{p} d^2} \text{rect}\left[\frac{\mathbf{y}}{\mathbf{p}/2}\right] \cdot h^{(k-1)}\left(t - \frac{d}{c}; \{\mathbf{p}_S, \mathbf{n}_S, \mathbf{r}, 1\}, R\right) d\mathbf{p}_S^2 \quad (3.17)$$

Las integración de las ecuaciones 3.16 y 3.17 se realizan con respecto a  $\mathbf{p}$  sobre la superficie  $S$  de todos los reflectores. Aquí,  $\mathbf{n}$  es el vector normal a la superficie en la posición  $\mathbf{p}$  y  $\mathbf{r}_p$  es la reflectividad en dicha posición.

La integral 3.17 se puede calcular numéricamente. Para ello, se dividen las superficies que constituyen los reflectores en pequeños elementos de área  $\mathbf{DA}$ , cada uno con una reflectividad  $\mathbf{r}_i$ . De esta manera, se puede obtener una aproximación de  $h^{(k)}(t)$  a través del sumatorio sobre cada una de los elementos  $\mathbf{DA}$ :

$$h^{(k)}(t; E, R) = \sum_{i=1}^N h^{(0)}(t; E, \mathbf{x}_i) \otimes h^{(k-1)}(t; \mathbf{x}_i, R) = \frac{n+1}{2\mathbf{p}} \sum_{i=1}^N \frac{\mathbf{r}_i \cos^n(\mathbf{f}) \cos(\mathbf{y})}{d^2} \text{rect}\left[\frac{2\mathbf{y}}{\mathbf{p}}\right] h^{(k-1)}\left(t - \frac{d}{c}; \{\mathbf{p}_S, \mathbf{n}_S, \mathbf{r}, 1\}, R\right) \Delta A \quad (3.18)$$

donde  $\mathbf{x}_i$  es el elemento  $i$  y  $N$  es el número total de elementos. Como se puede observar, 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 ( $k=1$ ) o cualquier otra celda ( $k>1$ ).

El efecto de discretizar las superficies reflectoras supone convertir la integral 3.17 en el sumatorio 3.18. Esta discretización espacial conlleva una discretización temporal que permite expresar la respuesta al impulso como una suma finita de componentes discretas, funciones deltas de Dirac desplazadas en el tiempo, de la forma:

$$h(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{a}_k \mathbf{d}(t - \mathbf{t}_k) \quad (3.19)$$

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 [Hashemi94a, Hashemi94b]. Desde un punto de vista práctico, la respuesta al impulso obtenida se representa mediante un histograma

con un tamaño de bin  $Dt$ , cuyo valor se suele elegir como el tiempo que emplea la luz en recorrer la distancia que existe entre dos elementos reflectores adyacentes [Kahn95, Barry93]:

$$\Delta t = \sqrt{\Delta A} / c \quad (3.20)$$

donde  $\Delta A$  es el área de cada elemento y  $c$  es la velocidad de propagación de la luz en el vacío. De esta manera se consigue que el histograma tenga una forma suavizada próxima a la forma de la respuesta al impulso real. La aproximación será mejor cuanto menor sean los valores de  $\Delta A$  y  $Dt$ .

Aunque teóricamente 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.

Para una habitación de dimensiones  $10 \times 10 \times 3 \text{m}^3$  con elementos o celdas de tamaño  $\Delta A = 1 \text{cm}^2$ , lo que equivale a 3.200.000 elementos y una resolución, según la ecuación 3.20, de 0,04ns, el número de operaciones que se necesitan en función del número de reflexiones se muestran en la Tabla 3.1. Se puede observar como el número de operaciones crece rápidamente haciendo inviable el método para un número mayor de tres reflexiones.

**Tabla 3.1.** Número de operaciones elementales para una habitación de  $10 \times 10 \times 3 \text{m}^3$

Reflexiones (iteración)	1	2	3	4
Operaciones	$3,20 \times 10^6$	$1,02 \times 10^{13}$	$3,30 \times 10^{19}$	$1,05 \times 10^{26}$

### 3.2.2. Método iterativo de Barry modificado.

En los enlaces en quasi-difusión, la zona donde se producen las primeras reflexiones está limitada de manera intencionada. En la Figura 3.6 se representa el modelo de propagación para un enlace en quasi-difusión. Por ello, los emisores IR utilizados presentan un grado de direccionalidad moderado o están equipados con lentes. En el método iterativo de Barry, independientemente del tipo de enlace a estudiar, se realiza un análisis sistemático de la respuesta de cada uno de los elementos en los que se dividen los reflectores. Pérez Jiménez propone una modificación del método aplicable a enlaces en quasi-difusión [Pérez-Jiménez95a]. Éste, trata de evitar el análisis sistemático sobre todos los elementos en las primeras reflexiones, considerando únicamente aquellos que inicialmente son iluminados por el emisor. Este hecho supone una disminución importante

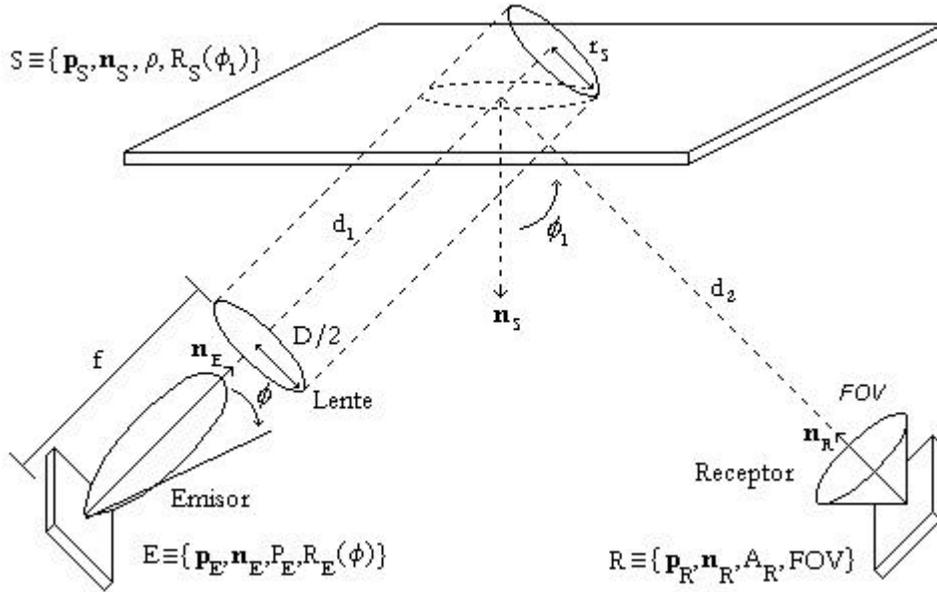


Figura 3.6. Modelo de propagación para un enlace en quasi-difusión.

del número de operaciones elementales que se deben realizar para analizar las primeras reflexiones y, por tanto, del tiempo de computación requerido para el cálculo de la respuesta.

Se considera que el emisor IR está equipado con una lente de diámetro  $D$  y distancia focal  $f$ . El modelo utilizado para el sistema emisor-lente-reflector se muestra en la Figura 3.7 [Pérez-Jiménez95b]. En él, partiendo de que el emisor de área activa  $r_m$  presenta un diagrama de radiación lambertiano de índice  $n$ , el haz definido en cada dirección forma una superficie circular de radio  $r_m$  en la lente con una densidad de potencia constante. En la superficie reflectora, supuesta perpendicular al eje del sistema emisor-lente, se forma una zona iluminada de radio  $r_s$ . Aplicando la ecuación de la lente al sistema anterior, se tiene que el radio de la zona iluminada con centro en  $(f \operatorname{tg}(\mathbf{f}), \mathbf{g})$  viene dado por:

$$r_s = r_m \frac{(l-f)}{f} \quad (3.21)$$

donde  $l$  es la distancia entre la lente y la superficie reflectora. La densidad de potencia constante sobre la zona iluminada de la superficie reflectora se puede expresar como [Gabiola93]:

$$\frac{dP_S}{dS_S} = \frac{f^2}{\mathbf{p} r_m^2 (1-f)^2} \frac{(n+1)}{2\mathbf{p}} \cos^n(\mathbf{f}) d\Omega = \frac{f^2}{\mathbf{p} r_m^2 (1-f)^2} \frac{(n+1)}{2\mathbf{p}} \cos^n(\mathbf{f}) \text{sen}(\mathbf{f}) d\mathbf{f} d\mathbf{g} \quad (3.22)$$

El área total iluminada  $A_S$ , definida como una circunferencia de radio  $r_s + (D/2)$ , se determina integrando la expresión anterior sobre dicha superficie:

$$P_S = \int_{A_S} dP_S dS_S = \int_{A_S} \frac{f^2}{\mathbf{p} r_m^2 (1-f)^2} \frac{(n+1)}{2\mathbf{p}} \cos^n(\mathbf{f}) \text{sen}(\mathbf{f}) d\mathbf{f} d\mathbf{g} dS_S \quad (3.23)$$

El caso más genérico es el que se plantea cuando la superficie reflectora no es perpendicular al sistema emisor-lente. En este caso, la superficie iluminada en el reflector no es una circunferencia, sino una elipse. Esta elipse se puede obtener mediante la proyección sobre el plano reflector de la circunferencia que se generaría en una superficie perpendicular al sistema emisor-lente (Figura 3.6).

La respuesta al impulso para el caso en el que hay visión directa entre un emisor  $E^{\circ}\{\mathbf{p}_E, \mathbf{n}_E, P_E, R_E(\mathbf{f}, n)\}$  equipado con una lente de diámetro  $D$  y distancia focal  $f$ , y un receptor  $R^{\circ}\{\mathbf{p}_R, \mathbf{n}_R, A_R, FOV\}$ , vendrá dada, según 3.22 y 3.7, por:

$$h^{(0)}(t; E, R) = \frac{f^2 (n+1)}{2\mathbf{p}^2 r_m^2 (1-f)^2} \cos^n(\mathbf{f}) \cos(\mathbf{y}) \frac{A_R}{d^2} \text{rect}\left[\frac{\mathbf{y}}{FOV}\right] \mathbf{d}\left(t - \frac{d}{c}\right) \quad (3.24)$$

Para obtener la respuesta al impulso para las siguientes reflexiones,  $h^{(k)}(t; E, R)$  con  $k > 0$ , se dividen las superficies reflectoras en elementos de área  $\mathbf{d}A$ , y se utiliza el algoritmo iterativo de Barry dado en 3.18, con la única salvedad de que  $h^{(0)}(t; E, \mathbf{x}_i)$  se ve modificada según la expresión anterior. De esta manera, el modelo recursivo para determinar la respuesta al impulso para  $k$  reflexiones en un enlace en quasi-difusión queda de la forma:

$$h^{(k)}(t; E, R) = \sum_{i=1}^N h^{(0)}(t; E, \mathbf{x}_i) \otimes h^{(k-1)}(t; \mathbf{x}_i, R) = \frac{(n+1)f^2}{2\mathbf{p}^2 r_m^2 (1-f)^2} \cdot \sum_{i=1}^N \frac{\mathbf{r}_i \cos^n(\mathbf{f}) \cos(\mathbf{y})}{d^2} \text{rect}\left[\frac{2\mathbf{y}}{\mathbf{p}}\right] h^{(k-1)}\left(t - \frac{d}{c}; \{\mathbf{p}_S, \mathbf{n}_S, \mathbf{r}, l\}, R\right) \Delta A \quad (3.25)$$

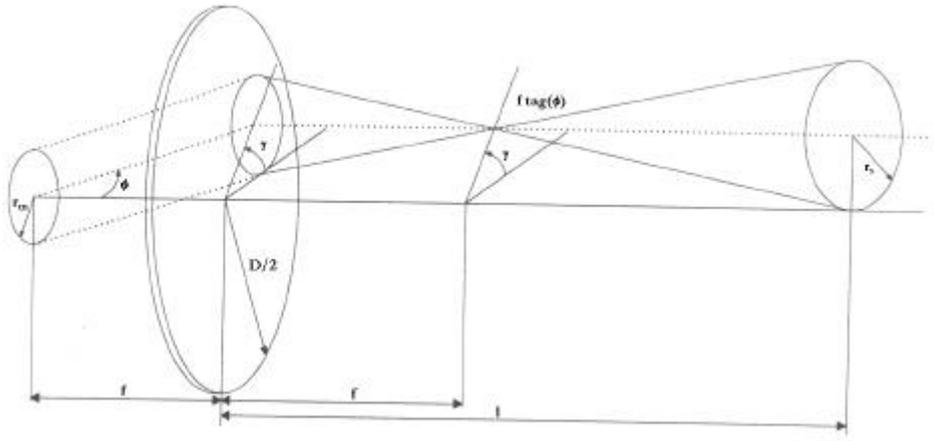


Figura 3.7. Diagrama emisor-lente-reflector [Gabiola93].

Como se comentó, la idea básica del algoritmo es no realizar en las primeras reflexiones un estudio sistemático sobre todos los elementos en los que se dividen las superficies reflectoras, sino únicamente centrar el estudio sobre aquellos que son iluminados por el sistema emisor-lente. Para ello, inicialmente el algoritmo estima la zona iluminada, que en el caso más genérico suele ser una elipse, determina que elementos reflectores forman parte de dicha zona y calcula la potencia que llega a cada uno de ellos. Una vez determinada la potencia incidente sobre dichos elementos iluminados se determina la potencia emitida por éstos, bien hacia los elementos situados en el resto de las paredes (orden de reflexión  $K > 2$ ), o bien hacia el receptor (reflexión de orden  $k = 1$ ). En cualquiera de los casos, a partir de ese momento se aplica el mismo procedimiento seguido en el algoritmo de Barry.

La complejidad computacional de este algoritmo es similar a la del de Barry, el número de operaciones crece según  $N^k$ . Comparando un escenario similar (habitación de  $10 \times 10 \times 3 \text{ m}^3$ , con celdas de  $1 \text{ cm}^2$  de área) y un emisor con un área activa de radio  $r_m = 0,1 \text{ cm}$  equipado con una lente de distancia focal 11cm, y escogiendo el peor caso, es decir, eligiendo una configuración en la que el sistema emisor-lente ilumina inicialmente gran cantidad de elementos (158), se obtiene que el número de operaciones se reduce significativamente para las primeras reflexiones, como se muestra en la Tabla 3.2 [Pérez-Jiménez95b].

Tabla 3.2. Nº de operaciones para un enlace en quasi-difusión en una habitación de  $10 \times 10 \times 3 \text{ m}^3$ .

Reflexiones (iteración)	1	2	3	4
Operaciones	158	$3,47 \times 10^6$	$1,11 \times 10^{15}$	$3,56 \times 10^{21}$

### 3.2.3. Método iterativo de López-Hernández.

El método iterativo de López-Hernández resuelve en gran medida el problema del elevado tiempo de computación que presenta el de Barry cuando se consideran un número de reflexiones elevado ( $k > 1$ ). La forma de resolverlo consiste en eliminar las operaciones de cálculo que se repiten y sustituirlas por el acceso a tablas donde previamente se han almacenado los datos necesarios para el cálculo de la respuesta al impulso. En éste método desaparece el concepto de múltiples reflexiones. El cálculo de la respuesta al impulso se limita a operaciones de cálculo de potencia por visión directa entre el emisor y los elementos reflectores, entre los propios elementos reflectores, y entre los elementos reflectores y el receptor.

Igual que en los casos anteriores, las superficies que constituyen los reflectores se dividen en elementos cuadrados de lado  $A$ . Esta discretización espacial provoca otra de carácter temporal  $\mathbf{D}t$ , definida como el retardo más corto que existe entre dos elementos adyacentes (Figura 3.8):

$$\Delta t = \frac{A}{\sqrt{2} c} \quad (3.26)$$

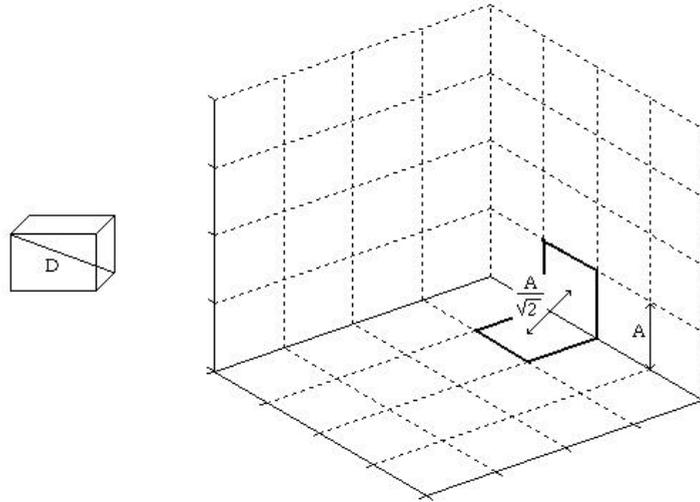
donde  $c$  es la velocidad de la luz. Con el mismo razonamiento, la distancia más larga entre dos elementos nunca superará la diagonal de la habitación  $D$  y, por tanto, el retardo entre dos elementos siempre será menor que  $t_{max} = D/c$ , con  $D$  igual a:

$$D = \sqrt{N_x^2 + N_y^2 + N_z^2} \cdot A \quad (3.27)$$

donde  $N_x$ ,  $N_y$  y  $N_z$  son el número de elementos en las direcciones  $x$ ,  $y$ ,  $z$  respectivamente. El número total de elementos  $N$ , vendrá dado por:

$$N = 2 \cdot (N_x N_y + N_x N_z + N_y N_z) \quad (3.28)$$

El algoritmo se puede dividir en tres etapas: inicialización, cálculo de las potencias recibidas por los diferentes elementos durante el tiempo de simulación y cálculo de la potencia que llega al receptor. En la primera de ellas, se define una matriz de  $M$  filas por  $N$  columnas, donde  $N$  es el número de elementos totales y  $M$  es el índice de tiempo discreto, de manera que el resultado de multiplicar  $M$  por la resolución o discretización temporal  $\mathbf{D}t$ , nos dará la duración máxima de la respuesta al impulso. El elemento  $(i,j)$  de dicha matriz, almacenará la potencia recibida por el elemento  $j$  en el tiempo  $t = i \cdot \mathbf{D}t$ . Una vez definida la matriz, el primer paso consiste en rellenar los valores iniciales de esa matriz con la potencia radiada por el emisor que llega a cada uno de los  $N$  elementos mediante el cálculo de la potencia por visión directa entre el emisor y cada uno de los elementos



**Figura 3.8.** Definición de los parámetros  $A$  y  $D$  [López-Hernández97].

según la expresión 3.8. Cada valor de potencia, se almacena en la columna  $j$  correspondiente al elemento que actúa como receptor, y en la fila  $i$ , que hace referencia al tiempo con el que dicha radiación llega al elemento reflector.

La segunda etapa es la que requiere mayor número de operaciones y, por tanto, la que consume el mayor tiempo de computación. Comenzando por la primera fila de la matriz ( $t=0$ ), se determina la contribución de potencia de cada uno de los elementos sobre el resto. Se toma el primer elemento que tiene potencia distinta de cero y se determina la cantidad de potencia que desde ese elemento llega al resto. Cada uno de los resultados se añade a la columna  $j$  del elemento que actúa como receptor y en la fila  $i$ , determinada por el cociente entre el tiempo de propagación de la radiación y el tamaño de discretización temporal  $Dt$ . Una vez utilizada la última columna de la primera fila, ésta no se vuelve a necesitar y se puede almacenar en disco. Como el tiempo de simulación suele ser superior al fijado por las  $M$  filas de la matriz, esa primera fila de la matriz se inicializa a cero y se reutiliza como si fuera la fila  $M+1$ . Este proceso se repite para cada una de las filas tantas veces como sea necesario dependiendo del tiempo máximo de simulación establecido,  $t_{sim}$ . Al final, se tendrá almacenada toda la evolución temporal de cada uno de los elementos desde el instante inicial  $t=0$ , hasta  $t=t_{sim}$ . Esta información se podrá reutilizar para determinar la respuesta al impulso para diferentes posiciones y configuraciones de receptores.

Para reducir el número de operaciones en esta etapa se utilizan cuatro matrices auxiliares. Dos de ellas,  $C_o[N_j][N_j][N_j]$  y  $C_c[N_j][N_j][3]$ , donde  $N_j$  es el máximo de  $N_x$ ,  $N_y$  y  $N_z$ , almacenan los coeficientes necesarios para calcular la potencia entre elementos de paredes opuestas y contiguas respectivamente. Las otras dos,  $D_o[N_j][N_j][N_j]$  y  $D_c[N_j][N_j][3]$ , almacenan los correspondientes retardos

de propagación. En una primera aproximación se necesitarían matrices de mayor tamaño, sin embargo, como los retardos y potencias entre elementos dependen únicamente de la posición de los elementos, éstas se pueden reducir aprovechando la simetría del problema.

En la tercera y última etapa se determina el cálculo de la potencia que llega al receptor. En ésta, se genera una nueva matriz cuyo número de columnas depende del número de receptores presentes, y el número de filas, del tiempo máximo de simulación. Las potencias almacenadas en la etapa anterior, son interpretadas como la potencia de nuevos emisores que mediante la aproximación de visión directa entre éstos y el receptor permiten obtener la potencia y el retardo con el que la misma llega al receptor. Al final del proceso, cada columna representará la evolución temporal de la potencia en cada uno de los receptores, es decir, las respuestas al impulso.

La principal ventaja del algoritmo radica en que se determina la potencia que llega al receptor debida a todas las reflexiones cuyo retardo está incluido dentro del tiempo de simulación, a diferencia del algoritmo de Barry, en el cual se hace inviable considerar más de tres reflexiones. Otra de las ventajas que ofrece el algoritmo, además de tener en cuenta todas las reflexiones y, por tanto, considerar toda la potencia que llega al receptor durante el tiempo de simulación establecido, es que permite introducir varios emisores y receptores actuando simultáneamente dentro de la habitación, lo cual permite realizar otro tipo de estudios del canal (interferencia cocanal, ISI, etc) diferentes al cálculo de la respuesta al impulso. Sin embargo, el algoritmo no está exento de inconvenientes, uno de ellos es la elevada cantidad de memoria que requiere para almacenar las matrices de potencias, coeficientes y distancias ( $M$ ,  $C_s$ ,  $C_o$ ,  $D_s$  y  $D_o$ ).

En lo que se refiere al tiempo de computación, dado que el algoritmo determina la potencia debida a cualquier orden de reflexión cuyo retardo se encuentre dentro del tiempo de simulación, éste emplea un tiempo de computación superior al empleado por el algoritmo de Barry pero, por el contrario, proporciona mayor precisión en el cálculo de la potencia detectada por el receptor. Se puede comprobar que el tiempo de computación, expresado en número de operaciones, crece linealmente con el tiempo de simulación de la forma  $N^2$ , donde  $N$  representa el número de elementos o celdas [López-Hernández97].

$$\text{número de operaciones} = M \cdot N^2 = \frac{t_{sim}}{\Delta t} N^2 \quad (3.29)$$

Eligiendo la misma habitación de dimensiones  $10 \times 10 \times 3 \text{m}^3$  con elementos de lado  $A=1 \text{cm}$  y una resolución temporal de  $0,04 \text{ns}$ , en la Tabla 3.3 se muestra como el número de operaciones determinadas según la expresión 3.29 aumenta a medida que aumenta el tiempo de simulación.

**Tabla 3.3.** N° de operaciones para el algoritmo de Barry ( $k=1,2,3$ ) y López-Hernández.

Tiempo de simulación ( $t_{sim}$ )	50ns	100ns	150ns	200ns	250ns
Barry (k=1)	$3,20 \times 10^6$				
Barry (k=2)	$1,02 \times 10^{13}$				
Barry (k=3)	$3,30 \times 10^{19}$				
López-Hernández	$1,28 \times 10^{16}$	$2,56 \times 10^{16}$	$3,84 \times 10^{16}$	$5,12 \times 10^{16}$	$6,4 \times 10^{16}$

### 3.2.4. Método estadístico de Pérez-Jiménez.

Los métodos vistos hasta ahora permiten estimar la respuesta al impulso del canal con gran precisión a costa de una complejidad computacional elevada. Además, son poco flexibles frente a cambios en las condiciones del entorno y configuraciones del emisor y del receptor, debiendo recalcular la respuesta frente a dichos cambios. Parece conveniente disponer de un método que no requiera recalcular la respuesta cada vez que varíen las condiciones del entorno o configuraciones del emisor y del receptor, aunque esa flexibilidad conlleve una pérdida de precisión.

El método estadístico de Pérez-Jiménez [Pérez-Jiménez97] se basa en obtener una expresión matemática que permita estimar los parámetros que caracterizan el canal IR no guiado ( $\mathbf{t}_r$  y  $\mathbf{t}_{rms}$ ) a partir de algunas de las variables que definen el entorno y configuraciones del emisor y del receptor para, posteriormente, con ayuda de alguna de las funciones de distribución conocidas [Hashemi93a], obtener una función  $f(\mathbf{t}_r, \mathbf{t}_{rms})$  que permita obtener la respuesta al impulso  $h(t)$ . Como parámetros que caracterizan las condiciones del entorno de simulación y configuraciones de emisor y receptor se eligieron la distancia emisor-reflector-receptor  $d_{err}$ , el ángulo de transmisión  $\mathbf{q}$  y el número o índice modal del emisor  $n$ . En la Figura 3.9 se representan estos parámetros.

El paso previo a encontrar una expresión matemática que relacione los parámetros  $\mathbf{t}_r$  y  $\mathbf{t}_{rms}$  con las variables que definen las condiciones del entorno y configuraciones de emisor y receptor es disponer de una extensa colección de datos de estos parámetros para diferentes valores de  $d_{err}$ ,  $\mathbf{q}$  y  $n$ . Para ello se hace uso de los algoritmos anteriores y de los resultados obtenidos experimentalmente por otros autores [Kahn95, Hashemi94a, Hashemi94b]. Posteriormente, aplicando un análisis de regresión se obtienen las ecuaciones matemáticas  $g_1$  y  $g_2$  que permitirán predecir el retardo medio y dispersión de retardo para diferentes condiciones del entorno y configuraciones del emisor y del receptor:

$$\begin{aligned} \mathbf{t}_{rms} &= g_1(d_{err}, \mathbf{q}, n) \\ \mathbf{t}_r &= g_2(d_{err}, \mathbf{q}, n) \end{aligned} \quad (3.30)$$

Una vez obtenidas dichas ecuaciones, se determina la función  $f(\mathbf{t}_r, \mathbf{t}_{rms})$  que proporciona la respuesta al impulso  $h(t)$ . La función utilizada es:

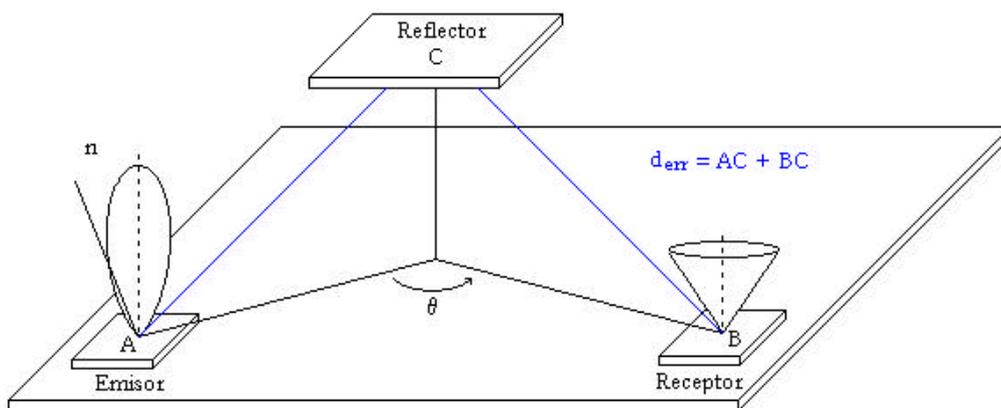


Figura 3.9. Definición de los parámetros  $n$ ,  $d_{err}$  y  $\mathbf{q}$  [Pérez-Jiménez95b].

$$f(t') = \frac{b^{-a} t'^{(a-1)} e^{-t'/b}}{\Gamma(a)} \quad \text{donde } a = \frac{t_m^2}{t_{rms}^2} \quad \text{y} \quad b = \frac{t_{rms}^2}{t_m} \quad (3.31)$$

donde  $t_r$  y  $t_{rms}$  se expresan en nanosegundos, mientras que  $\mathbf{G}(\mathbf{a})$  es la función de distribución gamma definida por:

$$\Gamma(\mathbf{a}) = \int_0^{\infty} x^{(\mathbf{a}-1)} e^{-x} dx \quad \text{para cualquier } \mathbf{a} > 0 \quad (3.32)$$

La variable independiente  $t'$  es el exceso de retardo de las componentes que llegan al receptor respecto al retardo  $t_A$  de la primera componente recibida con amplitud distinta de cero:  $t' = t - t_A$ .

Una vez definidas  $g_1(d_{err}, \mathbf{q}, n)$ ,  $g_2(d_{err}, \mathbf{q}, n)$  y  $f(\mathbf{t}_r, \mathbf{t}_{rms})$ , se puede obtener de manera directa la respuesta al impulso para cualquier configuración definida a través de las variables  $d_{err}$ ,  $\mathbf{q}$  y  $n$ . La principal desventaja del método es que no proporciona gran precisión en el cálculo de la respuesta al impulso y que necesita recalcularse las funciones  $g_1$  y  $g_2$  si las condiciones del entorno cambian de manera significativa.

### 3.2.5. 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. Permite simular cualquier proceso cuya marcha depende de factores aleatorios e incluso muchos problemas que no tienen la menor relación con cuestiones aleatorias, en las que se puede inventar un modelo probabilístico artificial (e incluso más de un modelo) para resolverlos. Por consiguiente, se puede hablar de un método

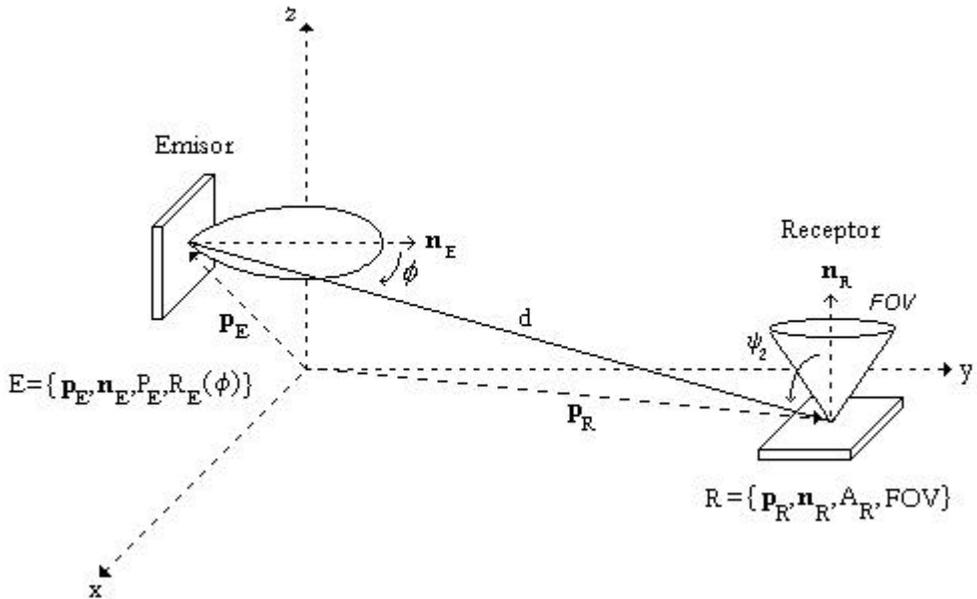


Figura 3.10. Modelo para determinar  $h(t)$  por visión directa entre el emisor y el receptor.

universal en la resolución de problemas tanto de tipo determinísticos (la solución, si existe, es exacta), como estadísticos o no determinísticos (la solución, si existe, viene caracterizada por un valor medio, una varianza, etc). De cualquier manera, independientemente del problema considerado, la solución que aporta es aproximada.

Este algoritmo, además del método de Monte Carlo, utiliza una técnica de trazado de rayos puro. La forma de proceder es muy sencilla. Supongamos que la radiación infrarroja procedente de una fuente óptica es radiada en forma de rayos o partículas emisoras (técnica de trazado de rayos). Cada una de estas partículas o rayos, con una cierta energía por unidad de tiempo, es portadora de parte de la potencia emisora de la fuente, y siguiendo trayectorias rectilíneas, se propaga a la velocidad de la luz. Cada vez que intercepta con una superficie u obstáculo del entorno se refleja desviándose hacia una nueva dirección y con una nueva energía por unidad de tiempo cuyo valor depende de las características de dicha superficie. De esta manera, 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, según 3.13, como una suma infinita de la forma:

$$h(t; E, R) = \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; E, R) = h^{(0)}(t; E, R) + \sum_{k=1}^{\infty} h^{(k)}(t; E, R) \quad (3.33)$$

donde  $h^{(0)}(t; E, R)$  es la respuesta al impulso por visión directa entre el emisor y el 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 receptor (Figura 3.10) viene dada por una delta de Dirac con un cierto retardo, cuya expresión viene determinada, según la expresión 3.7, como:

$$h^{(0)}(t; E, R) = \frac{n+1}{2p} \cos^n(\mathbf{f}) \cos(\mathbf{y}) \frac{A_R}{d^2} \text{rect}\left[\frac{\mathbf{y}}{FOV}\right] \mathbf{d}\left(t - \frac{d}{c}\right) \quad (3.34)$$

Es en el cálculo de la respuesta al impulso debida a la señal que llega al receptor tras una o varias reflexiones (Figura 3.11), 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. 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 de 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.

En una posterior modificación del algoritmo se propone una modificación donde se asegura que cada uno de los rayos contribuye en la potencia detectada por el receptor. La complejidad computacional de este nuevo algoritmo es inferior a la de los métodos iterativos anteriores. En éste, el número de operaciones elementales crece según  $Nk$ , donde  $N$  es el número de rayos generados desde el emisor y  $k$  el número de reflexiones consideradas. La Tabla 3.4 muestra una comparación, entre este algoritmo y el de Barry, del 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  $0,04 \text{ns}$ . Se puede observar como en este algoritmo a medida que aumenta el número de reflexiones, el número de operaciones se mantiene dentro del mismo orden de magnitud que en el caso de considerar sólo una reflexión mientras, en el de Barry, considerar cuatro reflexiones supone aumentar en 20 órdenes de magnitud el número de operaciones frente a una reflexión.

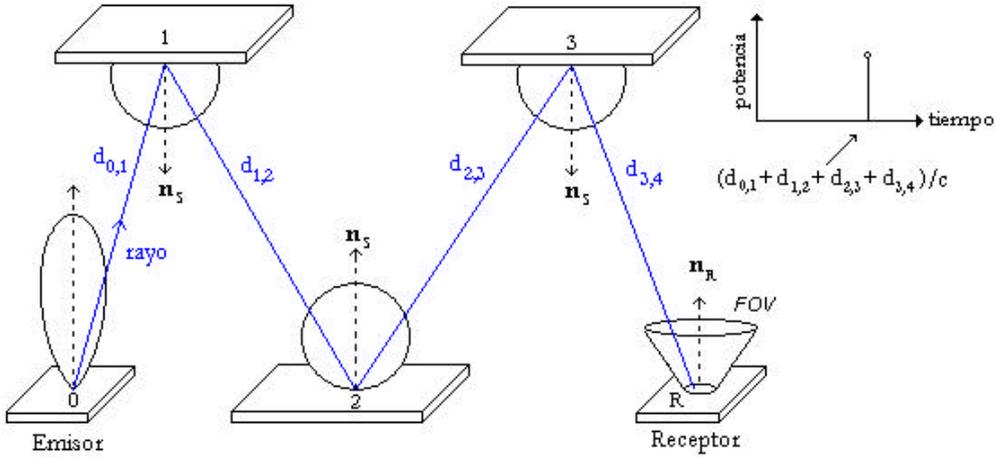


Figura 3.11. Ejemplo de propagación del rayo en el algoritmo de trazado de rayos puro.

Tabla 3.4. N° de operaciones en función del n° de reflexiones para una habitación de  $10 \times 10 \times 3 \text{m}^3$

Reflexiones (iteración)	1	2	3	4
Algoritmo de Barry	$3,20 \times 10^6$	$1,02 \times 10^{13}$	$3,30 \times 10^{19}$	$1,05 \times 10^{26}$
Algoritmo de trazado de rayos puro (1.000.000 de rayos)	$1,00 \times 10^6$	$2,00 \times 10^6$	$3,00 \times 10^6$	$4,00 \times 10^6$



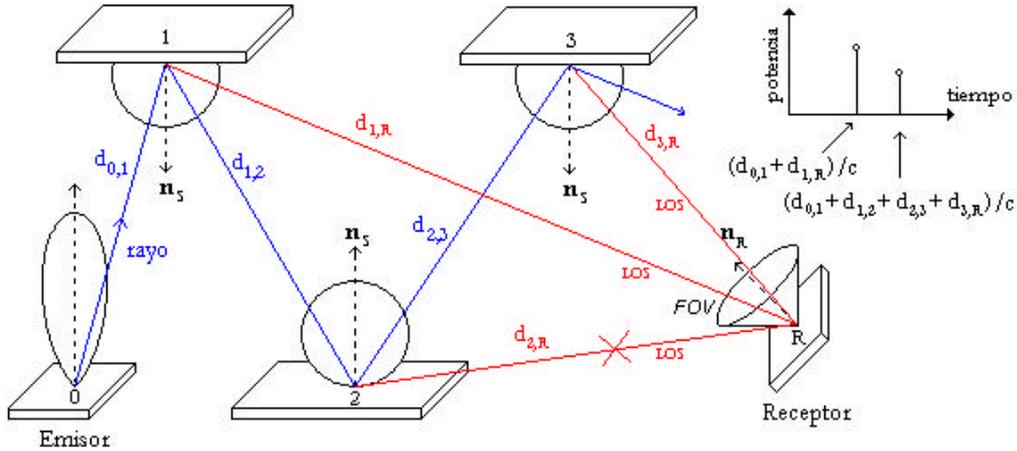
### **Algoritmo modificado basado en la técnica de trazado de rayos.**

De todos los métodos propuestos para estimar la respuesta al impulso del canal óptico IR no guiado en interiores, es el algoritmo basado en el método de Monte Carlo y en la técnica de trazado de rayos puro el de menor complejidad computacional [López-Hernández98a]. Su principal inconveniente 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]. En posteriores trabajos, se propone una modificación en la que se garantiza que cada rayo contribuye en la potencia detectada por el receptor [López-Hernández00, Rodríguez00]. En este nuevo algoritmo se hace uso del hecho que, después de cada reflexión, la potencia reflejada que detecta el receptor se puede determinar de manera analítica. Por tanto, cuando el rayo alcanza una superficie, además de generar un nuevo rayo, se determina la cantidad de potencia reflejada por dicha superficie que detecta el receptor. La Figura 4.1 sintetiza la propagación de un rayo y el cálculo de dicha potencia.

En este capítulo se describe este nuevo algoritmo basado en la técnica de trazado de rayos y en el método de Monte Carlo. Al estar basado en un método estadístico como el de Monte Carlo, la solución que aporta es de tipo aproximada, siendo necesario determinar el grado de confianza estadística de las respuestas obtenidas. Por este motivo, también se presenta una expresión analítica que permite estimar el error cometido debido al método que se utiliza [González02].

#### **4.1. Descripción del algoritmo.**

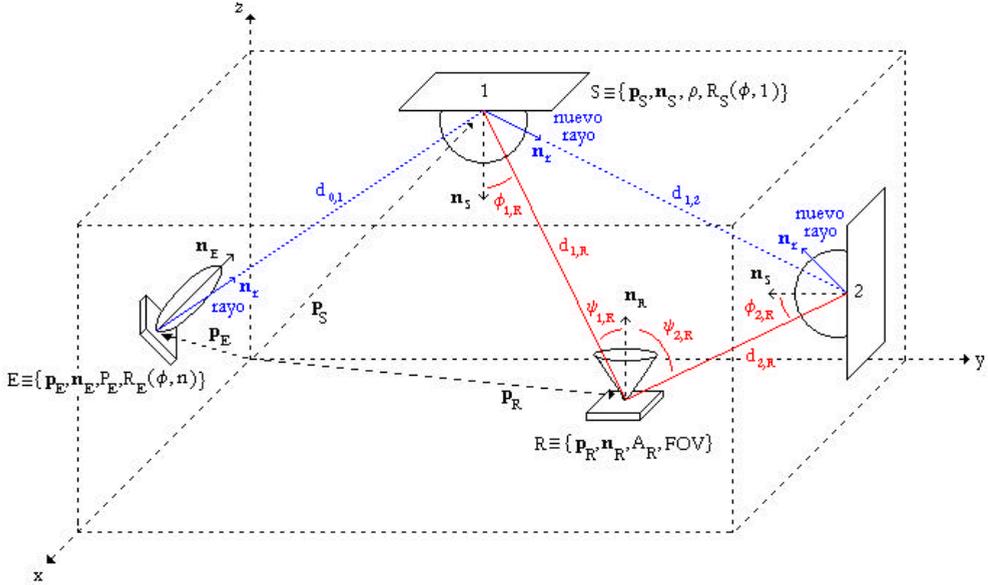
El modelo de propagación que se va a utilizar es el indicado en el capítulo anterior, el cual incluye un emisor IR, un receptor IR y un recinto rectangular cuyas paredes constituyen las superficies reflectoras. En dicho modelo, el emisor queda caracterizado por su posición dentro del recinto  $\mathbf{p}_E$ , orientación  $\mathbf{n}_E$ , potencia emitida  $P_E$  y con un diagrama de radiación modelado según un perfil lambertiano generalizado de índice modal  $n$ ,  $R_E(\mathbf{f}, n)$ . Como simplificación, las superficies son consideradas como reflectores puramente difusos, con un



**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.

diagrama de radiación lambertiano puro ( $n=1$ ) y con unas pérdidas por reflexión caracterizadas a través de un coeficiente de reflexión,  $\mathbf{r}$ . En cuanto al receptor, además de por su posición  $\mathbf{p}_R$  y orientación  $\mathbf{n}_R$ , queda caracterizado por su área activa  $A_R$  y campo de visión FOV. En la Figura 4.2 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 como en el algoritmo anterior, y la respuesta al impulso debida a la señal que alcanza al receptor después de sufrir una o varias reflexiones. El cálculo de la respuesta al impulso, en el caso de que la señal transmitida llegue al receptor sufriendo al menos una reflexión, se realiza haciendo uso de la técnica de trazado de rayos y del método de Monte Carlo. Para ello, se genera un número  $N$  elevado de rayos que parten desde la posición del emisor  $\mathbf{p}_E$ , con una orientación  $\mathbf{n}$ , asignada aleatoriamente según una función de distribución de probabilidad obtenida a partir del diagrama de radiación de dicho emisor. Cada rayo se propaga hasta que colisione con 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 a partir de dicha posición  $\mathbf{p}$ , con una orientación, generada también de manera aleatoria según una distribución de probabilidad confeccionada en base al modelo utilizado para aproximar el patrón de reflexión de la superficie donde ha ocurrido la reflexión. Como el fin es obtener información de la distribución temporal de la potencia que llega al receptor, a cada uno de los rayos se le asocia durante todo el proceso de simulación dos parámetros: el tiempo de propagación, interpretado como el tiempo que ha transcurrido desde que el rayo partió desde el emisor, y la potencia. Cada uno de



**Figura 4.2.** Representación gráfica del modelo de propagación utilizado para el emisor, el receptor y los reflectores. Los trazos azules indican el camino de propagación del rayo y los rojos, las contribuciones de potencia del rayo sobre el receptor.

los rayos se propaga hasta que el tiempo de propagación supere el tiempo máximo de simulación establecido.

Después de cada reflexión, la potencia asociada a cada rayo se reduce según el coeficiente de reflexión de la superficie donde se ha producido la reflexión y se determina la potencia reflejada que detecta el receptor mediante la aproximación de visión directa entre el reflector, tomado como si fuera un emisor con un diagrama de radiación igual al modelo de reflexión, y el receptor.

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 y obtención de la respuesta al impulso a través del cálculo de la potencia que llega al receptor tras cada reflexión. A continuación, se describen en detalle cada uno de ellos.

#### 4.1.1. Generación de los rayos desde la posición del emisor.

Uno de los procesos básicos del algoritmo consiste en generar un número elevado de rayos,  $N$ , con una orientación asignada de manera aleatoria según el diagrama de radiación del emisor. Como se ha mencionado anteriormente, para incluir el caso más general, el diagrama de radiación se modela con un perfil lambertiano generalizado con simetría axial (Figura 3.2):

$$R_E(\mathbf{f}, n) = \frac{n+1}{2p} P_E \cos^n(\mathbf{f}), \quad 0 \leq \mathbf{f} \leq p/2, \quad 0 \leq \mathbf{g} \leq 2p \quad (4.1)$$

Para generar rayos con una distribución de valores aleatorios según  $R_E(\mathbf{f}, n)$ , se utiliza el método de la transformada inversa [Rubinstein81]. Dada  $U$ , una variable aleatoria uniforme en el intervalo  $(0,1)$ , y dada  $F(x)$ , la función de distribución acumulada de la variable aleatoria  $X$  con función de densidad de probabilidad  $f(x)$ , se pueden obtener valores aleatorios de  $X$  mediante la relación:

$$X = F^{-1}(U) \quad (4.2)$$

En el caso que nos ocupa, interesa generar muestras de la variable aleatoria  $\mathbf{f}$  con función de densidad de probabilidad  $R_E(\mathbf{f}, n)$ . Se ha supuesto  $P_E = 1W$  para que  $R_E(\mathbf{f}, n)$  cumpla:

$$\int_{\Omega} R_E(\mathbf{f}, n) d\Omega = 1 \quad (4.3)$$

donde  $dW$  es el diferencial del ángulo sólido de emisión. Según el método de la transformada inversa, en primer lugar hay que determinar la función de distribución acumulada de la variable aleatoria  $\mathbf{f}$ ,  $F(\mathbf{f})$ . Por definición:

$$\begin{aligned} F(\mathbf{f}) &= \int_0^{2p} d\mathbf{g} \int_0^{\mathbf{f}} R_E(\mathbf{f}, n) \text{sen}(\mathbf{f}) d\mathbf{f} = \int_0^{2p} d\mathbf{g} \int_0^{\mathbf{f}} \frac{n+1}{2p} \cos^n(\mathbf{f}) \text{sen}(\mathbf{f}) d\mathbf{f} = \\ &= 1 - \cos^{n+1}(\mathbf{f}) \end{aligned} \quad (4.4)$$

Calculando la inversa de la función  $F(\mathbf{f})$ , se pueden obtener muestras aleatorias de  $\mathbf{f}$  según la función de densidad de probabilidad  $R_E(\mathbf{f}, n)$ , mediante la relación:

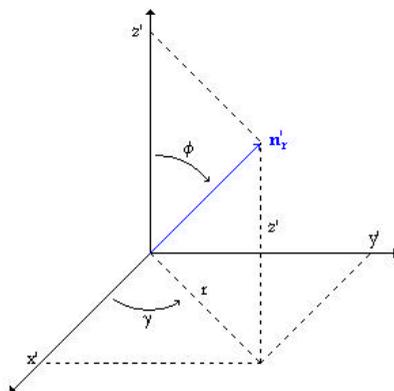
$$\mathbf{f} = \cos^{-1}\left(\sqrt[n+1]{1-U}\right) \quad \text{ó} \quad \mathbf{f} = \cos^{-1}\left(\sqrt[n+1]{U}\right) \quad (4.5)$$

donde  $U$  es una variable aleatoria uniforme entre 0 y 1.

A partir de  $\mathbf{f}$ , se pueden obtener las componentes cilíndricas  $(r, z')$  de los vectores unitarios orientados de manera aleatoria según el perfil lambertiano, mediante las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} z' &= \cos \mathbf{f} \\ r &= \text{sen} \mathbf{f} = \sqrt{1 - z'^2} \end{aligned} \quad (4.6)$$

Para generar valores aleatorios del ángulo  $\mathbf{g}$ , sobre el que el diagrama lambertiano presenta simetría axial, se generan valores equiprobables en el



**Figura 4.3.** Relación de la variable  $f$  con las coordenadas cilíndricas y cartesianas.

intervalo  $[0, 2\pi)$ , puesto que dicho ángulo se distribuye uniformemente en ese intervalo.

En definitiva, los vectores unitarios  $\mathbf{n}_r$ , en coordenadas cartesianas  $(x', y', z')$ , que definen las orientaciones aleatorias de los rayos según el diagrama de radiación lambertiano, se obtienen a través de las siguientes expresiones (Figura 4.3):

$$\begin{aligned} z' &= \cos f = \sqrt[n+1]{U} \\ x' &= r \cos g = r \cos(2\pi V) \quad r = \sqrt{1 - z'^2} \\ y' &= r \operatorname{sen} g = r \operatorname{sen}(2\pi V) \end{aligned} \tag{4.7}$$

donde  $U$  y  $V$  son variables aleatorias distribuidas uniformemente entre 0 y 1.

En todo el desarrollo se ha considerado que la componente  $z'$  del sistema de coordenadas  $(x', y', z')$  coincide con la dirección del vector de orientación del emisor  $\mathbf{n}_r$ , y que las componentes  $x'$  e  $y'$  están contenidas en el plano que define la superficie de emisión (Figura 4.4).

Lo que se desea obtener es el vector de orientación  $\mathbf{n}$  en función del sistema de referencia del recinto o habitación  $(x, y, z)$ , para ello se debe realizar un proceso de rotación según los ángulos  $\mathbf{q}$  y  $\mathbf{j}$  (Figura 4.5). El ángulo  $\mathbf{q}$  es el formado por los ejes  $z'$  y  $z$ , y el ángulo  $\mathbf{j}$ , el formado por los ejes  $x'$  y  $x$ , e indistintamente  $y'$  e  $y$ . La matriz de rotación  $M$ , que permite obtener las coordenadas de  $\mathbf{n}$  a partir de  $\mathbf{n}_r$ , se define como:

$$M = \begin{pmatrix} \cos \mathbf{j} \cos \mathbf{q} & -\operatorname{sen} \mathbf{j} & \cos \mathbf{j} \operatorname{sen} \mathbf{q} \\ \operatorname{sen} \mathbf{j} \cos \mathbf{q} & \cos \mathbf{j} & \operatorname{sen} \mathbf{j} \operatorname{sen} \mathbf{q} \\ \operatorname{sen} \mathbf{q} & 0 & \cos \mathbf{q} \end{pmatrix} \tag{4.8}$$

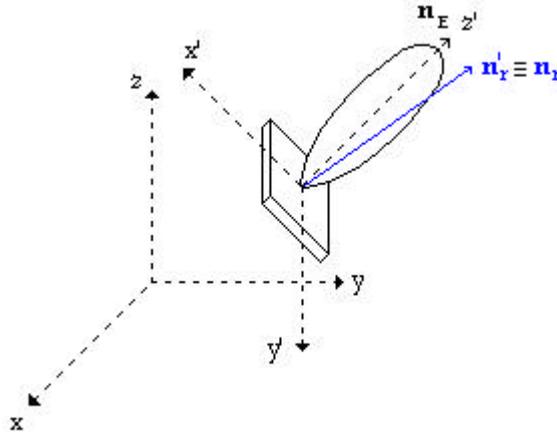


Figura 4.4. Sistemas de referencia del emisor y de la habitación.

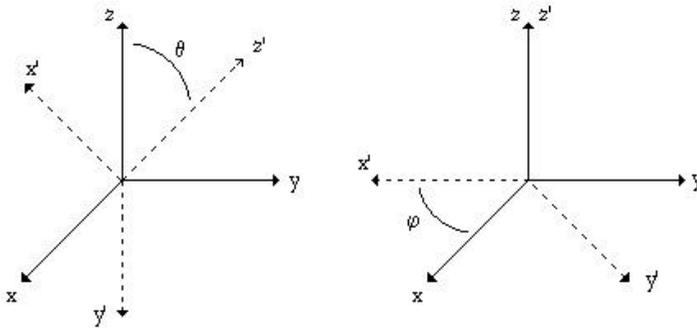
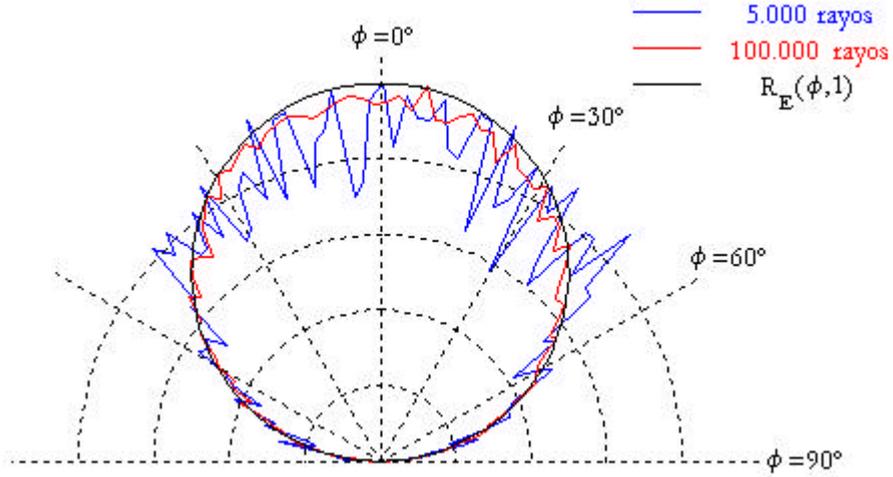


Figura 4.5. Definición de los ángulos de rotación  $q$  y  $j$ .

De esta manera, una vez generado el vector unitario  $\mathbf{n}_r$ , a través de 4.7, y antes de propagar el rayo, es necesario obtener la orientación del rayo  $\mathbf{n}_r$  respecto al sistema de referencia general mediante la operación:

$$\begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos j \cos q & -\text{sen } j & \cos j \text{ sen } q \\ \text{sen } j \cos q & \cos j & \text{sen } j \text{ sen } q \\ \text{sen } q & 0 & \cos q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x' \\ y' \\ z' \end{pmatrix} \tag{4.9}$$

En la Figura 4.6 se muestra el histograma de orientaciones para 5.000 y 100.000 rayos generados de manera aleatoria según las expresiones dadas en 4.7 para  $n=1$ . Como se puede observar, a medida que aumenta el número de rayos generados, más se aproxima el histograma obtenido a la expresión analítica  $R_E(\mathbf{f}, 1)$ , definida en 4.1.



**Figura 4.6.** Histogramas de orientaciones,  $\mathbf{f}$ , para 5.000 y 100.000 rayos generados de manera aleatoria según la función de distribución  $R_E(\mathbf{f}, 1)$ .

#### 4.1.2. Propagación del rayo.

La ecuación que determina en cada instante de tiempo la posición del rayo es:

$$\mathbf{p}_r(\mathbf{l}) = \mathbf{p}_{o,r} + \mathbf{l} \mathbf{n}_r \quad \mathbf{l} \geq 0 \quad (4.10)$$

donde  $\mathbf{p}_{o,r}$  es la posición inicial desde la que partió el rayo,  $\mathbf{n}$  es el vector unitario que indica su orientación y  $\mathbf{l}$  es un escalar mayor o igual a cero que permite determinar la posición del rayo en cualquier instante de tiempo.

Una vez generado cada rayo desde la posición del emisor,  $\mathbf{p}_{o,r} = \mathbf{p}_E$ , se determina el punto de corte con alguna de la superficies que constituye la habitación. Para determinar dicho punto, se resuelve el sistema de ecuaciones formado por la ecuación que define la propagación del rayo con cada una de las ecuaciones que definen cada una de las  $N_S$  superficies:

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_r(\mathbf{l}) &= \mathbf{p}_E + \mathbf{l} \mathbf{n}_r & \mathbf{l} &\geq 0 \\ f_i(x, y, z) &= 0 & i &= 1, \dots, N_S \end{aligned} \quad (4.11)$$

Una vez obtenido dicho punto, éste se considera como una nueva fuente óptica con una diagrama de radiación igual al modelo de reflexión de la superficie donde se ha producido la colisión. Como se ha indicado anteriormente, se considera que los reflectores son puramente difusos con un diagrama de radiación lambertiano puro,  $R_S(\mathbf{f}, 1)$ . Por tanto, para generar un nuevo rayo desde dicha posición con una orientación aleatoria  $\mathbf{n}_r$  según el modelo de reflexión difuso, se hace uso de las ecuaciones 4.7 particularizadas para  $n=1$ :

$$\begin{aligned} z' &= \sqrt{U} \\ x' &= r \cos(2pV) \quad r = \sqrt{1 - z'^2} \\ y' &= r \operatorname{sen}(2pV) \end{aligned} \quad (4.12)$$

donde ahora la componente  $z'$  del sistema de coordenadas  $(x', y', z')$  coincide con el vector normal de la superficie donde se ha producido la reflexión  $\mathbf{n}$ , y las componentes  $x'$  e  $y'$  están contenidas en el plano que define dicha superficie.

Como lo que se desea es el vector que define la orientación del nuevo rayo  $\mathbf{n}$  en función del sistema de referencia de la habitación  $(x, y, z)$ , es necesario realizar un proceso de rotación según el ángulo  $\mathbf{q}$ , formado por los ejes  $z'$  y  $z$ , y el ángulo  $\mathbf{j}$ , formado por los ejes  $x'$  y  $x$ . La matriz de rotación  $M$  que permite obtener  $\mathbf{n}$  a partir de  $\mathbf{n}_r$  es la misma que la mostrada en la ecuación 4.8. De esta manera, la ecuación que define la posición del rayo después de que se haya producido una reflexión es:

$$\mathbf{p}_r(\mathbf{l}) = \mathbf{p}_s + \mathbf{l} \mathbf{n}_r \quad \mathbf{l} \geq 0 \quad (4.13)$$

donde  $\mathbf{p}$  es el vector de posición que indica donde se ha producido la reflexión, y  $\mathbf{n}$  es el vector de orientación que indica la nueva dirección de propagación del rayo respecto al sistema de referencia de la habitación.

El rayo se propaga hasta que el tiempo de vuelo, tiempo transcurrido desde que el rayo partió desde el emisor, supere el tiempo máximo de simulación establecido.

#### 4.1.3. Obtención de la respuesta al impulso.

Después de cada reflexión, la potencia del rayo se reduce según el coeficiente asociado a la superficie donde ha ocurrido dicha reflexión y se determina 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 emisor con un diagrama de radiación igual al modelo de reflexión, y el receptor. En la Figura 4.2 se representan todos los parámetros implicados en el cálculo de la potencia que, tras cada reflexión del rayo, detecta el receptor.

Para que la potencia total emitida sea  $P_E = 1W$ , a cada uno de los  $N$  rayos generados desde el emisor se le asocia una potencia inicial de  $1/N$ . Consideremos un rayo  $i$  que sufre  $k_i$  reflexiones. Si su potencia inicial es  $P_r = 1/N$ , la potencia detectada por el receptor después de que el rayo haya sufrido una reflexión será:

$$P_{i,1}(t) = \frac{P_r}{\mathbf{p}} \mathbf{r}_1 \cos(\mathbf{f}_{1,R}) \cos(\mathbf{y}_{1,R}) \frac{A_R}{(d_{1,R})^2} \operatorname{rect} \left[ \frac{\mathbf{y}_{1,R}}{FOV} \right] \mathbf{d} \left( t - \frac{d_{0,1}}{c} - \frac{d_{1,R}}{c} \right) \quad (4.14)$$

donde  $\mathbf{f}_{i,R}$  es el ángulo de emisión desde el punto donde ha ocurrido la primera reflexión medido respecto a  $\mathbf{n}_i$ ,  $\mathbf{y}_{i,R}$  es el ángulo entre el haz que llega al receptor y su orientación  $\mathbf{n}_i$ ,  $\mathbf{r}_i$  es el coeficiente de reflexión,  $d_{0,i}$  es la distancia desde el emisor hasta el punto donde ha ocurrido la primera reflexión y  $d_{i,R}$  es la distancia entre dicho punto y el receptor.

La potencia detectada por el receptor debida a la segunda reflexión, será:

$$P_{i,2}(t) = \frac{P_r}{N\mathbf{p}} \mathbf{r}_1 \mathbf{r}_2 \cos(\mathbf{f}_{2,R}) \cos(\mathbf{y}_{2,R}) \frac{A_R}{(d_{2,R})^2} \text{rect}\left[\frac{\mathbf{y}_{2,R}}{FOV}\right] \cdot \mathbf{d}\left(t - \frac{d_{0,1}}{c} - \frac{d_{1,2}}{c} - \frac{d_{2,R}}{c}\right) \quad (4.15)$$

De igual forma, la potencia detectada por el receptor debida a la reflexión de orden  $k$ :

$$P_{i,k}(t) = \frac{1}{N\mathbf{p}} \left( \sum_{j=1}^k \mathbf{r}_j \right) \cos(\mathbf{f}_{k,R}) \cos(\mathbf{y}_{k,R}) \frac{A_R}{(d_{k,R})^2} \text{rect}\left[\frac{\mathbf{y}_{k,R}}{FOV}\right] \cdot \mathbf{d}\left(t - \left( \sum_{j=1}^k \frac{d_{j-1,j}}{c} \right) - \frac{d_{k,R}}{c}\right) \quad (4.16)$$

La potencia total con la que contribuye el rayo  $i$ , después de haber sufrido  $K_i$  reflexiones, será:

$$P_i(t) = \sum_{k=1}^{K_i} P_{i,k}(t) \quad (4.17)$$

Y la potencia debida a los  $N$  rayos será:

$$P(t) = \sum_{i=1}^N P_i(t) = \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^{K_i} P_{i,k}(t) \quad (4.18)$$

La distribución temporal de potencia  $P(t)$ , para una configuración fija de emisor, receptor y superficies reflectoras, coincide con la respuesta al impulso, la cual se puede obtener sustituyendo la ecuación 4.16 en 4.18:

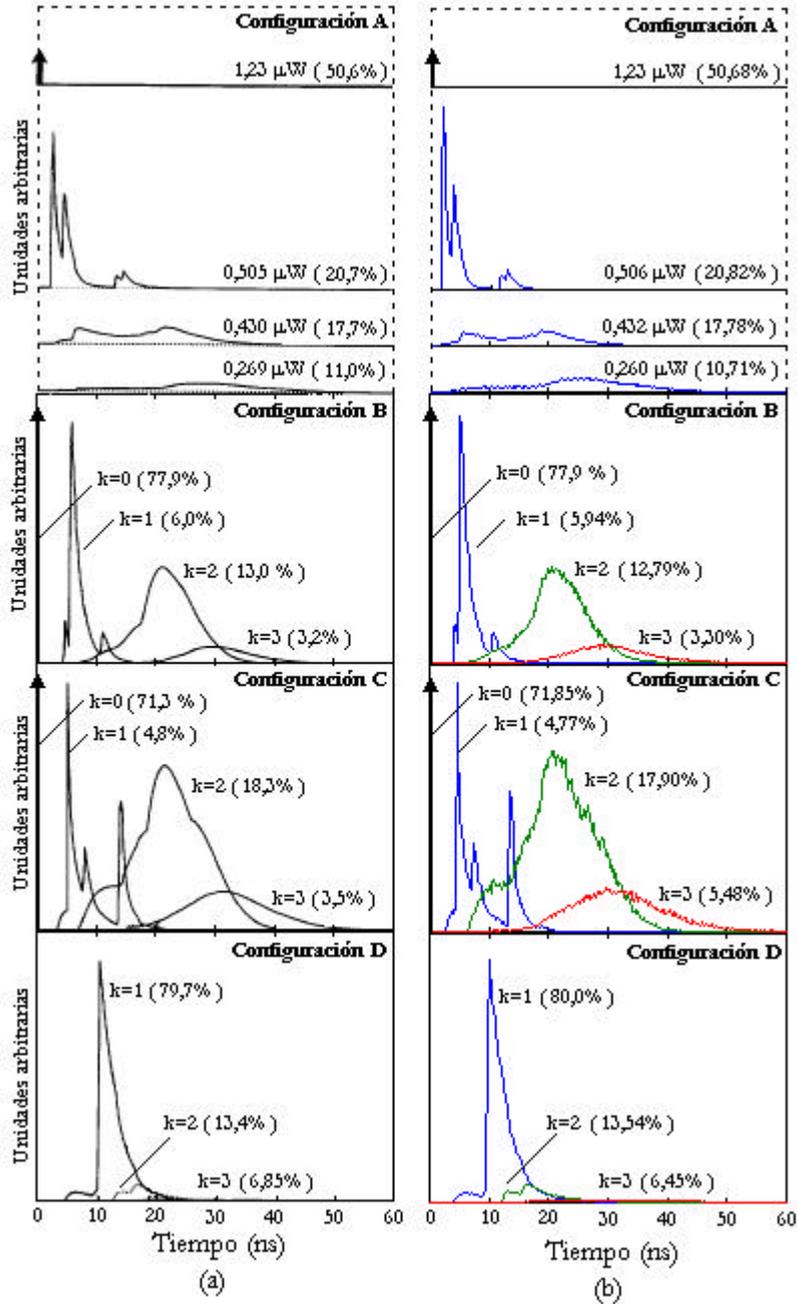
$$h(t, E, R) = \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^{K_i} \frac{1}{N\mathbf{p}} \cos(\mathbf{f}_{k,R}) \cos(\mathbf{y}_{k,R}) \frac{A_R}{(d_{k,R})^2} \cdot \text{rect}\left[\frac{\mathbf{y}_{k,R}}{FOV}\right] \left( \sum_{j=1}^k \mathbf{r}_j \right) \mathbf{d}\left(t - \left( \sum_{j=1}^k \frac{d_{j-1,j}}{c} \right) - \frac{d_{k,R}}{c}\right) \quad (4.19)$$

**Tabla 4.1.** Parámetros de las simulaciones.

Parámetro		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
	$\rho$ (Norte)	0,8	0,30	0,58	0,58
	$\rho$ (Sur)	0,8	0,56	0,56	0,56
	$\rho$ (Este)	0,8	0,30	0,30	0,30
	$\rho$ (Oeste)	0,8	0,12	0,12	0,12
	$\rho$ (Techo)	0,8	0,69	0,69	0,69
	$\rho$ (Suelo)	0,3	0,09	0,09	0,09
Emisor:	índice (n)	1	1	1	1
	x	2,5	2,0	5,0	3,75
	y	2,5	4,0	1,0	2,75
	z	3,0	3,3	3,3	1,0
	elevación	180°	180°	160°	0°
	acimut	0°	0°	10°	0°
Receptor:	área activa	1 cm <sup>2</sup>	1 cm <sup>2</sup>	1 cm <sup>2</sup>	1 cm <sup>2</sup>
	FOV	85°	70°	70°	70°
	x	0,5 m	6,6 m	2,0 m	6,0 m
	y	1,0 m	2,8 m	4,0 m	0,8 m
	z	0 m	0,8 m	0,8 m	0,8 m
	elevación	0°	0°	0°	0°
	azimut	0°	0°	0°	0°
Resolución:	$\Delta t$	0,2 ns	0,2 ns	0,2 ns	0,2 ns
	Reflexiones (k)	3	3	3	3

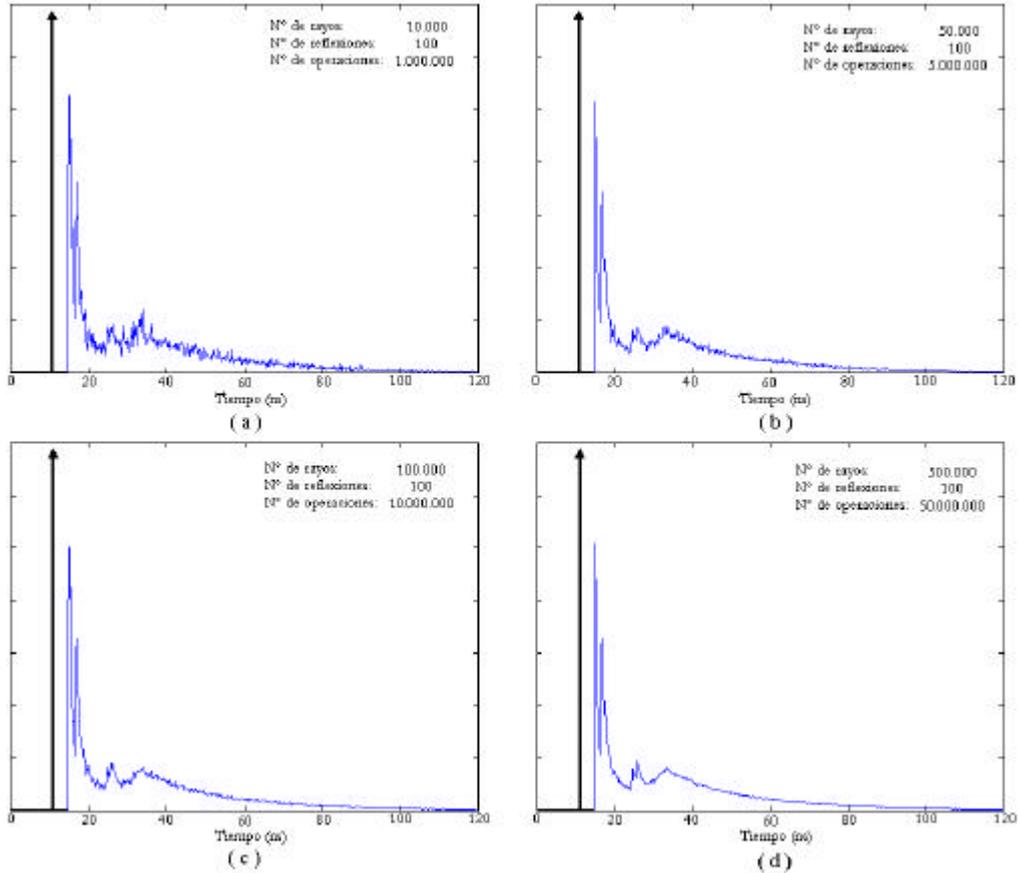
## 4.2. Validación numérica del algoritmo.

Para validar el algoritmo se ha determinado la respuesta al impulso para cuatro configuraciones, las mismas que las utilizadas por Barry para mostrar una aplicación de su algoritmo iterativo [Barry93]. La Tabla 4.1 resume los datos de las cuatro configuraciones, así como los parámetros de simulación. Se ha limitado el número de reflexiones a tres, puesto que los resultados presentados por Barry fueron obtenidos bajo dicha limitación. En la Figura 4.7 se muestran las respuestas al impulso obtenidas para las cuatro configuraciones mediante ambos algoritmos, en la que se puede observar la gran similitud entre las respuestas al impulso tanto en lo que se refiere a la distribución temporal de potencia (forma de las respuestas), como al porcentaje de potencia detectada por el receptor debida a la radiación que llega al receptor tras una, dos y tres reflexiones.



**Figura 4.7.** Respuestas impulsivas para las cuatro configuraciones. (a) Algoritmo de Barry. (b) Algoritmo modificado de trazado de rayos con 500.000 rayos.

En la Figura 4.8 se muestra la evolución de la respuesta al impulso, obtenida para la configuración A, en función del número de rayos considerados en la



**Figura 4.8.** Respuestas impulsivas obtenidas para la configuración A en función del nº de rayos y operaciones básicas. (a) 10.000 rayos, (b) 50.000 rayos, (c) 100.000 rayos, (d) 500.000 rayos.

simulación. Los parámetros de simulación son los mismos que los mostrados en la Tabla 4.1 para dicha configuración con la única salvedad de que el número máximo de reflexiones se ha fijado en cien.

Como se puede observar, aumentar el número de rayos incrementa el número de operaciones básicas realizadas linealmente con el número de reflexiones máximas consideradas. Este hecho pone de manifiesto una de las peculiaridades básicas del método de Monte Carlo en el que se basa el algoritmo. La solución que aporta el método es de tipo aproximada, con un grado exactitud que depende en gran medida del número de rayos. El resultado obtenido se aproxima más a la solución buscada a medida que se aumenta el número de rayos. Por este motivo, parece necesario establecer algún mecanismo que nos proporcione el error o grado de confianza de los resultados obtenidos en función del número de rayos considerado en cada simulación. En el siguiente apartado se realiza un estudio del error cometido al estimar la respuesta al impulso mediante este nuevo algoritmo,

aportando una expresión analítica que permite predecir el grado de confianza de los resultados obtenidos.

### 4.3. Estimación del error.

El método de Monte Carlo presenta dos peculiaridades. La primera de ellas, ya mencionada anteriormente, consiste en que su algoritmo tiene una estructura muy sencilla. Como regla, se elabora primero un programa para la realización de una prueba aleatoria. Después, esta prueba se repite  $N$  veces de modo que cada experimento sea independiente de los restantes y se toma la media de los resultados de todos los experimentos. Por este motivo, al método se le suele denominar “método de pruebas estadísticas”.

La segunda peculiaridad está relacionada con el hecho de que el método, independientemente del problema considerado, aporta una solución de tipo aproximada. Ésta consiste en que el error, como regla, es proporcional a la magnitud  $(D/N)^{1/2}$ , donde  $D$  es una constante y  $N$  el número de pruebas. De esta fórmula se deduce que para disminuir el error en 10 veces es necesario aumentar  $N$  en 100 veces. Esto pone de manifiesto la imposibilidad de alcanzar por este camino una elevada exactitud. Por eso, suele decirse que el método de Monte Carlo resulta especialmente eficaz en la resolución de problemas en los que se necesita conocer el resultado con poca exactitud. Sin embargo, un mismo problema puede ser resuelto aplicando distintas variantes del método a las cuales les corresponde diferentes valores de  $D$ , logrando, en muchos casos, elevar considerablemente la exactitud escogiendo un procedimiento de cálculo al que le corresponde un valor mucho menor de  $D$ .

En este apartado se presenta una expresión analítica que permite estimar el error cometido en una simulación al obtener la respuesta al impulso en el canal IR no guiado en interiores mediante el nuevo algoritmo. Además, se muestran los resultados de varios experimentos numéricos que permiten validar dicha expresión.

#### 4.3.1. El método de Monte Carlo en la resolución de integrales.

El método de Monte Carlo se puede utilizar para abordar el problema de promediar una función  $g(\mathbf{x})$ , cuya variable independiente  $\mathbf{x}$  definida en un dominio  $D$  de un espacio  $n$ -dimensional, se distribuye de acuerdo a una función de densidad de probabilidad  $f(\mathbf{x})$ . El valor medio o valor esperado de  $g(\mathbf{x})$ ,  $E[g(\mathbf{x})]$  o  $\langle g(\mathbf{x}) \rangle$  indistintamente, vendrá dado por la integral:

$$\langle g(\mathbf{x}) \rangle = \int_D g(\mathbf{x}) f(\mathbf{x}) d\mathbf{x} \quad (4.20)$$

cumpléndose que:

$$f(\mathbf{x}) \geq 0, \int_D f(\mathbf{x}) d\mathbf{x} = 1 \quad (4.21)$$

Para evaluar la integral 4.20, u obtener el valor medio de  $g(\mathbf{x})$  haciendo uso del método de Monte Carlo, ya en el campo discreto, se generan  $N$  variables aleatorias  $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_N$  según la función de distribución de probabilidad  $f(\mathbf{x})$ , y se determina el valor del siguiente sumatorio:

$$\begin{aligned} G_N &= \sum_{i=1}^N g(\mathbf{x}_i) f(\mathbf{x}_i) \Delta \mathbf{x}_i = \frac{1}{D} \sum_{i=1}^N g(\mathbf{x}_i) \Delta \mathbf{x}_i = \\ &= \frac{1}{D} \sum_{i=1}^N g(\mathbf{x}_i) \frac{D}{N} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N g(\mathbf{x}_i) \end{aligned} \quad (4.22)$$

donde se ha considerado que la variable  $\mathbf{x}$  se distribuye según una función de densidad de distribución uniforme  $f(\mathbf{x})$  en el dominio  $D$ . Este hecho no le resta generalidad al resultado, puesto que normalmente cuando disponemos de una variable que se distribuye de manera uniforme en el dominio  $D$ , existen métodos que permiten obtener variables que se distribuyan de manera no uniforme a partir de otras que se distribuyen de manera uniforme sobre dicho dominio.

Por tanto, la media aritmética de  $G_N$  es una aproximación al valor esperado de  $g(\mathbf{x})$  y recibe el nombre de estimador media muestral:

$$G_N = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N g(\mathbf{x}_i) \quad (4.23)$$

La aproximación será mejor cuanto mayor sea el número de muestras  $N$ , verificándose que el valor del estimador media muestral  $G_N$  converge al valor esperado  $\langle g(\mathbf{x}) \rangle$  cuando  $N$  tiende a infinito:

$$\lim_{N \rightarrow \infty} G_N = \langle g(\mathbf{x}) \rangle \quad (4.24)$$

La expresión 4.23 define a  $G_N$  como una combinación de  $N$  variables aleatorias que se puede caracterizar por un valor esperado, una varianza, etc. El valor esperado de  $G_N$  coincide con el valor esperado de  $g(\mathbf{x})$  debido a la linealidad de la operación:

$$\langle G_N \rangle = \left\langle \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N g(\mathbf{x}_i) \right\rangle = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \langle g(\mathbf{x}_i) \rangle = \langle g(\mathbf{x}) \rangle \quad (4.25)$$

El hecho de que  $G_N$  sea una variable estadística cuyo valor esperado coincide con el valor esperado de  $g(\mathbf{x})$ , define a  $G_N$  como un estimador centrado o insesgado del valor esperado de  $g(\mathbf{x})$ .

Una medida de la dispersión de un estadístico es su varianza o momento de orden dos respecto a la media. La varianza de  $g(\mathbf{x})$ ,  $\mathbf{s}^2$  o  $Var[g(\mathbf{x})]$  indistintamente, es:

$$\begin{aligned} \mathbf{s}^2 = Var[g(\mathbf{x})] &= \int_D (g(\mathbf{x}) - \langle g(\mathbf{x}) \rangle)^2 f(\mathbf{x}) d\mathbf{x} = \\ &= \int_D g^2(\mathbf{x}) f(\mathbf{x}) d\mathbf{x} - \langle g(\mathbf{x}) \rangle^2 = \langle g(\mathbf{x})^2 \rangle - \langle g(\mathbf{x}) \rangle^2 \end{aligned} \quad (4.26)$$

Recordando dos propiedades importantes del operador varianza que se deducen de su definición [López88]:

$$\begin{aligned} Var[\mathbf{I}\mathbf{x}] &= \mathbf{I}^2 Var[\mathbf{x}] \\ Var[\mathbf{x}_1 + \mathbf{x}_2] &= Var[\mathbf{x}_1] + Var[\mathbf{x}_2] \end{aligned} \quad (4.27)$$

donde  $\mathbf{I}$  es una constante y  $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2$  son variables estocásticamente independientes. La varianza de  $G_N$  nos informará del intervalo de error que afecta a dicho estimador. Su valor es:

$$Var[G_N] = Var\left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N g(\mathbf{x}_i)\right] = \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^N Var[g(\mathbf{x}_i)] = \frac{Var[g(\mathbf{x})]}{N} \quad (4.28)$$

es decir:

$$Var[G_N] = \frac{\mathbf{s}^2}{N} \quad (4.29)$$

De esta expresión se puede observar que a medida que aumenta el valor de  $N$ , número de muestras de  $\mathbf{x}$  la varianza del valor medio  $G_N$  disminuye según  $1/N$ . La aplicación del método de Monte Carlo para la evaluación de integrales se basa en este hecho.

Como varianza muestral  $s_N^2$ , o estimador de la varianza de  $g(\mathbf{x})$ , se puede utilizar, según la definición dada en la ecuación 4.26, la siguiente expresión:

$$s_N^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (g(\mathbf{x}_i) - G_N)^2 \quad (4.30)$$

o lo que es lo mismo:

$$s_N^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N g^2(\mathbf{x}_i) - \left( \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N g(\mathbf{x}_i) \right)^2 \quad (4.31)$$

Si se determina el valor esperado de  $s_N^2$ ,  $\langle s_N^2 \rangle$ :

$$\begin{aligned}
& \left\langle \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N g^2(\mathbf{x}_i) - \left( \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N g(\mathbf{x}_i) \right)^2 \right\rangle = \\
& = \left\langle g^2(\mathbf{x}) \right\rangle - \frac{1}{N^2} \left\langle \sum_{i=1}^N g^2(\mathbf{x}_i) + \sum_{i=1}^N \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N g(\mathbf{x}_i)g(\mathbf{x}_j) \right\rangle
\end{aligned} \tag{4.32}$$

Utilizando la propiedad de que la esperanza matemática de un producto de variantes estocásticamente independientes  $\langle g(x_i) g(x_j) \rangle$  es el producto de las esperanzas de esas variantes  $\langle g(\mathbf{x}) \rangle \langle g(\mathbf{x}) \rangle$  [López 1988], obtenemos que la expresión anterior se puede reescribir como:

$$\left( 1 - \frac{1}{N} \right) \langle g^2(\mathbf{x}) \rangle - \frac{N(N-1)}{N^2} \langle g^2(\mathbf{x}) \rangle = \frac{N-1}{N} \text{Var}[g(\mathbf{x})] \tag{4.33}$$

demostrando que:

$$\langle s_N^2 \rangle = \frac{N-1}{N} \mathbf{s}^2 \tag{4.34}$$

En consecuencia, el valor medio de  $s_N^2$  es menor que  $\mathbf{s}^2$ , aunque la diferencia tiende a cero al aumentar  $N$ . Este hecho pone de manifiesto que  $s_N^2$  es un estimador de tipo sesgado de  $\mathbf{s}^2$ , lo que se podría haber evitado utilizando la cuasivarianza muestral o varianza muestral corregida [Peña92] definida por:

$$s_N^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (g(\mathbf{x}_i) - G_N)^2 \tag{4.35}$$

que cumple:

$$s_N^2 = \mathbf{s}^2 \frac{N}{N-1} \quad \text{y} \quad \langle s_N^2 \rangle = \langle \mathbf{s}^2 \rangle \tag{4.36}$$

Utilizando este estadístico como estimador de la varianza, podemos expresar la varianza de  $G_N$  como:

$$\text{Var}[G_N] = \frac{\mathbf{s}^2}{N} = \frac{S_N^2}{N} = \frac{\mathbf{s}^2}{N-1} = \frac{1}{N-1} \left[ \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N g^2(\mathbf{x}_i) - \left( \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N g(\mathbf{x}_i) \right)^2 \right] \tag{4.37}$$

Parece claro que con el fin de poder tomar como valor de  $\mathbf{s}^2$  el valor de su estimador centrado  $s_N^2$ , es preciso disponer un número de muestras  $N$  suficientemente grande.

### 4.3.2. Distribución de la media de una variable aleatoria.

Cabe señalar que, para un valor fijo de  $N$ , existe una función de densidad de probabilidad que describe los valores que  $G_N$  toma en una simulación de Monte Carlo. De acuerdo con el teorema central del límite [Rubinstein81], cuando  $N \rightarrow \infty$ , esa distribución tiende asintóticamente a la distribución normal:

$$f(G_N) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \left( \frac{\mathbf{s}^2}{N} \right)} \exp \left[ -\frac{N(G_N - \langle g(\mathbf{x}) \rangle)^2}{2\mathbf{s}^2} \right] \quad (4.38)$$

A medida que aumenta el tamaño de  $N$ , el estimador media muestral  $G_N$  se aproxima al valor esperado de  $g(\mathbf{x})$  y se puede predecir la probabilidad de desviaciones respecto a la media, medidas en unidades de  $\mathbf{s}/\sqrt{N}$ . Esta es la desviación estándar de la distribución anterior y, dado el significado de “error” como la diferencia  $G_N - \langle g(\mathbf{x}) \rangle$ , también denominado error estándar  $\mathbf{e}$ , se puede expresar como:

$$\mathbf{e} = \frac{\mathbf{s}}{\sqrt{N}} \quad (4.39)$$

Aprovechando las propiedades de la distribución normal, se pueden establecer diferentes intervalos de confianza para el estimador  $G_N$ . Por ejemplo,  $G_N$  está dentro de un error estándar de  $\langle g(\mathbf{x}) \rangle$  el 68,3% de las veces, dentro de dos errores estándar el 95,4% de las veces, y dentro de tres errores estándar el 99,7% de las veces.

Cuando la varianza poblacional de  $g(\mathbf{x})$ ,  $\mathbf{s}^2$ , es desconocida, como sucede en nuestro caso, la forma anterior para determinar el intervalo de confianza no se puede aplicar porque depende de  $\mathbf{s}$ . Cuando  $\mathbf{s}^2$  no se conoce se puede analizar la distribución muestral de  $G_N$  según una distribución “t de Student” con  $N-1$  grados de libertad, de media  $\langle g(\mathbf{x}) \rangle$  y varianza igual a la varianza muestral corregida dividida por  $N$ ,  $s_N^2/N$  [López88]. Así, por ejemplo, si se fija un intervalo de confianza del 95% para una muestra de tamaño  $N=10$ , obteniendo la correspondiente “t de Student” con 9 grados de libertad, el estimador  $G_N$  se encuentra dentro del intervalo  $\langle g(\mathbf{x}) \rangle \pm 2,262s_N/\sqrt{N}$  con una probabilidad del 95%. Para valores grandes, la distribución “t de Student” converge a una distribución normal con lo que a efectos prácticos se vuelve al caso anterior sin más que sustituir  $\mathbf{s}^2$  por  $s_N^2$ .

El teorema central del límite es muy potente porque da una distribución específica para los valores de  $G_N$ , pero sólo se puede aplicar asintóticamente. El valor que debe tener  $N$  para poder aplicar el teorema central del límite depende

del problema considerado. Si para el problema particular existe el momento central tercero  $\mathbf{m}_3$  de  $\langle g(\mathbf{X}) \rangle$ , entonces el teorema central del límite se satisface cuando [Kalos86]:

$$|\mathbf{m}_3| \ll \mathbf{s}^3 \sqrt{N} \quad (4.40)$$

Además del teorema central del límite, en general, existe otra acotación del error no tan restrictiva dada por la desigualdad de Chebychev [López88], que también nos da una idea de la desviación del valor observado  $G_N$  de la media real. La desigualdad de Chebychev es:

$$P\left\{|G - \langle G \rangle| \geq \left(\frac{\text{Var}[G]}{\mathbf{d}}\right)^{1/2}\right\} \leq \mathbf{d} \quad (4.41)$$

donde  $\mathbf{d}$  es un número positivo. Esta desigualdad a veces recibe el nombre de primer teorema fundamental de Monte Carlo porque da una estimación de la posibilidad de obtener una gran desviación en un cálculo mediante este método. Supongamos, por ejemplo, que  $\mathbf{d}=0,01$  (un 1%). Particularizando la desigualdad para este valor:

$$P\left\{|G - \langle G \rangle| \geq 10(\text{Var}[G])^{1/2}\right\} \leq 0.01 \quad (4.42)$$

donde utilizando que  $\text{Var}[G]=\mathbf{s}^2/N$ :

$$P\left\{|G - \langle G \rangle| \geq 10 \frac{\mathbf{s}}{\sqrt{N}}\right\} \leq 0.01 \quad (4.43)$$

En consecuencia, la estimación realizada se encuentra dentro de 10 desviaciones estándar con una probabilidad del 99%. Luego hay que hacer que dichas desviaciones estándar sean muy pequeñas, es decir,  $N$  muy grande, para lograr que la acotación sea significativa.

Si se toma  $\mathbf{d}=0,01$  (un 1%) con un 95% de probabilidad, la estimación se encuentra dentro de 4,47 veces  $\mathbf{s}/\sqrt{N}$ . Con la suposición del teorema central del límite, sólo era 1,96 veces la desviación estándar.

Hemos visto que el método disminuye la varianza de la estimación (es decir, su error), al mismo ritmo que la raíz cuadrada de  $N$ , el número de puntos del muestreo. En esencia, cada nuevo punto muestreado se añade linealmente a una suma que será la función promedio, y también linealmente a una suma de cuadrados que será la varianza. El error estimado vendrá dado por la raíz cuadrada de esta varianza:

$$\text{Var}[G_N] = \frac{\mathbf{s}^2}{N}, \quad \text{error} = \frac{\mathbf{s}}{\sqrt{N}} \quad (4.44)$$

De cualquier modo, este tipo de convergencia con la raíz cuadrada no es inevitable, pudiéndose conseguir que el error decrezca más rápidamente que como  $1/\sqrt{N}$  actuando sobre el tipo de muestreo a realizar.

### 4.3.3. Estimación del error en canales ópticos difusos.

El método de Monte Carlo se basa en realizar  $N$  pruebas de un experimento, independientes entre sí, de tal forma que la media de todas ellas proporciona el resultado, y la desviación estándar, el error cometido a través de la expresión 4.44. Sin embargo, el método también permite estimar el error o grado de confianza del resultado obtenido a partir de un único experimento, es decir, sin necesidad de tener que realizar múltiples experiencias y determinar la desviación estándar de todas ellas.

La técnica de trazado de rayos se ha venido utilizando desde la década de los 60 dentro del marco de la acústica geométrica para obtener la respuesta al impulso de salas acústicas y auditorios [Giner97]. Recientemente, se han realizado trabajos basados en la utilización de la técnica de trazado de rayos puro y en el método de Monte Carlo [Giner99,Giner01], similar a la que utiliza López-Hernández en su algoritmo para obtener la respuesta al impulso del canal IR en interiores, en los que se presenta una expresión sencilla para determinar la confianza estadística de los resultados obtenidos, mediante dicho algoritmo, de la energía acústica que alcanza a un receptor durante un determinado intervalo de tiempo.

Sea  $P_p$  el valor instantáneo de la potencia que detecta el receptor en un instante de tiempo determinado  $t$ , la potencia promedio en un intervalo pequeño de tiempo  $\mathbf{D}t$ , vendrá dada por:

$$P_{\Delta t} = \frac{1}{\Delta t} \int_t^{t+\Delta t} P_t dt \quad (4.45)$$

Como estimador de  $P_{\mathbf{D}t}$  se puede utilizar el estimador  $P'_{\mathbf{D}t}$  definido como la suma de las potencias de los rayos,  $P_p$  que inciden en el receptor durante dicho intervalo de tiempo  $\mathbf{D}t$ :

$$P'_{\Delta t} = \sum_{i=1}^{N_{\Delta t}} P_i \quad (4.46)$$

de varianza,  $\text{Var}[P'_{\mathbf{D}t}]$ :

$$Var[P'_{\Delta t}] = \sum_{i=1}^{N_{\Delta t}} P_i^2 - \frac{1}{N} \left( \sum_{i=1}^{N_{\Delta t}} P_i \right)^2 \quad (4.47)$$

donde  $N$  es el número total de rayos generados desde el emisor,  $N_{\mathbf{D}t}$  es el número de rayos que impactan en el receptor durante el intervalo de tiempo  $\mathbf{D}t$  (donde  $\mathbf{D}t$  representa cada uno de los intervalos del histograma o respuesta al impulso) y  $P_i$  la potencia que porta el rayo  $i$ -ésimo ( $i=1,2,3,\dots,N_{\mathbf{D}t}$ ) que ha incidido en el receptor en dicho intervalo.

Si tomamos como margen de error la raíz cuadrada de la varianza o lo que se ha definido como error estándar, sabiendo que el 68,3% de los valores se encuentran en dicho rango, tenemos que la potencia incidente en el intervalo de tiempo  $\mathbf{D}t$  se puede expresar como:

$$P_{\Delta t} = P'_{\Delta t} \pm \delta'_{\Delta t}, \text{ donde } \delta'_{\Delta t} = \sqrt{Var[P'_{\Delta t}]} \quad (4.48)$$

y el error relativo,  $e_r[P'_{\mathbf{D}t}]$  en el intervalo de tiempo  $\mathbf{D}t$ , como el cociente entre la desviación estándar  $\mathbf{S}'_{\mathbf{D}t}$  y  $P'_{\mathbf{D}t}$ :

$$e_r[P'_{\Delta t}] = \frac{\sqrt{Var[P'_{\Delta t}]}}{P'_{\Delta t}} = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{N_{\Delta t}} P_i^2}}{\left( \sum_{i=1}^{N_{\Delta t}} P_i \right)^2} - \frac{1}{N} \quad (4.49)$$

Como máximo admisible de intervalo pequeño de tiempo  $\mathbf{D}t$ , se entiende aquel que asegura que un receptor localizado cerca de las paredes no es impactado dos veces por el mismo rayo.

Esta ecuación se extiende de manera directa para estimar el error durante un intervalo de tiempo grande  $\mathbf{D}t$ , sustituyendo el número de rayos  $N$  por el número total de vuelos  $N_f$  ocurridos durante dicho intervalo de tiempo  $\mathbf{D}t$ , es decir, las veces que cada uno de los rayos impacta con las superficies del recinto durante  $\mathbf{D}t$ . El número de vuelos se puede expresar como:

$$N_f \cong \frac{\Delta t}{dt} N \quad (4.50)$$

donde  $dt$  es el tiempo medio entre impactos de los rayos con las superficies del recinto. Sustituyendo el número de vuelos por el número de rayos en las ecuaciones 4.47 y 4.49, las expresiones para la varianza de  $P'_k$  y el error relativo toman la forma:

$$Var[P'_{\Delta t}] = \sum_{i=1}^{N_M} P_i^2 - \frac{1}{N_f} \left( \sum_{i=1}^{N_M} P_i \right)^2 \quad (4.51)$$

$$e_r[P'_{\Delta t}] = \frac{\sqrt{Var[P'_{\Delta t}]}}{P'_{\Delta t}} = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{N_M} P_i^2}}{\left( \sum_{i=1}^{N_M} P_i \right)^2} - \frac{1}{N_f} \quad (4.52)$$

donde  $N_M$  es el número de rayos que inciden en el receptor durante el tiempo  $\Delta t$  y  $P_i$  es la potencia que porta cada uno de ellos.

La diferencia entre el algoritmo de trazado de rayos puro para el que se han obtenido las expresiones 4.49 y 4.52, y del algoritmo implementado en este trabajo de Tesis para determinar la respuesta al impulso del canal IR en interiores, radica en la forma de calcular la potencia detectada por el receptor. Mientras en el primero, la respuesta se determina sumando temporalmente la potencia que porta cada uno de los rayos cuando inciden en el receptor, en el segundo, la potencia que detecta el receptor se calcula analíticamente considerando un enlace por visión directa entre los puntos donde ocurren las reflexiones y el receptor. En un principio, cabría pensar que las ecuaciones obtenidas para estimar el error cometido al obtener la respuesta al impulso mediante el algoritmo de trazado de rayos puro se podrían extrapolar al aquí utilizado sin más que sustituir la expresión que define los valores de las potencias  $P_i$ .

Consideremos un emisor  $E^o\{\mathbf{p}_E, \mathbf{n}_E, P_E, R_E(\mathbf{W}, n)\}$  y un receptor  $R^o\{\mathbf{p}_R, \mathbf{n}_R, A_R, FOV\}$  en un entorno con reflectores, según se muestra en la Figura 4.9. El diferencial de potencia que detectará un receptor de área efectiva  $A_{ef}[\mathbf{y}(\mathbf{W}, t)]$  en un instante de tiempo  $t$ , debida a un diferencial de ángulo sólido de emisión  $d\mathbf{W}$ , se puede escribir como:

$$dP(t, \Omega) = \frac{R_E(\Omega, n) R_S[\mathbf{f}(\Omega, t)] A_{ef}[\mathbf{y}(\Omega, t)]}{d(t, \Omega)^2} d\Omega \quad (4.53)$$

donde  $R_E(\mathbf{W}, n)$  es el diagrama de radiación del emisor,  $R_S[\mathbf{f}(\mathbf{W}, t)]$  es el patrón de reflexión de la superficie y  $d$  es la distancia desde el punto de reflexión hasta el receptor.

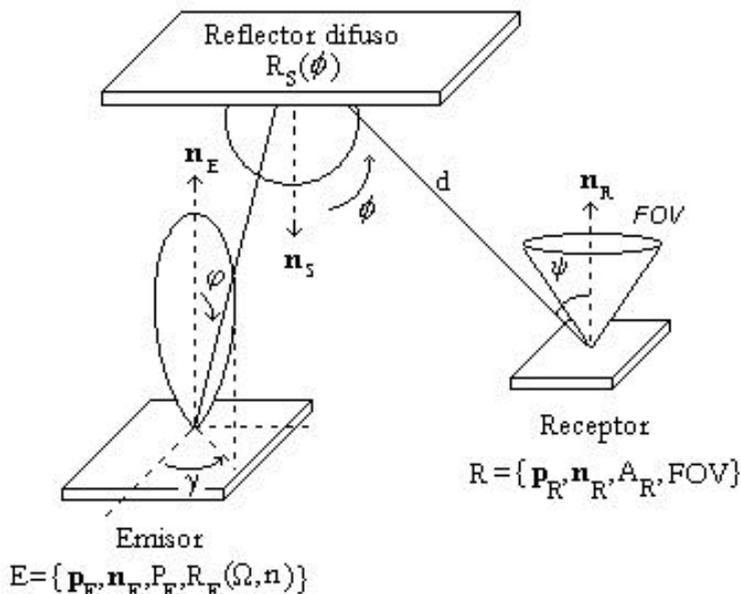


Figura 4.9. Configuración de emisor y receptor con reflectores.

Para todo el ángulo sólido de emisión, la distribución temporal de potencia se obtiene realizando la integral de 4.53 sobre dicho ángulo  $\mathbf{W}$ :

$$P(t) = \int_{\Omega} \frac{R_E(\Omega, n) R_S[\mathbf{f}(\Omega, t)] A_{ef}[\mathbf{y}(\Omega, t)]}{d(t, \Omega)^2} d\Omega \quad (4.54)$$

Sustituyendo los valores de  $R_E(\mathbf{W}, n)$ ,  $R_S[\mathbf{f}(\mathbf{W}, t)]$  y  $A_{ef}[\mathbf{y}(\mathbf{W}, t)]$  por sus valores según los modelos matemáticos del emisor, reflector y receptor, descritos en el apartado modelo de propagación, la expresión anterior toma la forma:

$$P(t) = \int_{\mathbf{W}} \frac{\mathbf{r}(t, \mathbf{W}) P_E(n+1) \cos^n(\mathbf{j}) A_R \cos[\mathbf{f}(t, \mathbf{W})] \cos[\mathbf{y}(t, \mathbf{W})]}{2p^2 d(t, \mathbf{W})^2} \text{rect} \left[ \frac{\mathbf{y}(t, \mathbf{W})}{FOV} \right] d\mathbf{W} \quad (4.55)$$

$$d\mathbf{W} = \sin(\mathbf{j}) d\mathbf{j} d\mathbf{g}, \quad 0 \leq \mathbf{j} \leq p/2, \quad 0 \leq \mathbf{g} \leq 2p$$

donde  $\mathbf{r}$  representa las pérdidas totales por reflexión y  $d$ ,  $\mathbf{f}$ ,  $\mathbf{y}$  son parámetros que se refieren a la última reflexión antes de que la radiación alcance al receptor.

La integral anterior se puede describir de la siguiente manera:

$$P(t) = \langle g(\Omega, t) \rangle = \int_{\Omega} g(\Omega, t) f(\Omega) d\Omega \quad (4.56)$$

donde las funciones  $g(\mathbf{W}, t)$  y  $f(\mathbf{W})$  definidas en el dominio  $\mathbf{W}$ , son:

$$\begin{aligned}
g(\Omega, t) &= \mathbf{r} P_E \frac{A_R \cos \mathbf{f} \cos \mathbf{y}}{\mathbf{p} d^2} \text{rect} \left[ \frac{\mathbf{y}}{FOV} \right] \\
f(\Omega) &= \frac{(n+1)}{2\delta} \cos^n \mathbf{j}, \quad 0 \leq \mathbf{j} \leq \mathbf{p}/2, \quad 0 \leq \mathbf{g} \leq 2\mathbf{p}
\end{aligned} \tag{4.57}$$

donde se cumple la condición de ortogonalidad:

$$\int_{\Omega} f(\Omega) d\Omega = 1 \tag{4.58}$$

En definitiva, el problema de obtener la respuesta al impulso consiste en resolver la integral 4.55, es decir, calcular  $P(t)$  o el promedio de la función  $g(\mathbf{W}, t)$  que se distribuye según  $f(\mathbf{W})$  en el dominio  $\mathbf{W}$ . Con la técnica de trazado de rayos se realiza una partición o discretización de la energía que emite una fuente en elementos denominados rayos. Al utilizar esta técnica, se está trasladando el problema al campo discreto, lo cual permite utilizar posteriormente el método de Monte Carlo para evaluar dicha integral. Según este método, la integral se puede evaluar, ya en el campo discreto, determinando el valor del estimador media muestral  $P'_N$ , definido según la expresión 4.22 por el sumatorio:

$$P'_N = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N g_i(\Omega, t) \tag{4.59}$$

Es decir, generando  $N$  muestras aleatorias o rayos según la función de distribución de probabilidad  $f(\mathbf{W})$ , que no es más que el diagrama de radiación del emisor, y evaluando el valor de  $g(\mathbf{W}, t)$ , la potencia detectada por el receptor después de cada reflexión, para cada una de ellas. Sustituyendo el valor de  $g_i(\mathbf{W}, t)$ , la expresión anterior toma la forma:

$$\begin{aligned}
P'_N &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N g_i(\Omega, t) = \sum_{i=1}^N \frac{g_i(\Omega, t)}{N} = \\
&= \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^{K_i} \frac{P_E}{N} \frac{A_R \cos \mathbf{f}_{k,R} \cos \mathbf{y}_{k,R}}{\mathbf{p} d_{k,R}^2} \left( \sum_{j=1}^k \mathbf{r}_j \right) \text{rect} \left[ \frac{\mathbf{y}_{k,R}}{FOV} \right] = \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^{K_i} P_{i,k} = \sum_{i=1}^N P_i
\end{aligned} \tag{4.60}$$

donde  $P_i$  es la potencia que detecta el receptor debida a las reflexiones que sufre cada uno de los rayos, que coincide con la expresión 4.17.

$P'_N$  es una variable estadística con una varianza cuya media se aproxima al valor de  $P(t)$  cuanto mayor sea el número de muestras  $N$ . El grado de confianza de la aproximación se obtiene a partir de la varianza del estadístico  $P'_N$ , la cual, según la definición dada en la ecuación 4.31, se puede expresar como:

$$Var[P'_N] = \sum_{i=1}^N P_i^2 - \frac{1}{N} \left( \sum_{i=1}^N P_i \right)^2 \quad (4.61)$$

Si se toma como margen de error lo que se ha definido como error estándar, tenemos que el valor de la integral 4.55 se puede expresar como:

$$P(t) = P'_N \pm \mathbf{s}'_N, \quad \text{donde} \quad \mathbf{s}'_N = \sqrt{Var[P'_N]} \quad (4.62)$$

Y por tanto, el error relativo será:

$$\mathbf{e}_r [P'_N] = \frac{\sqrt{Var[P'_N]}}{P'_N} = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{N_M} P_i^2}}{\left( \sum_{i=1}^{N_M} P_i \right)^2} - \frac{1}{N} \quad (4.63)$$

donde  $P_i$  es la potencia total con la que contribuye cada uno de los  $N$  rayos, definida según la expresión 4.17 como:

$$P_i = \sum_{k=1}^{K_i} P_{i,k} = \sum_{k=1}^{K_i} \frac{P_E}{N} \frac{A_R \cos \mathbf{f}_{k,R} \cos \mathbf{y}_{k,R}}{\mathbf{p} d_{k,R}^2} \left( \sum_{j=1}^k \mathbf{r}_j \right) \text{rect} \left[ \frac{\mathbf{y}_{k,R}}{FOV} \right] \quad (4.64)$$

De esta manera se demuestra que las expresiones 4.49 y 4.52, que permiten determinar el error relativo en un intervalo de tiempo  $\mathbf{Dt}$ , son válidas para el algoritmo modificado utilizando la expresión 4.64 para representar la potencia detectada por el receptor ( $P_i$ ).

#### 4.3.4. Validación numérica de las expresiones para estimar el error.

Para comprobar que las expresiones 4.49 y 4.52 son válidas para estimar el error cometido al calcular la respuesta al impulso en una única simulación, se han comparado los resultados obtenidos a partir de una simulación con los estadísticos de 500 experimentos numéricos (500 simulaciones de 50.000 rayos cada una). Esto se realizó para cada una de las cuatro configuraciones cuyos parámetros se han presentado en la Tabla 4.1 sin ningún tipo de restricción en cuanto al número de reflexiones.

En la Figura 4.10 se muestran cuatro respuestas, una para cada configuración, seleccionadas de manera arbitraria entre las 500 simulaciones, a las que se le ha añadido y sustraído el error estimado según la ecuación 4.49, pero sin normalizar respecto a  $P'_d$ , es decir, se les ha añadido y sustraído la desviación estándar o error absoluto  $\mathbf{s}'_d$ . Si se toma como la respuesta real buscada para cada

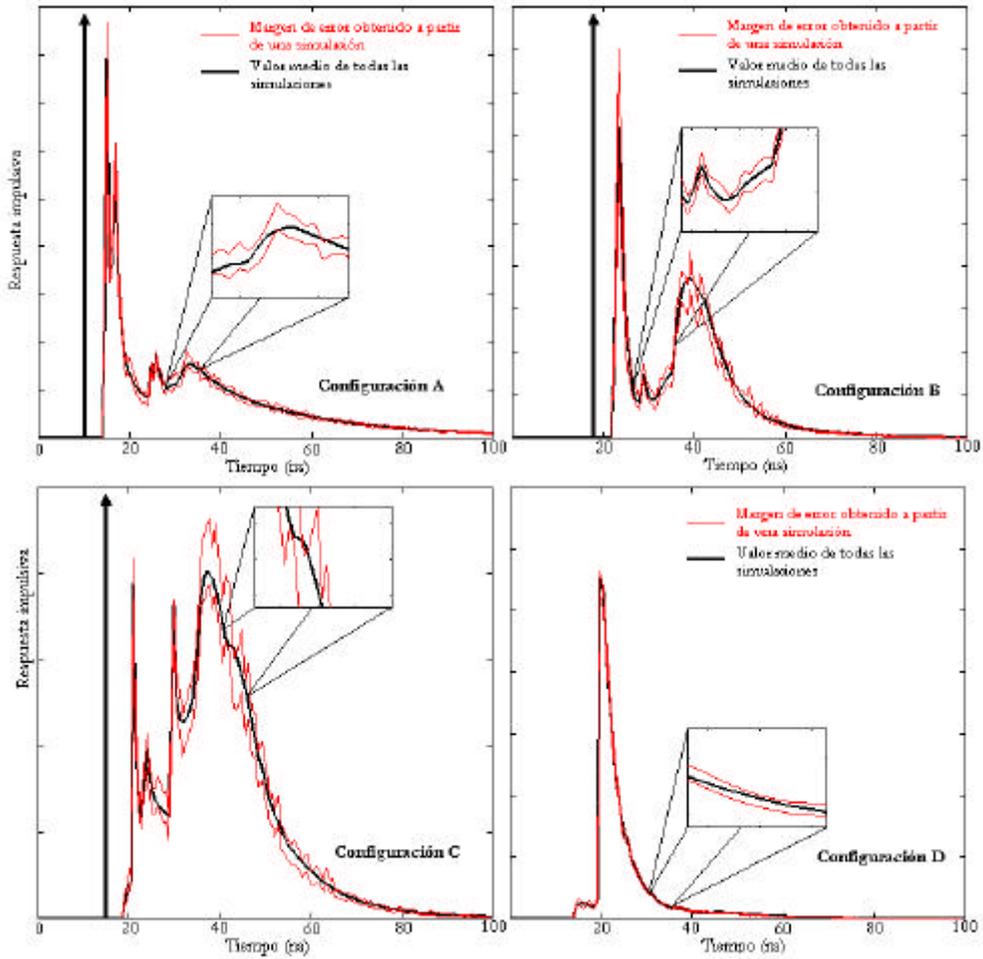
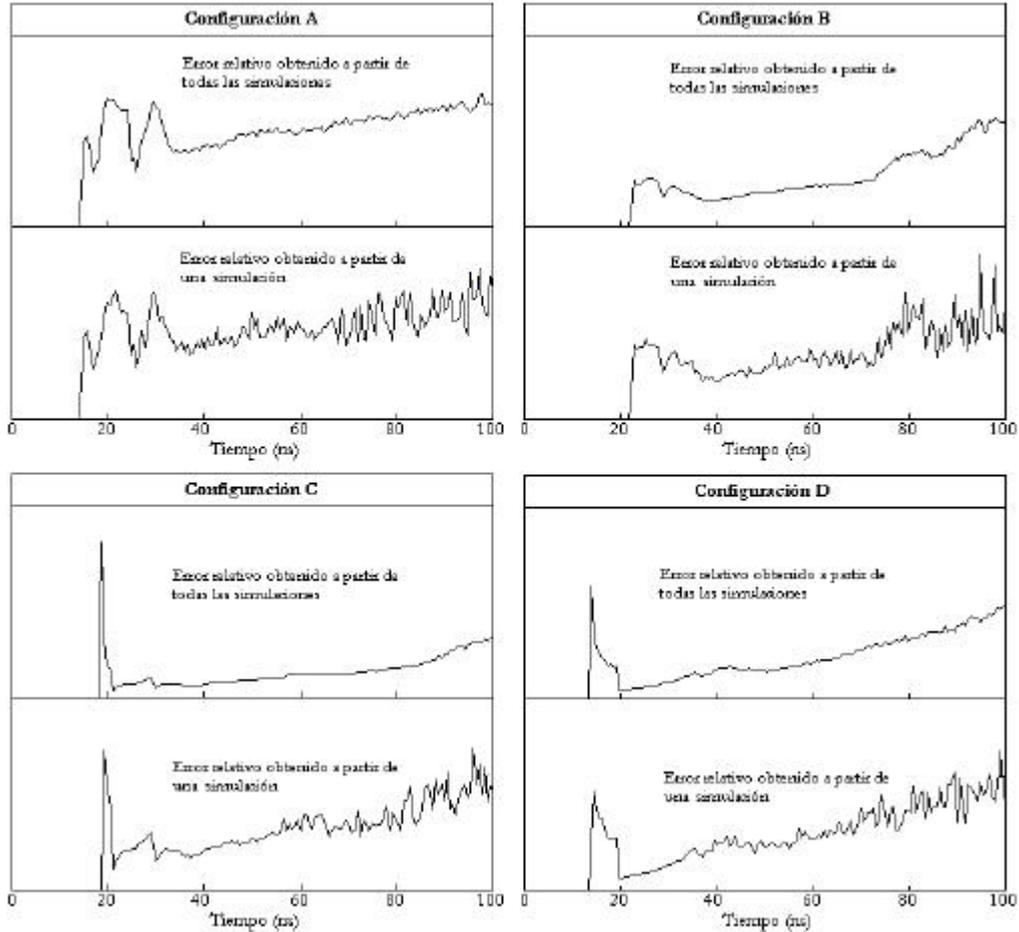


Figura 4.10. Margen de error obtenido a partir de una simulación y respuesta impulsiva media de las 500 simulaciones para las configuraciones A, B, C y D.

configuración el valor medio de las respuestas obtenidas en las 500 simulaciones, se puede observar que dicho valor se encuentra dentro de los márgenes de error predichos a través de una única simulación. Esto indica que se puede predecir el error cometido en un intervalo de tiempo  $Dt$  a partir de una sola simulación, sin necesidad de tener que determinar los estadísticos de un número elevado de ellas.

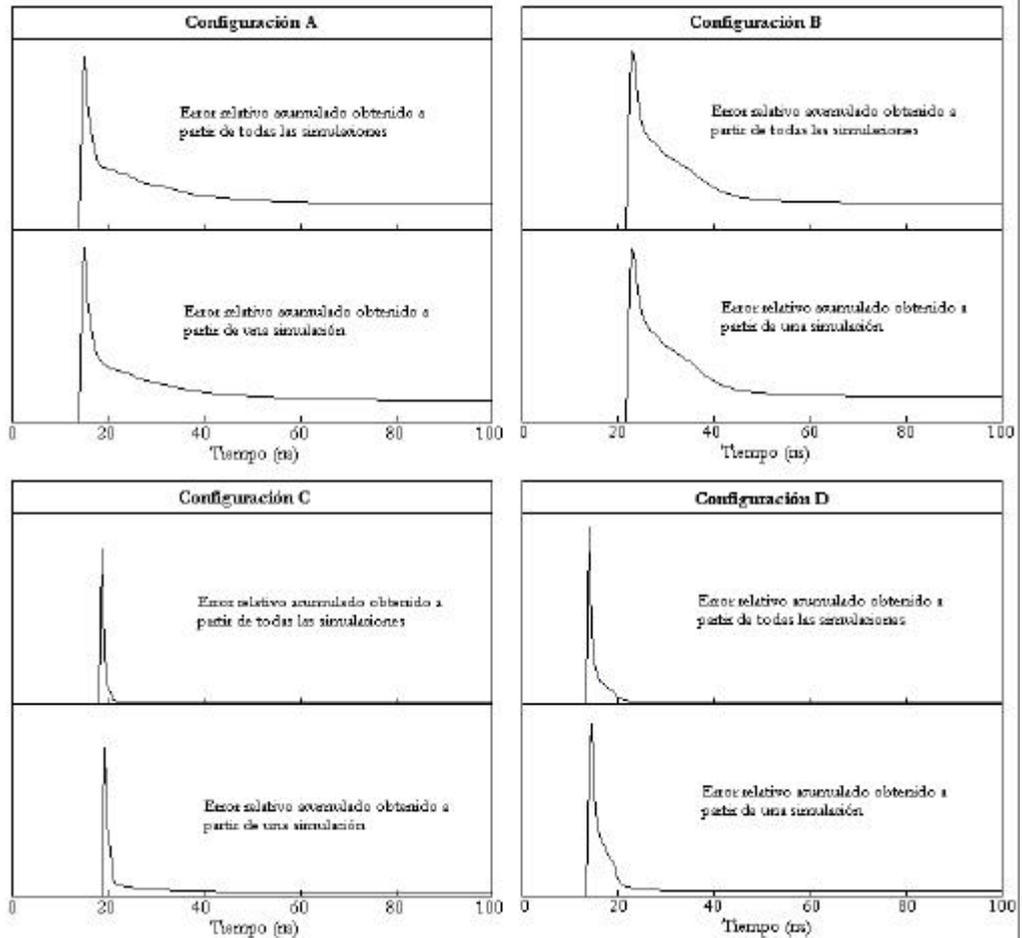
Para manifestar que el error relativo en un intervalo de tiempo  $Dt$ , determinado mediante las expresiones 4.49 y 4.52, es similar al obtenido a partir de los estadísticos de las 500 simulaciones (valor medio y desviación estándar), se determinaron dichos errores para las cuatro configuraciones y se compararon los resultados.



**Figura 4.11.** Errores relativos obtenidos de una simulación y de los estadísticos de todas las simulaciones (cociente entre desviación estándar y valor medio) para las cuatro configuraciones A, B, C y D.

Inicialmente, se estimó el error relativo para un intervalo de tiempo pequeño  $\Delta t=0,2ns$  y se comparó con el cociente entre la desviación estándar y la media de todas las simulaciones. En la Figura 4.11 se muestra, para las cuatro configuraciones, el error relativo estimado a partir de una simulación a través de la ecuación 4.49 y el error relativo obtenido a partir de los estadísticos de las 500 simulaciones. Como se puede observar, las curvas presentan gran similitud en todos los casos, si bien, el error estimado a partir de una simulación es ligeramente superior. Esto se debe a que las expresiones anteriores son válidas cuando el número de rayos elegidos para cada simulación es elevado.

En este caso, la elección de 50.000 rayos se realizó con el propósito de obtener errores observables gráficamente. Posteriormente, se predijo el error relativo acumulado obtenido a partir de una simulación según la expresión 4.52,



**Figura 4.12.** Errores relativos acumulados obtenidos a partir de una simulación y de los estadísticos de todas las simulaciones (cociente entre desviación estándar y valor medio de las respuestas impulsivas acumuladas) para las configuraciones A, B, C y D.

(el error relativo para un intervalo de tiempo grande  $Dt=t-t_0$ , donde  $t_0=0$  y  $t$  es cualquier instante de tiempo posterior a  $t_0$ ), y se comparó con el error relativo acumulado obtenido a partir de los estadísticos de todas las simulaciones (calculado como el cociente entre la desviación estándar y el valor medio de las respuestas impulsivas acumuladas). Como se puede observar en la Figura 4.12, existe gran similitud entre ambos, lo cual indica también la validez de dicha expresión.

En definitiva, se puede decir que las expresiones presentadas para estimar el error relativo cometido en un intervalo de tiempo  $Dt$  al obtener la respuesta al impulso, permiten determinar dicho error a partir de una simulación sin necesidad de determinar los estadísticos de un elevado número de ellas, pero

siempre que el número de rayos utilizado sea elevado. De esta forma, el tiempo que se invertiría en realizar ese gran número de simulaciones o experimentos, se podría aprovechar para realizar una única simulación con un número mayor de rayos y, por tanto, obtener así resultados más precisos.

## Capítulo 5

---

### **Modelos para el algoritmo modificado basado en la técnica de trazado de rayos.**

En el capítulo 3 se revisaron los métodos y el modelo de propagación en los que se fundamentan cada una de las herramientas desarrolladas hasta la actualidad para estimar la respuesta al impulso del canal IR en interiores. El modelo de propagación hace referencia a la forma de aproximar el efecto que producen cada uno de los elementos presentes en el canal: reflectores, receptores, concentradores, emisores y lentes. En este capítulo se presentan modelos aplicables a algoritmos basados en la técnica de trazado de rayos que aproximan el comportamiento de cada uno de estos elementos.

La mayoría de las herramientas de simulación consideran a las superficies reflectoras como reflectores puramente difusos [Gfeller79, Barry93, Navarro94, Abtahi95, López-Hdez97]. Sin embargo, este modelo presenta un inconveniente, no es capaz de aproximar aquellas superficies con una alta componente especular de reflexión. Algunos trabajos han puesto de manifiesto la importancia que sobre la respuesta al impulso del canal provoca la presencia de este tipo de superficies [Navarro96, López-Hdez98a, López-Hdez98b, López-Hdez00, Rodríguez00, Rodríguez01a]. En este trabajo se utiliza un modelo de reflexión, el de Phong [Lomba98], capaz de aproximar el comportamiento de reflectores tanto difusos como especulares, y se adapta para utilizarlo en algoritmos basados en la técnica de trazado de rayos como el descrito en el capítulo anterior [Rodríguez02].

En numerosos enlaces IR se usan concentradores en el receptor con el propósito de conseguir elevadas áreas efectivas de detección a partir de detectores IR de pequeña área física, y consecuentemente, mejorar la relación señal ruido en recepción sin necesidad de aumentar el nivel de potencia en el emisor [Barry94]. En este capítulo se presenta un nuevo modelo para el área efectiva de un detector IR equipado con alguno de los dos concentradores que comúnmente se usan en los enlaces IR de corto alcance: el concentrador parabólico o CPC y la lente semiesférica [Rodríguez01b, Rodríguez03]. En este nuevo modelo, se tienen en cuenta las pérdidas por reflexión y el retardo introducido por el concentrador, así como el efecto de los filtros paso banda que conjuntamente se emplean con este tipo de concentradores. Tanto los CPCs, como la lente semiesférica han sido ampliamente estudiados en aplicaciones de concentración de energía solar [Welford78, Miñano92, Fraidenraich93, Miñano96], y en algunos trabajos se aplican a enlaces IR, pero a través de un modelo ideal [Barry95, Ho95]. Aquí se

ha buscado un modelo, aplicable al algoritmo modificado, que además de dar cuenta de las pérdidas por reflexión, permita cuantificar el retardo por propagación y presente cierta flexibilidad para simular concentradores y filtros de diferentes características.

Generalmente, en muchas aplicaciones, se suelen utilizar lentes en el emisor para conseguir un alto grado de direccionalidad. En este capítulo, también se propone un modelo matemático para el sistema óptico emisor-lente [Rodríguez03]. Por último, del procedimiento seguido para simular emisores con lentes, se deriva un procedimiento para modelar el patrón de radiación de un emisor genérico, es decir, emisores cuyo patrón no se puede aproximar mediante una expresión analítica.

### 5.1. Modelo de reflexión.

En general, un rayo incidente sobre una superficie reflectora se refleja mediante dos componentes: una difusa y otra especular. El modelo de reflexión propuesto para aproximar el patrón de reflexión de las superficies reflectoras, como simplificación, consideran 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  $\mathbf{r}$  (Figura 5.1(a)). 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 [Lomba98], 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 (Figura 5.1(b)). La expresión analítica que describe el modelo de Phong es:

$$R_S(\mathbf{f}, \mathbf{f}') = P_S \left( \frac{r_d}{\mathbf{p}} \cos \mathbf{f} + (1 - r_d) \frac{m+1}{2\mathbf{p}} \cos^m(\mathbf{f} - \mathbf{f}') \right) \quad (5.1)$$

donde  $r_d \hat{\mathbf{I}} [0,1]$  representa el porcentaje de señal incidente que se refleja de manera difusa,  $m$  es la directividad de la componente especular y  $\mathbf{f}'$  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  $\mathbf{r}$ . Como se puede observar, 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 ( $r_d=1$ ).

En el algoritmo modificado basado en el método de Monte Carlo y en la técnica de trazado de rayos, la utilización de uno u otro modelo de reflexión influye en la generación de los rayos después de cada reflexión y en el cálculo de

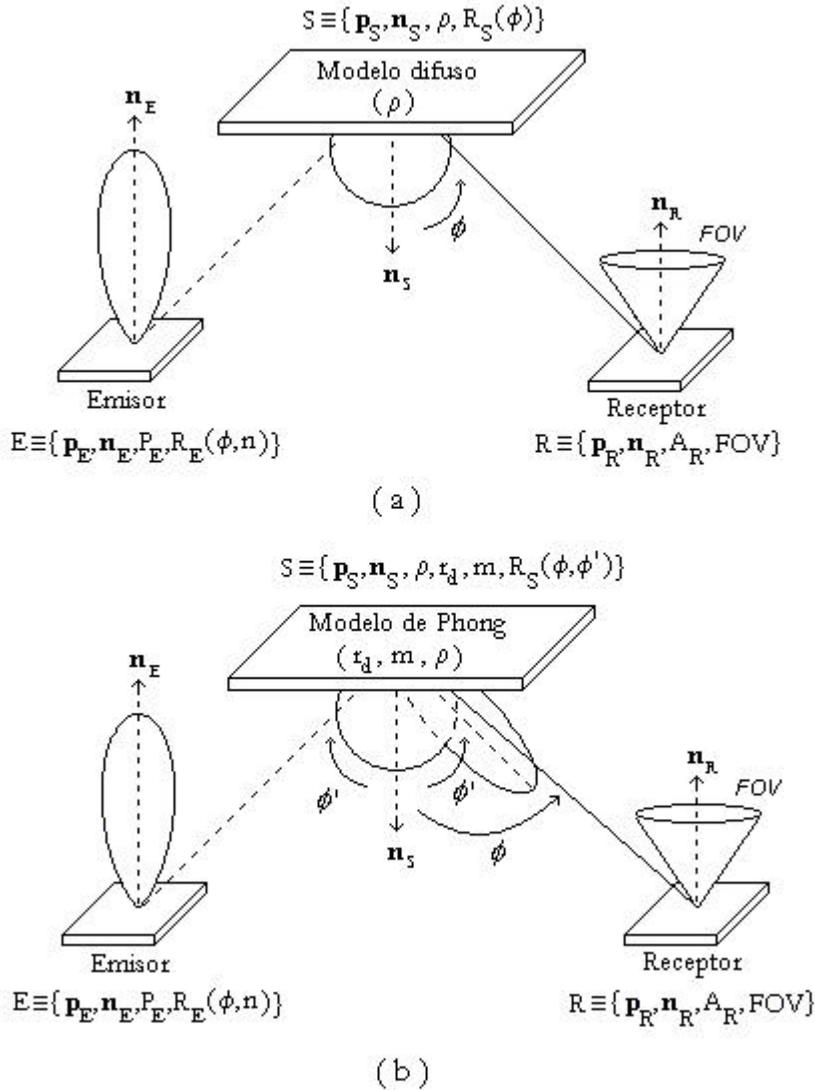


Figura 5.1. Geometría de emisor y receptor con elementos reflectores.  
 (a) Modelo difuso, (b) Modelo de Phong.

la potencia detectada por el receptor debida a cada una de las reflexiones sufridas por el rayo [Rodríguez02].

### 5.1.1. Generación de los rayos después de cada reflexión.

El modelo de Phong, definido de forma analítica mediante la ecuación 5.1, hay que adaptarlo para utilizarlo en el algoritmo. Cuando un rayo alcanza alguna de las superficies del recinto, caracterizada por los parámetros  $r_b$ ,  $m$  y  $\mathbf{r}$ , el punto donde se ha producido la colisión se considera como una nueva fuente óptica,

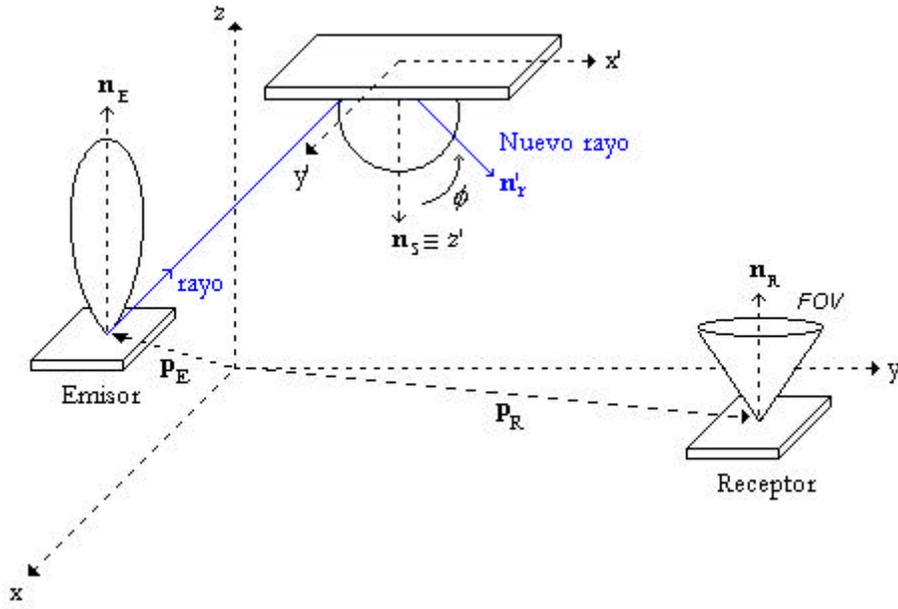


Figura 5.2. Generación de un rayo para el caso difuso.

generándose un nuevo rayo desde dicha posición con una orientación asignada de manera aleatoria según el modelo de reflexión asociado a la superficie donde se ha producido dicha reflexión.

Inicialmente se genera una variable aleatoria uniformemente distribuida entre los valores 0 y 1, si dicho valor es menor que  $r_{db}$  se considera que la reflexión es puramente difusa, y en caso contrario, es decir, mayor que  $r_{db}$  totalmente especular. En definitiva, dependiendo del valor aleatorio uniforme y del porcentaje de reflexión difusa  $r_{db}$  se considera que la superficie presenta un patrón de reflexión dado por una de las siguientes ecuaciones:

$$\text{Difusa : } R_S(\mathbf{f}) = P_S \frac{1}{p} \cos \mathbf{f}, \quad 0 \leq \mathbf{f} \leq p/2, \quad 0 \leq \mathbf{g} \leq 2p \quad (5.2)$$

$$\text{Especular : } R_S(\mathbf{f}, \mathbf{f}') = P_S \frac{m+1}{2p} \cos^m(\mathbf{f} - \mathbf{f}'), \quad 0 \leq \mathbf{f} \leq p/2, \quad 0 \leq \mathbf{g} \leq 2p \quad (5.3)$$

Independientemente del tipo de reflexión, se debe generar un nuevo rayo con una orientación aleatoria obtenida a partir del modelo de reflexión, es decir, según la función de densidad de probabilidad  $R_S(\mathbf{f})/P_S$ . Se ha elegido como función de densidad de probabilidad el cociente entre  $R_S(\mathbf{f})$  y  $P_S$  para que se cumpla la condición:

$$\int_{\Omega} \frac{R_s(\phi)}{P_s} d\Omega = 1 \quad (5.4)$$

donde  $d\mathbf{W}$  es el diferencial de ángulo sólido de reflexión. Para generar rayos con una orientación aleatoria distribuida según  $R_s(\mathbf{f})/P_s$ , se utiliza el mismo método empleado para generar los rayos desde la posición del emisor según el patrón lambertiano generalizado, el método de la transformada inversa. En el caso que nos ocupa, interesa generar muestras de la variable aleatoria  $\mathbf{f}$  según la función de densidad de probabilidad  $R_s(\mathbf{f})/P_s$ . Aplicando el método de la transformada inversa, se pueden obtener muestras aleatorias de  $\mathbf{f}$ , según 4.5, mediante la relación:

$$\mathbf{f} = \cos^{-1}\left({}^{n+1}\sqrt{1-U}\right) \quad \text{ó} \quad \mathbf{f} = \cos^{-1}\left({}^{n+1}\sqrt{U}\right) \quad (5.5)$$

donde  $U$  es una variable aleatoria uniformemente distribuida entre 0 y 1. Así, los vectores unitarios  $\mathbf{n}_r$  en coordenadas cartesianas  $(x', y', z')$  que definen las orientaciones aleatorias de los rayos generadas según el modelo de reflexión de la superficie para el caso de reflexión difusa, se obtienen, según 4.7, mediante las expresiones:

$$\text{Difusa: } \begin{cases} z' = \cos \mathbf{f} = \sqrt{U} \\ x' = r \cos \mathbf{g} = r \cos(2\mathbf{p}V) \\ y' = r \text{ sen} \mathbf{g} = r \text{ sen}(2\mathbf{p}V) \end{cases} \quad r = \sqrt{1-z'^2} \quad (5.6)$$

donde  $U$  y  $V$  son variables aleatorias distribuidas uniformemente entre 0 y 1. Se ha considerado que la componente  $z'$  coincide con la dirección del vector normal  $\mathbf{n}$  de la superficie donde ha ocurrido la reflexión, y que las componentes  $x'$  e  $y'$  están contenidas en el plano que define dicha superficie (Figura 5.2).

Para generar un nuevo rayo, en el caso de considerar reflexión especular, el vector unitario  $\mathbf{n}_r$  en coordenadas cartesianas  $(x', y', z')$ , se obtiene aleatoriamente, según 4.7, a partir de las expresiones:

$$\text{Especular: } \begin{cases} z' = \cos(\mathbf{f} - \mathbf{f}') = {}^{m+1}\sqrt{U} \\ x' = r \cos \mathbf{g} = r \cos(2\mathbf{p}V) \\ y' = r \text{ sen} \mathbf{g} = r \text{ sen}(2\mathbf{p}V) \end{cases} \quad r = \sqrt{1-z'^2} \quad (5.7)$$

donde  $U$  y  $V$  son de nuevo variables aleatorias distribuidas uniformemente entre los valores 0 y 1. En este caso, se ha considerado que la componente  $z'$  coincide con la dirección de reflexión especular  $\mathbf{n}$ , y que  $x'$  e  $y'$  están contenidas en el plano de una hipotética superficie de vector normal  $\mathbf{n}$  (Figura 5.3).

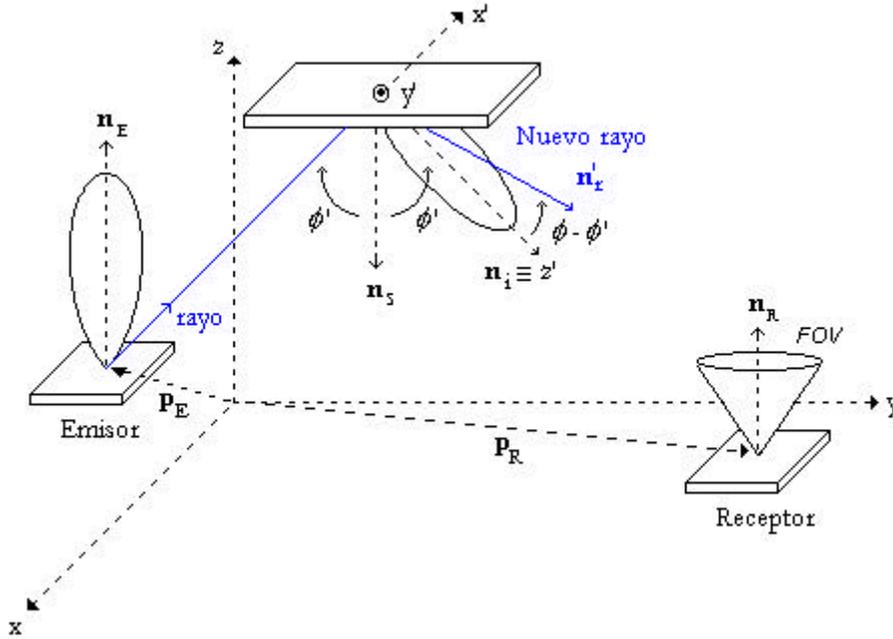


Figura 5.3. Generación de un rayo para el caso especular.

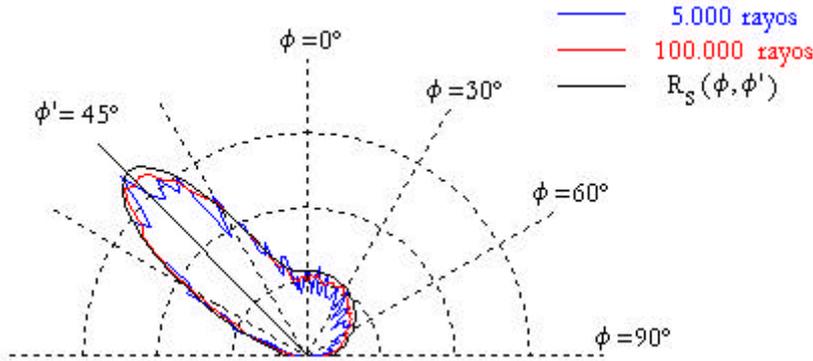


Figura 5.4. Histogramas de orientaciones,  $\phi$ , para 5.000 y 100.000 rayos generados de manera aleatoria según el modelo de Phong.

Como lo que se desea es el vector que define la orientación del nuevo rayo  $\mathbf{n}$  en función del sistema de referencia de la habitación  $(x, y, z)$ , independientemente del tipo de reflexión, es necesario realizar una rotación según el ángulo  $\mathbf{q}$ , formado por los ejes  $z'$  y  $z$  y el ángulo  $\mathbf{j}$ , formado por los ejes  $x'$  y  $x$ . La matriz de rotación  $M$  que permite obtener  $\mathbf{n}$  a partir de  $\mathbf{n}'$ , viene dada, según 4.8, por:

$$M = \begin{pmatrix} \cos \mathbf{j} \cos \mathbf{q} & -\text{sen} \mathbf{j} & \cos \mathbf{j} \text{sen} \mathbf{q} \\ \text{sen} \mathbf{j} \cos \mathbf{q} & \cos \mathbf{j} & \text{sen} \mathbf{j} \text{sen} \mathbf{q} \\ \text{sen} \mathbf{q} & 0 & \cos \mathbf{q} \end{pmatrix} \quad (5.8)$$

Así, el vector unitario  $\mathbf{n}$  respecto al sistema de referencia  $(x, y, z)$  que se utiliza para seguir propagando el rayo es:

$$\begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \mathbf{j} \cos \mathbf{q} & -\text{sen} \mathbf{j} & \cos \mathbf{j} \text{sen} \mathbf{q} \\ \text{sen} \mathbf{j} \cos \mathbf{q} & \cos \mathbf{j} & \text{sen} \mathbf{j} \text{sen} \mathbf{q} \\ \text{sen} \mathbf{q} & 0 & \cos \mathbf{q} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x' \\ y' \\ z' \end{pmatrix} \quad (5.9)$$

En la Figura 5.4 se muestra el histograma de orientaciones para 5.000 y 100.000 rayos generados de manera aleatoria según las expresiones 5.6 y 5.7 con  $m=20$  y  $r_d=0,6$ . Se puede observar, que aumentar el número de rayos aproxima en mayor medida el histograma a la curva definida por la expresión analítica  $R_S(\mathbf{f}, \mathbf{f}')$ , definida en 5.1.

### 5.1.2. Cálculo de la potencia detectada por el receptor.

En el algoritmo, después de cada reflexión, la potencia del rayo se reduce según el coeficiente de reflexión y se determina la potencia reflejada que detecta el receptor. El cálculo se realiza mediante la aproximación de visión directa entre el reflector (considerado como un emisor con un diagrama de radiación similar al modelo de reflexión) y el receptor.

Consideremos el rayo  $i$  de los  $N$  rayos generados desde el emisor. Si la potencia inicial de cada rayo es  $P_r=1/N$ , la potencia detectada por el receptor después de que el rayo haya sufrido una reflexión (Figura 5.5), si se utiliza como modelo de reflexión el de Phong vendrá dada, según la ecuación 4.14, por:

$$P_{i,1}(t) = \frac{1}{N} r_1 \left( \frac{r_d}{\mathbf{p}} \cos \mathbf{f}_{1,R} + (1-r_d) \frac{m+1}{2\mathbf{p}} \cos^m(\mathbf{f}_{1,R} - \mathbf{f}'_1) \right) \cdot \cos(\mathbf{y}_{1,R}) \frac{A_R}{(d_{1,R})^2} \text{rect} \left[ \frac{\mathbf{y}_{1,R}}{FOV} \right] \mathbf{d} \left( t - \frac{d_{0,1}}{c} - \frac{d_{1,R}}{c} \right) \quad (5.10)$$

donde  $\mathbf{f}_{1,R}$  es el ángulo de emisión desde el punto donde ha ocurrido la primera reflexión medido respecto a  $\mathbf{n}$ ,  $\mathbf{y}_{1,R}$  es el ángulo entre el haz que llega al receptor y su orientación  $\mathbf{n}$ ,  $r_1$  es el coeficiente de reflexión,  $d_{0,1}$  es la distancia desde el emisor hasta el punto donde ha ocurrido la primera reflexión y  $d_{1,R}$  es la distancia entre dicho punto y el receptor.

Siguiendo el mismo razonamiento que el realizado para obtener la expresión 4.19, que sintetiza la forma de obtener la respuesta al impulso mediante el

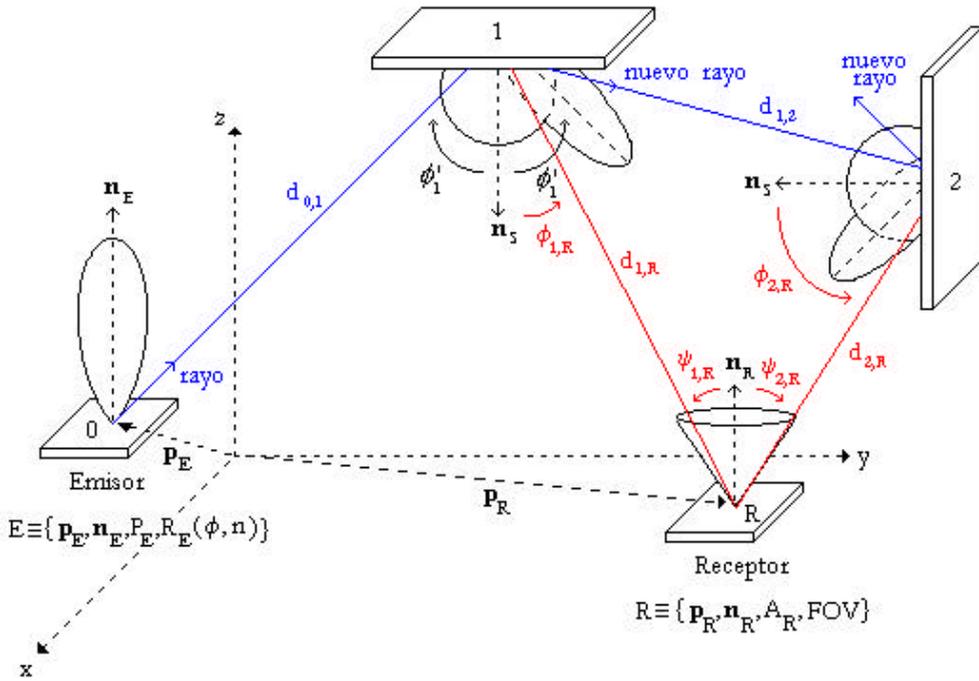


Figura 5.5. Modelo de propagación del canal IR y parámetros implicados en el cálculo de la respuesta al impulso si se toma como modelo de reflexión el de Phong.

algoritmo modificado basado en el método de Monte Carlo y en la técnica de trazado de rayos, si el modelo de reflexión utilizado es el de Phong, dicha expresión toma la forma:

$$\begin{aligned}
 h(t; E, R) = & \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^{K_i} \frac{1}{N} \left( \frac{r_d}{p} \cos(\mathbf{f}_{k,R}) + (1-r_d) \frac{m+1}{2p} \cos^m(\mathbf{f}_{k,R} - \mathbf{f}'_k) \right) \cdot \\
 & \cdot \cos(\mathbf{y}_{k,R}) \frac{A_R}{(d_{k,R})^2} \text{rect} \left[ \frac{\mathbf{y}_{k,R}}{FOV} \right] \left( \sum_{j=1}^k \mathbf{r}_j \right) \mathbf{d} \left( t - \left( \sum_{j=1}^k \frac{d_{j-1,j}}{c} \right) - \frac{d_{k,R}}{c} \right)
 \end{aligned} \tag{5.11}$$

### 5.1.3. Caracterización experimental de patrones de reflexión.

Para revelar la capacidad del modelo de Phong para aproximar el patrón de reflexión de las superficies que comúnmente se pueden encontrar en interiores, hemos medido experimentalmente el patrón de alguna de ellas constituidas de diferentes materiales (Figura 5.6). Las medidas se realizaron con un emisor óptico de elevado grado de direccionalidad orientado hacia la superficie del material a caracterizar y con un receptor, dirigido hacia el mismo punto que el emisor, localizado en diferentes posiciones sobre un semicírculo con centro en el punto de reflexión (Figura 5.7). Como emisor se utilizó un diodo láser de  $hpa=5^\circ$  y,

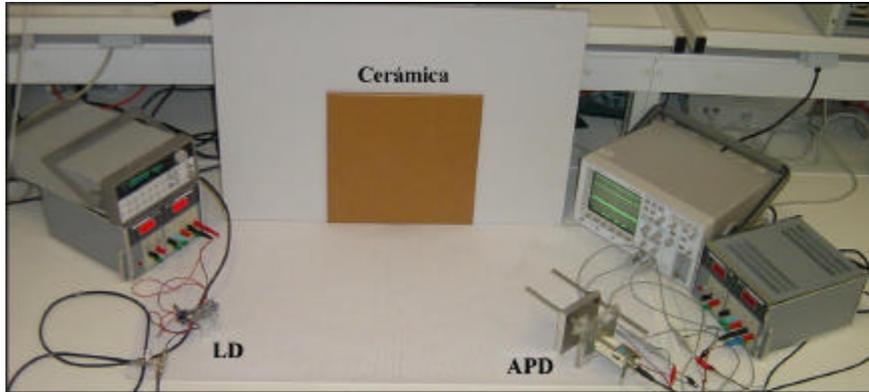


Figura 5.6. Fotografía del montaje realizado para caracterizar el patrón de reflexión.

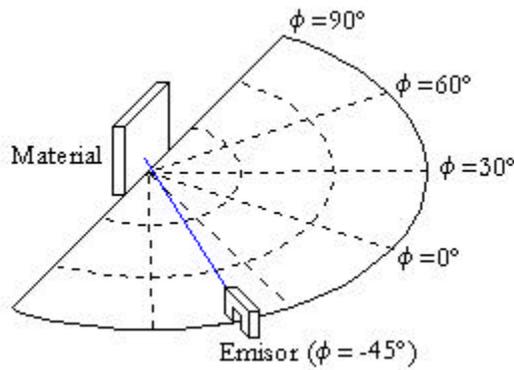


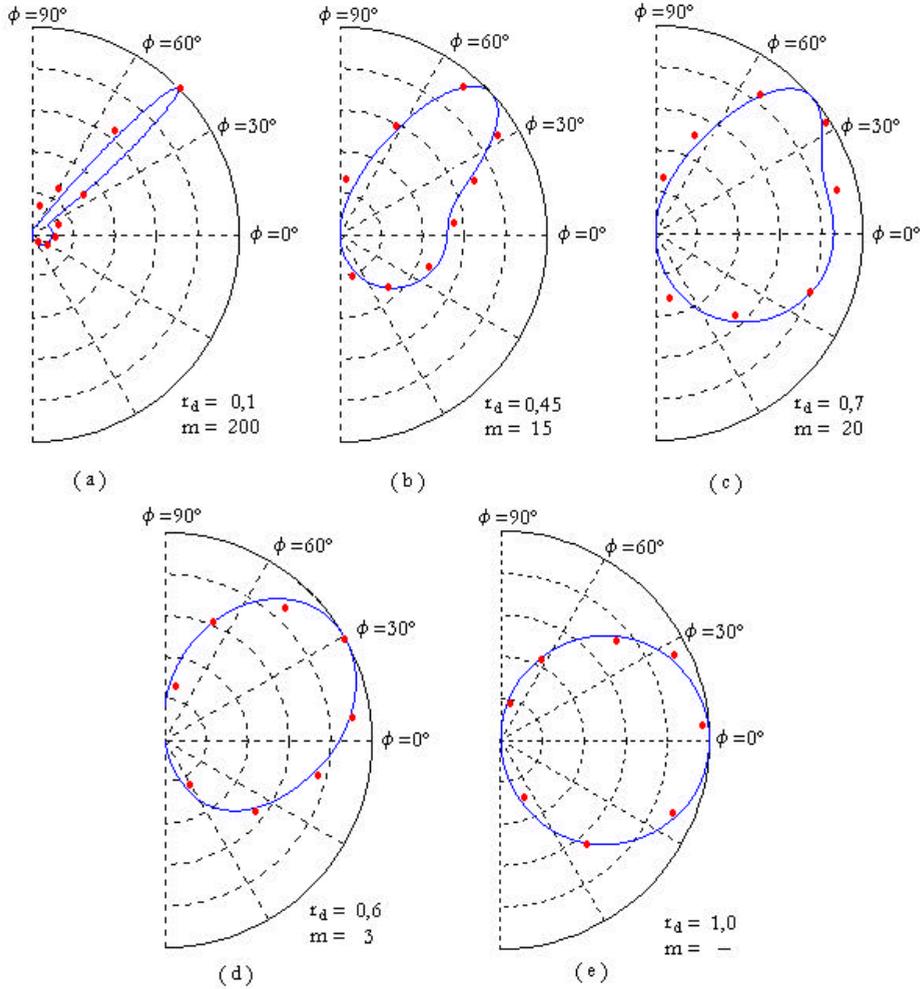
Figura 5.7. Esquema de medidas realizadas para caracterizar patrones de reflexión.

como receptor, un APD (Hamamatsu C5331). Para minimizar el efecto debido al ruido ambiental y el introducido por interferencias, las medidas se realizaron en una habitación oscura y se trabajó con el valor medio de múltiples medidas.

En la Figura 5.8 se muestra el patrón de reflexión de algunos materiales y los parámetros que definen su aproximación a través del modelo de Phong. Como se puede observar, el modelo de Phong permite aproximar el patrón tanto de

Tabla 5.1. Parámetros para las dos configuraciones.

Parámetro		Valor
Techo:	$r_d$	0,3
	$m$	97
Emisor:	$hpa$	1°
Receptor:	área activa	1cm <sup>2</sup>
	FOV	85°
Resolución:	$\Delta t$	0,2ns
	reflexiones	1

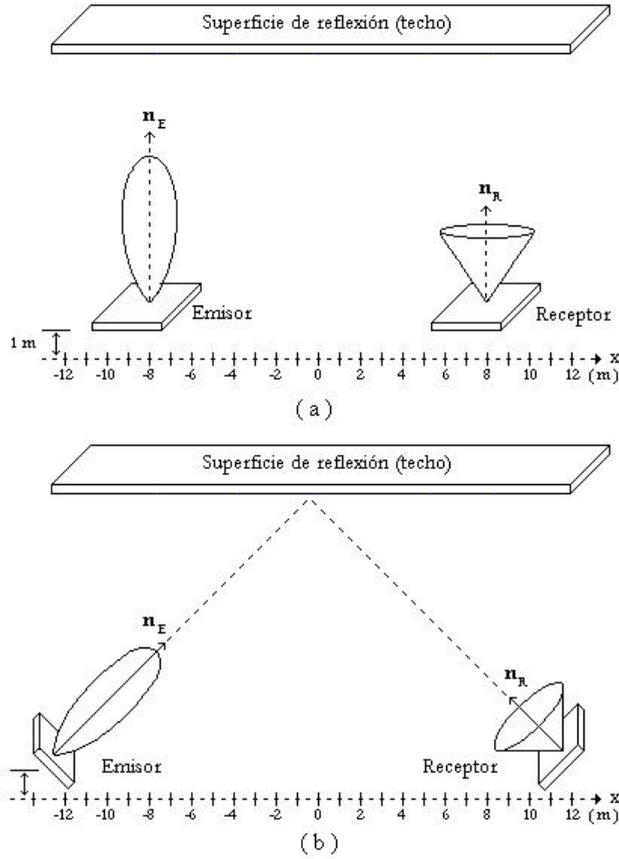


**Figura 5.8.** Medida experimental y aproximación mediante el modelo de Phong del patrón de reflexión de algunos materiales. (a) Cerámica lisa. (b) Cerámica semirugosa. (c) Cerámica rugosa. (d) Madera. (e) Cemento.

superficies con una alta componente especular como difusas.

#### 5.1.4. Validación del modelo de reflexión.

Para validar que la adaptación del modelo de Phong al algoritmo se ha realizado correctamente, se han determinado las pérdidas por propagación del canal para dos enlaces en quasi-difusión (Figura 5.9). Estas dos configuraciones coinciden con las presentadas por Lomba, en las que haciendo uso del algoritmo iterativo de Barry, muestra la influencia del modelo de reflexión sobre las pérdidas ópticas por propagación del canal IR. En la Tabla 5.1 se muestran los parámetros de simulación de ambas configuraciones o enlaces.



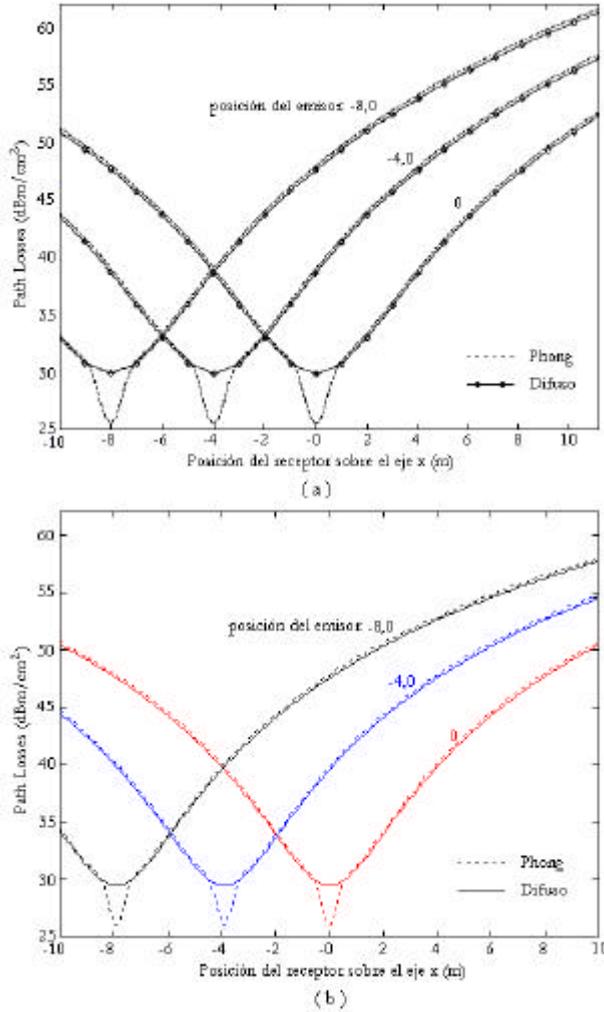
**Figura 5.9.** Enlaces en quasi-difusión. (a) Orientación natural, (b) Orientación perfecta.

En la configuración denominada orientación natural, el emisor y el receptor están orientados verticalmente hacia el techo y localizados a la misma altura, mientras que en la orientación perfecta, el emisor y el receptor están orientados hacia el mismo punto del techo.

En la Figura 5.10 se muestran, para la orientación natural, las pérdidas ópticas por propagación del canal para tres posiciones fijas del emisor: 0, -4,0 y -8,0 metros. Fijado el emisor, el receptor se mueve según la dirección  $x$ , de forma que para cada posición se calculan las pérdidas ópticas por propagación definidas por:

$$PL(\text{dB}) = -10 \log H(0) \tag{5.12}$$

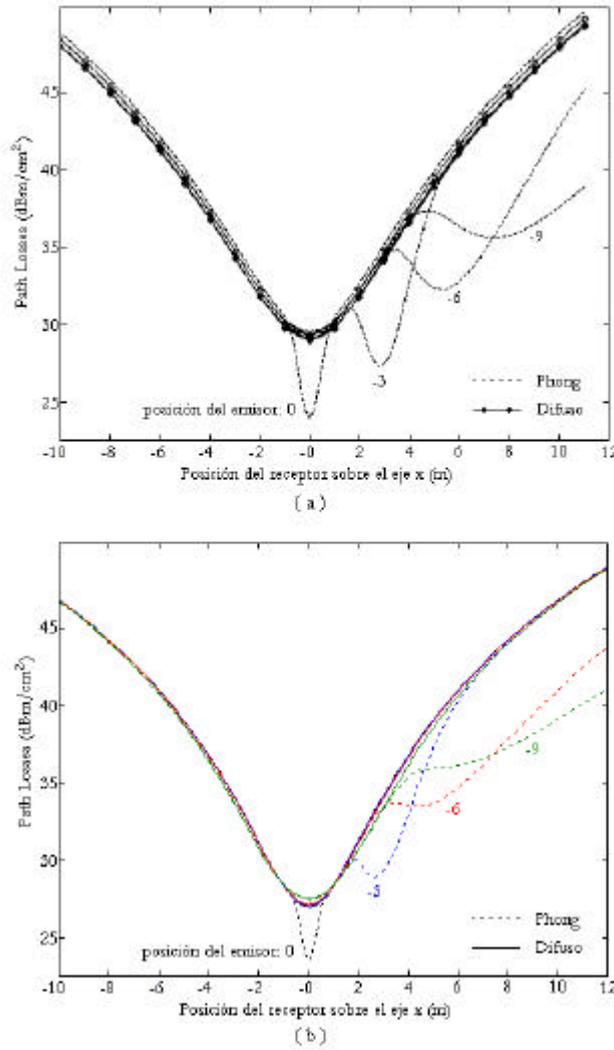
donde  $H(0)$  es la ganancia del canal en DC. Los resultados muestran que el modelo utilizado para aproximar el patrón de reflexión de la superficie reflectora afecta a las pérdidas ópticas por propagación, principalmente alrededor de la



**Figura 5.10.** Pérdidas ópticas por propagación (PL) considerando ambos modelos de reflexión para el enlace con orientación natural. (a) Algoritmo de Barry, (b) Algoritmo modificado.

posición del emisor. Si se usa el modelo difuso, el valor mínimo de las pérdidas es  $30\text{dBm}/\text{cm}^2$ , mientras que empleando el de Phong, el valor cambia aproximadamente a  $25\text{dBm}/\text{cm}^2$ . Además, éste último proporciona valores máximos, para dichas pérdidas, ligeramente superiores a los obtenidos mediante el modelo difuso.

En la Figura 5.11 se muestran, para la orientación perfecta, las pérdidas ópticas en función de la posición del receptor para cuatro localizaciones del emisor: 0, -3,0, -6,0 y -9,0 metros. De nuevo, las principales diferencias debidas al modelo de reflexión utilizado, acontecen en las proximidades del emisor. Por



**Figura 5.11.** Pérdidas ópticas por propagación (PL) considerando ambos modelos de reflexión para el enlace con orientación perfecta. (a) Algoritmo de Barry. (b) Algoritmo modificado.

ejemplo, cuando éste se encuentra en la posición  $x=-3,0$ , la diferencia entre los valores obtenidos es aproximadamente de  $5\text{dBm}/\text{cm}^2$  cuando el receptor se encuentra en la posición  $x=3,0$ .

Que la máxima diferencia ocurra para esa posición del receptor, la dirección especular de reflexión de gran parte de la radiación que parte desde el emisor, se debe a que la principal discrepancia entre ambos modelos radica en que el de Phong sí da cuenta de la componente especular de reflexión.

Estos resultados muestran que el modelo usado para aproximar el patrón de reflexión de las superficies puede introducir un error significativo en la evaluación

de las pérdidas ópticas por propagación del canal, lo cual se puede extrapolar a otro tipo de estudios. Además, al coincidir con los obtenidos por Lomba haciendo uso del algoritmo de iterativo de Barry, se demuestra que el modelo de Phong se ha adaptado adecuadamente dentro del modelo de propagación del canal en el que se basa el algoritmo modificado.

## 5.2. Modelo del área efectiva de detección de un detector IR con filtro y concentrador.

Desafortunadamente, en el canal IR con IM/DD la relación señal ruido eléctrica en recepción es proporcional al cuadrado de la potencia óptica recibida. La solución inmediata para mejorar la relación señal ruido consistiría en incrementar el nivel de potencia de transmisión, sin embargo, esto no es posible debido a la limitación por condiciones de seguridad al ojo humano, con lo que la solución se debería centrar en disminuir las pérdidas ópticas por propagación del canal IR o maximizar la potencia óptica recibida. Una forma de maximizar la potencia óptica recibida consiste en aumentar el área efectiva de detección del receptor incrementando su área física. Sin embargo, incrementar dicha área es caro, incrementa el ruido y disminuye el ancho de banda de recepción. El uso de concentradores en el detector incrementa el área efectiva sin necesidad de aumentar el área física.

En este apartado se presenta un nuevo modelo matemático para el área efectiva de detección de un detector IR equipado con alguno de los dos concentradores no formadores de imagen más comunes que se pueden encontrar en la mayoría de los enlaces IR de corto alcance: el concentrador parabólico o CPC y la lente semiesférica [Rodríguez01b, Rodríguez02].

Ignorando las pérdidas por reflexión, un detector IR presenta un área efectiva de detección de:

$$A_{ef}(\mathbf{y}) = A_R \cos(\mathbf{y}) \text{rect} \left[ \frac{\mathbf{y}}{\mathbf{p}/2} \right] \quad (5.13)$$

donde  $A_R$  es el área física activa del detector y  $\mathbf{y}$  es el ángulo de incidencia respecto al eje del receptor. Si se añade un concentrador no formador de imagen y un filtro paso banda, el área efectiva de detección toma la forma:

$$A_{ef}^{c,f}(\mathbf{y}) = A_R T_S(\mathbf{y}) g(\mathbf{y}) \cos(\mathbf{y}) \text{rect} \left[ \frac{\mathbf{y}}{\mathbf{y}_c} \right] \quad (5.14)$$

donde  $T_S(\mathbf{y})$  es la transmitancia angular del filtro,  $g(\mathbf{y})$  es la ganancia del concentrador y  $\mathbf{y}_c$  el FOV del concentrador (semiángulo). Este tipo de concentradores exhiben un compromiso entre su ganancia y FOV. En el modelo

ideal, un concentrador no formador de imagen de índice de refracción  $n$  se caracteriza por presentar un valor de ganancia constante dentro de su campo de visión y por no introducir ningún retardo de propagación sobre la señal [Barry93, Barry95, Ho95]:

$$g(\mathbf{y}) = \frac{n^2}{\text{sen}^2 \mathbf{y}_c} \text{rect} \left[ \frac{\mathbf{y}}{\mathbf{y}_c} \right] \quad (5.15)$$

En el modelo que se propone en este trabajo, se incorpora, respecto al modelo ideal, una función de eficiencia óptica  $\mathbf{h}(\mathbf{y})$  que representa las pérdidas por reflexión del concentrador, y un tiempo de propagación, el cual da cuenta del retardo introducido por el concentrador, que dependen del ángulo de incidencia con el que la radiación llega al receptor:

$$g(\mathbf{y}) = \frac{n^2}{\text{sen}^2 \mathbf{y}_c} \mathbf{h}(\mathbf{y}) \text{rect} \left[ \frac{\mathbf{y}}{\mathbf{p}/2} \right] \quad (5.16)$$

$$t(\mathbf{y}) \neq 0$$

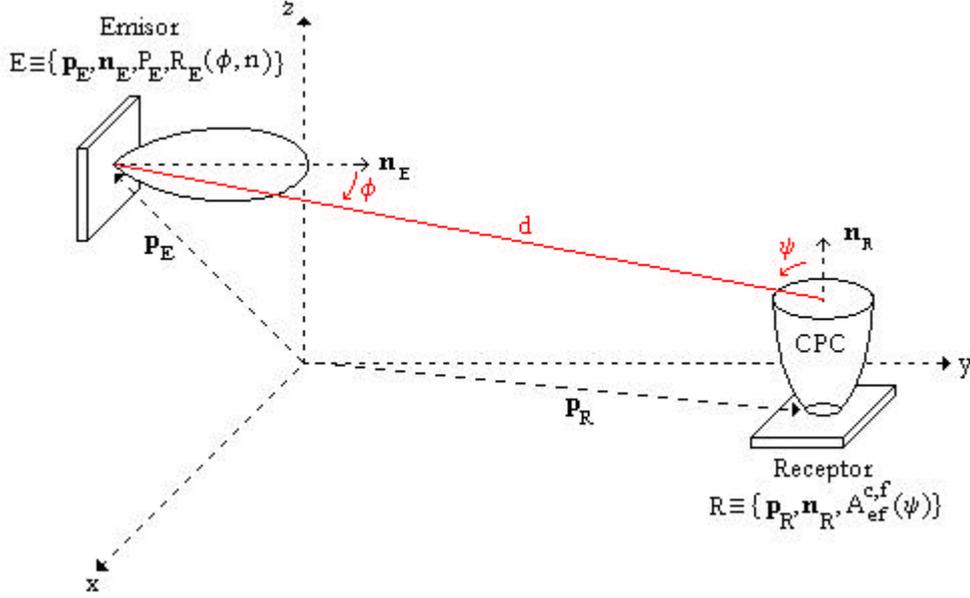
En el algoritmo modificado basado en el método de Monte Carlo y en la técnica de trazado de rayos, la respuesta al impulso total se determina mediante la suma de la respuesta al impulso por visión directa entre el emisor y receptor y la respuesta al impulso debida a la señal que alcanza al receptor después de sufrir varias reflexiones. La respuesta al impulso por visión directa entre un emisor  $E^{\circ}\{\mathbf{p}_E, \mathbf{n}_E, P_E, R_E(\mathbf{f}, n)\}$  y un receptor  $R^{\circ}\{\mathbf{p}_R, \mathbf{n}_R, A_{ef}(\mathbf{y})\}$  sin concentrador, viene dada, según la ecuación 3.32, por:

$$h^{(0)}(t; E, R) = \frac{1}{d^2} R_E(\mathbf{f}, n) A_{ef}(\mathbf{y}) \mathbf{d} \left( t - \frac{d}{c} \right) \quad (5.17)$$

donde  $R_E(\mathbf{f}, n)$  es el diagrama de radiación del emisor y  $A_{ef}(\mathbf{y})$  es el área efectiva de detección del receptor. De la misma forma, para el caso en el que la señal llega al receptor tras varias reflexiones, si el modelo de reflexión utilizado es el de Phong, la respuesta al impulso se puede describir, según 4.19 y 5.11, como:

$$h(t; E, R) = \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^{K_i} \frac{1}{N(d_{k,R})^2} \left( \frac{r_d}{\mathbf{p}} \cos(\mathbf{f}_{k,R}) + (1-r_d) \frac{m+1}{2\mathbf{p}} \cos^m(\mathbf{f}_{k,R} - \mathbf{f}'_k) \right) \cdot A_{ef}(\mathbf{y}_{k,R}) \left( \sum_{j=1}^k \mathbf{r}_j \right) \mathbf{d} \left( t - \left( \sum_{j=1}^k \frac{d_{j-1,j}}{c} \right) - \frac{d_{k,R}}{c} \right) \quad (5.18)$$

Si el detector está equipado con un concentrador no formador de imagen, la respuesta al impulso para el caso que exista visión directa entre un emisor  $E^{\circ}\{\mathbf{p}_E, \mathbf{n}_E, P_E, R_E(\mathbf{f}, n)\}$  y un receptor  $R^{\circ}\{\mathbf{p}_R, \mathbf{n}_R, A_{ef}^c(\mathbf{y})\}$  (Figura 5.12) se consigue



**Figura 5.12.** Modelo de propagación para un enlace por visión directa entre un emisor y un receptor con concentrador.

de la expresión 5.17 sin más que sustituir la expresión  $A_{ef}(\mathbf{y})$  por el nuevo modelo propuesto para el área efectiva de detección  $A_{ef}^{c,f}(\mathbf{y})$ :

$$h^{(0)}(t, E, R) = \frac{1}{d^2} R_E(\mathbf{f}, n) T_S(\mathbf{y}) A_R \cos(\mathbf{y}) \frac{n^2}{\text{sen}^2 \mathbf{y}_c} \mathbf{h}(\mathbf{y}) \text{rect} \left[ \frac{\mathbf{y}}{\mathbf{p}/2} \right] \cdot \mathbf{d} \left( t - t(\mathbf{y}) - \frac{d}{c} \right) \quad (5.19)$$

Igualmente, para el caso en el que la señal llega al receptor tras varias reflexiones (Figura 5.13), si el modelo de reflexión utilizado es el de Phong, la respuesta al impulso vendrá dada, según 5.18, por:

$$h(t, E, R) = \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^{K_i} \frac{1}{N} \left( \frac{r_d \cos(\mathbf{f}_{k,R}) + (1-r_d) \frac{m+1}{2\mathbf{p}} \cos^m(\mathbf{f}_{k,R} - \mathbf{f}'_k)}{(d_{k,R})^2} \right) \frac{A_R}{(d_{k,R})^2} \cdot T_S(\mathbf{y}_{k,R}) \cos(\mathbf{y}_{k,R}) \frac{n^2}{\text{sen}^2 \mathbf{y}_c} \mathbf{h}(\mathbf{y}_{k,R}) \text{rect} \left[ \frac{\mathbf{y}_{k,R}}{\mathbf{p}/2} \right] \cdot \left( \sum_{j=1}^k r_j \right) \mathbf{d} \left( t - \left( \sum_{j=1}^k \frac{d_{j-1,j}}{c} \right) - \frac{d_{k,R}}{c} - t(\mathbf{y}_{k,R}) \right) \quad (5.20)$$

A continuación se describe detalladamente el procedimiento seguido para obtener la eficiencia óptica y retardo por propagación para los dos

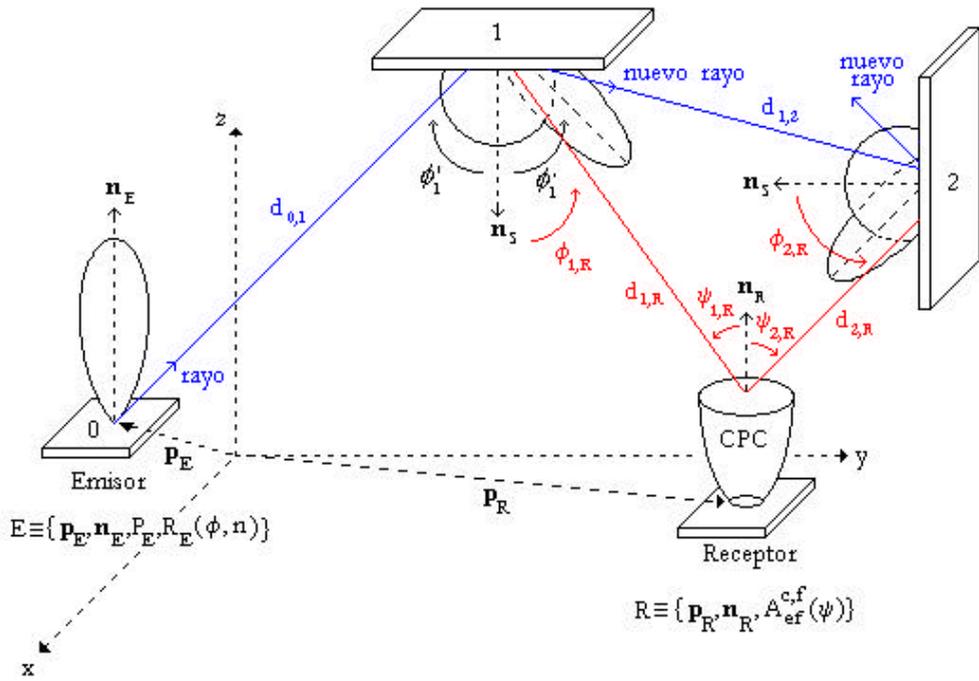


Figura 5.13. Modelo de propagación de un enlace entre un emisor y un receptor con concentrador en presencia de elementos reflectores.

concentradores y el modelo utilizado para caracterizar los filtros paso banda que se emplean en ellos.

### 5.2.1. El concentrador parabólico o CPC.

Aunque este concentrador ha sido ampliamente estudiado en el campo de la energía solar, no existe una expresión analítica que defina la eficiencia óptica  $h(\mathbf{y})$  y el retardo por propagación  $t(\mathbf{y})$ . Para salvar este problema, hemos recurrido a la idea aportada por Fraidenraich [Fraidenraich92, Fraidenraich93]. En sus trabajos, proporciona una solución aproximada para describir el comportamiento óptico del concentrador parabólico o CPC hueco en dos dimensiones, que comúnmente se utiliza en aplicaciones de concentración de energía solar. Dicha solución está basada en lo que Fraidenraich denomina modos de reflexión, que obtiene a partir de un análisis fundamentado en un procedimiento de trazado de rayos [Welford78], es decir, mediante el seguimiento del camino de múltiples rayos a través de la geometría del concentrador. En nuestro caso, se ha recogido dicha idea y se ha aplicado al estudio de CPCs en tres dimensiones para aplicaciones de concentración de radiación infrarroja.

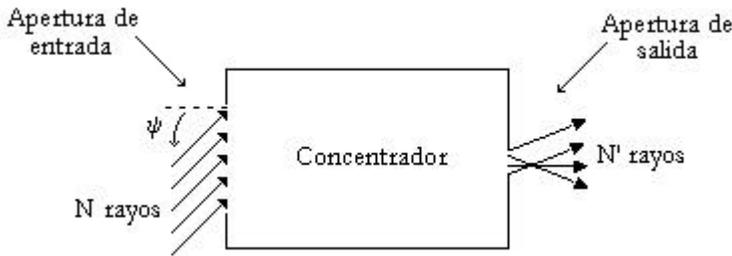


Figura 5.14. Procedimiento de trazado de rayos.

El procedimiento de trazado de rayos consiste en generar  $N$  rayos espaciados uniformemente sobre la apertura de entrada del concentrador para un ángulo de incidencia  $\mathbf{y}$  (Figura 5.14). Supongamos que después de realizar el trazado a través del concentrador, sólo  $N'$  rayos emergen por la apertura de salida. La diferencia  $N-N'$  representan los rayos que se han perdido en el proceso. En óptica geométrica, la densidad de potencia que atraviesa una superficie viene definida por la densidad de rayos que la cruzan, y la potencia total, por el número de rayos. En este sentido, la potencia transmitida para ese ángulo de incidencia es  $N'/N$ . Claramente, el proceso se debe repetir para cada uno de los ángulos de incidencia  $\mathbf{y}$  posibles, y  $N$ , el número de rayos generados para cada ángulo, debe ser lo suficientemente elevado para asegurar una exploración completa de todas las posibles trayectorias de los rayos para cada ángulo  $\mathbf{y}$ .

Seguidamente, se estudia el comportamiento óptico de un concentrador parabólico o CPC hueco para el caso de tres dimensiones. Posteriormente, se extiende dicho análisis con el propósito de obtener la eficiencia óptica y el retardo por propagación del concentrador parabólico o CPC dieléctrico [Winston76, Barry93], puesto que es el generalmente utilizado en los enlaces IR para dotar al receptor de mayor área efectiva de detección.

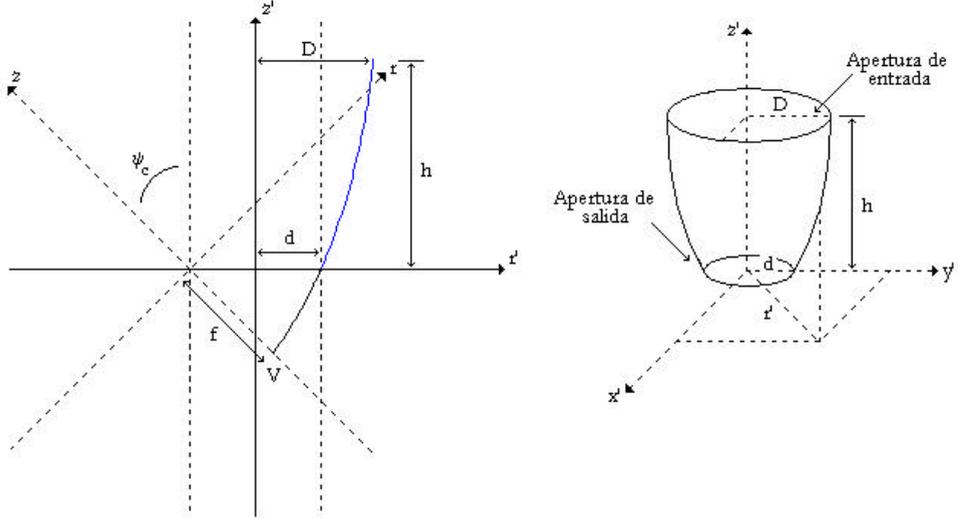
### 5.2.1.1. El concentrador parabólico o CPC hueco.

La geometría del concentrador parabólico se puede obtener revolucionando respecto a un eje de simetría  $z'$  el perfil definido por una rama de una parábola de vértice  $V$ , cuya ecuación respecto al sistema de referencia  $(z, r)$  viene dado por (Figura 5.15):

$$(z + f)4f = r^2 \quad (5.21)$$

donde  $f$  es la focal de la parábola.

Para obtener los valores que definen el perfil del concentrador en función del sistema de referencia  $(z', r')$ , es necesario realizar una rotación de dicha parábola



**Figura 5.15.** Construcción del perfil que mediante simetría axial respecto a  $z'$  define la geometría del concentrador parabólico o CPC.

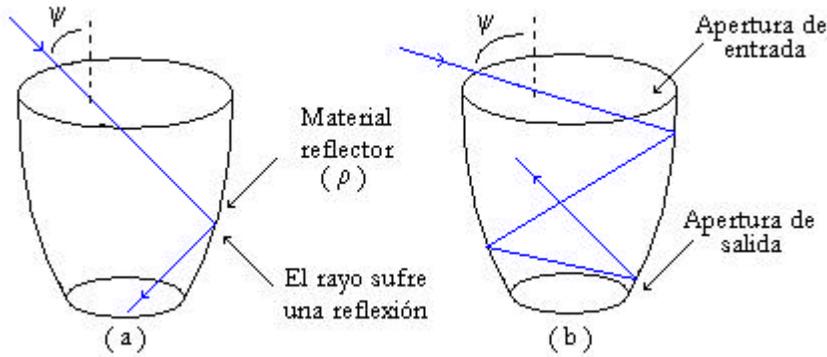
respecto al ángulo de aceptación  $y_c$  (FOV del concentrador), y una traslación de valor  $d$  (radio de la apertura de salida del concentrador). De esta manera, los valores del perfil respecto al sistema  $(z', r')$  se obtienen a través de la relación:

$$\begin{pmatrix} r' \\ z' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos y_c & -\text{sen} y_c \\ \text{sen} y_c & \cos y_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r \\ z \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -d \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5.22)$$

Generalmente, lo que se desea es obtener la geometría de un CPC con un ángulo de aceptación  $y_c$  y un radio para la apertura de salida  $d$  determinados, a partir de los cuales, se obtendrán el resto de parámetros que definen las características generales del concentrador: la focal  $f$ , la altura del concentrador  $h$  y el radio de la apertura de entrada  $D$ . Las expresiones que especifican la relación entre dichos parámetros son [Winston76]:

$$\begin{aligned} f &= d(1 + \text{sen} y_c) \\ h &= f \frac{\cos y_c}{\text{sen}^2 y_c} \\ D &= \frac{d}{\text{sen} y_c} \end{aligned} \quad (5.23)$$

Una vez obtenidos todos los parámetros, con ayuda de las ecuaciones 5.21 y 5.22 se pueden obtener los valores que definen el perfil, o superficies reflectoras del concentrador, en función del sistema de referencia  $(z', r')$ , que revolucionados respecto al eje de simetría axial  $z'$  describirán completamente la geometría del concentrador.



**Figura 5.16.** Procedimiento de trazado de rayos. (a) El rayo alcanza la apertura de salida tras una reflexión. (b) El rayo se extingue después de múltiples reflexiones.

El procedimiento de trazado de rayos se basa en generar un número elevado de rayos sobre la apertura de entrada del CPC para cada uno de los ángulos de incidencia posibles y seguir la trayectoria de cada uno de ellos por el interior del concentrador. Para ello, hay que propagar el rayo siguiendo trayectorias rectilíneas, determinar los puntos donde colisiona cada rayo y aplicar la ley de Snell de la reflexión [Welford78], puesto que el interior de las superficies del concentrador se comportan como reflectores de reflectividad  $\mathbf{r}$  (Figura 5.16).

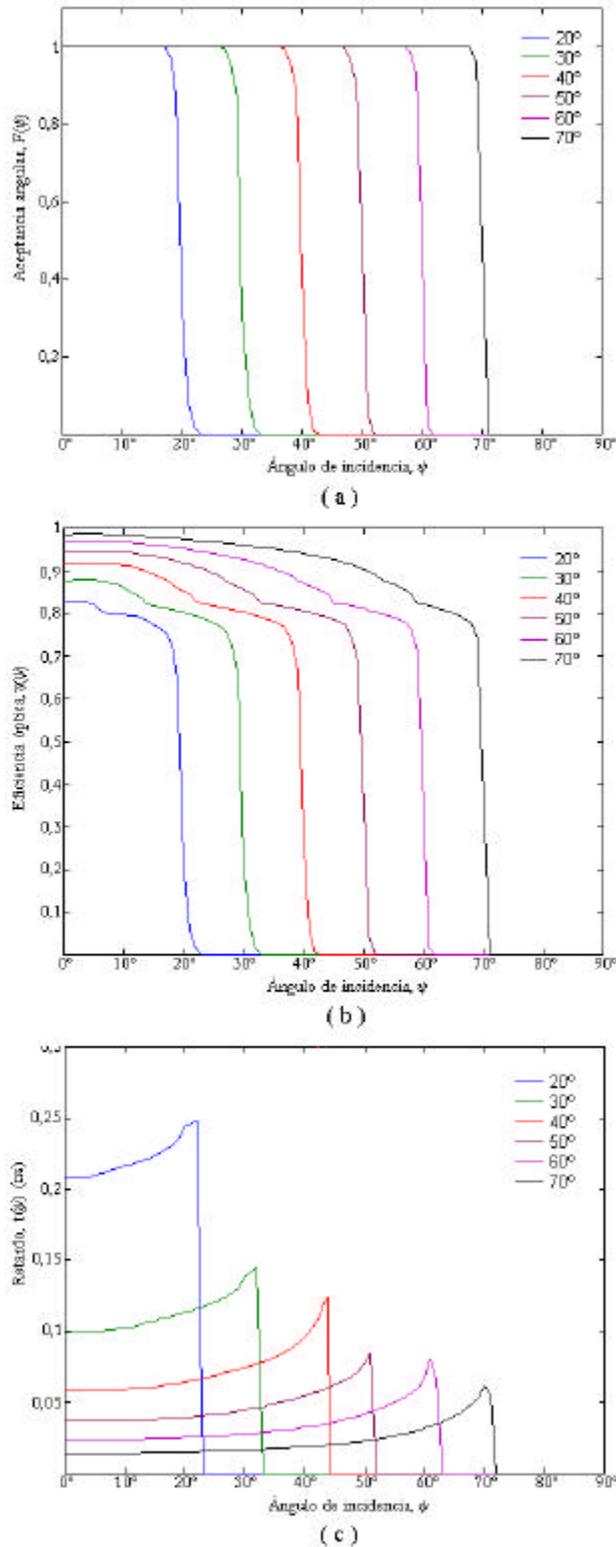
Sean  $N(\mathbf{y})$  los rayos generados sobre la apertura de entrada del concentrador con un ángulo de incidencia  $\mathbf{y}$ , y  $P_r$ , la potencia de cada uno de esos rayos. La potencia total en la apertura de entrada del concentrador  $P_T(\mathbf{y})$ , vendrá dada por:

$$P_T(\mathbf{y}) = N(\mathbf{y}) P_r \quad (5.24)$$

Supongamos que sólo  $N'(\mathbf{y})$  rayos de los  $N(\mathbf{y})$  alcanzan la apertura de salida del concentrador. La potencia que emerge por la apertura de salida será el producto entre dicho número de rayos y la potencia  $P_r$ :

$$P_S(\mathbf{y}) = N'(\mathbf{y}) P_r \quad (5.25)$$

Se denomina función de aceptación angular,  $F(\mathbf{y})$ , a la fracción de potencia que emerge por la apertura de salida para un ángulo de incidencia  $\mathbf{y}$  [Welford78]. Esta función representa las pérdidas debidas a la no idealidad del concentrador, es decir, las pérdidas derivadas de su forma geométrica. Según la definición, la aceptación angular se puede expresar como:



**Figura 5.17.** (a) Función de aceptación, (b) eficiencia óptica y (c) retardo introducido por el concentrador, de un CPC para diferentes ángulos de aceptación.

$$F(\mathbf{y}) = \frac{P_S(\mathbf{y})}{P_T(\mathbf{y})} = \frac{N'(\mathbf{y})}{N(\mathbf{y})} \quad (5.26)$$

Hasta ahora no se han tenido en cuenta las pérdidas por reflexión en las paredes del concentrador. Si se denomina  $N'_k(\mathbf{y})$  al conjunto de rayos que alcanzan la apertura de salida después de  $k$  reflexiones y  $M$ , al número máximo de reflexiones que puede sufrir un rayo, la potencia que emerge por la apertura de salida es:

$$P_S(\mathbf{y}) = N'(\mathbf{y}) P_r = \sum_{k=0}^M N'_k(\mathbf{y}) P_r \quad (5.27)$$

Si  $\mathbf{r}$  es el coeficiente de reflexión asociado a las superficies del concentrador, la potencia que emerge por la apertura de salida, teniendo en cuenta las pérdidas por reflexión y las debidas a la forma geométrica del mismo, vendrá dada por:

$$P_S(\mathbf{y}) = \sum_{k=0}^M N'_k(\mathbf{y}) \mathbf{r}^k P_r \quad (5.28)$$

La eficiencia óptica del concentrador,  $\mathbf{h}(\mathbf{y})$ , para un ángulo de incidencia  $\mathbf{y}$ , es la fracción de potencia que emerge por la apertura de salida para dicho ángulo teniendo en cuenta las pérdidas por reflexión y las debidas a la no idealidad del concentrador. Por tanto, la eficiencia óptica se obtendrá como el cociente entre  $P_S(\mathbf{y})$  y  $P_T(\mathbf{y})$ , es decir:

$$\mathbf{h}(\mathbf{y}) = \frac{P_S(\mathbf{y})}{P_T(\mathbf{y})} = \frac{\sum_{k=0}^M N'_k(\mathbf{y}) \mathbf{r}^k P_r}{N(\mathbf{y}) P_r} = \sum_{k=0}^M \frac{N'_k(\mathbf{y})}{N(\mathbf{y})} \mathbf{r}^k \quad (5.29)$$

donde el cociente  $N'_k(\mathbf{y})/N(\mathbf{y})$  representa la fracción de rayos que incidiendo con un ángulo  $\mathbf{y}$  alcanzan la apertura de salida después de  $k$  reflexiones. Esta fracción se puede interpretar como la probabilidad de que un rayo incidiendo con un ángulo  $\mathbf{y}$  alcance la apertura de salida después de  $k$  reflexiones. A esta probabilidad, es a lo que se le denomina modo de reflexión  $k$ ,  $P_k(\mathbf{y})$  [Fraidenraich93]. Por tanto, la aceptación angular y la eficiencia óptica en función de los modos de reflexión  $k$ , se pueden expresar como:

$$F(\mathbf{y}) = \frac{N'(\mathbf{y})}{N(\mathbf{y})} = \frac{\sum_{k=0}^M N'_k(\mathbf{y})}{N(\mathbf{y})} = \sum_{k=0}^M \frac{N'_k(\mathbf{y})}{N(\mathbf{y})} = \sum_{k=0}^M P_k(\mathbf{y}) \quad (5.30)$$

$$\mathbf{h}(\mathbf{y}) = \sum_{k=0}^M \frac{N'_k(\mathbf{y})}{N(\mathbf{y})} \mathbf{r}^k = \sum_{k=0}^M P_k(\mathbf{y}) \mathbf{r}^k \quad (5.31)$$

La eficiencia óptica también se puede expresar en función del número medio de reflexiones de un rayo que incide con un ángulo  $\mathbf{y}$ :

$$\mathbf{h}(\mathbf{y}) = \sum_{k=0}^M P_k(\mathbf{y}) \mathbf{r}^{n(\mathbf{y})} = F(\mathbf{y}) \mathbf{r}^{n(\mathbf{y})} \quad (5.32)$$

donde  $n(\mathbf{y})$  es el número medio de reflexiones de los rayos que alcanzan la apertura de salida habiendo incidido sobre la apertura de entrada con un ángulo  $\mathbf{y}$ . El número medio de reflexiones en función de los modos de reflexión se puede expresar como:

$$n(\mathbf{y}) = \sum_{k=0}^M k P'_k(\mathbf{y}) \quad (5.33)$$

donde  $P'_k(\mathbf{y})$  es la fracción de rayos que habiendo alcanzado la apertura de salida sufren  $k$  reflexiones. En función de los modos de reflexión, el número medio de reflexiones se puede expresar como:

$$n(\mathbf{y}) = \sum_{k=0}^M k P'_k(\mathbf{y}) = \sum_{k=0}^M k \frac{N'_k(\mathbf{y})}{N'(\mathbf{y})} = \sum_{k=0}^M k \frac{N'_k(\mathbf{y})}{N(\mathbf{y})} \frac{N(\mathbf{y})}{N'(\mathbf{y})} = \frac{1}{F(\mathbf{y})} \sum_{k=0}^M k P_k(\mathbf{y}) \quad (5.34)$$

Para determinar el camino óptico medio que recorren los rayos dependiendo del ángulo de incidencia sobre la apertura de entrada, se hace uso de los modos de reflexión y de los caminos ópticos medios por reflexión de los rayos que inciden con un ángulo  $\mathbf{y}$ ,  $d_k(\mathbf{y})$ . De esta manera, el camino óptico medio para un ángulo  $\mathbf{y}$ , se puede expresar como:

$$d(\mathbf{y}) = \sum_{k=0}^M d_k(\mathbf{y}) P'_k(\mathbf{y}) = \frac{1}{F(\mathbf{y})} \sum_{k=0}^M d_k(\mathbf{y}) P_k(\mathbf{y}) \quad (5.35)$$

En definitiva, únicamente con los modos de reflexión  $P_k(\mathbf{y})$ , los caminos ópticos medios por reflexión  $d_k(\mathbf{y})$  y el coeficiente de reflexión  $\mathbf{r}$ , se puede determinar tanto la eficiencia óptica como el retardo introducido por el concentrador,  $t(\mathbf{y})=n(\mathbf{y})/c$ .

En la Figura 5.17 se muestra la función de aceptación angular, la eficiencia óptica y el retardo introducido por CPCs huecos para varios ángulos de aceptación, en función del ángulo con el que incide la radiación. Se ha considerado que las paredes internas están recubiertas de un material con un

coeficiente de reflexión  $r=0,8$ . La aceptación angular representa la fracción de rayos que alcanzan la apertura de salida del concentrador. Como se puede observar, a medida que el ángulo de incidencia se aproxima al valor del ángulo de aceptación, menos rayos alcanzan la apertura de salida. La eficiencia óptica, además, tiene en cuenta las pérdidas por reflexión, es decir, el número de reflexiones que sufre el rayo en la superficie interna del concentrador. Cuando el ángulo de incidencia aumenta, la eficiencia óptica disminuye, puesto que el número de reflexiones que sufren los rayos es cada vez mayor, incrementando las pérdidas por reflexión. Los concentradores con ángulos de aceptación pequeños presentan longitudes mayores que los de ángulos de aceptación grandes, próximos a  $90^\circ$ , esto explica que el retardo por propagación sea también de mayor magnitud. El tiempo de propagación de un rayo en el interior del concentrador, aumenta a medida que se incrementa el ángulo de incidencia sobre la apertura, ya que, al aumentar el número de reflexiones, también crece la distancia recorrida por cada uno de los rayos. Las funciones que caracterizan el comportamiento óptico de este tipo de concentradores están fuertemente relacionadas con su forma geométrica. Las imperfecciones geométricas, debidas principalmente al proceso de fabricación, se han tenido en cuenta y han sido incluidas en forma de tolerancias directamente en el procedimiento de trazado de rayos. Se puede asumir que dichos errores o imperfecciones son de naturaleza aleatoria y que influyen en la reflexión de los rayos sobre las paredes del concentrador modificando su dirección según una función de densidad de probabilidad Gaussiana, simétrica respecto a la dirección teórica de reflexión [Welford78]. Por tanto, una tolerancia de  $0,2^\circ$  se refiere a la desviación estándar de dicha función de densidad de probabilidad. En la Figura 5.18, se muestran la función de aceptación angular, la eficiencia óptica y el retardo por propagación de un CPC de ángulo de aceptación  $30^\circ$ , en función del ángulo con el que incide la radiación, considerando diferentes tolerancias. Se puede observar como la inclusión de tolerancias influye en las curvas, sobre todo, para ángulos de incidencia próximos al ángulo de aceptación, puesto que, para dichos ángulos, pequeñas variaciones en la dirección de propagación del rayo hacen que éstos no alcancen la apertura de salida y, por tanto, al detector.

### 5.2.1.2. El concentrador parabólico o CPC dieléctrico.

El CPC dieléctrico es un concentrador parabólico o CPC cuyo interior está relleno de un material dieléctrico de índice de refracción  $n$ . Este concentrador presenta dos diferencias respecto al hueco. La primera de ellas es que cuando un rayo entra en el concentrador, éste pasa de un medio de índice de refracción 1, el aire, a un medio de índice de refracción  $n>1$  (Figura 5.19(a)), produciéndose un fenómeno de refracción que hace que el ángulo con el que incidió el rayo,  $\mathbf{y}_{i,exp}$  sobre la apertura del concentrador se modifique según la ley de Snell de la refracción [Welford78],  $\mathbf{y}_{i,int}$ :

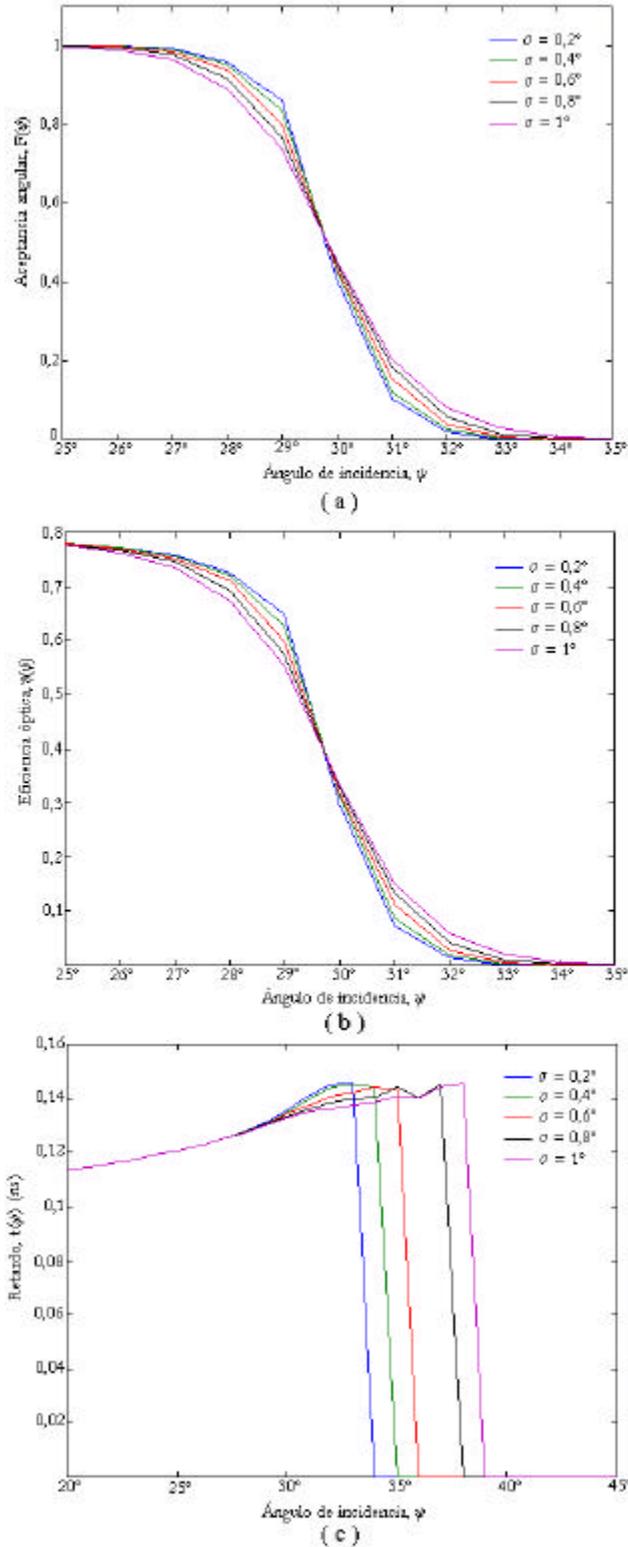
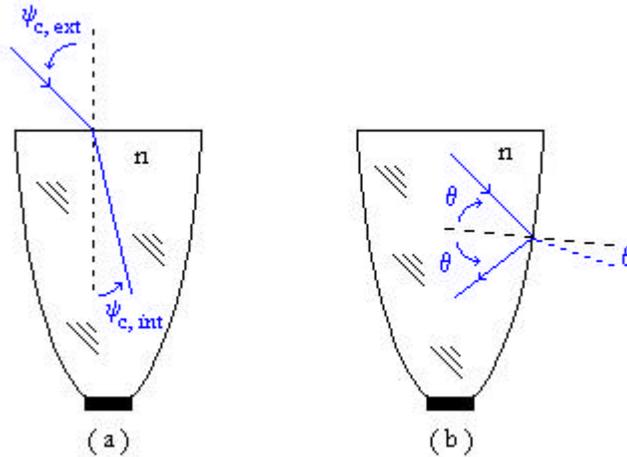


Figura 5.18. (a) Función de aceptación, (b) eficiencia óptica y (c) retardo introducido por el concentrador, para diferentes tolerancias.



**Figura 5.19.** El CPC dieléctrico. (a) El rayo atraviesa la apertura de entrada del concentrador. (b) El rayo sufre reflexión total.

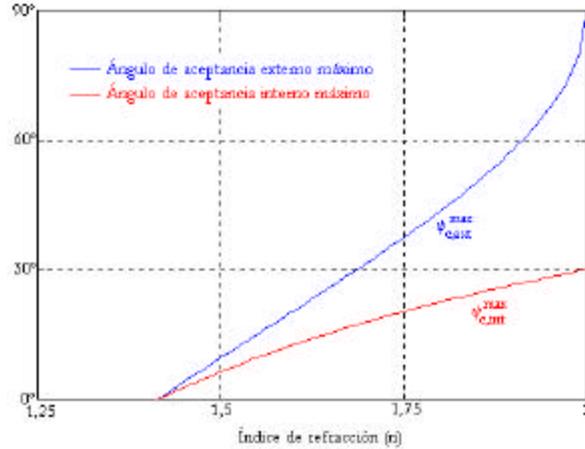
$$\text{sen}(\mathbf{y}_{c,ext}) = n \text{sen}(\mathbf{y}_{c,int}) \quad (5.36)$$

La segunda diferencia radica en el fenómeno que se encarga de concentrar la radiación dentro del concentrador. Mientras que en el CPC hueco, la radiación queda confinada dentro del concentrador debido al material reflector del que está recubierto el interior de sus paredes, en este caso, se aprovecha la interfase formada por el material dieléctrico y el aire. Cuando un rayo alcanza el límite del material dieléctrico del concentrador, éste pasa de un medio de índice de refracción  $n > 1$ , a un medio de índice de refracción igual a 1, el aire (Figura 5.19(b)). Así, se pueden originar dos situaciones, que se produzca un fenómeno de reflexión total, o que parte de la potencia del rayo se pierda por refracción y sólo una fracción de la misma vuelva al interior. El fenómeno de reflexión total ocurrirá cuando se cumpla la condición:

$$\mathbf{q} > \arcsen\left(\frac{1}{n}\right) \quad (5.37)$$

donde  $\mathbf{q}$  es el ángulo con el que incide el rayo sobre la interfase definida por el material dieléctrico de índice  $n$  y el aire. A este tipo de concentrador, al CPC dieléctrico, también se le suele denominar CPC con reflexión interna total [Winston76]. El CPC dieléctrico debe cumplir, para que exista reflexión interna total en todos los puntos del concentrador, la siguiente condición [Welford78]:

$$\text{sen}(\mathbf{y}_{c,int}) \leq 1 - \left(\frac{2}{n^2}\right) \quad \text{o} \quad \text{sen}(\mathbf{y}_{c,ext}) \leq n - \left(\frac{2}{n}\right) \quad (5.38)$$



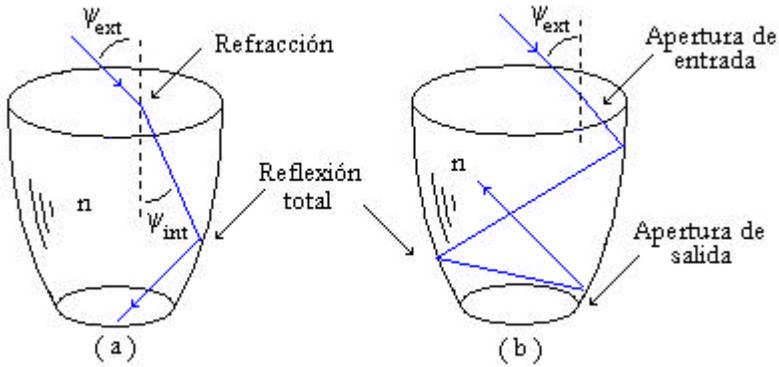
**Figura 5.20.** Ángulos de aceptación máximos para un CPC dieléctrico con reflexión interna total, en función del índice de refracción.

Como la función seno puede tomar únicamente valores entre 0 y 1, se puede comprobar que los valores útiles para  $n$  deben ser mayores que  $\sqrt{2}$ . Este hecho está en concordancia con el rango de índices de los materiales ópticos útiles en la región infrarroja. En la Figura 5.20 se muestran los ángulos de aceptación máximos externo e interno en función del índice de refracción del material que constituye el CPC dieléctrico para que se de la condición de reflexión interna total.

Si lo que se desea es obtener la geometría de un CPC dieléctrico con un ángulo de aceptación de  $\mathbf{y}_{c,ext}$  (FOV) y un radio de apertura de salida  $d$  determinados, inicialmente se debe elegir el índice del material dieléctrico,  $n$ , según la ecuación 5.38 o Figura 5.20, y determinar, según 5.36, el valor del ángulo de aceptación interno  $\mathbf{y}_{c,int}$ . Una vez obtenido de dicho ángulo, se pueden obtener el resto de parámetros que definen las características geométricas del concentrador: la focal  $f$ , la altura del concentrador  $h$  y el radio de la apertura de entrada  $D$ , que según 5.23, vendrán dados por las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned}
 f &= d(1 + \text{sen} \mathbf{y}_{c,int}) \\
 h &= f \frac{\cos \mathbf{y}_{c,int}}{\text{sen}^2 \mathbf{y}_{c,int}} \\
 D &= \frac{d}{\text{sen} \mathbf{y}_{c,int}}
 \end{aligned}
 \tag{5.39}$$

Posteriormente, con ayuda de las ecuaciones 5.21 y 5.22, y sustituyendo el valor de  $\mathbf{y}_c$  por  $\mathbf{y}_{c,int}$ , se obtienen los valores que definen el perfil del concentrador



**Figura 5.21.** Procedimiento de trazado de rayos para un CPC dieléctrico. (a) El rayo alcanza la apertura de salida tras una refracción sobre la apertura de entrada y una reflexión total. (b) El rayo no alcanza la apertura de salida.

en función del sistema de referencia  $(z', r')$ , que revolucionados respecto al eje de simetría axial  $z'$  definirá completamente la geometría del concentrador.

Como ya se había mencionado, el procedimiento de trazado de rayos se basa en generar un número elevado de rayos sobre la apertura de entrada del CPC dieléctrico para cada uno de los ángulos de incidencia posibles y seguir sus trayectorias por el interior del concentrador (Figura 5.21). Para ello, hay que propagar el rayo siguiendo trayectorias rectilíneas, determinar los puntos donde colisiona cada rayo y aplicar las leyes de Snell de la reflexión y refracción [Welford78].

Sean  $N(\mathbf{y})$  los rayos generados sobre la apertura de entrada del concentrador con un ángulo de incidencia  $\mathbf{y}$ , y  $P_r$  la potencia de cada uno de esos rayos. La potencia total en la apertura de entrada del concentrador  $P_T(\mathbf{y})$ , vendrá dada por:

$$P_T(\mathbf{y}) = N(\mathbf{y}) P_r \tag{5.40}$$

Igual que en el caso del CPC hueco o reflectivo, se denomina función de aceptación angular,  $F(\mathbf{y})$ , a la fracción de potencia que emerge por la apertura de salida para un ángulo de incidencia  $\mathbf{y}$ . Si  $N'(\mathbf{y})$  de los  $N(\mathbf{y})$  rayos alcanzan la apertura de salida,  $F(\mathbf{y})$  vendrá dada por:

$$F(\mathbf{y}) = \frac{P_S(\mathbf{y})}{P_T(\mathbf{y})} = \frac{N'(\mathbf{y})}{N(\mathbf{y})} \tag{5.41}$$

Si denominamos  $N'_k(\mathbf{y})$  al número de rayos que alcanzan la apertura de salida del concentrador después de  $k$  reflexiones y  $M$  es el número máximo de

reflexiones que puede sufrir un rayo, la potencia que emerge por la apertura de salida se puede expresar como:

$$P_S(\mathbf{y}) = N'(\mathbf{y}) P_r = \sum_{k=0}^M N'_k(\mathbf{y}) P_r \quad (5.42)$$

Al tratarse de un concentrador relleno de material dieléctrico hay que tener en cuenta las pérdidas debidas al fenómeno de refracción que sufren los rayos al pasar de un medio de índice de refracción 1 (aire) a un medio de índice  $n$ . Suponiendo absorción nula, la fracción de potencia de un rayo que, incidiendo con un ángulo  $\mathbf{y}$ , atraviesa la interfase definida por ambos dieléctricos, se puede determinar mediante la función de transmisividad  $T(\mathbf{y}, n)$  [Stern64, Barry95]. Teniendo en cuenta este fenómeno, la potencia que emerge por la apertura de salida es:

$$P_S(\mathbf{y}) = N'(\mathbf{y}) T(\mathbf{y}, n) P_r = T(\mathbf{y}, n) \sum_{k=0}^M N'_k(\mathbf{y}) P_r \quad (5.43)$$

Cuando un rayo alcanza los límites del material dieléctrico que constituye el concentrador, el rayo pasa de un medio de índice de refracción mayor ( $n > 1$ ) a otro de índice menor, el aire. En este caso, dependiendo del ángulo de incidencia con el que el rayo alcance dicha interfase, se puede producir un fenómeno de reflexión total o no total. Si se produce un fenómeno de reflexión total, el rayo se refleja sin pérdida de potencia, mientras que en el otro caso, el rayo pierde parte de la misma. Por este motivo, de todos los rayos que alcanzan la apertura de salida después de  $k$  reflexiones, se debe tener en cuenta cuantas de esas reflexiones son del tipo total y cuantas no. Denominando  $N_{k,j}(\mathbf{y})$  al número de rayos que incidiendo con un ángulo  $\mathbf{y}$  alcanzan la apertura de salida tras  $k$  reflexiones, de las cuales  $j$  son del tipo total, y denominando  $R(\mathbf{y}, n)$  a la función de reflectividad de la interfase definida por el material dieléctrico del concentrador de índice de refracción  $n$  y el aire, la potencia que emerge por la apertura de salida, teniendo en cuenta las pérdidas por reflexión y refracción, queda de la forma:

$$P_S(\mathbf{y}) = T(\mathbf{y}, n) \sum_{k=0}^M \sum_{j=0}^k N_{k,j}(\mathbf{y}) [R(\mathbf{y}, n)]^{k-j} P_r \quad (5.44)$$

donde:

$$N'(\mathbf{y}) = \sum_{k=0}^M N'_k(\mathbf{y}) = \sum_{k=0}^M \sum_{j=0}^k N_{k,j}(\mathbf{y}) \quad (5.45)$$

La función de eficiencia óptica del concentrador,  $\mathbf{h}(\mathbf{y})$ , para un ángulo de incidencia  $\mathbf{y}$ , es la fracción de potencia que emerge por la apertura de salida cuando la radiación incide sobre la apertura de entrada con dicho ángulo, teniendo en cuenta las pérdidas por reflexión y refracción, y las debidas a la no idealidad del concentrador:

$$\begin{aligned} \mathbf{h}(\mathbf{y}) &= \frac{P_S(\mathbf{y})}{P_T(\mathbf{y})} = \frac{T(\mathbf{y}, n) \sum_{k=0}^M \sum_{j=0}^k N_{k,j}(\mathbf{y}) [R(\mathbf{y}, n)]^{k-j} P_R}{N(\mathbf{y}) P_R} = \\ &= T(\mathbf{y}, n) \sum_{k=0}^M \sum_{j=0}^k \frac{N_{k,j}(\mathbf{y})}{N(\mathbf{y})} [R(\mathbf{y}, n)]^{k-j} \end{aligned} \quad (5.46)$$

Si denominamos  $P_{k,j}(\mathbf{y})$  al cociente definido por  $N_{k,j}(\mathbf{y})/N_k(\mathbf{y})$ , es decir, la probabilidad de que un rayo incidiendo con un ángulo  $\mathbf{y}$  alcance la apertura de salida después de  $k$  reflexiones de las cuales  $j$  son del tipo total, la función de aceptación angular y eficiencia óptica se pueden describir como:

$$F(\mathbf{f}) = \frac{N'(\mathbf{y})}{N(\mathbf{y})} = \frac{\sum_{k=0}^M \sum_{j=0}^k N_{k,j}(\mathbf{y})}{N(\mathbf{y})} = \sum_{k=0}^M \sum_{j=0}^k \frac{N_{k,j}(\mathbf{y})}{N(\mathbf{y})} = \sum_{k=0}^M \sum_{j=0}^k P_{k,j}(\mathbf{y}) \quad (5.47)$$

$$\mathbf{h}(\mathbf{y}) = T(\mathbf{y}, n) \sum_{k=0}^M \sum_{j=0}^k P_{k,j}(\mathbf{y}) [R(\mathbf{y}, n)]^{k-j} \quad (5.48)$$

En función de los modos de reflexión  $P_k(\mathbf{y}) = N_{k,j}(\mathbf{y})/N(\mathbf{y})$ :

$$P_k(\mathbf{y}) = \frac{N'_k(\mathbf{y})}{N(\mathbf{y})} = \frac{\sum_{j=0}^k N_{k,j}(\mathbf{y})}{N(\mathbf{y})} = \sum_{j=0}^k \frac{N_{k,j}(\mathbf{y})}{N(\mathbf{y})} = \sum_{j=0}^k P_{k,j}(\mathbf{y}) \quad (5.49)$$

La función de aceptación angular se puede expresar como:

$$F(\mathbf{y}) = \sum_{k=0}^M \sum_{j=0}^k P_{k,j}(\mathbf{y}) = \sum_{k=0}^M P_k(\mathbf{y}) \quad (5.50)$$

Al igual que en el caso del CPC hueco, la función de eficiencia óptica se puede expresar en función del número medio de reflexiones como:

$$\mathbf{h}(\mathbf{y}) = T(\mathbf{y}, n) \sum_{k=0}^M \sum_{j=0}^k P_{k,j}(\mathbf{y}) [R(\mathbf{y}, n)]^{n_{NT}(\mathbf{y})} \quad (5.51)$$

donde  $n_{NT}(\mathbf{y})$  es el número medio de reflexiones del tipo no total que sufren los rayos antes de alcanzar la apertura de salida del concentrador. El número medio de reflexiones se puede expresar en función de los modos de reflexión  $k$ ,  $P'_k(\mathbf{y})$ , de la forma:

$$n(\mathbf{y}) = \sum_{k=0}^M k P'_k(\mathbf{y}) \quad (5.52)$$

donde  $P'_k(\mathbf{y}) = N'_k(\mathbf{y})/N'(\mathbf{y})$  representa la fracción de rayos que habiendo alcanzado la apertura de salida sufren  $k$  reflexiones. En función de  $P'_k(\mathbf{y})$ , el número medio de reflexiones se puede expresar como:

$$\begin{aligned} n(\mathbf{y}) &= \sum_{k=0}^M k P'_k(\mathbf{y}) = \sum_{k=0}^M k \frac{N'_k(\mathbf{y})}{N'(\mathbf{y})} = \sum_{k=0}^M k \frac{N'_k(\mathbf{y})}{N(\mathbf{y})} \frac{N(\mathbf{y})}{N'(\mathbf{y})} = \\ &= \frac{1}{F(\mathbf{y})} \sum_{k=0}^M k P_k(\mathbf{y}) = \frac{1}{F(\mathbf{y})} \sum_{k=0}^M \sum_{j=0}^k k P_{k,j}(\mathbf{y}) \end{aligned} \quad (5.53)$$

Sumando y restando al número de reflexiones  $k$ , el número de reflexiones del tipo total  $j$ , la expresión anterior se puede expresar como:

$$\begin{aligned} n(\mathbf{y}) &= \frac{1}{F(\mathbf{y})} \sum_{k=0}^M \sum_{j=0}^k (j + k - j) P_{k,j}(\mathbf{y}) = \\ \frac{1}{F(\mathbf{y})} &\left[ \sum_{k=0}^M \sum_{j=0}^k j P_{k,j}(\mathbf{y}) + \sum_{k=0}^M \sum_{j=0}^k (k - j) P_{k,j}(\mathbf{y}) \right] = n_T(\mathbf{y}) + n_{NT}(\mathbf{y}) \end{aligned} \quad (5.54)$$

donde  $n_T(\mathbf{y})$  y  $n_{NT}(\mathbf{y})$  son el número medio de reflexiones del tipo total y no total, respectivamente, que sufren los rayos que inciden sobre la apertura de entrada con un ángulo  $\mathbf{y}$ :

$$\begin{aligned} n_T(\mathbf{y}) &= \frac{1}{F(\mathbf{y})} \sum_{k=0}^M \sum_{j=0}^k j P_{k,j}(\mathbf{y}) \\ n_{NT}(\mathbf{y}) &= \frac{1}{F(\mathbf{y})} \sum_{k=0}^M \sum_{j=0}^k (k - j) P_{k,j}(\mathbf{y}) \end{aligned} \quad (5.55)$$

Para determinar el camino óptico medio que recorren los rayos dependiendo del ángulo de incidencia  $\mathbf{y}$  sobre la apertura de entrada del concentrador, éste se puede obtener directamente de los caminos ópticos medios por reflexión de los rayos que inciden con un ángulo  $\mathbf{y}$ ,  $d_k(\mathbf{y})$  y de los modos de reflexión  $P_{k,j}(\mathbf{y})$ , mediante la siguiente expresión:

$$\begin{aligned}
d(\mathbf{y}) &= \sum_{k=0}^M d_k(\mathbf{y}) P'_k(\mathbf{y}) = \sum_{k=0}^M d_k(\mathbf{y}) \frac{N'_k(\mathbf{y})}{N(\mathbf{y})} \frac{N(\mathbf{y})}{N'_k(\mathbf{y})} = \\
\frac{1}{F(\mathbf{y})} \sum_{k=0}^M d_k(\mathbf{y}) P_k(\mathbf{y}) &= \frac{1}{F(\mathbf{y})} \sum_{k=0}^M \sum_{j=0}^k d_k(\mathbf{y}) P_{k,j}(\mathbf{y})
\end{aligned} \tag{5.56}$$

En todo el desarrollo se ha considerado que los rayos pueden sufrir reflexiones del tipo total y no total. Si, como simplificación, se considera que todas las reflexiones son del tipo total, es decir, no existen pérdidas por reflexión, la expresión que define la eficiencia óptica se puede obtener de 5.48 sin más que considerar  $k=j$ :

$$\mathbf{h}(\mathbf{y}) = T(\mathbf{y}, n) \sum_{k=0}^M \sum_{j=0}^k P_{k,j}(\mathbf{y}) \tag{5.57}$$

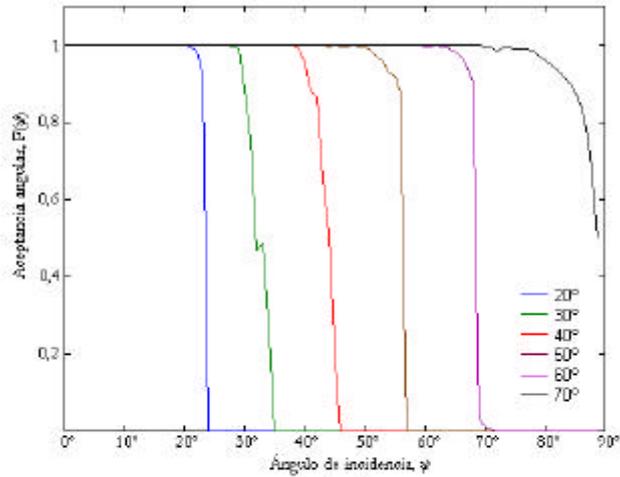
Al igual que para el CPC hueco, a partir de los modos de reflexión  $P_{k,j}(\mathbf{y})$ , de los caminos ópticos medios por reflexión  $d_k(\mathbf{y})$  y del índice de refracción del material dieléctrico, se puede determinar la eficiencia óptica y el retardo que caracterizan al concentrador.

En la Figura 5.22 se muestra la función de aceptación angular, la eficiencia óptica y el tiempo de propagación de CPCs rellenos de material dieléctrico de índice de refracción  $n=1,8$  para varios ángulos de aceptación. Para obtener las curvas se ha utilizado la función de transmisividad  $T(\mathbf{y}, n)$  mostrada en la Figura 5.23, y para representar la reflectividad de las paredes del concentrador,  $R(\mathbf{y}, n)$ , se ha utilizado la reflectividad promediada sobre todos los posibles ángulos de incidencia:  $R(n)=0,733$ .

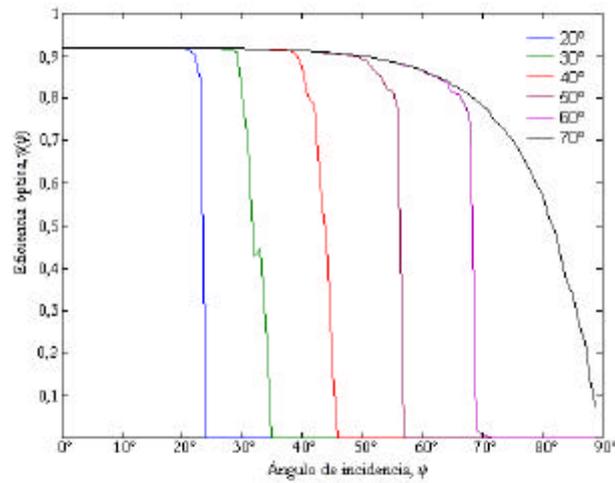
## 5.2.2. El concentrador semiesférico.

El concentrador semiesférico es, conjuntamente con el CPC dieléctrico, uno de los concentradores no formadores de imagen que comúnmente se utiliza para aumentar el área efectiva de detección en los enlaces IR de corto alcance [Barry93]. Este concentrador se caracteriza por presentar un FOV próximo a  $90^\circ$  ( $\mathbf{y}_c = \mathbf{p}/2$ ). Los concentradores no formadores de imagen presentan un compromiso entre la ganancia y el FOV. Para aumentar la ganancia deben disminuir su FOV. El concentrador semiesférico es el que presenta mayor campo de visión y, por tanto, el de menor ganancia. En el caso ideal, la ganancia vendrá dada, según 5.15, por:

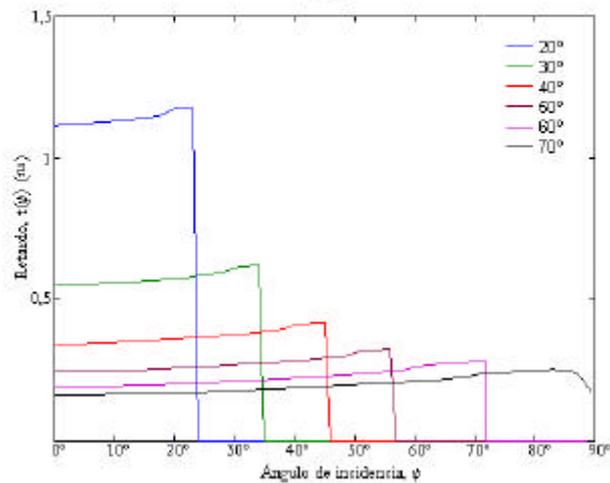
$$g(\mathbf{y}) = n^2 \text{rect} \left[ \frac{\mathbf{y}}{\mathbf{p}/2} \right] \tag{5.58}$$



(a)



(b)



(c)

Figura 5.22. (a) Función de aceptación, (b) eficiencia óptica y (c) retardo introducido por el concentrador, de un CPC para diferentes ángulos de aceptación.

Según el nuevo modelo, expresión 5.16, la ganancia del concentrador se puede expresar como:

$$g(\mathbf{y}) = n^2 h(\mathbf{y}) \operatorname{rect} \left[ \frac{\mathbf{y}}{\mathbf{p}/2} \right] \quad (5.59)$$

$$t(\mathbf{y}) \neq 0$$

donde  $h(\mathbf{y})$  es la eficiencia óptica del concentrador y  $t(\mathbf{y})$  es el retardo introducido por el concentrador. Si el radio del concentrador es  $R$ , y la máxima distancia desde el centro del concentrador a cualquier parte del detector IR es  $r$  (radio del detector), la ganancia  $g(\mathbf{y})$  se aproximará al valor máximo  $n^2$  si se cumple la condición [Savicki94, Marhic82]:

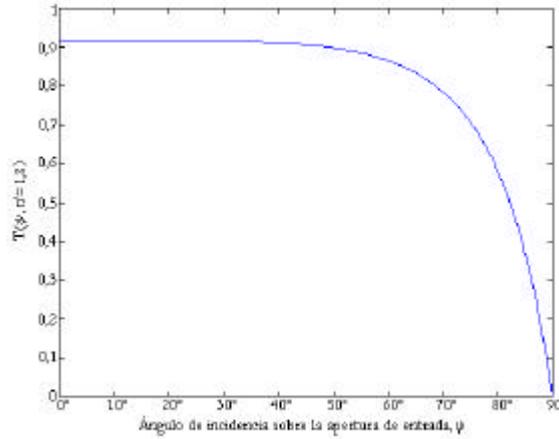
$$R \geq nr \quad (5.60)$$

El concentrador semiesférico es una lente semiesférica de material dieléctrico de índice de refracción  $n$ . La superficie curva constituye la apertura de entrada del concentrador, y la parte plana, la apertura de salida donde se sitúa el detector. Realizar un procedimiento de trazado de rayos en este concentrador es análogo al realizado sobre el CPC dieléctrico, con la única diferencia de la geometría (Figura 5.24). Es decir, las ecuaciones que definen la función de eficiencia óptica y el retardo introducido por el concentrador semiesférico son similares a las presentadas para el CPC dieléctrico. En la Figura 5.25, se representa la eficiencia óptica y el retardo de propagación de una lente semiesférica de radio  $R=2\text{cm}$ , construida de un material dieléctrico de índice  $n=1,8$  y diseñada para albergar un detector de área  $1\text{cm}^2$  ( $r=0,56\text{cm}$ ). Como se puede observar, esta lente presenta una eficiencia y retardo de propagación prácticamente independientes del ángulo de incidencia con el que la radiación llega al receptor.

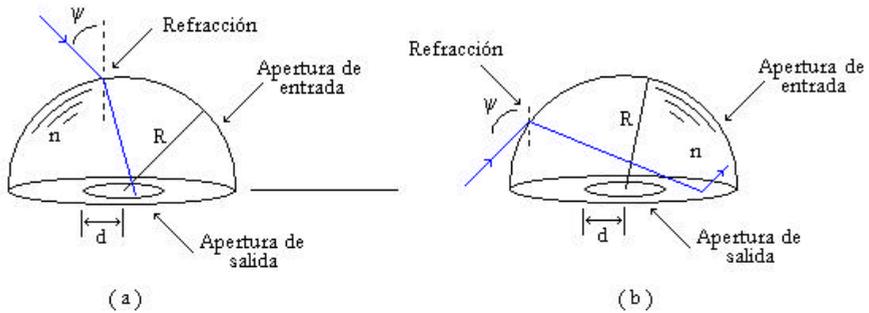
### 5.2.3. Filtros paso banda.

Como se comentó en el capítulo 2, los concentradores suelen incorporar filtros paso banda basados en múltiples capas delgadas constituidas por material dieléctrico, de diferentes espesores e índices de refracción. En el caso del CPC dieléctrico, el filtro se sitúa en la apertura de entrada, mientras que en la lente semiesférica, éste se sitúa entre ella y el detector.

Para determinar la transmitancia angular de estos filtros, se ha utilizado un modelo basado en cinco parámetros [Barry95, Ho95]. En éste, la función que define la transmitancia angular para una longitud de onda  $\lambda_0$ , viene determinada a través de la expresión:



**Figura 5.23.** Transmisividad en función del ángulo de incidencia sobre la apertura de entrada de un CPC de índice de refracción 1,8.

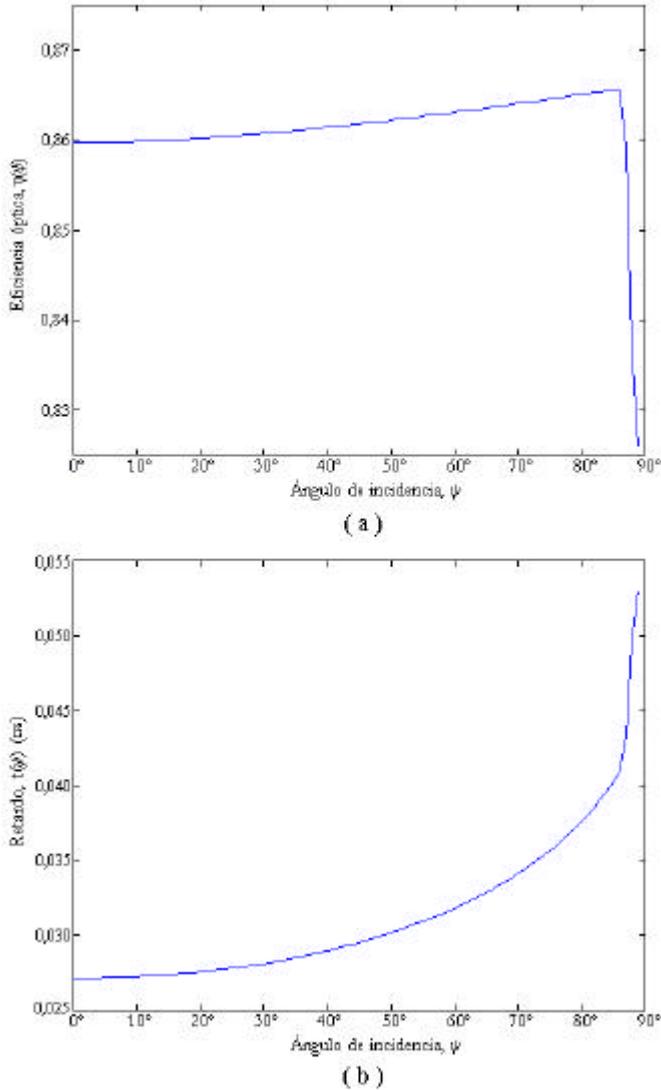


**Figura 5.24.** Procedimiento de trazado de rayos. (a) El rayo alcanza al detector después de una refracción sobre la apertura de entrada. (b) El rayo no alcanza al detector.

$$T(\mathbf{y}; \Delta I, \mathbf{y}') = \frac{T_0}{1 + \left[ \frac{I_0 - I'(\mathbf{y}; \mathbf{y}')}{\Delta I / 2} \right]^{2m}} \tag{5.61}$$

donde  $\mathbf{y}'$  es la orientación del filtro,  $m$  es el orden del filtro,  $T_0$  es la transmitancia para  $\mathbf{y}'$ ,  $\Delta I$  es el ancho espectral y  $\Delta \mathbf{y}$  es el ancho de banda angular a  $-3\text{dB}$  respecto al valor en  $\mathbf{y}'$ . La función  $I'(\mathbf{y}; \mathbf{y}')$  representa el desplazamiento espectral de la transmitancia angular del filtro dependiendo del ángulo de incidencia con el que incide la radiación:

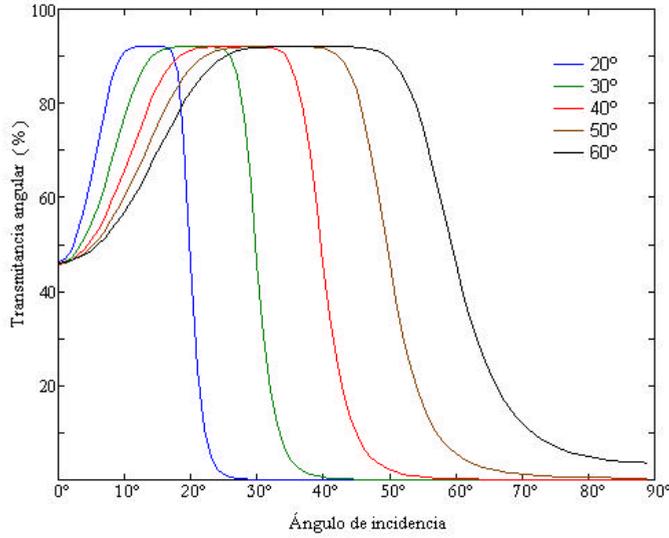
$$I'(\mathbf{y}; \mathbf{y}') = I_0 \left( \frac{n_s^2 - n_1^2 \text{sen}^2 \mathbf{y}}{n_s^2 - n_1^2 \text{sen}^2 \mathbf{y}'} \right)^{1/2} \tag{5.62}$$



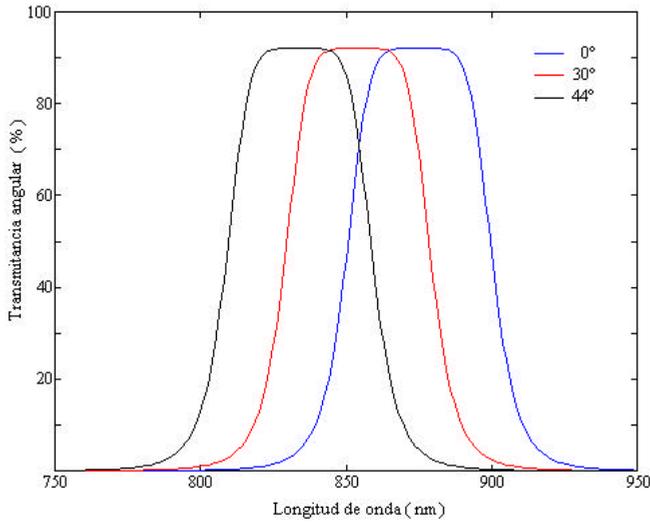
**Figura 5.25.** Lente semiesférica. (a) Eficiencia óptica. (b) Retardo de propagación.

donde  $n_i$  es el índice de refracción de la capa de entrada del filtro y  $n_s$  es un índice efectivo de refracción.

La Figura 5.26 muestra la transmitancia angular de un filtro diseñado para equipar un CPC construido con un material dieléctrico de índice de refracción 1,8 para varios ángulos de aceptación  $\mathbf{y}_c$  (FOV). El filtro se diseña de forma que su ancho de banda angular,  $\mathbf{Dy}$ , coincida con el FOV del concentrador para disponer del mínimo ancho de banda espectral posible, lo cual minimizará el efecto del ruido. Analíticamente, esta condición se puede expresar como:



**Figura 5.26.** Transmitancia angular de filtros diseñados para concentradores con diferentes campos de visión o ángulos de aceptación.



**Figura 5.27.** Desplazamiento espectral de la transmitancia angular en función del ángulo de incidencia con el que incide la radiación sobre el filtro.

$$T(0^\circ; \Delta I, \mathbf{y}') = T(\mathbf{y}_c; \Delta I, \mathbf{y}') = \frac{T_0}{2} \tag{5.63}$$

Sustituyendo esta expresión en la ecuación 5.61, la condición se transforma en:

**Tabla 5.2.** Orientaciones y anchos espectrales obtenidos para varios FOVs.

Ángulo de aceptación	Orientación del filtro	Ancho espectral (nm)
20°	14,01°	9,57
30°	20,77°	20,70
40°	27,19°	34,76
50°	33,07°	50,28
60°	38,18°	65,40
70°	42,22°	78,10

$$I_0 - I'(0^\circ; \mathbf{y}') = \Delta I / 2 \quad \text{y} \quad I_0 - I'(\mathbf{y}_c; \mathbf{y}') = \Delta I / 2 \quad (5.64)$$

Suponiendo que  $T_0=0,92$ ,  $n_s=2,293$ ,  $n_l=1$ ,  $\lambda_0=850nm$  y  $m=3$ , e iterando sobre las expresiones dadas en 5.64 y 5.61, se consiguen los valores  $\mathbf{y}'$  y  $\mathbf{DI}$  que cumplan  $\mathbf{Dy}=\mathbf{y}_c$ . La Tabla 5.2 muestra los valores obtenidos para diferentes ángulos de aceptancias o FOVs, y cuyas curvas de transmitancia angular se representan en la Figura 5.27.

A modo de ejemplo, en la Figura 5.27 se muestra el desplazamiento espectral de la curva de transmitancia angular de estos filtros, hacia longitudes de onda inferiores cuando aumenta el ángulo con el que incide la radiación.

### 5.3. Modelo del sistema óptico emisor-lente.

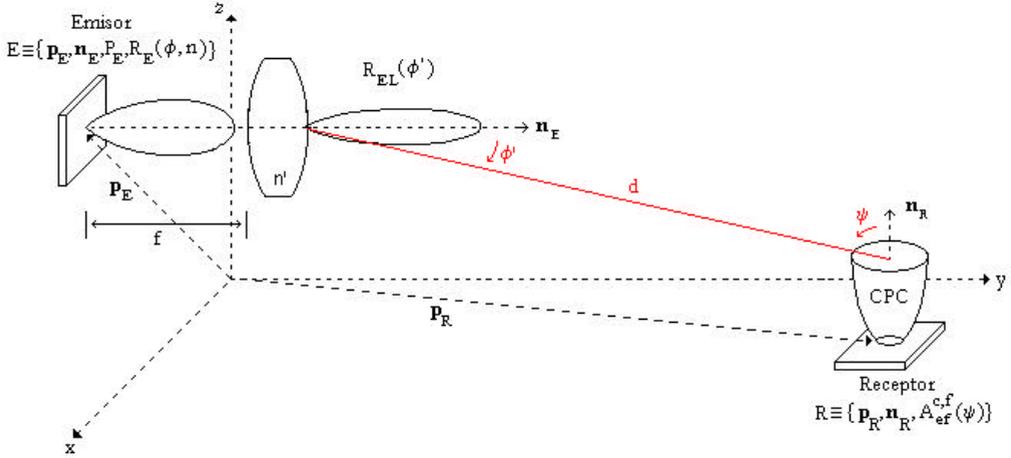
En muchas aplicaciones, como por ejemplo en enlaces en quasi-difusión, se requieren emisores con un alto grado de direccionalidad. Para ello, se suele dotar de lentes al emisor con el fin de coleccionar la radiación en zonas específicas de una habitación. En este apartado se presenta un modelo matemático para el sistema óptico formado por una lente y un emisor localizado en el plano focal de la misma, aplicable al algoritmo modificado basado en el método de Monte Carlo y en la técnica de trazado de rayos [Rodríguez03].

La utilización de lentes en el emisor influye, en dicho algoritmo, en el cálculo de la respuesta al impulso por visión directa y en el debido a la señal que alcanza al receptor tras múltiples reflexiones, concretamente, en el proceso de generación de los rayos desde el sistema óptico emisor-lente.

#### 5.3.1. Respuesta al impulso por visión directa.

La respuesta al impulso por visión directa entre un emisor  $E^o\{\mathbf{p}_E, \mathbf{n}_E, P_E, R_E(\mathbf{f}, n)\}$  y un receptor  $R^o\{\mathbf{p}_R, \mathbf{n}_R, A_{ef}^{c,f}(\mathbf{y})\}$  con filtro y concentrador, se puede expresar, según 5.17, como:

$$h^{(0)}(t, E, R) = \frac{1}{d^2} R_E(\mathbf{f}, n) A_{ef}^{c,f}(\mathbf{y}) d \left( t - t(\mathbf{y}) - \frac{d}{c} \right) \quad (5.65)$$



**Figura 5.28.** Modelo de propagación para detectar  $h(t)$  por visión directa entre el emisor y el receptor equipados con lente y concentrador, respectivamente.

donde  $R_E(\mathbf{f}, n)$  es el diagrama de radiación del emisor,  $A_{ef}^{c,f}(\mathbf{y})$  es el área efectiva de detección de un detector equipado con filtro y concentrador, y  $t(\mathbf{y})$  es el retardo introducido por el concentrador.

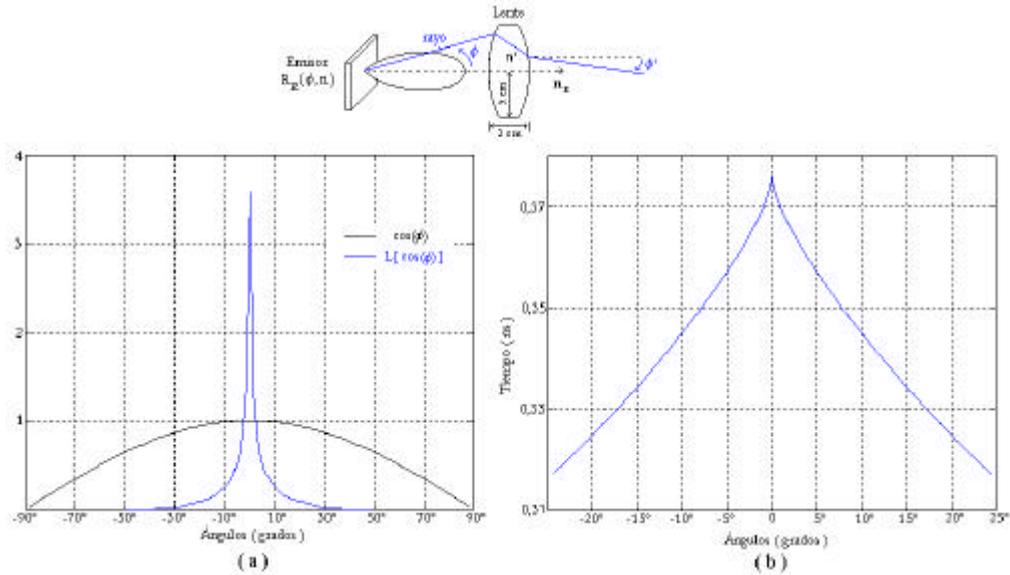
Añadir una lente al emisor provoca un aumento del grado de direccionalidad de dicho emisor (Figura 5.28). Considerando que el emisor presenta un diagrama de radiación lambertiano de índice modal  $n$ , la respuesta al impulso por visión directa entre el sistema óptico emisor-lente y el receptor se puede expresar como:

$$h^{(0)}(t; E, R) = \frac{1}{d^2} R_{EL}(\mathbf{f}') A_{ef}^{c,f}(\mathbf{y}) d \left( t - t(\mathbf{y}) - t(\mathbf{f}') - \frac{d}{c} \right) \quad (5.66)$$

donde  $t(\mathbf{f}')$  es el tiempo transcurrido desde que la radiación parte del emisor hasta que abandona la lente y  $R_{EL}(\mathbf{f}')$  es el diagrama de radiación del sistema emisor-lente:

$$R_{EL}(\mathbf{f}') = L(R_E(\mathbf{f}, n)) = \frac{n+1}{2p} P_E L(\cos^n(\mathbf{f})) \quad (5.67)$$

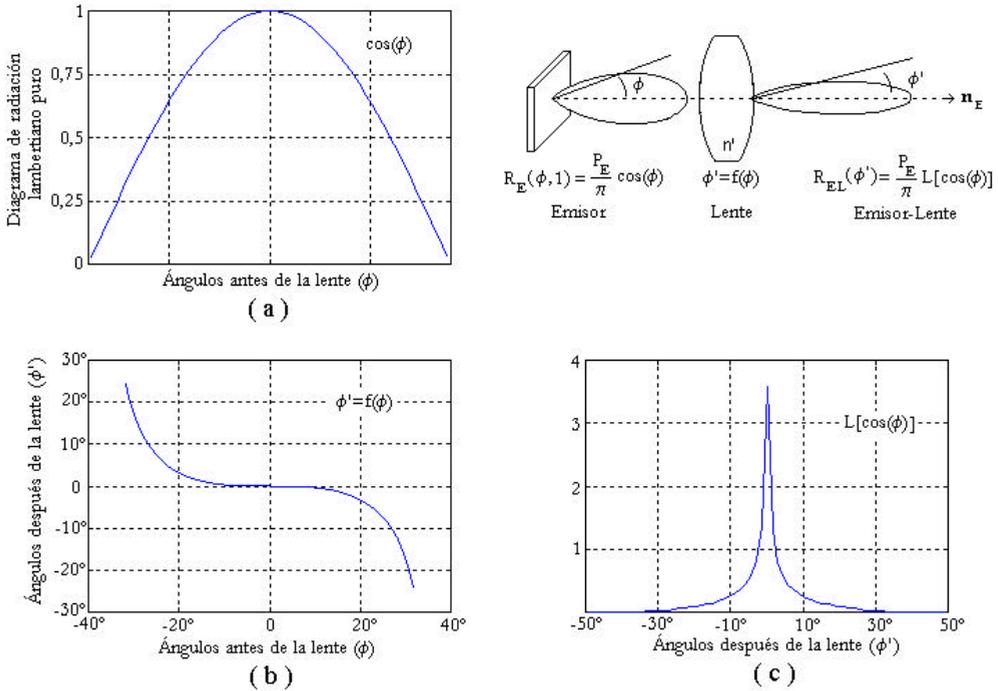
donde  $L(\mathbf{x})$  representa el efecto de la lente. Para determinar  $R_{EL}(\mathbf{f}')$ , la influencia de la lente sobre el diagrama de radiación del emisor, se genera un número elevado de rayos que parten desde la posición del emisor  $\mathbf{p}_E$ , con una orientación asignada de manera aleatoria según una función de distribución de probabilidad obtenida a partir del diagrama de radiación del emisor,  $R_E(\mathbf{f}, n)$ . Cada rayo se propaga a través de la lente teniendo en cuenta su forma geométrica y las leyes de Snell de la reflexión y de la refracción. El histograma de las orientaciones  $\mathbf{f}$  de



**Figura 5.29.** Sistema óptico emisor-lente. (a) Diagrama de radiación antes y después de una lente esférica. (b) Tiempo de propagación transcurrido desde que el rayo partió desde el emisor.

los rayos, después de haber atravesado la lente, define el patrón de radiación del sistema emisor-lente. En la Figura 5.29, se muestra el efecto de una lente esférica de 5cm de radio, 3cm de espesor e índice de refracción  $n'=1,7$ , sobre el diagrama de radiación de un emisor lambertiano de índice modal  $n=1$ , y el tiempo  $t(\mathbf{f}')$  transcurrido desde que los rayos partieron desde el emisor. Como se puede observar, la mayoría de los rayos después de la lente parten con una orientación paralela al eje óptico del sistema emisor-lente,  $\mathbf{f}'=0$ . El resto de orientaciones obtenidas a la salida del mismo se debe al fenómeno óptico denominado aberración esférica, efecto al que se ven sometidos los rayos que inciden sobre la lente con ángulos  $\mathbf{f}$  elevados.

El procedimiento empleado para obtener el diagrama de radiación del sistema emisor-lente presenta un inconveniente, para una misma lente, si se cambian las propiedades del emisor, hay que volver a realizar todo el proceso antes de disponer del diagrama de radiación del sistema. Para evitar este hecho, aprovechando la simetría axial que presenta la forma geométrica de la lente respecto a su eje óptico, se determina, también mediante un trazado de rayos, la curva de transferencia que relaciona los ángulos antes y después de la lente  $\mathbf{f}'=f(\mathbf{f})$ , pero sin tener en cuenta la forma del diagrama de radiación del emisor, o lo que es lo mismo, para un hipotético emisor con un diagrama de radiación isotrópico. En la Figura 5.30 se muestra la utilización de dicha curva de transferencia y su efecto sobre un emisor lambertiano puro.



**Figura 5.30.** Obtención del diagrama de radiación del sistema emisor-lente a través de la función de transferencia  $\mathbf{f}'=f(\mathbf{f})$ . (a) Patrón lambertiano puro. (b) Función de transferencia de la lente. (c) Patrón de radiación del sistema óptico emisor-lente.

### 5.3.2. Respuesta al impulso debida a las reflexiones.

Para introducir el efecto de la lente en el cálculo de la respuesta al impulso que llega al receptor después de  $k$  reflexiones se puede actuar de dos formas diferentes: generar los rayos de manera aleatoria según el diagrama de radiación del emisor, propagarlos a través de la lente y posteriormente por la habitación, o una vez obtenido el diagrama de radiación  $R_{EL}(\mathbf{f})$  y el retardo introducido por el sistema emisor-lente  $t(\mathbf{f})$ , generar los rayos según dicho diagrama de radiación con un tiempo de vuelo inicial preestablecido por  $t(\mathbf{f})$ .

En el caso de que se generen los rayos según el diagrama del emisor, se propaguen a través de la lente y posteriormente por la habitación (Figura 5.31), la respuesta al impulso debida a la señal que llega al receptor después de  $k$  reflexiones, se puede expresar, teniendo en cuenta el efecto de la lente, el modelo de Phong y que el receptor está equipado con filtro y concentrador, como:

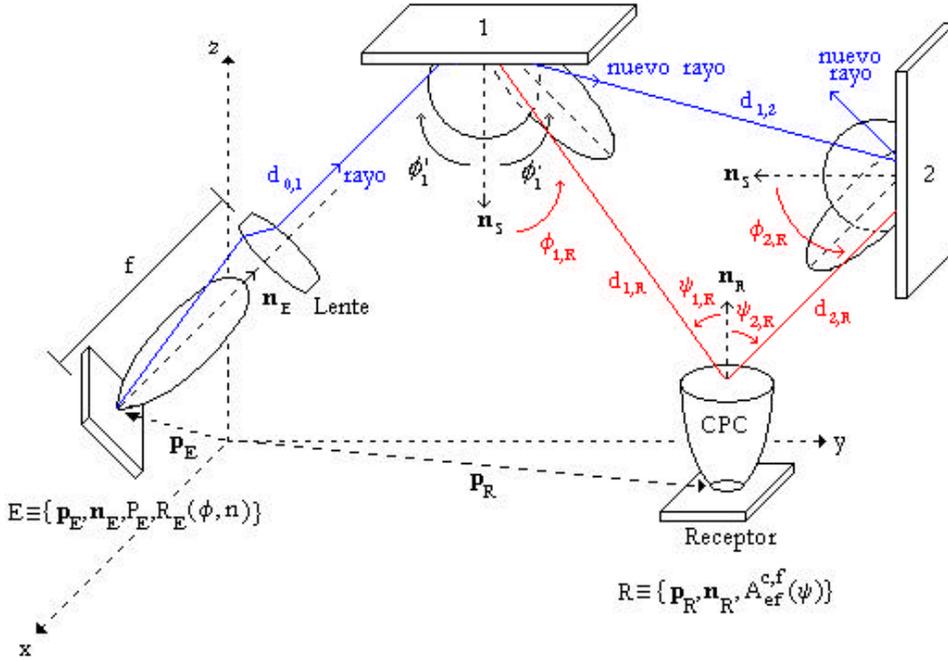


Figura 5.31. Los rayos se generan según el diagrama de radiación del emisor y se propagan a través de la lente.

$$h(t; E, R) = \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^{K_i} \frac{1}{N(d_{k,R})^2} \left( \frac{r_d}{\mathbf{p}} \cos(\mathbf{f}_{k,R}) + (1-r_d) \frac{m+1}{2\mathbf{p}} \cos^m(\mathbf{f}_{k,R} - \mathbf{f}_k') \right) \cdot A_{ef}^{c,f}(\mathbf{y}_{k,R}) \left( \sum_{j=1}^k \mathbf{r}_j \right) \mathbf{d} \left( t - \left( \sum_{j=1}^k \frac{d_{j-1,j}}{c} \right) - \frac{d_{k,R}}{c} - t(\mathbf{y}_{k,R}) \right) \quad (5.68)$$

donde  $d_{0,1}$  incluye la distancia desde el emisor hasta la lente, el camino óptico recorrido por el rayo al atravesar la lente y la distancia desde la lente hasta el punto de colisión.

En el caso de que se generen los rayos según el patrón de radiación del sistema emisor-lente  $R_{EL}(\mathbf{f})$ , con un tiempo de vuelo inicial  $t(\mathbf{f})$ , la respuesta al impulso debida a la señal que llega al receptor después de  $k$  reflexiones (Figura 5.32) se puede expresar como:

$$h(t; E, R) = \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^{K_i} \frac{1}{N(d_{k,R})^2} \left( \frac{r_d}{\mathbf{p}} \cos(\mathbf{f}_{k,R}) + (1-r_d) \frac{m+1}{2\mathbf{p}} \cos^m(\mathbf{f}_{k,R} - \mathbf{f}_k') \right) \cdot A_{ef}^{c,f}(\mathbf{y}_{k,R}) \left( \sum_{j=1}^k \mathbf{r}_j \right) \mathbf{d} \left( t - \left( \sum_{j=1}^k \frac{d_{j-1,j}}{c} \right) - \frac{d_{k,R}}{c} - t(\mathbf{y}_{k,R}) - t(\mathbf{f}_i') \right) \quad (5.69)$$

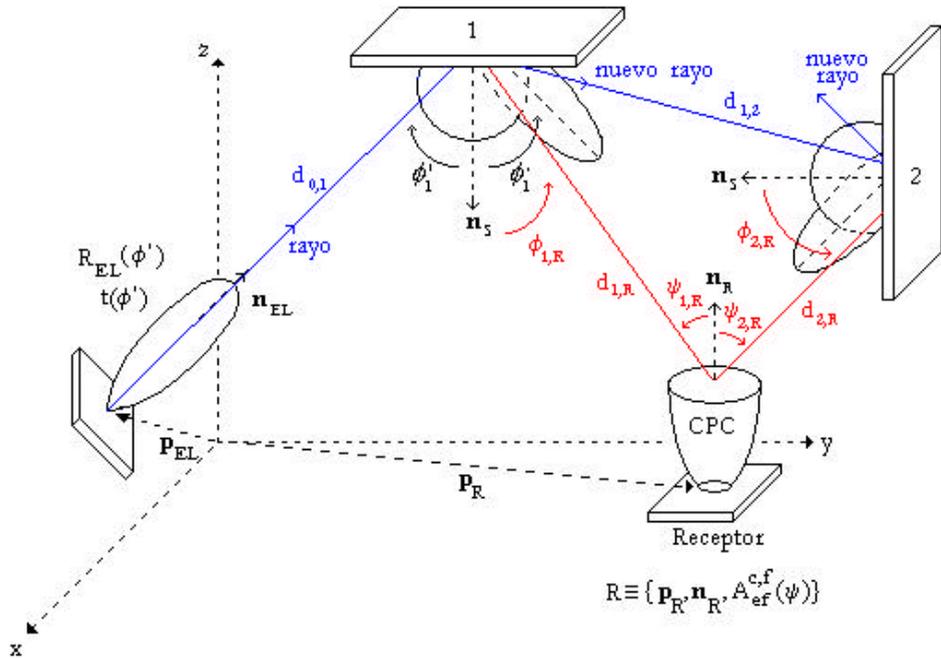


Figura 5.32. Los rayos se generan según el diagrama de radiación del sistema emisor-lente con un tiempo de vuelo inicial que indica el retardo introducido por dicho sistema.

donde  $t(\mathbf{f}_i)$  es el tiempo inicial de vuelo del rayo  $i$ -ésimo debido al retardo introducido por el sistema emisor-lente, y ahora  $d_{0,1}$  es la distancia desde dicho sistema hasta el punto de colisión.

Para generar los rayos con una distribución de orientaciones aleatorias según el diagrama de radiación del sistema emisor-lente,  $R_{EL}(\mathbf{f})$ , se pueden utilizar el método de la transformada inversa o el de aceptación-rechazo [Rubinstein81]. El método de aceptación-rechazo se basa en utilizar variables aleatorias de una distribución apropiada y, en base a un test, determinar si puede ser aceptada o no como variable de la distribución a simular.

Si se desea generar una variable aleatoria  $X$  que se distribuye según una función de densidad de probabilidad  $f(x)$ , para llevar a cabo el método es necesario expresar  $f(x)$  como  $f(x) = C \mathcal{I} b(x) \mathcal{I} g(x)$ , donde  $C \mathcal{I}$ ,  $b(x)$  es otra función de densidad de probabilidad y  $0 \mathcal{I} g(x) \mathcal{I} 1$ . Dada  $U$ , una variable aleatoria uniforme en el intervalo  $(0,1)$ , y  $V$ , una variable aleatoria con función de densidad de probabilidad  $b(x)$ , si  $U \mathcal{I} g(V)$ , entonces  $V$  es de  $f(x)$ . Para que éste método sea de interés práctico debe ser sencillo generar  $V$  a partir de  $b(x)$  y la eficiencia del método, definida como  $1/C$ , debe ser lo mayor posible, es decir,  $C$  próximo a 1. Esto ocurrirá cuando  $b(x)$  sea igual a  $f(x)$  en su forma.

**Tabla 5.3.** Eficiencia del método de aceptación-rechazo para diferentes  $h(x)$ .

$h(x)$	Eficiencia
Distribución Uniforme.	4,12%
Diagrama Lambertiano generalizado.	10,74%
Distribución Gaussiana.	41,23%
Distribución Exponencial.	51,76%
Distribución Gamma.	58,85%
Distribución "T student"	62,64%

Para utilizar el método, inicialmente se elige  $C \geq 1$  tal que  $f(x) \leq C h(x)$ . Posteriormente se busca una función  $p(x) = C h(x)$  tal que  $p(x) \geq f(x)$  y, por tanto, elegir  $h(x) = p(x)/C$  con la condición de que sea fácil generar variables aleatorias según dicha función de densidad de probabilidad.

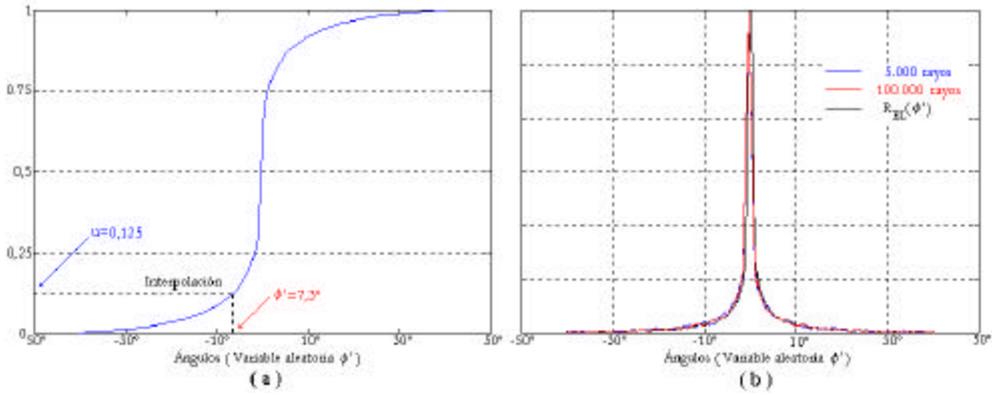
En la Tabla 5.3 se muestra la eficiencia del método para generar valores aleatorios de  $\mathbf{f}$ , orientación de los rayos, en función del diagrama de radiación  $R_{EL}(\mathbf{f})$  representado en la Figura 5.29(a) para diferentes elecciones de  $h(x)$ . Como se puede observar, el método presenta un inconveniente importante: nunca alcanza una eficiencia del 100%. Cuando se habla de una eficiencia del 60%, significa que de 100 variables generadas, únicamente 60 son aceptadas o válidas.

En lo referente al método de la transformada inversa, aunque está pensado para generar variables aleatorias según una función de densidad de probabilidad cuya función de distribución acumulada obedezca a una expresión analítica e invertible, ha sido el método por el que se ha optado para generar los rayos según  $R_{EL}(\mathbf{f})$ . La elección se debe principalmente a que éste presenta una eficiencia del 100%. Dada  $U$ , una variable aleatoria uniforme entre 0 y 1, y dada  $F(\mathbf{f})$ , la función de distribución acumulada de  $\mathbf{f}$  que se distribuye según  $R_{EL}(\mathbf{f})$ , se pueden obtener valores aleatorios de  $\mathbf{f}$  mediante la relación  $\mathbf{f} = F^{-1}(U)$ .

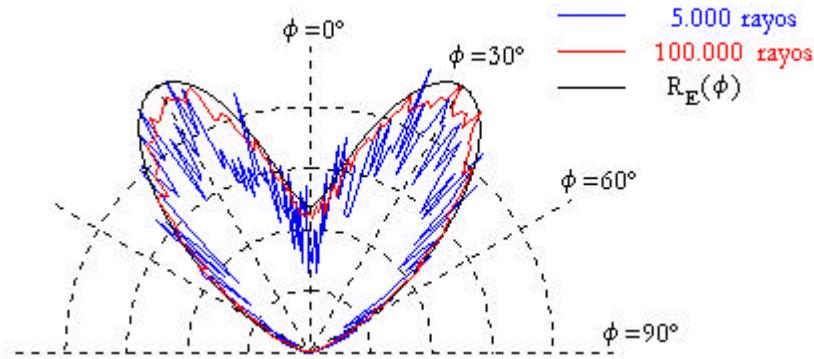
En la Figura 5.33 se muestra la función de distribución acumulada de  $\mathbf{f}$ ,  $F(\mathbf{f})$ , que se distribuye según  $R_{EL}(\mathbf{f})$ , representado en la Figura 5.29(a), y los histogramas de orientaciones para 5.000 y 100.000 rayos generados haciendo uso del método de la transformada inversa. La función de distribución acumulada  $F(\mathbf{f})$  se ha obtenido por integración numérica del diagrama de radiación  $R_{EL}(\mathbf{f})$ , y los valores  $\mathbf{f} = F^{-1}(U)$ , interpolando sobre dicha función.

#### 5.4. Modelo de emisores genéricos.

Hasta ahora, se ha modelado el patrón de radiación del emisor mediante un perfil de radiación lambertiano generalizado,  $R_E(\mathbf{f}, n)$ . En el apartado anterior se ha establecido un modelo que permite simular el efecto de lentes en el emisor aplicable al algoritmo basado en el método de Monte Carlo y en la técnica de



**Figura 5.33.** Método de la transformada inversa. (a) Función de distribución acumulada de  $f'$ . (b) Histogramas de orientaciones,  $f'$ , para 5.000 y 100.000 rayos generados aleatoriamente según  $R_{EL}(f')$ .



**Figura 5.34.** Histograma de orientaciones,  $\phi$ , para 5.000 y 100.000 rayos generados mediante el método de la transformada inversa para un emisor genérico.

trazado de rayos. En general, añadir una lente al emisor es como disponer de un nuevo emisor con un patrón de radiación igual al del sistema óptico constituido por el emisor y la lente. De alguna manera, el modelo establecido y el procedimiento a seguir para simular emisores con lentes es válido para simular un emisor con un diagrama de radiación genérico  $R_E(\mathbf{f})$  con simetría axial respecto a su eje de emisión.

La respuesta al impulso por visión directa entre un emisor genérico  $E^o\{\mathbf{p}_E, \mathbf{n}_E, P_E, R_E(\mathbf{f})\}$  y un receptor  $R^o\{\mathbf{p}_R, \mathbf{n}_R, A_{ef}^{cf}(\mathbf{y})\}$ , se puede expresar, según 5.66, como:

$$h^{(0)}(t; E, R) = \frac{1}{d^2} R_E(\mathbf{f}) A_{ef}^{c,f}(\mathbf{y}) d\left(t - \frac{d}{c}\right) \quad (5.70)$$

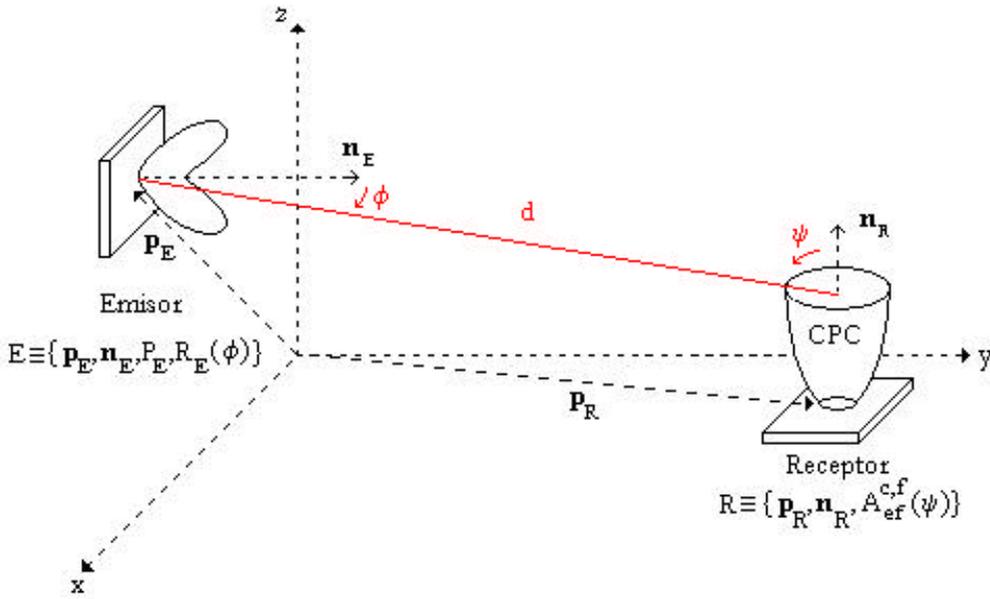


Figura 5.35. Modelo de propagación para un enlace LOS entre un emisor genérico y un receptor con filtro y concentrador.

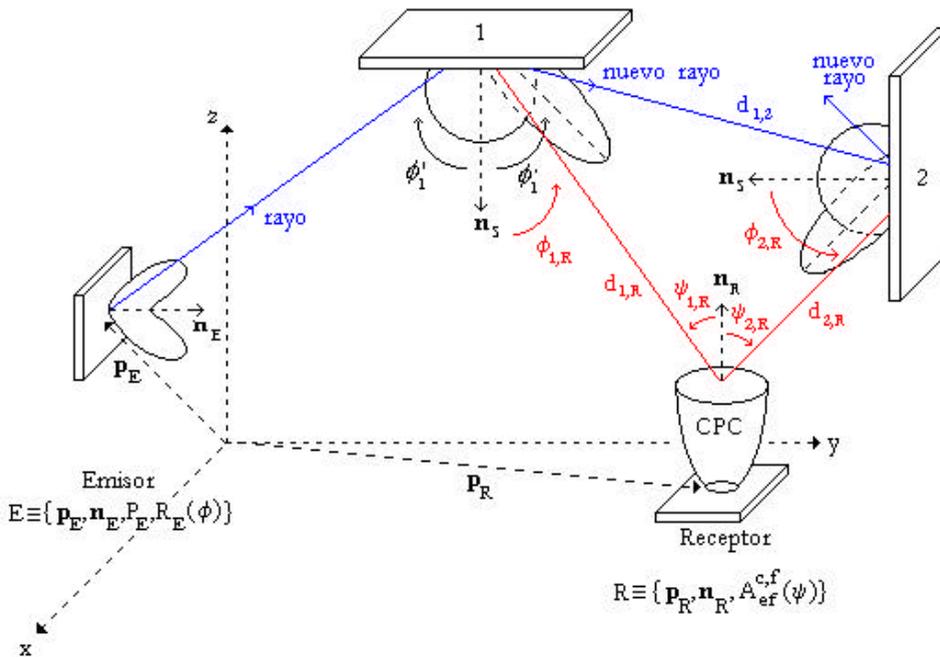
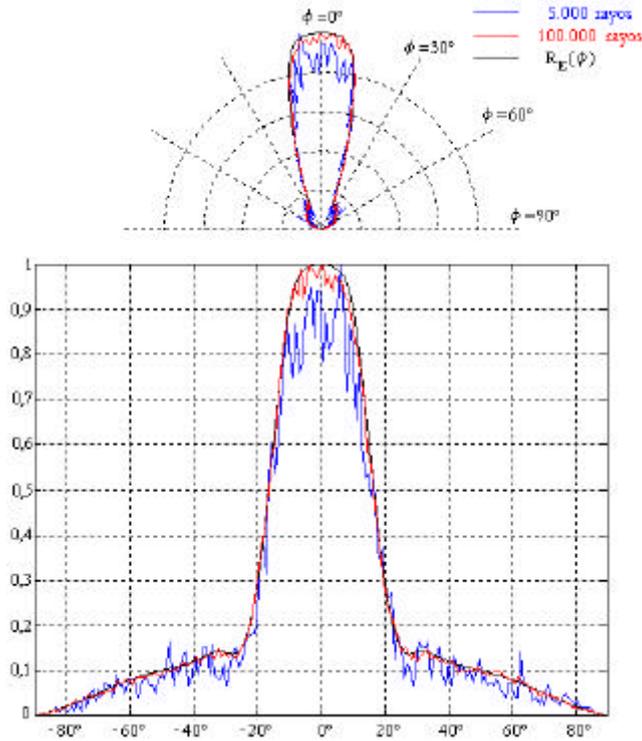


Figura 5.36. Los rayos se generan según el diagrama de radiación del emisor antes de propagarlos por la habitación.

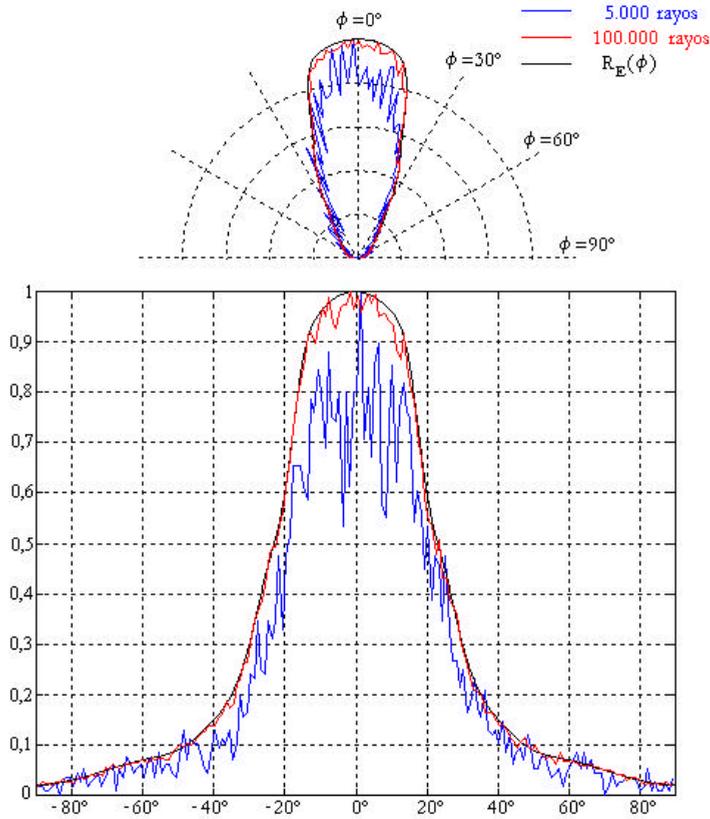


**Figura 5.37.** Histograma de orientaciones,  $\phi$ , para 5.000 y 100.000 rayos del emisor TSUS4300.

donde  $R_E(\mathbf{f})$  es el diagrama de radiación del emisor (Figura 5.35). Para determinar el valor de  $R_E(\mathbf{f})$  que hay que utilizar en esta ecuación, inicialmente es necesario discretizar el diagrama de radiación del emisor y, posteriormente, obtener el valor de dicho diagrama mediante interpolación para un valor dado de  $\mathbf{f}$ .

En el cálculo de la respuesta al impulso debida a la señal que llega al receptor después de  $k$  reflexiones (Figura 5.36) a través del algoritmo modificado, se deben generar rayos de manera aleatoria según el diagrama de radiación del emisor,  $R_E(\mathbf{f})$ . Para generar los rayos con una orientación aleatoria según  $R_E(\mathbf{f})$  se discretizan los valores que definen dicho perfil y se normaliza  $R_E(\mathbf{f})$  para ser utilizada como la función de densidad de probabilidad que describe como se distribuyen las orientaciones de los rayos  $\mathbf{f}$ . Posteriormente, mediante alguno de los dos métodos (el método de la transformada inversa o el de aceptación-rechazo), se generan los valores aleatorios de  $\mathbf{f}$  en función de  $R_E(\mathbf{f})$  que definen las orientaciones de los rayos.

En la Figura 5.34 se muestra el histograma de orientaciones para 5.000 y 100.000 rayos generados de manera aleatoria según el diagrama de radiación  $R_E(\mathbf{f})$



**Figura 5.38.** Histograma de orientaciones,  $\phi$ , para 5.000 y 100.000 rayos del emisor TSUS540.

genérico mostrado en las figuras anteriores, haciendo uso del método de la transformada inversa. Como se puede observar, mediante este procedimiento es posible simular cualquier emisor con un diagrama de radiación genérico.

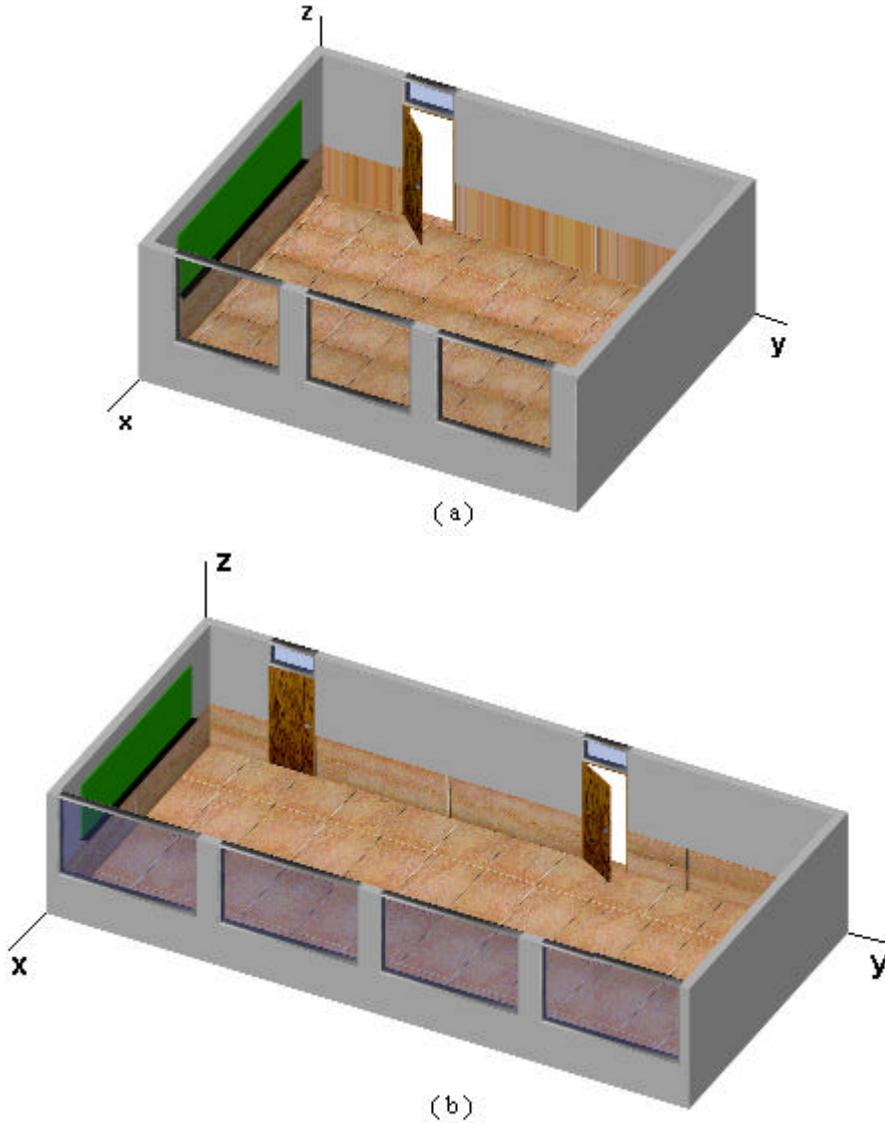
En las Figuras 5.37 y 5.38 se muestran los histogramas de las orientaciones de dos emisores IR de Telefunken Semiconductors: el TSUS4300 y el TSUS540. Como se puede observar, los histogramas se ajustan perfectamente a los diagramas de radiación de ambos emisores cuando el número de rayos utilizado para generar los histogramas es elevado.

### **Aplicación de los modelos al diseño de receptores infrarrojos en diversidad angular.**

Un receptor en diversidad angular utiliza múltiples elementos detectores para recibir la señal proveniente de diferentes direcciones. En general, este tipo de receptores proporcionan mejores características que los basados en un único elemento: reducen el efecto del ruido ambiental, interferencia co-canal y dispersión temporal por multitrayectoria. Sus ventajas dependen de cómo se reciben las señales en los diferentes elementos, cómo se procesan y detectan.

Este trabajo de Tesis se centra en los denominados receptores convencionales, es decir, basados en la utilización de varios fotodiodos equipados con su propio concentrador, generalmente un CPC, orientados en diferentes direcciones. Aunque este tipo de receptores han sido analizados mediante simulación [Pakravan95, Kahn97, Pakravan98a, Pakravan98b, Carruthers98, Carruthers00, Akhavan00a, Akhavan00b, Jivkova00], éstos se han realizado bajo ciertas restricciones debidas, principalmente, al método utilizado. Dichos estudios se basan en la utilización del algoritmo y modelo de propagación propuestos por Barry: emisores lambertianos, las paredes se consideran como reflectores puramente difusos constituidas por un único material, receptores sin concentradores, y debido a la naturaleza iterativa en la que se basa el algoritmo, limitado como máximo a 3 reflexiones. Como salvedad, en alguno de ellos, se supone que los elementos del receptor están equipados con concentradores [Carruthers98, Carruthers00], sin embargo, éstos se modelan de manera ideal. Únicamente el estudio realizado por Kahn tiene en cuenta las pérdidas debidas a la utilización de filtros paso banda en el concentrador [Kahn97].

En este capítulo se presenta un estudio de este tipo de receptores basado en la utilización del algoritmo y modelo de propagación presentados en el capítulo 3 y 4, respectivamente. En el mismo, se toma como objetivo la búsqueda de la estructura que mejores prestaciones presenta, medida respecto a los parámetros que caracterizan el canal IR, definidos en el capítulo 2. Indicar que, en ningún momento, se pretende abordar el problema relacionado con las técnicas de combinación, modulación, procesado y detección de señal aplicables a este tipo de receptores.



**Figura 6.1.** Representación gráfica de las dos habitaciones. (a) Aula 18. (b) Aula 14.

## 6.1. Modelo de propagación.

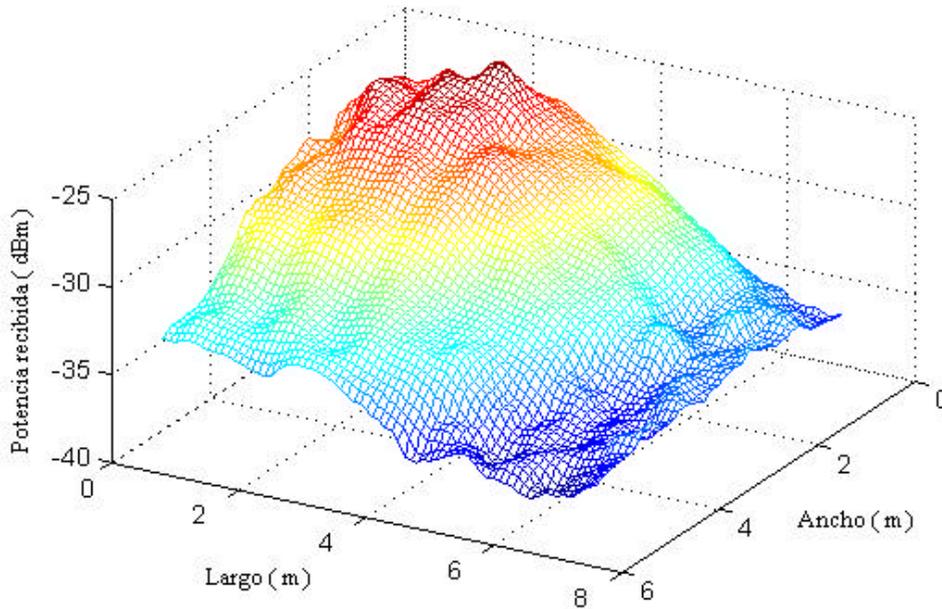
En este apartado se presenta el modelo de propagación sobre el que se basan las simulaciones realizadas en este capítulo. Como recintos cerrados o habitaciones se han elegido las formas geométricas correspondientes a dos aulas de la Facultad de Física de la Universidad de La Laguna. En las Figuras 6.1(a) y (b) se representan, respectivamente, las aulas seleccionadas: aulas 18 y 14.

**Tabla 6.1.** Parámetros comunes para todas las simulaciones.

Parámetros		Configuraciones		
		Aula 14	Aula 18	
Habitación:	ancho (x)	6m	6m	
	largo (y)	13,14m	7,8m	
	alto (z)	2,75m	2,75m	
Emisor:	$n$	1	1	
	potencia	1W	1W	
Receptor:	área activa	1cm <sup>2</sup>	1cm <sup>2</sup>	
Concentrador:	$FOV$	$\Psi_c$	$\Psi_c$	
	índice de refracción	1,8	1,8	
	apertura de salida	0,56cm	0,56cm	
	$S$	0,2°	0,2°	
Filtro paso banda:	$T_0$	0,92	0,92	
	$n_s$	2,293	2,293	
	número de capas	20	20	
	orden del filtro	3	3	
	ancho de banda	igual a $\Psi_c$	igual a $\Psi_c$	
Resolución:	$D_t$	0,2ns	0,2ns	
Reflexiones:	$k$	20	20	
Materiales		$r$	$r_d$	$m$
	Madera	0,63	0,6	3
	Madera barnizada	0,75	0,3	97
	Cemento	0,40	1	---
	Cerámica	0,16	0,7	20
	Cristal	0,03	0	280

El modelo de propagación hace referencia a la forma de aproximar matemáticamente el efecto de los elementos presentes en el canal o entorno de simulación: emisor, reflectores, receptor, concentradores y filtros. Para ello, se han utilizado los propuestos en el capítulo 5, con la salvedad de los emisores, caracterizados mediante un perfil de radiación lambertiano generalizado, con simetría axial y número modal  $n$ .

El modelo de reflexión utilizado es el de Phong, en él, a los reflectores se les asocia tres parámetros: el coeficiente de reflexión difuso  $r_d$ , la directividad de la componente especular  $m$  y el coeficiente de reflexión  $r$ , cuyos valores dependen del material del que estén constituidos. En el modelo propuesto para el área efectiva de detección de un detector IR, caracterizado por disponer de un filtro y un concentrador, se tienen en cuenta las pérdidas por reflexión e imperfecciones geométricas ( $S$ ), así como el retardo introducido por el concentrador, y las debidas a la función de transmitancia angular del filtro. Siempre se considerará que el filtro se diseña de forma que su ancho de banda angular coincida con el FOV del concentrador, con la finalidad de minimizar el efecto del ruido ambiente



**Figura 6.2.** Distribución espacial de potencia total recibida para el aula 18, emisor en la posición (1,1,1), orientado hacia el centro del techo y el receptor orientado verticalmente. El modelo de reflexión considerado es el de Phong.

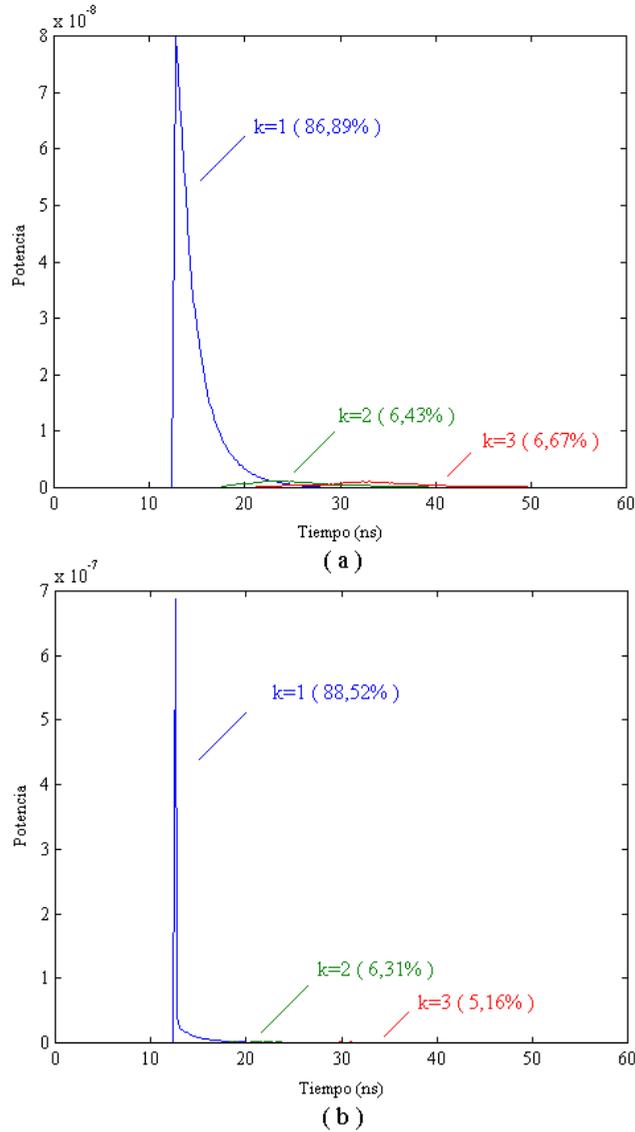
[Barry95, Ho95]. La Tabla 6.1 aglutina los parámetros comunes a las simulaciones realizadas en este capítulo.

## 6.2. Influencia de los modelos sobre la respuesta al impulso.

En este apartado se muestra el efecto debido a la utilización del modelo de Phong y del área efectiva de un detector IR con concentrador y filtro, respecto a los considerados en anteriores trabajos por otros autores, reflectores puramente difusos y concentradores ideales, sobre la respuesta al impulso del canal. Para ello, se han realizado diferentes simulaciones eligiendo como entorno de trabajo el aula 18, Figura 6.1(a).

### 6.2.1. Influencia del modelo de Phong.

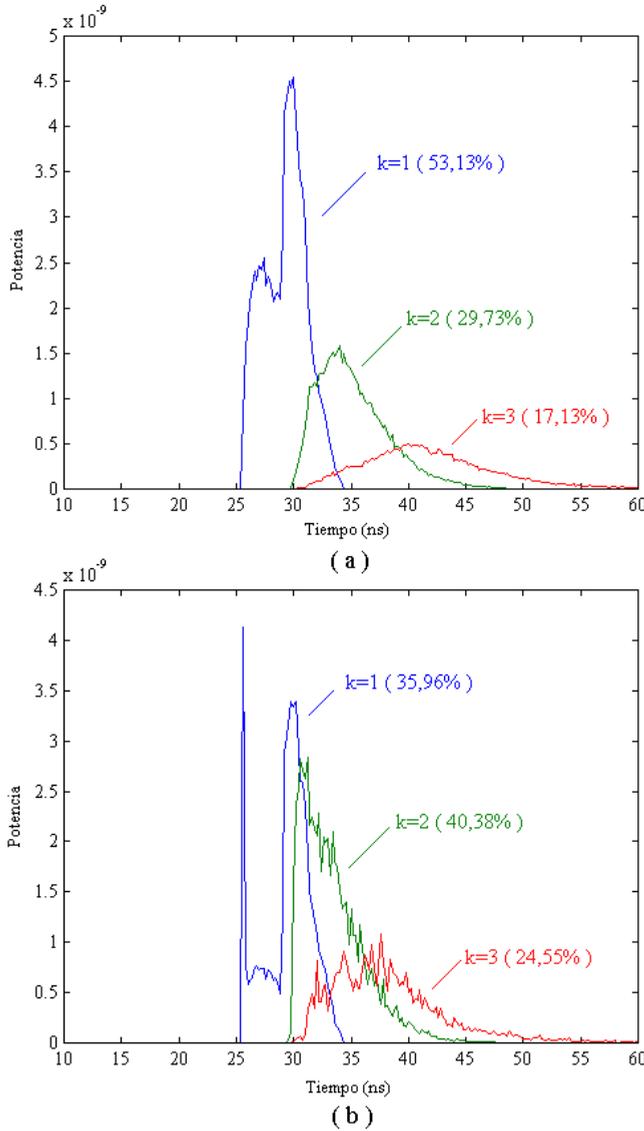
Para manifestar la influencia del modelo de Phong respecto al difuso o lambertiano, se ha determinado la respuesta al impulso para dos enlaces en casi-difusión, aproximando en cada uno de ellos el patrón de reflexión a través de ambos modelos. En las dos configuraciones, se ha considerado al emisor orientado hacia el centro del techo y situado en la esquina noroeste de la habitación,  $x=1$  e  $y=1$ . En lo que se refiere al receptor, para cada enlace se han considerado diferentes posiciones, una localizada donde se recibe un valor alto de



**Figura 6.3.** Contribución de potencia a la respuesta al impulso total de la radiación que llega al receptor después de  $k$  reflexiones, con el receptor localizado en la posición (3,3,1), centro de la habitación. (a) Modelo difuso. (b) Modelo de Phong.

potencia, el centro del aula, y otra, donde dicho valor es reducido, la esquina opuesta a la ubicación del emisor. Asimismo, se considera que el receptor, con  $60^\circ$  de FOV, apunta verticalmente hacia el techo, y que tanto éste como el emisor están a un metro de altura sobre el suelo,  $\varepsilon=1$ .

Para determinar las zonas donde se reciben valores elevados y reducidos de potencia y, por tanto, elegir las dos posiciones del receptor, se trasladó el receptor



**Figura 6.4.** Contribución de potencia a la respuesta al impulso total de la radiación que llega al receptor tras  $k$  reflexiones, con el receptor ubicado en la posición (5,7,1), esquina sureste de la habitación. (a) Modelo difuso. (b) Modelo de Phong.

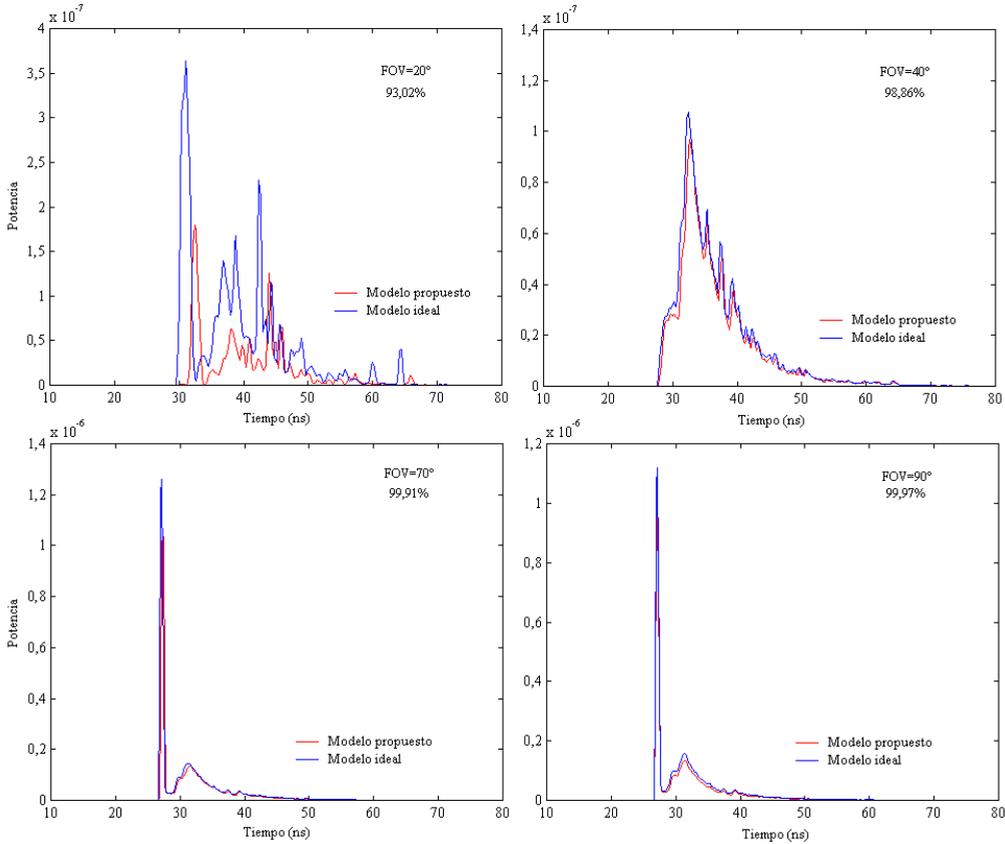
por toda la habitación y se calculó en cada punto la potencia total recibida, ganancia del canal en DC. La Figura 6.2 muestra la distribución espacial de potencia obtenida dentro de la habitación. La parte central y las esquinas constituyen, respectivamente, las zonas donde se reciben mayores y menores cantidades de potencia. En el cálculo, se ha aproximado el comportamiento de los reflectores a través del modelo de Phong.

En la Figura 6.3 se muestra la contribución de potencia a la respuesta total de la radiación que llega al receptor, localizado en el centro de la habitación, después de  $k$  reflexiones, haciendo uso del modelo de reflexión difuso y del de Phong, Figuras 6.3(a) y (b) respectivamente. Este resultado corresponde a una posición del receptor contenida en la zona donde se reciben valores elevados de potencia, caracterizada por una baja dispersión temporal. En la Figura 6.4 se presentan los mismos resultados, pero con el receptor ubicado en una zona de menores valores y, por tanto, de mayor dispersión temporal, la esquina opuesta respecto a la posición en la que se encuentra el emisor. De los resultados obtenidos, se puede concluir que utilizar uno u otro modelo produce significativas diferencias tanto en la forma de la respuesta al impulso como en la cantidad total de potencia recibida. De la Figura 6.3, donde el dato más significativo no es la dispersión temporal sino la cantidad de potencia, se observa que el máximo de las respuestas difieren en un orden de magnitud, lo que se traduce en 10dB, mientras que en la Figura 6.4, donde las respuestas presentan una mayor dispersión temporal, se puede percibir la variación de la forma de dichas respuestas cuantificada a partir de los porcentajes asociados a cada componente de reflexión.

### 6.2.2. Influencia del modelo del área efectiva de detección.

El modelo propuesto para el área efectiva de un detector IR con concentrador y filtro paso banda da lugar a resultados en la respuesta al impulso diferentes, respecto al ideal, principalmente para valores pequeños de FOVs. Para dejar constancia de dichas diferencias, se ha seleccionado una de las configuraciones del apartado anterior y se ha determinado la respuesta al impulso considerando filtros y concentradores con varios FOVs para ambos modelos. Para conseguir campos de visión menores que  $90^\circ$  se emplean CPCs, mientras que un FOV igual a  $90^\circ$  se consigue mediante una lente semiesférica, puesto que los concentradores parabólicos no permiten alcanzar dicho campo de visión. El modelo de reflexión utilizado es el de Phong.

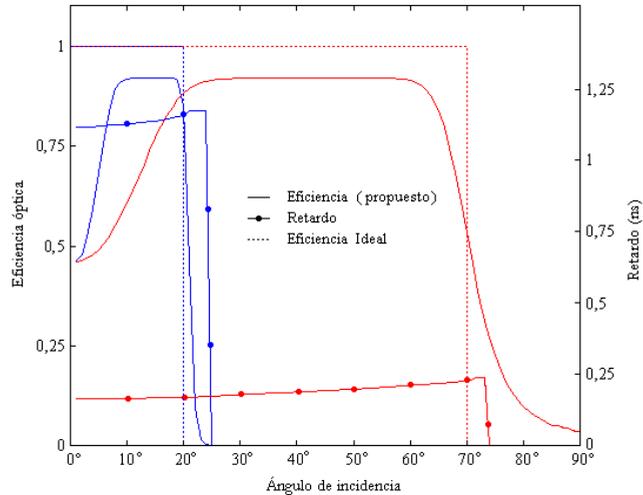
La Figura 6.5 muestra la respuesta al impulso obtenida si se equipa el detector con un filtro y concentrador con ángulos de aceptación de  $20^\circ$ ,  $40^\circ$ ,  $70^\circ$  y  $90^\circ$  (lente semiesférica). Como cabía esperar, las curvas obtenidas haciendo uso del modelo propuesto presentan valores inferiores de potencia respecto a las derivadas del ideal, puesto que este último no tiene en cuenta las pérdidas por reflexión debidas al concentrador y las correspondientes a la transmitancia angular del filtro. Sin embargo, dicha diferencia se reduce a medida que aumenta el FOV, minimizándose cuando se utiliza como concentrador una lente semiesférica. Este hecho se puede explicar más claramente si se representa gráficamente la eficiencia óptica que el modelo ideal y el propuesto formulan para un FOV reducido y otro elevado.



**Figura 6.5.** Respuesta al impulso obtenida considerando el modelo propuesto y el ideal para varios FOVs: 20°, 40°, 70° y 90° (lente semiesférica).

La Figura 6.6 muestra las curvas de eficiencia óptica y retardo debido a un concentrador parabólico para dos ángulos de aceptación: 20° y 70°. Para pequeños FOVs, prácticamente toda la radiación que llega al detector, situado en la apertura de salida del concentrador, sufre gran atenuación, puesto que la zona plana representa un bajo porcentaje dentro del conjunto de valores de ángulos de incidencia que acepta el concentrador, mientras que para un campo de visión mayor, ese porcentaje aumenta considerablemente. Como ejemplo, para 20°, ese porcentaje es de 45%, y aproximadamente de 65% para 70°. En la Figura 6.5 se puede observar como las respuestas son prácticamente similares cuando se usa como concentrador la lente semiesférica. En este caso, casi la totalidad de la radiación, un 90%, llega al detector igualmente atenuada por un factor que directamente se deduce de la diferencia entre la eficiencia ideal ( $h=1$ ) y la eficiencia asignada al concentrador por el modelo propuesto.

Existe otro fenómeno que directamente se puede visualizar de los resultados mostrados en la Figura 6.5, perceptible especialmente para pequeños FOVs. Éste



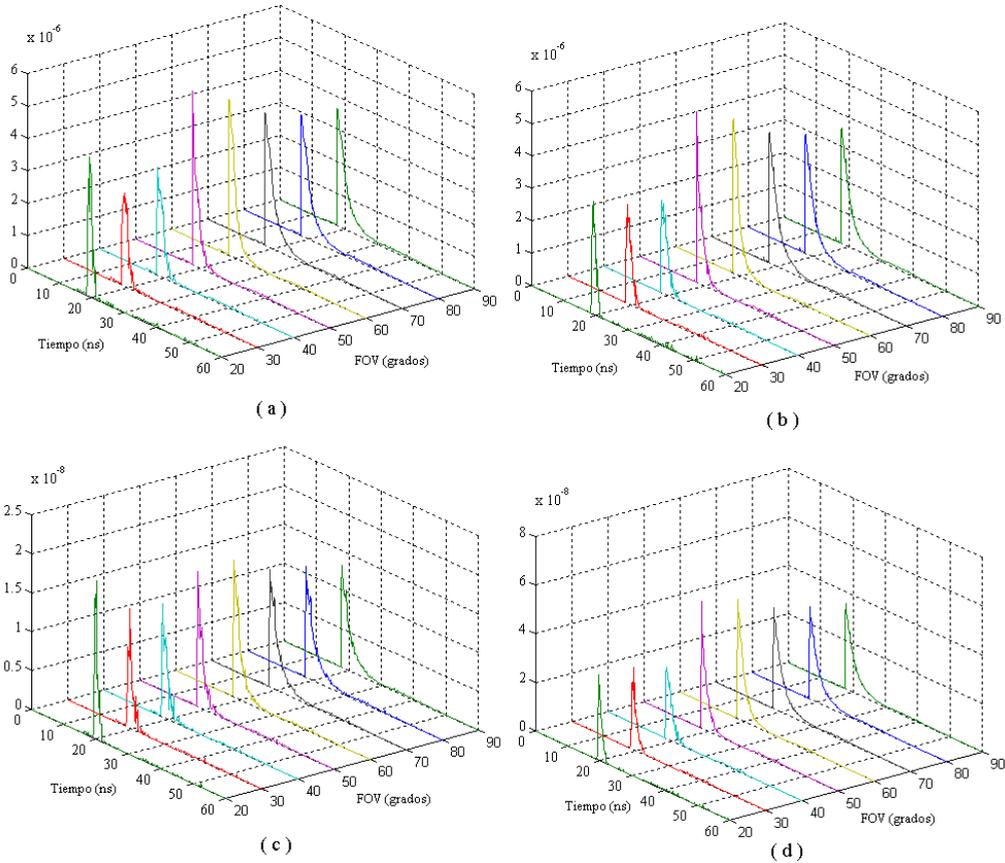
**Figura 6.6.** Curvas de eficiencia y retardo considerando ambos modelos para dos CPCs con ángulos de aceptación de 20° (azul) y 70° (rojo).

consiste en las diferencias temporales que aparecen entre las respuestas al impulso obtenidas con ambos modelos, y debidas a que en el modelo ideal no se contempla el retardo debido a la propagación de la radiación en el interior del concentrador. De nuevo, con ayuda de la Figura 6.6, se puede comprender fácilmente a que se debe dicho fenómeno. El retardo es mucho mayor a medida que se consideran concentradores con menores FOVs. Para 20° el máximo está en 1,17ns y en 0,26ns para 70°. Además, para campos de visión reducidos, las variación del retardo en función del ángulo de incidencia es mucho más importante que para FOVs elevados, donde prácticamente permanece constante. Esta variación se traduce en una distorsión sobre la forma de la respuesta al impulso para pequeños FOVs.

Para cuantificar como aumenta la similitud de las respuestas obtenidas cuando el detector está equipado con concentradores de gran aceptación angular, se ha determinado para cada una de las mismas, mostradas en la Figura 6.5, la correlación cruzada entre las computadas con un modelo u otro para los cuatro campos de visión. Los resultados obtenidos fueron 93,02%, 98,86%, 99,91% y 99,97% para 20°, 40°, 70° y 90°, respectivamente.

### 6.3. Influencia de los modelos sobre los parámetros del canal. Efecto del campo de visión.

La dependencia de las características del canal con el FOV es una propiedad óptica importante que puede ser usada para combatir las distorsiones del canal. En este apartado se estudia la influencia de los modelos propuestos, en función del FOV de un detector IR con concentrador y filtro, sobre los parámetros que



**Figura 6.7.** Respuestas al impulso considerando diferentes modelos de propagación en función del FOV. (a) Reflectores difusos y área efectiva de detección ideal. (b) Modelo de Phong y área efectiva ideal. (c) Reflectores difusos y área efectiva no ideal. (d) Modelo de Phong y área efectiva no ideal.

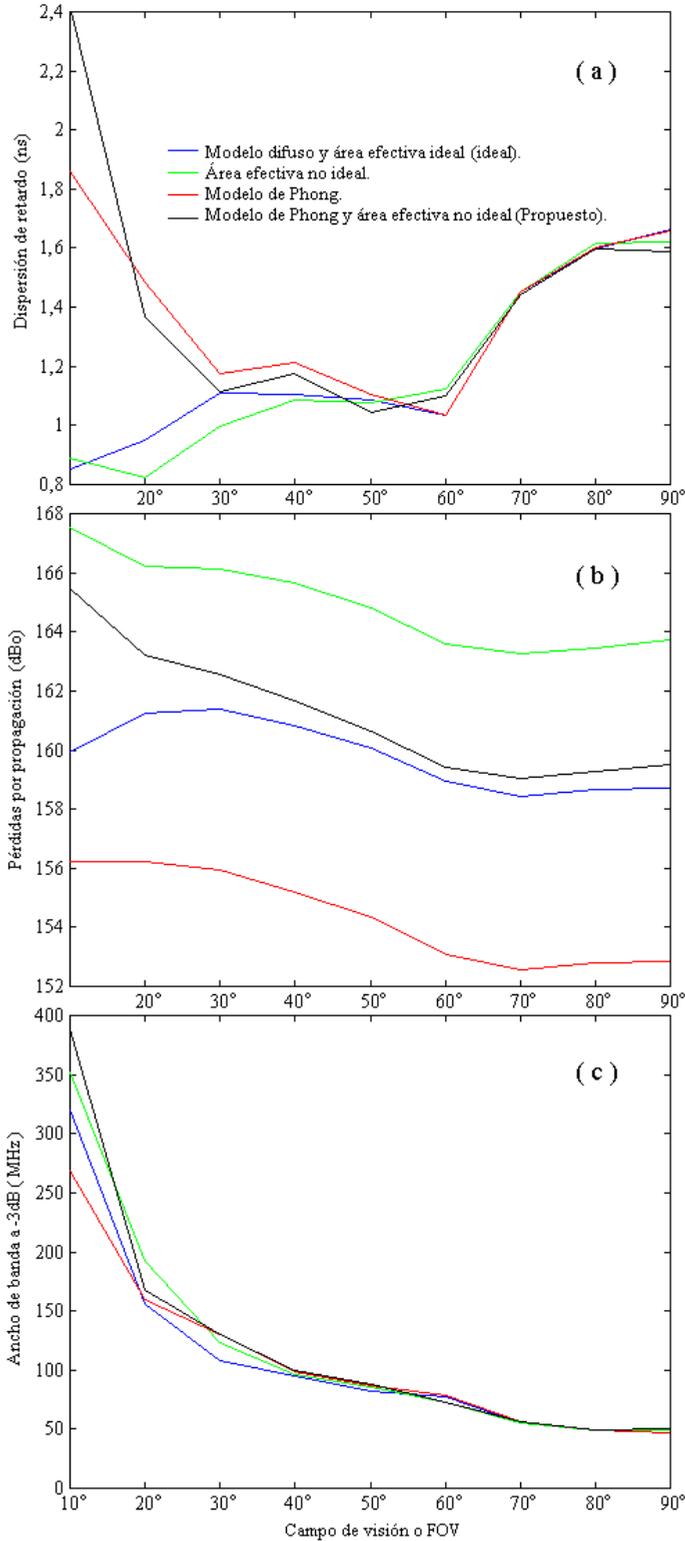
caracterizan el canal: dispersión de retardo (*rms spread delay*,  $t_{rms}$ ), pérdidas ópticas por propagación (*Path Loss*, PL) y ancho de banda.

Para ello, se ha elegido como canal el interior del aula 14, cuya representación gráfica se representa en la Figura 6.1(b). El emisor se sitúa en el centro de la habitación,  $x=3$  e  $y=6,6$ , orientado verticalmente hacia el techo, mientras que el receptor, orientado hacia la zona de ventanas, se localiza aproximadamente a cuatro metros del emisor medidos sobre la diagonal que parte desde el centro hasta la esquina suroeste del aula,  $x=5,8$  e  $y=3,6$ . Tanto el receptor como el emisor se encuentran a un metro sobre el suelo. El resto de parámetros de simulación se exponen en la Tabla 6.1.

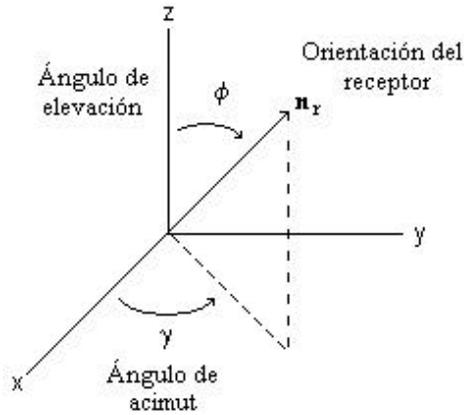
La configuración elegida se caracteriza por una respuesta al impulso de baja dispersión temporal, puesto que el receptor recibe toda la radiación proveniente

de las ventanas, eminentemente especulares. Dicha elección, partió de la idea de disponer de un enlace IR en el que las repuestas fueran lo más similares posibles e independientes de los modelos utilizados. En la Figura 6.7 se presentan los resultados obtenidos en función del FOV de un detector IR equipado con un concentrador y filtro, teniendo en cuenta diferentes modelos tanto para los reflectores como para el área efectiva de detección. En la Figura 6.7(a), se han considerado los reflectores puramente difusos y el receptor con un área efectiva ideal, en la (b), se ha reemplazado el modelo difuso por el de Phong, en la (c), el modelo ideal para el área efectiva por el no ideal, y finalmente la (d), aglutina los cambios de las dos anteriores. A partir de dichas figuras, se puede comprobar que aunque las respuestas varíen de un caso a otro, ésta no es fácilmente apreciable a simple vista. Sin embargo, si se analizan los parámetros del canal, se obtienen algunos aspectos relevantes sobre la influencia de los modelos propuestos sobre los mismos. En la Figura 6.8 se representan gráficamente los parámetros obtenidos en función del FOV del receptor, considerando diferentes modelos de reflexión y área efectiva de detección. En las Figuras 6.8(a) y (b), se representan la dispersión de retardo y las pérdidas ópticas por propagación. Para el caso denominado ideal (reflectores difusos y área efectiva ideal), se puede observar como incrementar el FOV supone una disminución de la dispersión y un aumento de las pérdidas. Receptores con mayores FOVs colectan gran cantidad de radiación proveniente de distintos caminos y, por tanto, con tiempos de propagación diferentes: mayor dispersión y potencia recibida (menores pérdidas). Esta relación entre ambos parámetros (mayores dispersiones equivalen a menores pérdidas), es el resultado que se ha presentado y mantenido en anteriores trabajos. Sin embargo, se puede observar como la inclusión del modelo de Phong y del área efectiva de detección hacen que dicha relación no se cumpla estrictamente.

De los resultados obtenidos se puede concluir que las diferencias, debidas a la utilización de uno u otro modelo, se producen principalmente para pequeños FOVs. En esta configuración, campos de visión mayores que  $50^\circ$  proporcionan resultados similares e independientes del modelo de reflexión y área efectiva utilizados. La explicación se logra enfrentando el modelo de Phong con el difuso, y el propuesto para el área efectiva de detección, con el ideal. En este último modelo, el margen de variación de la eficiencia óptica de filtros y concentradores es importante para FOVs reducidos, lo que se traduce en una variación importante respecto al caso ideal, donde la eficiencia es constante e igual a la unidad. En el modelo, además de tener en cuenta el retardo debido al concentrador, éste presenta mayores valores y variaciones para pequeños FOVs, dando lugar a una mayor variación en la dispersión para dichos campos de visión.



**Figura 6.8.** Parámetros en función del FOV para diferentes modelos de propagación. (a) Dispersión de retardo. (b) Pérdidas ópticas por propagación. (c) Ancho de banda.



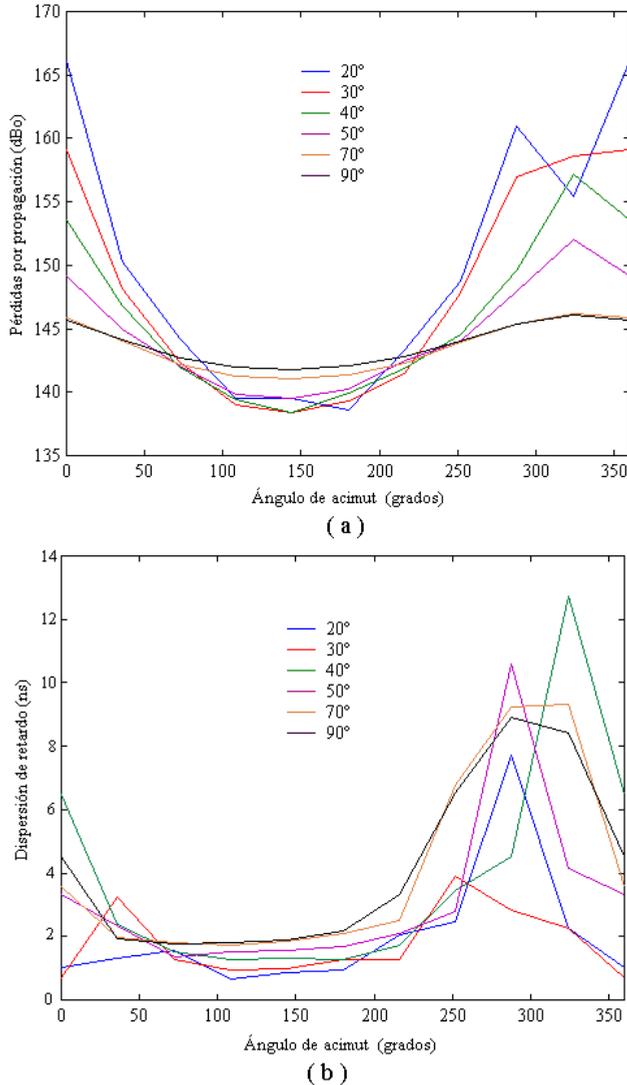
**Figura 6.9.** Definición de la orientación en función de los ángulos de elevación y acimut.

Asimismo, hay que tener en cuenta que en esta configuración el receptor está orientado hacia una zona de la habitación altamente especular, es decir, utilizar el modelo difuso proporciona una dispersión espacial de la radiación más uniforme que el de Phong, efecto que toma especialmente relevancia para pequeños FOVs.

En la Figura 6.8(c) se representa el ancho de banda medido a  $-3\text{dB}$  en función del FOV para diferentes modelos de propagación. En las curvas se observa que las diferencias adquieren especial relevancia cuando el FOV es reducido. Para un campo de visión de  $15^\circ$ , con el modelo de propagación propuesto se obtiene un ancho de banda de  $310\text{MHz}$  y con el ideal, reflectores difusos y área efectiva ideal, de  $250\text{MHz}$ .

#### 6.4. Dependencia de las características del canal IR con la dirección de recepción.

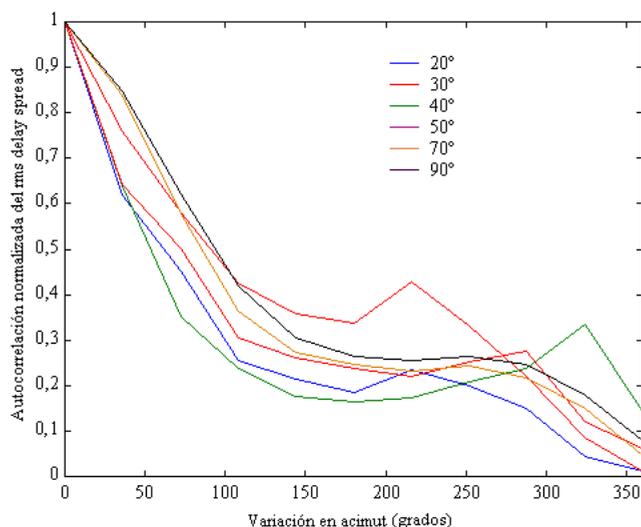
Una de las principales características de las comunicaciones IR es su sensibilidad a la dirección de recepción, dependencia de las características del canal con la orientación del receptor definida a partir de los ángulos de elevación y acimut (Figura 6.9). Esta dependencia puede ser considerada tanto una ventaja como una desventaja. En este apartado, se estudian los efectos del FOV y orientación de un detector IR con concentrador y filtro sobre los parámetros que caracterizan el canal mediante simulación. Las simulaciones se han realizado sobre la configuración que define el aula 14, Figura 6.1(b). Al igual que en el apartado anterior, el emisor, orientado verticalmente hacia el techo, se sitúa en el centro de la habitación, y el receptor a 3 metros del emisor, en dirección suroeste sobre la diagonal:  $x=5,2$  e  $y=4,4$ . Tanto el receptor como el emisor se localizan a un metro de altura sobre el suelo, el resto de parámetros coinciden con los presentados en la Tabla 6.1.



**Figura 6.10.** Parámetros característicos del canal IR en función del ángulo de acimut, para un ángulo de elevación  $f=30^\circ$  y diferentes FOVs: 20°, 30°, 40°, 50°, 70° y 90° (lente semiesférica). (a) Pérdidas por propagación. (b) Dispersión de retardo.

#### 6.4.1. Dependencia con el ángulo de acimut.

Para analizar los efectos al rotar el receptor sobre la señal recibida, se ha variado el ángulo de acimut,  $g$ , desde 0° hasta 360° con incrementos de 36° para un ángulo de elevación específico,  $f=30^\circ$ . En las Figuras 6.10(a) y (b) se representan, respectivamente, la dispersión de retardo y las pérdidas ópticas por propagación para los ángulos seleccionados y diferentes FOVs: 20°, 30°, 40°, 50°, 70° y 90°. Independientemente del campo de visión, las pérdidas son mínimas



**Figura 6.11.** Autocorrelación normalizada de la dispersión de retardo para un ángulo de elevación  $f=30^\circ$  y diferentes FOVs:  $20^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $40^\circ$ ,  $50^\circ$ ,  $70^\circ$  y  $90^\circ$  (lente semiesférica).

para un ángulo  $g=135^\circ$ , para el cual, el receptor está orientado hacia el centro del techo de la habitación, de donde procede casi la totalidad de la potencia. También se puede observar como, para dicha orientación, la utilización de receptores con FOVs reducidos proporcionan un enlace más eficiente en potencia debido principalmente a la elevada ganancia que presentan los concentradores para dichos campos de visión. Sin embargo, las mayores pérdidas se obtienen con el receptor orientado hacia la esquina de la habitación para FOVs pequeños, pues los receptores con amplios FOVs son más eficientes en potencia, ya que colectan toda la radiación proveniente de múltiples trayectorias. Esta circunstancia corrobora la aplicabilidad, respecto al FOV, de los receptores basados en un único elemento fotodetector. Los de mayor campo de visión son adecuados para enlaces en difusión, y los de menor FOV, para enlaces LOS y en quasi-difusión. El mínimo de las curvas que definen la dispersión, Figura 6.10(b), coincide con el de las pérdidas por propagación,  $g=135^\circ$ , debido a que para esa orientación, casi la totalidad de la potencia que alcanza al receptor proviene del emisor tras sufrir una única reflexión. A medida que el receptor deja de estar orientado hacia el centro del techo de la habitación, comienza a aumentar el número de réplicas de la señal original que llegan al receptor con tiempos de propagación diferentes, lo que provoca un incremento de la dispersión temporal. Este incremento será mayor cuanto más amplio sea el FOV del receptor.

En la Figura 6.11 se muestra, haciendo uso de la autocorrelación normalizada de la dispersión de retardo, la relación que existe entre las características del canal visto por el receptor y su FOV, para un ángulo de elevación  $f=30^\circ$ . Estas curvas

**Tabla 6.2.** N° de elementos en función del FOV para una elevación  $f=30^\circ$ .

FOV	Variación en acimut	N° de elementos
20°	81,5°	4
30°	121,1°	3
40°	66,2°	5
50°	90,4°	4
70°	101,9°	3
90°	114,4°	3

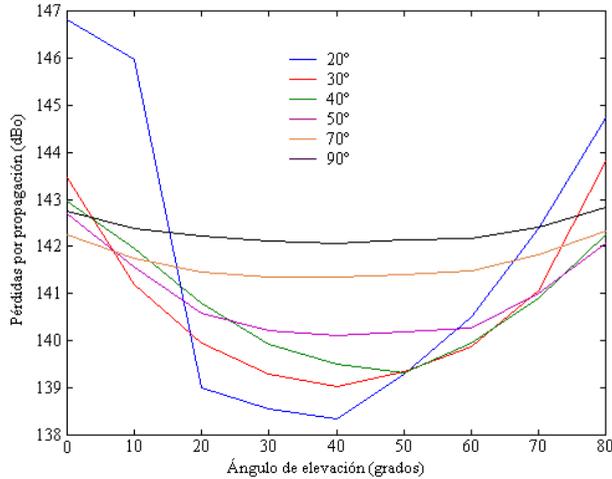
permiten establecer el grado de semejanza del canal, medido a partir de la dispersión de retardo, cuando se rota el receptor en acimut para el ángulo de elevación y FOVs analizados. Eligiendo un  $FOV=40^\circ$  y asumiendo que un nuevo canal de diferentes características es visto por el receptor cuando la autocorrelación desciende por debajo de 0,4 [Pakravan95b], éste distinguirá dos canales independientes entre sí cuando se rota en acimut  $66,2^\circ$ . Es decir, bajo dichas condiciones, a medida que se rota en acimut el receptor distingue,  $360/66,2^\circ \cong 5$  canales de características diferentes.

Este resultado permite establecer el número de elementos independientes de un receptor convencional en diversidad angular, si cada uno de ellos se orienta formando un ángulo de elevación  $f=30^\circ$  y se equipan con un filtro y concentrador de  $FOV=40^\circ$ . La Tabla 6.2 muestra el número de elementos receptores para cada uno de los FOVs analizados. En principio, cabría esperar que a medida que se incrementa el campo de visión el número de elementos disminuyera, sin embargo, aunque en general es así, esto no asegura que al aumentar el FOV dicho número disminuya. Como ejemplo, para un FOV de  $40^\circ$  existe un número de canales independientes mayor que para  $30^\circ$ . De los datos obtenidos, se puede observar que si se usa para el detector IR una lente semiesférica ( $FOV=90^\circ$ ) con tres ramas separadas  $114,4^\circ$  se disponen de 3 canales independientes en acimut.

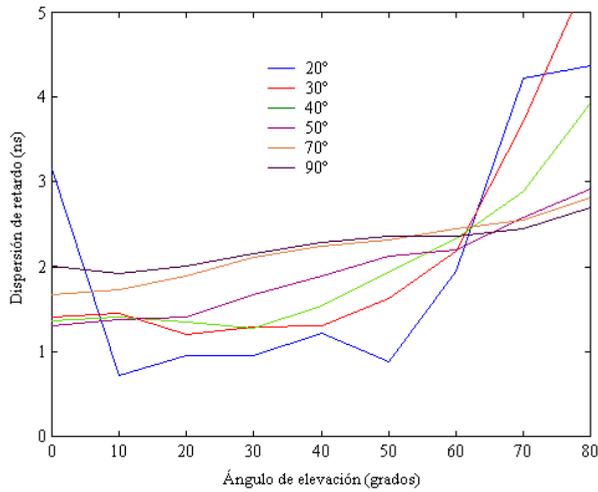
#### 6.4.2. Dependencia con el ángulo de elevación.

Los resultados anteriores permiten, para un ángulo de elevación específico, decidir el número de ramas independientes en acimut, compuestas por un fotodiodo con su concentrador y filtro, de un receptor en diversidad angular. En este apartado, se estudian los efectos de las características del canal cuando se varía la orientación del receptor en elevación para un ángulo de acimut específico  $g=180^\circ$ .

Sobre la misma configuración utilizada para el estudio en acimut, se varió el ángulo de elevación desde  $0^\circ$  hasta  $90^\circ$  en incrementos de  $10^\circ$ , y se calcularon los parámetros que caracterizan el canal para varios FOVs:  $20^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $40^\circ$ ,  $50^\circ$ ,  $70^\circ$  y



( a )



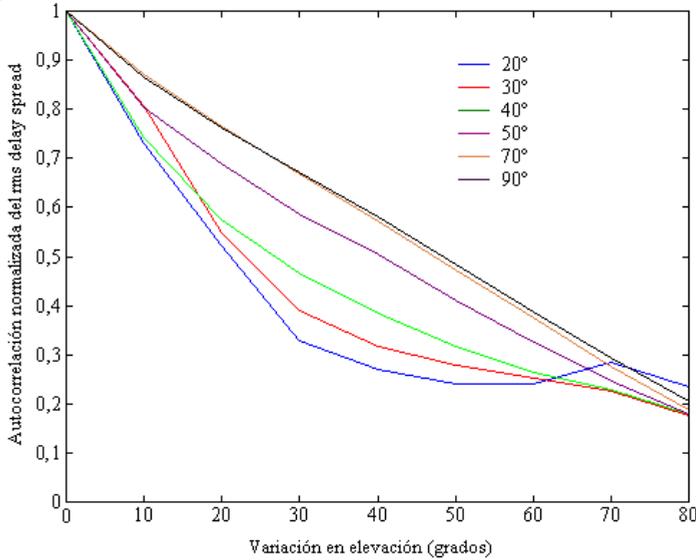
( b )

**Figura 6.12.** Parámetros característicos del canal IR en función del ángulo de elevación, para un ángulo de acimut  $\theta = 180^\circ$  y diferentes FOVs: 20°, 30°, 40°, 50°, 70° y 90° (lente semiesférica).

(a) Pérdidas por propagación. (b) Dispersión de retardo.

90°. Los resultados obtenidos para la dispersión de retardo y pérdidas por propagación se muestran en las Figuras 6.12(a) y (b), respectivamente.

Las curvas presentadas para dichos parámetros corroboran las afirmaciones realizadas anteriormente sobre la dependencia de las características del canal con el FOV. Generalmente, para ángulos de elevación donde la potencia óptica recibida es elevada (pérdidas reducidas), receptores con amplios campo de visión dan lugar a menores ganancias en DC y mayores dispersiones que aquellos con pequeños FOVs. Por otro lado, en zonas donde las pérdidas por propagación son elevadas, se produce el efecto contrario: amplios FOVs dan lugar a mayores



**Figura 6.13.** Autocorrelación normalizada de la dispersión de retardo para un ángulo de acimut  $\mathbf{g}=180^\circ$  y diferentes FOVs: 20°, 30°, 40°, 50°, 70° y 90° (lente semiesférica).

ganancias en DC y menores dispersiones temporales que receptores con campos de visión reducidos. Sin embargo, como se comentó en apartados anteriores, esta relación entre el FOV, dispersión de retardo y pérdidas por propagación no siempre se cumple.

Al igual que en el análisis realizado en acimut, las curvas que definen la autocorrelación normalizada de la dispersión de retardo para cada campo de visión, permiten determinar el grado de similitud entre las características del canal visto por el receptor y su FOV cuando se varía el ángulo de elevación. Es decir, determinar el número de ramas independientes, fotodetectores con su concentrador y filtro, que se pueden distribuir dentro del rango de variación de dicho ángulo de elevación: desde  $\mathbf{f}=0^\circ$  hasta  $\mathbf{f}=90^\circ$ .

Asumiendo un umbral de 0,4 para considerar que dos canales son independientes y eligiendo un  $FOV=40^\circ$ , variando el ángulo de elevación en  $42,2^\circ$  se consigue que el receptor vea un nuevo canal de características diferentes. Es decir, en este caso, con dos elementos receptores se cubren los posibles canales independientes en elevación que vería un receptor basado en un único elemento fotodetector.

En la Tabla 6.3 se muestran los datos obtenidos en función del FOV. De la misma, se puede deducir que el número de elementos en elevación es similar tanto al usar una lente semiesférica como un CPC de FOV superior a  $20^\circ$ . Este resultado es válido únicamente para el ángulo de acimut considerado.

**Tabla 6.3.** N° de elementos en función del FOV para un acimut  $\alpha=180^\circ$ .

FOV	Variación en elevación	N° de elementos
20°	15,5°	6
30°	37,9°	2
40°	42,2°	2
50°	42,0°	2
70°	40,4°	2
90°	44,0°	2

En definitiva, para un ángulo de elevación de 30° y un FOV de 40°, si se orientan elementos cada 62,2° en acimut, se dispondrá de cinco canales de características diferentes, mientras que, para un ángulo de acimut de 180° y el mismo FOV, si se sitúan elementos separados 42,2° en elevación, obtendríamos dos canales independientes.

## 6.5. Estudio de receptores convencionales en diversidad angular.

El estudio de la dependencia de las características del canal con la dirección de recepción proporcionó un procedimiento para calcular las separaciones angulares, en elevación y acimut, que darían lugar a canales con diferentes características vistos por un detector IR con concentrador y filtro, es decir, seleccionar la ubicación y el número de elementos independientes de un receptor convencional en diversidad angular.

De los resultados obtenidos anteriormente, un receptor en diversidad angular, compuesto por detectores equipados con un filtro y concentrador de  $FOV=40^\circ$ , podrá disponer como máximo de 10 elementos independientes entre sí, dos en elevación repetidos cinco veces en acimut. En la mayoría de los enlaces en difusión y quasi-difusión, se utiliza el techo como reflector para difundir la radiación procedente del emisor. Por este motivo, es necesario que uno de los elementos de un receptor convencional en diversidad angular esté orientado verticalmente hacia el mismo. Además, si se desea que el receptor sea poco sensible a rotaciones respecto a la dirección vertical, su estructura deberá presentar simetría axial respecto dicho elemento. Según estas premisas, el número de elementos se reduce de 10 a 6, un elemento orientado verticalmente y los otros cinco, con 42,2° de elevación y distribuidos uniformemente cada 72° en acimut, una separación angular mayor que la mínima necesaria para que éstos establezcan enlaces de características diferentes con el emisor.

La estructura obtenida es válida para la locación del receptor, esquina suroeste de la habitación, y la disposición angular de los elementos se ha obtenido mediante el estudio en acimut para un ángulo de elevación fijo de 30°, y en elevación para un ángulo de acimut  $\alpha=180^\circ$ . Si se desea obtener una estructura

**Tabla 6.4.** Variación angular en elevación para obtener un descenso en la función de autocorrelación por debajo de 0,4.

Separación en elevación (grados)	Ángulo de acimut									
	0°	36°	72°	108°	144°	180°	216°	252°	288°	324°
20°	26,2	15,5	28,4	15,8	29,7	26,2	31,6	53,4	36,9	9,3
30°	63,5	37,9	51,1	19,9	37,0	29,3	26,4	46,5	44,0	68,5
40°	32,0	40,1	49,3	48,5	45,3	42,2	29,8	40,2	44,7	11,7
50°	42,7	41,9	49,9	55,5	53,7	51,35	35,1	37,5	37,4	45,3
60°	39,8	39,0	52,0	54,1	56,8	55,71	40,8	41,3	42,6	22,9
70°	41,6	40,3	52,1	55,4	58,2	57,3	47,3	45,7	44,8	35,0
80°	45,0	44,7	53,2	56,4	59,2	58,2	50,7	47,1	46,0	40,6
90°	43,7	44,0	51,2	56,9	58,5	58,5	50,7	47,0	45,8	40,2

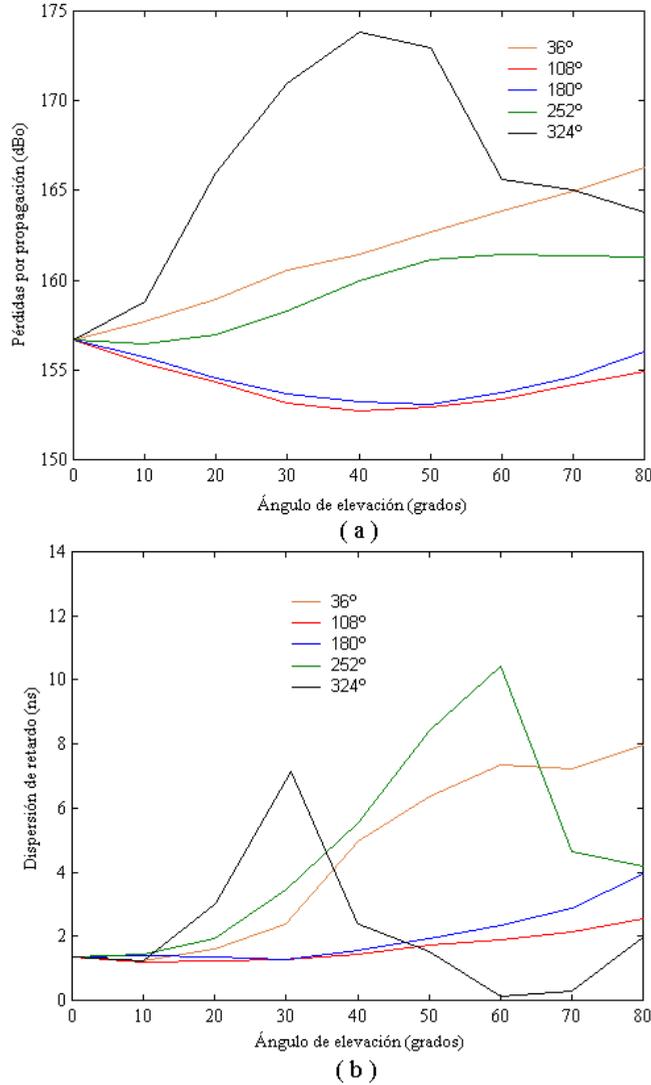
**Tabla 6.5.** Variación angular en acimut para obtener un descenso en la función de autocorrelación por debajo de 0,4.

Separación en acimut (grados)	Ángulo de elevación								
	10°	20°	30°	40°	50°	60°	70°	80°	90°
20°	244,7	213,2	81,5	80,5	70,8	94,5	93,4	106,6	108,6
30°	206,8	88,2	121,2	96,5	37,3	210,1	87,7	212,8	162,5
40°	232,6	178,6	66,2	110,6	120,6	98,0	223,7	220,7	216,6
50°	235,2	237,4	90,4	98,7	150,4	190,6	194,2	185,7	224,2
60°	233,9	201,6	92,2	94,3	190,0	150,3	197,8	203,1	221,4
70°	236,9	127,8	101,8	98,0	104,6	192,9	228,2	246,5	196,9
80°	225,5	142,7	113,5	102,6	104,3	149,7	221,2	245,5	199,0
90°	226,4	149,0	114,4	102,6	104,6	158,4	225,9	143,0	200,4

válida para dicha posición y con una configuración independiente de los ángulos de acimut y elevación, se deberá extender el análisis para todos los ángulos posibles. En las Tablas 6.4 y 6.5 se muestran, respectivamente, las separaciones angulares en elevación y acimut en función del FOV del elemento receptor que garantizan la existencia de canales independientes.

Del estudio en elevación, Tabla 6.4, se observa que, dependiendo del ángulo de acimut analizado y para un  $FOV=40^\circ$ , las separaciones angulares toman valores desde  $11,7^\circ$  hasta  $49,3^\circ$ . Si se desea garantizar, para cualquier valor en acimut, canales independientes, se deberá situar, a partir del elemento orientado verticalmente, otro con  $49,3^\circ$  de elevación. Además, hay que tener en cuenta las dimensiones físicas del elemento receptor, compuesto por un fotodetector con un filtro y CPC de aceptación angular  $40^\circ$ . Un concentrador parabólico con  $FOV=40^\circ$  y 1,8 de índice de refracción, tendrá una apertura angular dada por:

$$y_{c,int} = \arcsen\left(\frac{\text{sen}(y_{c,ext})}{n}\right) = \arcsen\left(\frac{\text{sen}(40^\circ)}{1,8}\right) \cong 21^\circ \quad (6.1)$$



**Figura 6.14.** Parámetros del canal en función del ángulo de elevación para un  $FOV=40^\circ$  y ángulos de acimut:  $36^\circ$ ,  $108^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $252^\circ$  y  $324^\circ$ . (a) Pérdidas por propagación. (b) Dispersión de retardo.

Es decir, aunque se deseara situar una rama con un ángulo de elevación menor que  $49,3^\circ$ , no se podría realizar debido a las dimensiones físicas del concentrador.

El número de elementos necesarios para cubrir los posibles canales independientes en acimut, se muestran en la Tabla 6.5. Para el mismo FOV y un ángulo de elevación de  $49,3^\circ$ , la separación angular en acimut es aproximadamente de  $120^\circ$ , es decir, se pueden constituir únicamente tres canales

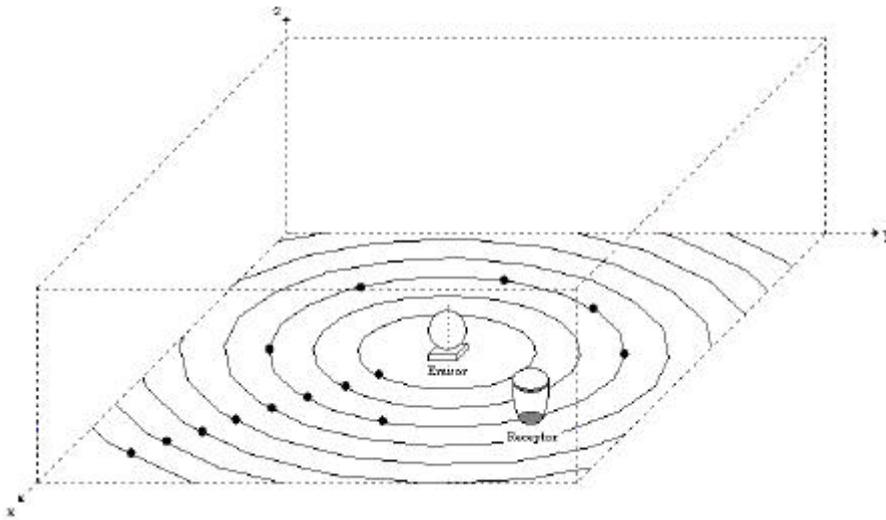


Figura 6.15. Plan de simulaciones realizadas en cada una de las habitaciones.

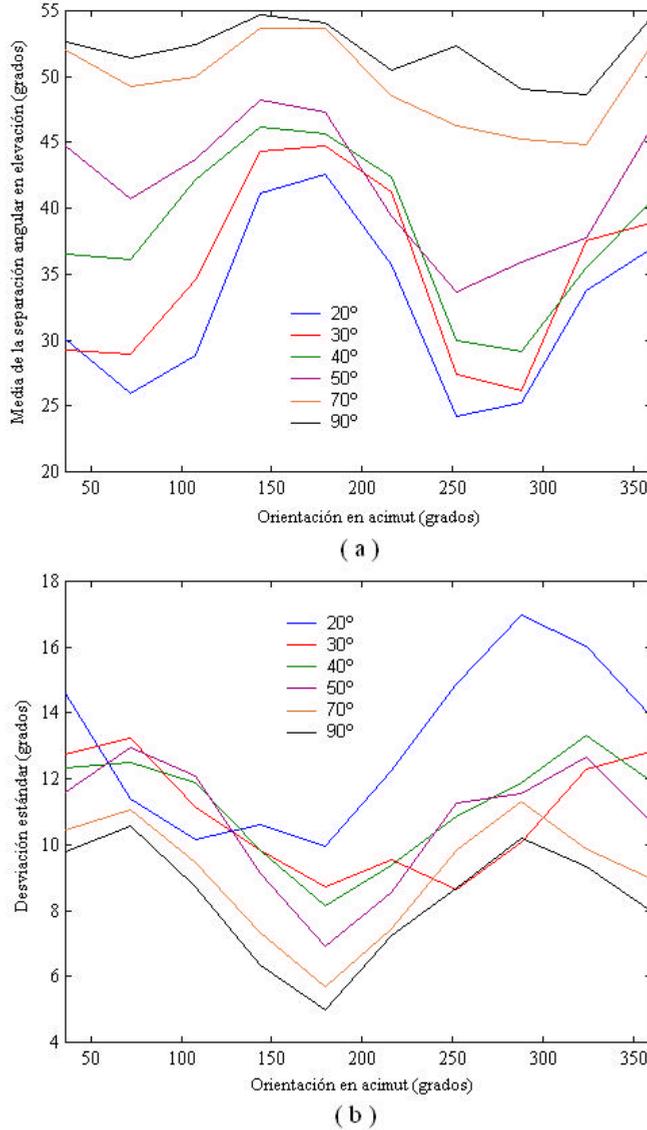
independientes. Si se desea prever el problema asociado con la presencia de obstáculos, por ejemplo duplicando canales, habría que situarlos, con la misma elevación y manteniendo la simetría rotacional, en los espacios que quedan entre los 3 elementos. En definitiva, la estructura del receptor estaría formada por 7 elementos, uno orientado verticalmente y los otros seis separados  $60^\circ$  en acimut y con un ángulo de elevación de  $49,3^\circ$ .

En un principio, cabría pensar en la posibilidad de elegir un ángulo de elevación superior a  $49,3^\circ$ , sin embargo, al proceder prácticamente toda la potencia del techo, interesan elementos con pequeños ángulos de elevación. En las Figuras 6.14(a) y (b) se muestran, respectivamente, las pérdidas por propagación y dispersión de retardo en función del ángulo de elevación, para un FOV de  $40^\circ$  y ángulos de acimut:  $36^\circ$ ,  $108^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $252^\circ$  y  $324^\circ$ . Se puede observar, que el mejor compromiso entre ambos parámetros se obtiene para ángulos de elevación próximos a  $0^\circ$ , lo más vertical posible.

Si se desea encontrar una estructura totalmente independiente de la localización del receptor, es decir, válida en todo el interior de la habitación, es necesario analizar, para cada una de las posiciones, todas las posibles orientaciones. Al tratarse de gran cantidad de datos, la forma adecuada de describir el problema es de manera estadística. Seguidamente, se presenta el plan de medidas que se ha llevado a cabo y los resultados obtenidos.

### 6.5.1. Plan de medidas.

Para recopilar los datos, se han realizado múltiples simulaciones utilizando como entorno las aulas representadas en las Figuras 6.1(a) y (b). Para cada una de



**Figura 6.16.** Estudio en elevación para cada ángulo de acimut. (a) Media de la separación angular en elevación. (b) Desviación estándar.

ellas, se situó el emisor en el centro de la habitación orientado verticalmente hacia el techo [Pakravan95, Pakravan98a, Pakravan98b, Carruthers98, Carruthers00, Akhavan00a, Akhavan00b], y se trasladó el receptor, Figura 6.15, formando círculos concéntricos respecto a la posición del emisor [Carruthers98, Carruthers00].

Sobre cada uno de ellos, separados 0,5m, se consideraron ocho posiciones distribuidas uniformemente. Para cada una de las mismas, se determinó la

**Tabla 6.6.** Ángulo de elevación y número de elementos para cada FOV analizado. Uno de los elementos orientado verticalmente hacia el techo.

FOV	Variación en elevación	Nº de elementos
20°	52°	2
30°	53°	2
40°	55°	2
50°	56°	2
70°	61°	2
90°	61°	2

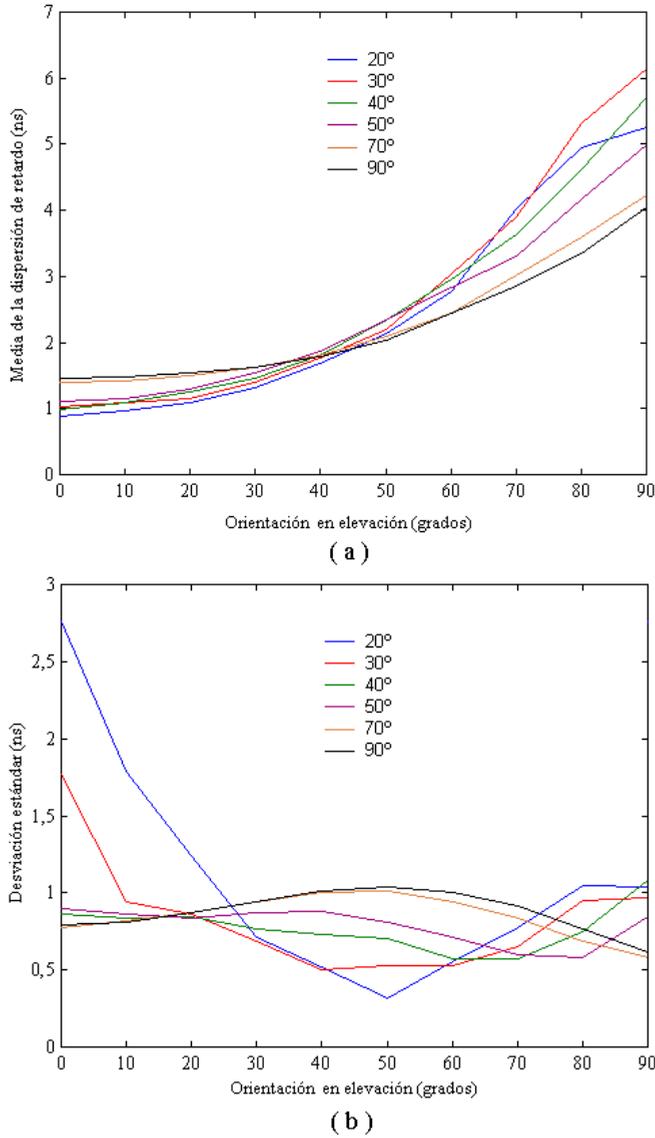
respuesta al impulso considerando receptores con FOVs desde 10° hasta 90° en incrementos de 10°, y para 100 orientaciones diferentes. Dichas orientaciones se obtuvieron variando el ángulo de elevación desde 0° hasta 90° en incrementos de 10°, y el de acimut, desde 36° hasta 360°, en incrementos de 36°. El resto de parámetros utilizados en las simulaciones coinciden con los exhibidos en la Tabla 6.1.

### 6.5.2. Consideraciones sobre la estructura de un receptor convencional en diversidad angular.

Al igual que en el apartado anterior, según el plan de medidas presentado, se ha llevado a cabo un estudio de las dependencias de las características del canal con el FOV y la orientación del receptor. En este caso se trabaja, sobre todas las posiciones fijadas en las dos habitaciones, con las medias y desviaciones estándar de los resultados obtenidos en elevación y acimut.

En las Figuras 6.16(a) y (b) se representan, respectivamente, la media y desviación estándar de las diferencias angulares que en elevación proporcionan canales con características independientes, para cada FOV y grado de rotación en acimut. Para elaborar estas gráficas se siguió un procedimiento similar al efectuado para una única posición del receptor. A partir de la autocorrelación normalizada de la dispersión de retardo en elevación, se determinó la separación angular en elevación necesaria para que ésta descienda por debajo de 0,4. Es decir, la diferencia angular en elevación entre dos elementos de un receptor en diversidad angular que asegura que éstos vean canales independientes. Finalmente, se calculó la media de dichos valores para cada uno de los ángulos de acimut analizados.

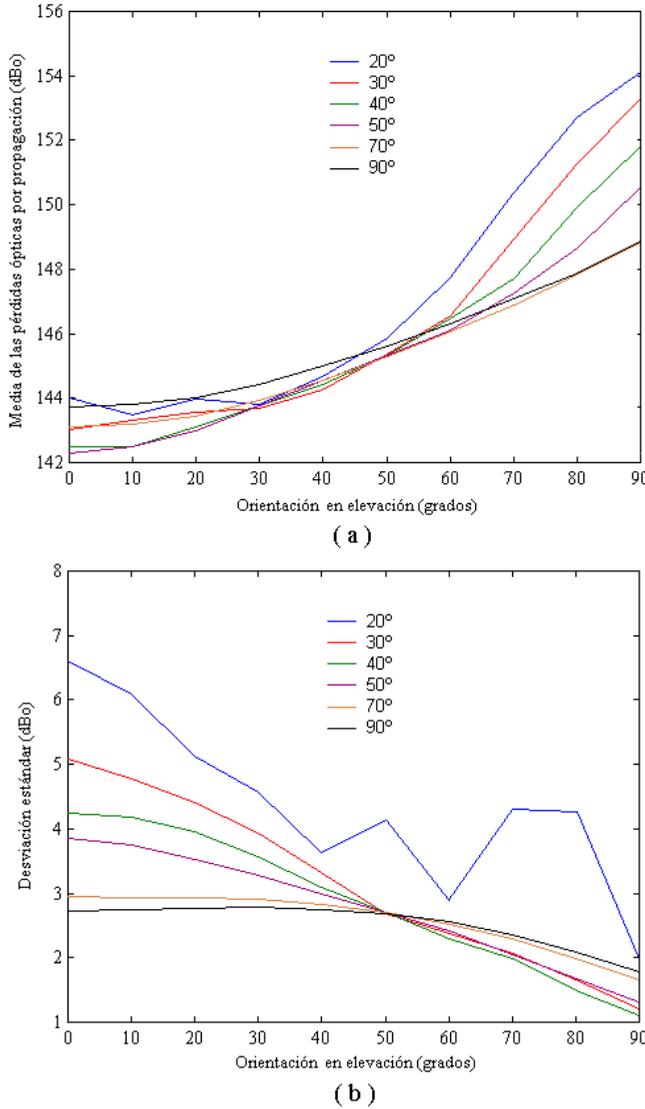
Como primera consecuencia, se puede observar que los elementos receptores con elevados campos de visión, deben estar más separados en elevación para disponer de canales independientes (elementos con una orientación próxima a la horizontal), puesto que presentan menor sensibilidad con la dirección de recepción que los de FOVs reducidos. Esta última característica, también se pone de manifiesto en las curvas que representan la desviación estándar para cada ángulo de acimut analizado, al obtenerse menores valores para elevados FOVs.



**Figura 6.17.** Dispersión de retardo en función del ángulo de elevación. (a) Media de la dispersión de retardo. (b) Desviación estándar.

Como segunda particularidad, para ángulos de acimut entre  $160^\circ$  y  $180^\circ$  se obtienen las mayores diferencias angulares en elevación y menores desviaciones estándar. Para dichas orientaciones, la radiación recibida proviene de una superficie con un patrón de reflexión difuso.

Para cada FOV, la separación angular en elevación, independientemente del ángulo de acimut, vendrá dada por los máximos de las curvas y la desviación estándar de cada uno de ellos. Por ejemplo, para un  $FOV=20^\circ$ , la separación es



**Figura 6.18.** Pérdidas ópticas por propagación en función del ángulo de elevación. (a) Media de las pérdidas por propagación. (b) Desviación estándar.

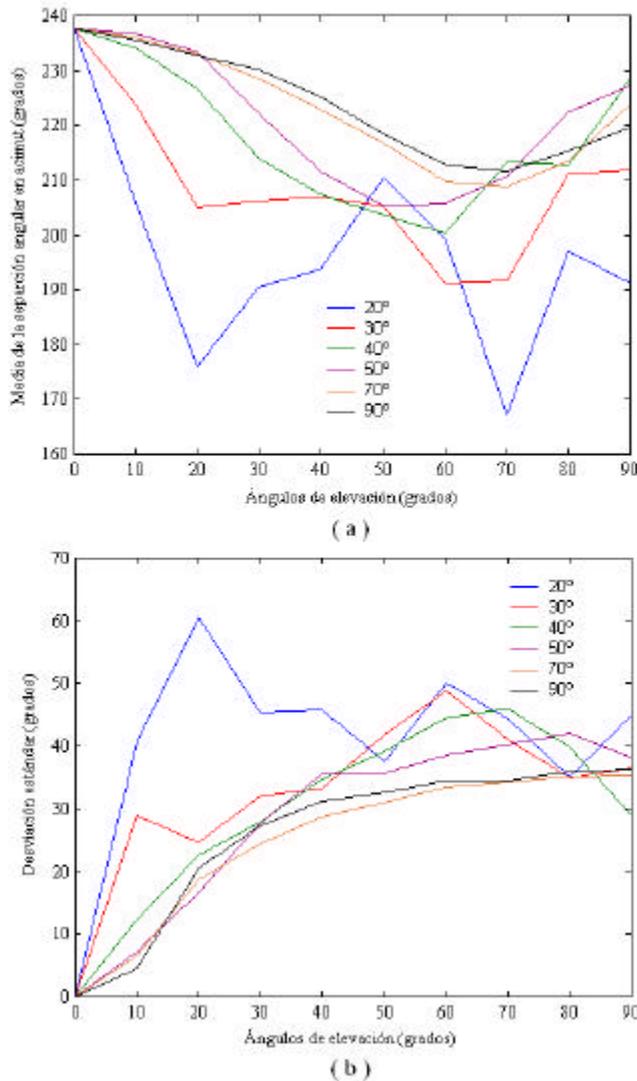
aproximadamente de  $52^\circ$  en elevación. Se puede observar que las desviaciones mínimas y máximas coinciden, respectivamente, con los máximos y los mínimos de las separaciones. En la Tabla 6.6 se muestra, para cada FOV, la ubicación en elevación y el número de elementos receptores que aseguran canales independientes, teniendo en cuenta que uno de ellos debe estar orientado verticalmente hacia el techo.

El siguiente paso consiste en seleccionar el campo de visión de los elementos receptores. Para ello, es necesario determinar los parámetros que caracterizan el

canal para cada FOV y ángulo de elevación. Las Figuras 6.17(a) y (b), representan, respectivamente, la media y la desviación estándar de la dispersión de retardo para cada FOV y ángulo de elevación, mientras que las Figuras 6.18(a) y (b), hacen lo propio para la media y desviación estándar de las pérdidas ópticas por propagación. Estas curvas se han confeccionado después de analizar todas las orientaciones en acimut para cada una de las posiciones en el interior de las dos habitaciones. De ellas, se puede observar que elementos con pequeños campos de visión dan lugar a menores valores de medias de la dispersión de retardo y pérdidas por propagación que para FOVs elevados. Como ejemplo, se puede apreciar que utilizar una lente semiesférica,  $FOV=90^\circ$ , es la mejor opción para aquellos elementos con orientaciones próximas a  $90^\circ$  y la peor, cuando se trata de elevaciones cercanas a  $0^\circ$  (dirección vertical). Para grandes ángulos de elevación, la lente semiesférica presenta menor dispersión y pérdidas por propagación que los CPCs. Además, se da la circunstancia que detectores con filtros y concentradores con reducidos FOVs presentan mayores valores de desviación estándar, al ser mucho más sensibles a rotaciones. En general, si se desea obtener un receptor convencional en diversidad angular basado en elementos similares, se deben elegir concentradores parabólicos con  $50^\circ$  de FOV, puesto que éste se encuentra en una situación intermedia respecto al resto, tanto para elevaciones cercanas a la vertical y horizontal, presentando valores de desviaciones estándar más constantes frente al ángulo de elevación.

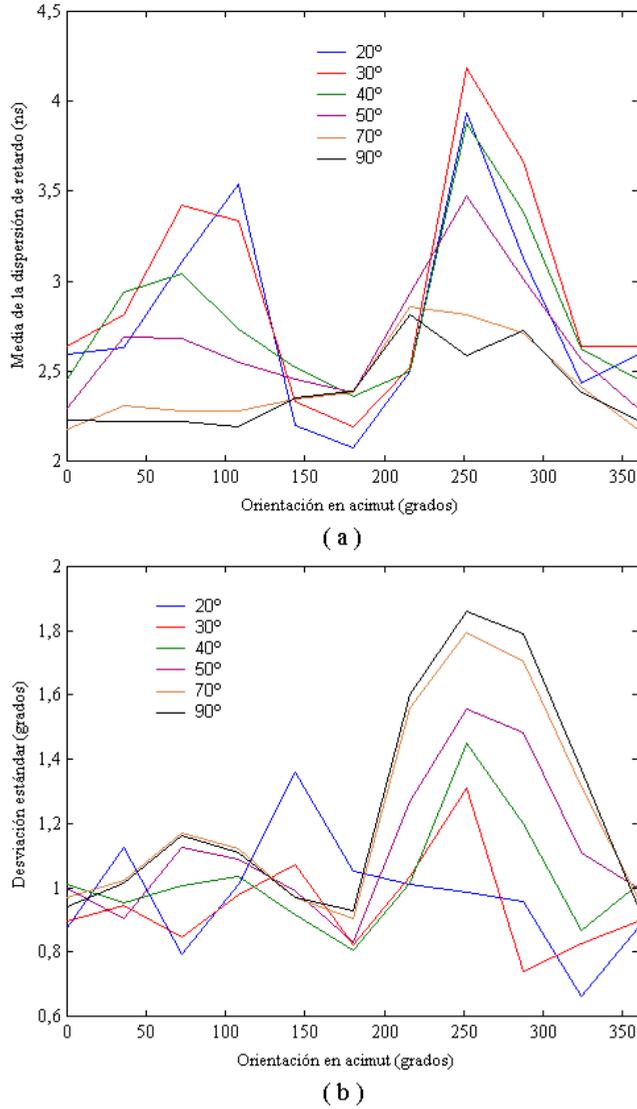
Si se desea disponer de receptores convencionales en diversidad angular compuestos por elementos con FOVs diferentes, la conclusión que se extrae del estudio es que los elementos próximos a la vertical (orientaciones menores de  $45^\circ$ ) deberían equiparse con CPCs de campos de visión reducidos, no menores que  $40^\circ$ , y a medida que la orientación de los mismos se aproxima a la horizontal, mayores FOVs, siendo la lente semiesférica la adecuada en esta situación. Esta circunstancia, se puede utilizar para duplicar canales próximos a la dirección vertical, y así prevenir posibles interrupciones temporales del canal debidas a obstáculos u otro tipo de interferencias.

Una vez establecida la ubicación y composición de los elementos en elevación, es preciso definir el número de ellos en acimut. La restricción en acimut viene dada por la necesidad de que el receptor presente simetría axial respecto a la vertical. En las Figuras 6.19(a) y (b) se muestran, respectivamente, la media y desviación estándar de las separaciones angulares en acimut que proporcionan canales de características diferentes para cada FOV y ángulo de elevación. Para confeccionar estas gráficas se siguió un procedimiento similar al efectuado en elevación. A partir de la autocorrelación normalizada de la dispersión de retardo, se calculó la diferencia angular necesaria para obtener canales independientes, y sobre esos valores, se determinó la media y desviación estándar para cada uno de los ángulos de elevación analizados.



**Figura 6.19.** Estudio en acimut para cada ángulo de elevación. (a) Media de la separación angular en acimut. (b) Desviación estándar.

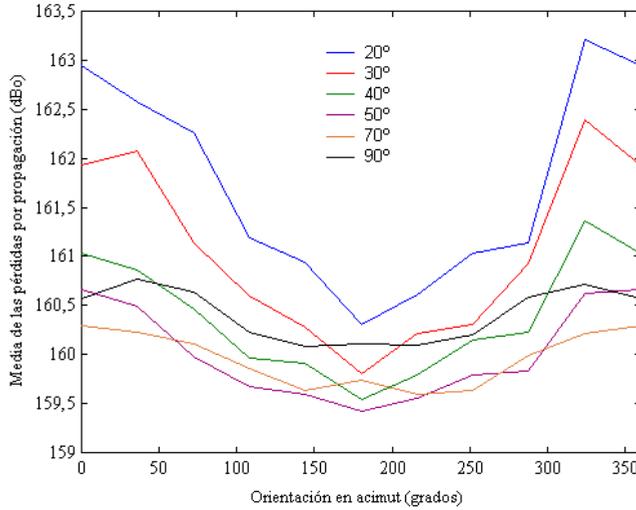
Se puede observar que las medias y las desviaciones estándar de las diferencias angulares en acimut son superiores e inferiores, respectivamente, cuando se consideran elementos con campos de visión elevados. Esta peculiaridad se corresponde con el hecho de que los concentradores con amplios FOVs presentan una menor sensibilidad frente a variaciones en la dirección de recepción y, por tanto, requieren mayores desplazamientos angulares para que el canal visto por el elemento receptor cambie totalmente sus características. Asimismo, independientemente del FOV del receptor y debido a que el techo es el principal reflector, los elementos con orientaciones próximas a la dirección



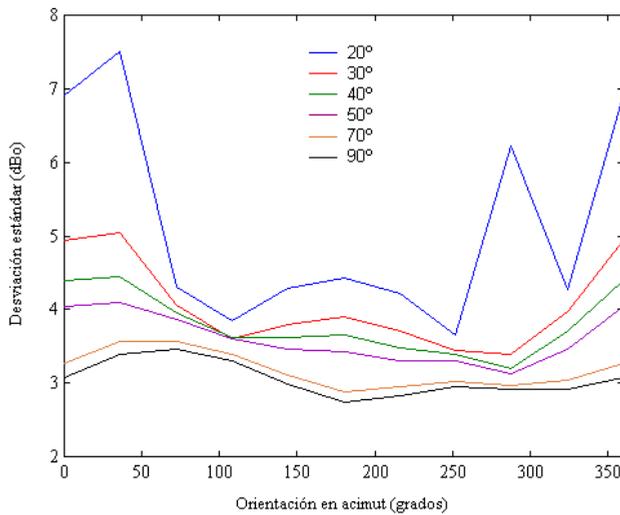
**Figura 6.20.** Dispersión de retardo en función del ángulo de acimut. (a) Media de la dispersión de retardo. (b) Desviación estándar.

vertical muestran mayores separaciones angulares y menores desviaciones estándar que aquellos con orientaciones cercanas a la horizontal. Esta circunstancia se traduce en un menor número de elementos distribuidos en acimut para orientaciones próximas a la vertical.

El estudio en elevación con un  $FOV=50^\circ$ , proporcionó como resultado que para disponer de canales independientes se debería ubicar, además del elemento orientado verticalmente hacia el techo, otro formando un ángulo de  $56^\circ$ . Para dicho ángulo, la diferencia angular en acimut que garantiza canales



(a)



(b)

**Figura 6.21.** Pérdidas ópticas por propagación en función del ángulo de acimut. (a) Media de las pérdidas por propagación. (b) Desviación estándar.

independientes es aproximadamente de  $235^\circ$ , es decir, no es posible disponer de dos o más elementos que cumplan dicha condición ( $360^\circ/235^\circ=1,5$ ). Además, si se ubicaran elementos intermedios con ángulos de elevación menores que  $56^\circ$ , próximos a la vertical, se obtendrían diferencias angulares similares o mayores a  $235^\circ$ . Por este motivo, el número de elementos a situar en acimut atenderá a la necesidad de prever posibles interrupciones temporales del canal debidas a obstáculos u otro tipo de interferencias.

En las Figuras 6.20(a) y (b), se representan, respectivamente, la media y la desviación estándar de la dispersión de retardo para cada FOV y ángulo de acimut, mientras que en las Figuras 6.21(a) y (b), se representan la media y desviación estándar de las pérdidas ópticas por propagación. Estas curvas se han obtenido tras analizar todos los ángulos de elevación en cada una de las posiciones dentro de las habitaciones.

Tanto la media de la dispersión de retardo, como de las pérdidas por propagación exhiben un mínimo para un ángulo de acimut de  $180^\circ$ . Este hecho se debe a la característica de reflexión difusa de la superficie norte de las habitaciones, constituidas en mayor parte por cemento. De las curvas se puede observar que la lente semiesférica es el concentrador menos sensible a rotaciones, sensibilidad que se hace más ostensible a medida que se disminuye el campo de visión. En el caso de utilizar un elemento receptor con un CPC de  $50^\circ$  de FOV, se logra un comportamiento más estable con el ángulo de acimut y un mejor compromiso entre ambos parámetros.

En definitiva, un receptor convencional en diversidad angular con simetría axial respecto a su eje vertical, y basado en la utilización de elementos receptores con un FOV de  $50^\circ$ , tendrá un perfil en elevación formado por dos de ellos, uno orientado verticalmente hacia el techo y otro formando un ángulo de  $56^\circ$ . Este ángulo se puede ampliar para facilitar la ubicación de un elemento intermedio que prevea las interrupciones temporales debidas a obstáculos u otras interferencias. El número de veces a repetir dicho perfil en acimut se obtiene como resultado del compromiso entre el grado de complejidad del receptor, las dimensiones físicas de los elementos receptores y la tolerancia frente a interrupciones temporales. Por el contrario, un receptor en diversidad angular basado en elementos con FOVs diferentes, tendrá un perfil en elevación en el que aquellos con orientaciones próximas a la vertical dispondrán de menores campos de visión (siempre superiores a  $40^\circ$ ), que los cercanos a la horizontal, siendo preferible, en este caso, el uso de lentes semiesféricas.



## Conclusiones.

A continuación, se presentan aquellas conclusiones más relevantes obtenidas como resultado del presente trabajo de Tesis:

Los estudios que se han venido realizando en los últimos años sobre los sistemas de comunicación de datos no guiados se han centrado básicamente en tres campos: estudio del canal IR, selección de tipos de modulación y diseño de circuitos moduladores, demoduladores, emisores y receptores. En este trabajo se han abordado aspectos relacionados con el primero y tercero de los mismos, en concreto, la resolución mediante simulación del problema de la propagación de la radiación IR en interiores y su aplicación al análisis de receptores convencionales en diversidad angular.

1. Se ha realizado diversas contribuciones sobre un algoritmo de simulación, basado en la técnica de trazado de rayos y en el método de Monte Carlo, que permite calcular la respuesta al impulso del canal IR en interiores para diferentes tipos de enlaces y que mejora, desde un punto de vista computacional, los anteriormente utilizados.
2. Uno de los inconvenientes que conlleva el uso del método de Monte Carlo es que 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. Por este motivo, se ha propuesto una expresión analítica que permite estimar el grado de confianza estadística de las respuestas obtenidas.
3. El modelo de reflexión utilizado es el de Phong. Éste, aproxima el patrón de reflexión de las superficies reflectoras mediante la suma de dos componentes: una difusa y otra especular, cuyos porcentajes dependen principalmente de las características de la superficie. La influencia de este modelo, respecto al considerado hasta este momento, adquiere gran importancia cuando existen reflectores que se pueden modelar mediante un patrón altamente especular.
4. Para simular el sistema óptico formado por una lente, con simetría axial, y un emisor localizado en su plano focal, se han presentado dos opciones: generar los rayos de manera aleatoria según el diagrama de radiación del emisor y trazarlos a través de la lente, o generarlos a partir del diagrama de radiación del sistema óptico emisor-lente, siendo esta última la más eficiente desde un punto de vista computacional. Todo lo cual, resulta de gran utilidad, pues en muchas aplicaciones se dota al

emisor de lentes para conseguir fuentes ópticas con un alto grado de direccionalidad.

5. El procedimiento seguido para la simulación del sistema óptico emisor-lente, posibilita modelar cualquier emisor con un diagrama de radiación que presente simetría axial respecto a su eje de emisión.
6. En lo que se refiere al receptor, se ha propuesto un nuevo modelo para caracterizar un detector IR equipado con un filtro paso banda y alguno de los dos concentradores no formadores de imagen que comúnmente se usan en los enlaces IR de corto alcance: la lente semiesférica y el CPC dieléctrico. Éste modelo, presenta diferencias significativas respecto a las que se obtendrían con el modelo ideal, cuando el detector IR emplea concentradores con pequeños campos de visión.
7. La utilización de la herramienta de simulación propuesta ha permitido analizar la ubicación y características del elemento receptor, en el que se basa un receptor convencional en diversidad angular con simetría axial respecto a su eje vertical. Como resultado del estudio se recomienda el uso de elementos receptores con un FOV de  $50^\circ$  y un perfil en elevación formado por dos de ellos, uno orientado verticalmente hacia el techo y otro formando un ángulo de  $56^\circ$  respecto a la vertical. El número de veces que se repite dicho perfil en acimut es el resultado del compromiso entre el grado de complejidad del receptor, las dimensiones físicas del elemento y la tolerancia frente a interrupciones temporales del canal debida a obstáculos u otro tipo de interferencias.
8. Por último, se ha constatado que si se desea disponer de receptores convencionales en diversidad angular compuestos por elementos con FOVs diferentes, los elementos próximos a la vertical deben presentar pequeños FOVs (aunque superiores a  $40^\circ$ ), y a media que la orientación de los mismos se aproxima a la horizontal, mayores FOVs, siendo la lente semiesférica el concentrador apropiado para esta situación.

## Futuras investigaciones.

El desarrollo del presente trabajo de Tesis ha posibilitado, entre otros aspectos, la apertura de futuras investigaciones dentro del campo de las comunicaciones ópticas no guiadas en interiores, y entre las que cabe destacar:

1. En la caracterización de canales infrarrojos en interiores, es necesario modelar el ruido por iluminación, así como estudiar las interrupciones temporales del canal debidas a obstáculos móviles (zonas de sombra) o a otro tipo de interferencias (humo, aerosoles, etc). Estos aspectos son difíciles de estudiar mediante simulación, ya que no están bien definidos los modelos de propagación que permitan validar los resultados, por lo que es necesario validar los modelos realizando un banco de medidas para tratar de alcanzar una estimación de la respuesta del canal.
2. En este trabajo, únicamente se ha dado un primer paso en el estudio de los receptores convencionales en diversidad angular, quedando otros aspectos por explorar, así como realizar medidas experimentales. En esta línea se podrían comparar las prestaciones de las diferentes estructuras de receptores conjuntamente con alguna de las técnicas clásicas de recepción (MRC, SD, EGC, etc), haciendo uso de los modelos aquí desarrollados.
3. En cuanto al modelo de propagación del canal, se deben incluir nuevos modelos que permitan abordar el análisis, mediante simulación, de otro tipo de detectores y concentradores y así ampliar el presente estudio a las restantes formas de detección en diversidad angular: receptores basados en concentradores formadores de imagen y sectorizados.
4. Otro campo de investigación que se abre, se centra en el estudio y análisis comparativo de los diferentes tipos de modulación y demodulación, técnicas de combinación, procesado y ecualización, aplicables a los diferentes tipos de receptores en diversidad angular. En este sentido, destacar los trabajos que ya se están desarrollando sobre la aplicación de técnicas de modulación OFDM en canales IR difusos por parte del grupo de investigación en el que se ha realizado esta Tesis.
5. Por último, sería conveniente diseñar y particularizar técnicas de reparto espacial del canal de transmisión, que conjuntamente con las de CDMA, mejoren el *throughput* global del sistema.



## Bibliografia.

- [Abtahi95] M. Abtahi and H. Hashemi, "Simulation of indoor propagation channel at infrared frequencies in furnished office environments", in *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 6, pp. 306-310, 1995.
- [Acampora96] A. Acampora, "Wireless ATM: A perspective on issues and prospects", *IEEE Personal Communications*, August 1996.
- [Akhavan00a] K. Akhavan, M. Kavehrad, S. Jivkova, "Adaptative-rate code combining for wireless infrared communications systems employing direction diversity", *21st Century Military Communications Conference Proceedings MILCOM 2000*, vol. 1, pp. 75-79, 2000.
- [Akhavan00b] K. Akhavan, M. Kavehrad, S. Jivkova, "Wireless infrared in-house communications: how to achieve very high bit rates", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference WCNC. 2000*, vol. 2, pp. 698-703, 2000.
- [Alves00a] L.N. Alves, R.L. Aguiar, E. de Vasconcelos, J.L. Cura, "A sectored receiver for infrared wireless networks", *ISCAS 2000-IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, vol. 5, pp. 429-432, Geneva 2000.
- [Alves00b] L.N. Alves, J.L. Cura, R.L. Aguiar, D.M. Santos, "An eight-sector wireless infrared receiver", *ISCECS 2000-IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*, vol. 1, pp. 49-52, 2000.
- [Audeh95] M.D. Audeh, J.M. Kahn, "Performance evaluation of baseband OOK for wireless indoor infrared LANs operating at 100Mb/s", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, no. 6, June 1995.
- [Audeh96] M.D. Audeh, J.M. Kahn, J.R. Barry "Performance of PPM on measured non-directed indoor infrared channels", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, no. 6, pp. 654-659, June 1996.

- [Barry90] J.R. Barry, E.A. Lee, "Performance of coherent optical receivers", *Proceedings of the IEEE*, vol. 78, no. 8, August 1990.
- [Barry91] J.R. Barry, J.M. Kahn, E.A. Lee, D.G. Messerschmitt, "High-Speed non-directional communications for wireless networks", *IEEE Networks magazine*, pp. 44-53, November 1991.
- [Barry93] J.R. Barry, J. M. Kahn, W.J. Krause, E. A. Lee, and D. G. Messerschmitt, "Simulation of Multipath Impulse Response for Wireless Optical Channels", *IEEE J. Sel. Areas in Commun.*, vol. 11, no. 3, pp. 367-379, April 1993.
- [Barry94] J.R. Barry, "*Wireless infrared communications*", Kluwer Academic Publishers, 1994.
- [Barry95] J.R. Barry and J.M. Kahn, "Link Design for Non-Directed Wireless Infrared Communications", *Applied Optics*, vol. 34, no. 19, pp. 3764-3776, July 1995.
- [Carruthers00] J.B. Carruthers and J.M. Kahn, "Angle Diversity for Nondirected Wireless Infrared Communication", *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 48, no. 6, pp. 960-969, June 2000.
- [Carruthers97] J.B. Carruthers and J.M. Kahn, "Modeling of Nondirected Wireless Infrared Channels", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, no. 10, pp. 1260-1268, October 1997.
- [Carruthers98] J. B. Carruthers, J.M. Kahn, "Angle Diversity for Nondirected Wireless Infrared Communication", *IEEE International Conference on Communications*, vol. 3, pp. 1665-1670, June 1998.
- [Chayat93a] N. Chayat, M. Rothemberg, "Simulation results for several WLAN modulation methods", *Doc. IEEE P802.11-93/135*.
- [Chayat93b] N. Chayat, "Considerations in FSK Tx pulse shaping and Rx filtering for low ISI at high bit rates", *Doc. IEEE P802.11-93/160*.
- [Chen91] K.C. Chen, "On-off keying optical transmission and channel capacity for indoor high rate wireless data networks", *Proceedings GLOBELCOM 91*, pp. 13.3.1-13.3.5, Phoenix, AR, USA, 1991.

- [Chen92] K.C. Chen, C.H. Lee, "Capture in multiple access lightwave networks employing direct detect modulations", *IEEE GLOBECOM*, pp. 1344-1348, 1992.
- [Chen94a] K.C. Chen, T.C. Wu, "A proposed diffused infrared PHY structure", *Doc. IEEE P802.11-94/80*.
- [Chen94b] K.C. Chen, H.K. Lu, T.H. Tsaur, "Template parameters of 4-ary PPM IR-PHY", *Doc. IEEE P802.11-94/126*.
- [Chu87] T.S. Chu, M.J. Gans, "High-speed infrared local wireless communications", *IEEE Communications Magazine*, vol. 8, no. 25, pp. 4-10, August 1987.
- [Delgado00] F. Delgado, R. Pérez-Jiménez, J.A. Rabadán, F.J. López-Hernández, "Design of a fast frequency-hopping spread-spectrum system for wireless infrared communications", *IEE Electronics Letters*, vol. 36, no. 17, pp. 1510-1512, August 2000.
- [Delgado02] F. Delgado, R. Pérez-Jiménez, J.A. Rabadán, M.A. Bacallado, F.J. López-Hernández, "Experimental characterization of a low-cost fast frequency-hopping spread-spectrum system for wireless in-house optical communications", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 48, no. 1, pp. 10-16, February 2002.
- [Djahani00] P. Djahani and J.M. Kahn, "Analysis of Infrared Wireless Links Employing Multi-Beam Transmitters and Imaging Diversity Receivers", *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 48, no. 12, pp. 2077-2088, December 2000.
- [Fraidenaich92] N. Fraidenaich, "Analytic solutions for the optical properties of V-trough concentrators". *Applied Optics*, vol. 31, no. 1, pp. 131-139, January 1992.
- [Fraidenaich93] Naum Fraidenaich and Ignacio H. Salcedo, "Multimode analysis of compound parabolic concentrators with flat absorber". *Applied Optics*, vol. 32, no. 16, pp. 2891-2900, June 1993.
- [Gabiola93] F.J. Gabiola, M.J. Betancor, A. Santamaría, A. Polo, F.J. López-Hernández, "Irradiance analysis for indoor point-to-point and quasi-diffuse infrared channels", *Microwave and optical technology letters*, vol. 6, no. 9, pp. 557-560, July 1993.

- [Gfeller79] F.R. Gfeller, U. Bapst, "Wireless in-house data communications via diffuse infrared radiation", *Proceedings of the IEEE*, vol. 67, no. 11, pp. 1474-1486, November 1979.
- [Giner01] J. Giner, C. Militello and A. García, "The Monte Carlo method to determine the error in calculation of objective acoustic parameters within the ray-tracing technique", *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 110, no. 6, pp. 3081-3085, 2001.
- [Giner97] J. Giner Rubio, "*Aplicación del Método de Monte Carlo en la simulación numérica de Respuestas Impulsivas en Salas. Validación y Determinación del Error de la Técnica del Trazado de Rayos*". Tesis Doctoral, Universidad de La Laguna 1997.
- [Giner99] J. Giner, C. Militello and A. García, "Ascertaining confidence within the ray-tracing method", *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 106, no. 2, pp. 816-822, 1999.
- [Goell74a] J.E. Goell, , "An Optical Repeater with high-impedance input amplifiers", *Bell Systems Technology Journal*, vol. 53, no. 9, pp. 1771-1793, 1974.
- [Goell74b] J.E. Goell, , "An Optical Repeater with high-impedance input amplifiers", *Bell Systems Technology Journal*, vol. 53, no. 4, pp. 629-643, 1974.
- [Goldberg95] L. Goldberg, "Infrared data transmission: the missing link", *Electronic Design*, pp. 47-64, April 1995.
- [González02] O. González, C. Militello, S. Rodríguez, R. Pérez-Jiménez, A. Ayala, "Error estimation of the impulse response on diffuse wireless infrared indoor channels using a Monte Carlo ray-tracing algorithm", *IEE Proceedings of Optoelectronic*, vol. 149, no. 5/6, October/December 2002.
- [Hash86] D. Hash, J. Hillery and J. White, "IR roomnet: Model and measurement", *IBM Commun. IITL Conf.*, June 1986.
- [Hashemi93a] H. Hashemi, "The indoor radio propagation channel", *Proceedings of the IEEE*, vol 81, no. 7, pp. 943-968, July 1993.
- [Hashemi93b] H. Hashemi, "Impulse response modelling of indoor radio propagation channel", *IEEE J. on Selected Areas on Communications*, vol. 11, no. 7, pp. 967-978, Sept. 1993.
- [Hashemi94a] H. Hashemi, G. Yun, M. Kavehrad, F. Behbahani, and P. A. Galko, "Indoor Propagation Measurements at Infrared Frequencies for Wireless Local Area Networks

- Applications", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, pp. 562-575, August 1994.
- [Hashemi94b] H. Hashemi, G. Yun, M. Kavehrad, F. Behbadani, "Frequency response measurements of the wireless indoor channel at infrared frequencies", *Proc. ICC-Supervom 94*, pp. 1511-1515, New Orleans, LA, USA, 1994.
- [Ho95] K.-P. Ho and J.M. Kahn, "Compound Parabolic Concentrators for Narrow-Band Wireless Infrared Receivers", *Optical Engineering*, vol. 34, no. 5, pp. 1385-1395, May 1995.
- [Hogan00] H. Hogan et. al., "Biophotonics news", *Biophotonics International*, July-August 2000.
- [Hok88] B. Hok, V. Bythell, M. Bengtsson, "Development of a wireless stethoscope for auscultatory monitoring during anaesthesia", *Medical & Biological Engineering & Computing*, vol. 26, no. 3, pp. 317-320, May 1988.
- [Hullet81] J.L. Hullet, S. Moustakas, "Optimum transimpedance broadband optical preamplifier design", *Optical & Quantum Electronics*, vol. 13, pp. 65-69, 1981.
- [Jivkova00] S.T. Jivkova and M. Kavehrad, "Multispot diffusing configuration for wireless infrared access", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 6, pp. 970-978, June 2000.
- [Kahn94] J.M. Kahn, J.R. Barry, M.D. Audeh, J.B. Carruthers, W.J. Krause, G.W. Marsh, "Non-directed infrared links for high-capacity wireless LANs", *IEEE Personal Communications*, pp.12-25, 2nd Quarter, 1994.
- [Kahn95] J.M. Kahn, W.J. Krause and J.B. Carruthers, "Experimental Characterisation of Non-Directed Indoor Infrared Channels", *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 43, pp. 1613-1623, April 1995.
- [Kahn97] J.M. Kahn, J.R. Barry, "Wireless Infrared Communications", *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, no. 2, pp. 367-379, February 1997.
- [Kahn98] J.M. Kahn, P. Djahani, A.G. Weisbin, K.T. Beh, A.P. Tang and R. You, "Imaging Diversity Receivers for High-Speed Infrared Wireless Communication", *IEEE Communications Magazine*, vol. 36, no. 12, pp. 88-94, December 1998.

- [Kalos86] M.H. Kalos, P.A. Whitlock, "Monte Carlo Methods", Wiley and sons, New York, 1986.
- [Kato93] S. Kato, S. Kubota, K. Seki, T. Sakata, K. Kobayashi, Y. Matsumoto, "Implementation architecture, suggested preambles and study, VLSI components for standard 1Mbps GFSK and for higher bit rate FQPSK, OQPSK WLAN", *Doc. IEEE P802.11-93/137*.
- [Lomba95] C.R.A.T. Lomba, R. T. Valadas and A.M. de Oliveira Duarte, "Sectorized Receivers to Combat the Multipath Dispersion of the Indoor Optical Channel", *PIMRC'95 - Sixth IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Communications*, vol. 6, pp. 321-325, Toronto, Canada, September 1995.
- [Lomba98] C.R. Lomba, R.T. Valadas and A.M. de Oliveira Duarte, "Experimental characterisation and modelling of the reflection of infrared signals on indoor surfaces", *IEE Proceedings: Optoelectronics.*, vol. 145, no. 3, pp. 191-197, June 1998.
- [López88] M. López, "*Fundamentos y Métodos de estadística*", Ediciones Pirámide. Madrid, 1988.
- [López-Hdez00a] F.J. López-Hernández, F. Delgado, A. Santamaría, A. Rabadán, R. Pérez-Jiménez, "Design of low-cost ATM wireless optical transceivers for short range computer interconnection", *IEE Electronic Letters*, October 2000.
- [López-Hdez00b] F.J. López-Hernández, R. Pérez-Jiménez and A. Santamaría, "Ray-Tracing Algorithms for Fast Calculation of the Channel Impulse Response on Diffuse IR-Wireless Indoor Channels", *SPIE Optical Engineering*, vol. 39, no. 10, pp. 1510-1512, Ago. 2000.
- [López-Hdez97] F.J. López-Hernández, M.J. Betancor, "DUSTIN: a Novel Algorithm for the Calculation of the Impulse Response on IR Wireless Indoor Channels", *IEE Electronic Letters*, vol. 33, no. 21, pp. 1804-1806, October 1997.
- [López-Hdez98a] F.J. López-Hernández, R. Pérez-Jiménez and A. Santamaría, "Monte Carlo calculation of impulse response on diffuse IR wireless indoor channels", *IEE Electronic Letters*, vol. 34, no. 12, pp. 1260-1262, June 1998.
- [López-Hdez98b] F.J. López-Hernández, R. Pérez-Jiménez and A. Santamaría, "Modified Monte Carlo scheme for high-efficiency

- simulation of the impulse response on diffuse IR wireless indoor channel”, *IEE Electronic Letters*, vol. 34, no. 19, pp. 1819-1821, September 1998.
- [Marhic82] M. E. Marhic, M. D. Kotzin, and A. P. van den Heuvel, “Reflectors and immersion lenses for detectors of diffuse radiation”. *J. Optical Soc. Amer.*, vol. 72, no. 3, pp. 352-355, March 1982.
- [McCullagh94a] M.J. McCullagh, D.R. Wisely, “155 Mb/s optical wireless link using a bootstrapped silicon APD receiver”, *Electronic Letters*, 3<sup>rd</sup>, vol. 30, no. 5, pp. 430-431, March 1994.
- [McCullagh94b] M.J. McCullagh, “A 50Mb/s optical wireless LAN link using novel optical and electronic technologies”, *International Zürich Seminar on Digital Communications*, March 1994.
- [Melián97] V.M. Melián Santana, “Contribución al Estudio del Diseño de Equipos Terminales para Redes de Datos Mediante Comunicaciones Ópticas No Guiadas”, Tesis Doctoral, Universidad de Las Palmas de Gran Canaria 1997.
- [Melián97] V.M. Melián Santana, “Contribución al Estudio del Diseño de Equipos Terminales para Redes de Datos Mediante Comunicaciones Ópticas No Guiadas”, Tesis Doctoral, Universidad de Las Palmas de Gran Canaria, 1997.
- [Miñano92] J.C. Miñano and J.C. González, “New method of design of nonimaging concentrators”. *Applied Optics*, vol. 31, no. 16, pp. 3051-3060, December 1992.
- [Miñano96] J.C. Miñano, “Design of three-dimensional nonimaging concentrators with inhomogeneous media”. *Journal of Optical Soc. Amer. A*, vol. 3, pp. 1345-1353, 1996.
- [Moreira93] A. Moreira, C. Lomba, R. Aguiar, R. Valadas, A.M. de Oliveira Duarte, “Infrared modulation method:16-PPM”. *Doc. IEEE P802.11-93/154*.
- [Moreira94a] A. Moreira, C. Lomba, R. Aguiar, R. Valadas, A.M. de Oliveira Duarte, “IR-PHY template”. *Doc. IEEE P802.11-94/95*.
- [Moreira94b] A. Moreira, C. Lomba, R. Aguiar, R. Valadas, A.M. de Oliveira Duarte, “IR-PHY proposal”. *Doc. IEEE P802.11-94/96*.
- [Moreira94c] A. Moreira, C. Lomba, R. Aguiar, R. Valadas, A.M. de Oliveira Duarte, “Performance evaluation of the IR-PHY proposal”. *Doc. IEEE P802.11-94/97*.

- [Moreira94d] L. Moreira, A. Moreira, R. Valadas, A.M. de Oliveira Duarte, "Measurements of the power spectral density of a 16-PPM to 1Mbps optical signal". *Doc. IEEE P802.11-94/267*.
- [Moreira95] A. J. C. Moreira, R. T. Valadas, A. M. de Oliveira Duarte, "Characterisation and modelling of artificial light interference in optical wireless communication systems", in *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Communications*, vol. 6, pp. 326-331, 1995.
- [Muoi83] T.V. Muoi, "Receiver design for digital fiber optic transmission systems using Manchester coding", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 31, no. 5, pp. 608-619, 1983.
- [Narasimhan96a] R. Narasimhan, M.D. Audeh, J.M. Kahn, "Effect of electronic-ballast fluorescent lighting on wireless infrared links", *IEE Proceedings of Optoelectronics*, vol. 143, no. 6, pp. 347-354, December 1996.
- [Narasimhan96b] R. Narasimhan, M.D. Audeh, J.M. Kahn, "Effect of electronic-ballast fluorescent lighting on wireless infrared links", *IEEE International Conference on Communications ICC '96*, vol. 2, pp. 1213-1219, 1996.
- [Navarro94] M.F. Navarro, A.P. Notario, "Análisis del canal en sistemas de comunicación óptica no guiada por difusión total", *IXV Simposium nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 1994)*, Actas Tomo II, pp. 1055-1059, Las Palmas de Gran Canaria, Septiembre 1994.
- [Ning87] X. Ning, R. Winston, and J. O'Gallagher, "Dielectric totally internally reflecting concentrators". *Applied Optics*, vol. 26, no. 2, pp. 300-305, January 1987.
- [Pahlavan94] K. Pahlavan, A.H. Levesque, "Wireless data communications", *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 9, pp. 1398-1430, September 1994.
- [Pahlavan95] K. Pahlavan, T.H. Probert, M.E. Chase, "Trends in local wireless networks", *IEEE Communications Magazine*, vol. 33, no. 3, pp. 88-95, 1995.
- [Pakravan95b] M.R. Pakravan, M. Kavehrad, "Design Considerations for Broadband Indoor Infrared Wireless Communication Systems", *International Journal of Wireless Information Networks*, vol. 22, no. 4, pp. 223-237, 1995.

- [Pakravan97] M.R. Pakravan, E. Simova and M. Kavehrad, "Holographic diffusers for indoor infrared communications systems", *Int. J. Wireless Inform. Networks*, vol. 4, no. 4, pp. 259-274, 1997.
- [Pakravan98a] M. R. Pakravan, M. Kavehrad, and M. Hashemi, "Measurement of rotation effects in an indoor infrared channel", in *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 3, pp. 2100-2103, 1998.
- [Pakravan98b] M.R. Pakravan, M. Kavehrad and H. Hashemi, "Effects of Rotation on the Path Loss and the Delay Spread in Indoor Infrared Channel", *International Conference on Communications*, vol. 2, pp. 817-820, June 1998.
- [Peña92] D. Peña, "*Estadística, Modelos y Métodos*". Alianza Editorial. Madrid, 1992.
- [Pérez-Jiménez00] R. Pérez-Jiménez, J. Rabadán, F.J. López-Hernández, "Filtered modulation schemes for short distance infrared wireless communications", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 46, no. 2, May 2000.
- [Pérez-Jiménez95a] R. Pérez-Jiménez, V.M. Melián, M.J. Betancor, "Analysis of Multipath Impulse Response of Diffuse and Quasi-Diffuse Optical Links for IR-WLAN", *Proc INFOCOM'95*, pp. 7d.3.1-7d.3.7, Boston, MA.,USA, April 1995.
- [Pérez-Jiménez95b] R. Pérez Jiménez, "*Contribución al Estudio de la Propagación en Redes Locales Ópticas No Guiadas en Interiores*", Tesis Doctoral, Universidad de Las Palmas de Gran Canaria 1995.
- [Pérez-Jiménez96] R. Pérez-Jiménez, J. Rabadán Berges, M.J. Betancor, "2 Mbps FQPSK-2 modem for wireless infrared LANs", *IEE Electronic Letters*, vol. 32, no. 20, September 1996.
- [Pérez-Jiménez97] R. Pérez Jiménez, J. Berges, and M. J. Betancor, "Statistical model for the impulse response on infrared indoor diffuse channels", *IEE Electronics Letters*, vol. 33, no. 15, pp. 1298-1301, July 1997.
- [Personick73] S.D. Personick, "Receiver design for digital fiber communications systems (I & II)", *Bell Systems Technical Journal*, vol. 52, June 1973.
- [Presmanes00] J. López Presmanes, "Presentación sobre actividades de investigación en sistemas ópticos no guiados", *Presentación oral en Informática 2000*, La Habana, Cuba, Mayo 2000.

- [Rabadán00] J.A. Rabadán Borges, “*Contribución al estudio de las comunicaciones ópticas difusas de alta velocidad mediante señales de espectro ensanchado*”, Tesis Doctoral, Universidad de Las Palmas de Gran Canaria 2000.
- [Rabadán03] J.A. Rabadán Borges, R. Pérez-Jiménez, S. Rodríguez Pérez, F.J. López-Hernández, “*Fundamentos de los sistemas de espectro ensanchado*”, Colección Textos Universitarios, Gobierno de Canarias, Febrero 2003.
- [Rodríguez00] S. Rodríguez, R. Pérez Jiménez, M. Rodríguez, A. Ayala y F. Herrera, “Obtención de la Respuesta Impulsiva del Canal para Comunicaciones Ópticas No Guiadas en Recintos Cerrados”, *XV Simposium nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2000)*, pp. 635-636, Zaragoza, Septiembre 2000.
- [Rodríguez01a] S. Rodríguez, R. Pérez Jiménez, A. Ayala, M. Rodríguez y F.J. López Hernández, “Aplicación de Modelos de Trazado de Rayos para la Simulación del Canal Óptico No Guiado en Interiores”, *2ª Reunión Española de Optoelectrónica (OPTOEL01)*, pp. COM-7-12, Barcelona, Julio 2001.
- [Rodríguez01b] S. Rodríguez, R. Pérez Jiménez, O. González, A. Ayala, M. Rodríguez, “Modelo de detector óptico con concentrador parabólico para el cálculo de la respuesta impulsiva del canal óptico no guiado en interiores”, *XVI Simposium nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2001)*, pp. 95-96, Madrid, Septiembre 2001.
- [Rodríguez02] S. Rodríguez, R. Pérez Jiménez, F.J. López Hernández, O. González, A. Ayala, “Reflection Model for Calculation of the Impulse Response on IR-Wireless Indoor Channels using Ray-Tracing Algorithm”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 32, no. 4, pp. 296-300, February 2002.
- [Rodríguez03] S. Rodríguez, R. Pérez Jiménez, O. González, J.A. Rabadán, B.R. Mendoza, “Concentrators and Lenses Models for Calculation of the Impulse Response on IR-Wireless Indoor Channels using Ray-Tracing Algorithm”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 36, no. 4, pp.262-267, February 2003.
- [Rubinstein81] R.Y. Rubinstein, “*Simulation and the Monte Carlo method*”, Wiley series in Probability and Mathematical Statistics, 1981.

- [Saleh87] A.M. Saleh y R. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation", *IEEE Journal on selected areas on communications*, vol. SAC-5, no. 2, pp. 128-137, January 1987.
- [Samaras98] K. Samaras, A. Street, D. O'Brien, D. Edwards, "Error rate evaluation of wireless infrared links", *Proceedings of ICC'98*, 1998.
- [Santamaría93] A. Santamaría, F.J. López-Hernández, "Wireless LAN systems", Artech House, 1993.
- [Santamaría94] A. Santamaría, "Contribución al estudio de redes de área local con medios ópticos no guiados", Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Madrid, Madrid 1994.
- [Savicki94] J. P. Savicki and S. P. Morgan, "Hemispherical concentrators and spectral filters for planar sensors in diffuse radiation fields". *Applied Optics*, vol. 33, no. 34, pp. 8057-8061, December 1994.
- [Simova96] E. Simova, M. Tai and M. Kavehrad, "Indoor wireless infrared link with a holographic multiple-spot diffuser". *In Proc. Applications of Photonic Technology*, New York, vol. 2, pp. 223-228, 1999.
- [Stern64] Frank Stern, "Transmission of Isotropic Radiation Across an Interface Between Two Dielectrics". *Applied Optics*, vol. 3, no. 1, pp. 111-113, January 1964.
- [Tang96] A.P. Tang, J.M. Kahn and K.-P. Ho, "Wireless Infrared Communication Links Using Multi-Beam Transmitters and Imaging Receivers", *Proc. of IEEE Intl. Conf. on Commun.*, pp. 180-186, Dallas, Texas, June 23-27, 1996.
- [Tsaour94] T.H. Tsaour, K.C. Chen, C. Lien, M.T. Shih, C.P. Jeremy, "A nondirective infrared transceiver for indoor high speed wireless data communication", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 20-27, February 1994.
- [Valadas94] R.T. Valadas and A.M. Duarte, "Sectorized Receivers for Indoor Wireless Optical Communication Systems", *In PIMRC'94 - 5th IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp. 1090-1095, The Hague, September 1994.
- [Velidi95] R. Velidi, C.S. Georghiades, "Frame synchronization for optical multi-pulse position modulation", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, no. 2, February 1995.

- [Vento98] J.R. Vento Álvarez, “*Contribución al Estudio de las Comunicaciones Ópticas no Guiadas con Señales de Espectro Ensanchado*”, Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Madrid 1998.
- [Vento99] J.R. Vento Álvarez, R. Pérez-Jiménez, J.A. Rabadán, A. Santamaría, F.J. López-Hernández, “Experimental characterization of a direct séquense spread spectrum system for in-house wireless infrared communications”, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 45, no. 4, pp. 1038-1045, November 1999.
- [Welford78] W.T. Welford and R. Winston, “*The Optics of Nonimaging Concentrators*”, Academic, New York, 1978.
- [Winston76] R. Winston, “Dielectric Compound Parabolic Concentrators”. *Applied Optics*, vol. 15, no. 2, pp. 291-292, February 1976.
- [Yeng85] C.S. Yeng, R.D. Crawford, “The use of directed beams in wireless computer communications”. *Proc. GLOBELCOM'85*, pp. 1181-1184, December 1985.
- [Yung92] G. Yung and M. Kavehrad, “Spot diffusing and fly-eye receivers for indoor infrared wireless communications”. *In Proc. IEEE Int. Conf. On Selected Topics in Wireless Communications*, Vancouver, BC, Canada, pp. 262-265, June 1992.

### Direcciones Web.

- [3Com] [www.3com.es](http://www.3com.es)
- [AirFiber] [www.AirFiber.com](http://www.AirFiber.com)
- [Bang] [www.bang-olufsen.com](http://www.bang-olufsen.com)
- [Bluetooth] [www.bluetooth.org](http://www.bluetooth.org)
- [ETSI] [www.etsi.org](http://www.etsi.org)
- [Hamamatsu] [www.hamamatsu.com](http://www.hamamatsu.com)
- [IEEE] [www.ieee.org](http://www.ieee.org)
- [IrDA] [www.irda.org](http://www.irda.org)
- [JVC] [www.jvc.com](http://www.jvc.com)
- [Siemens] [www.siemens.com](http://www.siemens.com)
- [TI] [www.ti.com](http://www.ti.com)

## Lista de abreviaturas.

ACM	Association for Computing Machinery
APD	Avalanche PhotoDiode.
ATM	Asynchronous Transfer Mode.
AWGN	Additive White Gaussian Noise.
BDFE	Block-Decision Feedback Equalize.
BPSK	Binary Phase Shift Keying.
BRAN	Broadband Access Network.
CPC	Compound Parabolic Concentrator.
DBC	Directive Beam Configuration.
DBIR	Directed Beam InfraRed.
DC	Direct Component.
DD	Direct Detect.
DFE	Decision Feedback Equalize.
DFIR	Diffuse Infrared.
DIC	Diffuse Infrared Configuration.
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum.
ED	Energía Detectada.
EGC	Equal Gain Combining.
FCC	Federal Communications Commission.
FER	Frame Error Rate.
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum.
FIR	Finite Impulse Response.
FOV	Field Of View.
FQPSK	Filtered Quadrature Phase Shift Keying.
GFSK	Gaussian Frequency Shift Keying.
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying.
GSM	Global System Mobile.
IEC	International Electrotechnical Commission.
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers.
IM	Intensity Modulation.
IR	InfraRed.
IrDA	Infrared Data Association.
IREDD	Infrared Radiation Emitter Diode.
IrLAP	Infrared Link-Access Protocol.
IrLMP	Infrared Link-Management Protocol
IrPHY	IrDA Physical layer.

ISI	InterSymbolic Interference.
ISM	Industrial Scientific and Medical.
JVC	Victor Company of Japan.
LD	Laser Diode.
LED	Light Emitter Diode.
LME	Layer Management Entity.
LOS	Line Of Sight
MAC	Medium Access Control.
MRC	Maximal-Ratio Combining.
MSM	Multisubcarrier Modulation
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
OOK	On Off Keying.
OQPSK	Offset Quadrature Phase Shift keying.
PCS	Personal Communications Services.
PDA	Personal Digital Assistant.
PIN	Positive Intrinsic Negative.
PL	Path Loss.
PLCP	Physical Layer Dependent Procedure.
PMD	Physical Medium Dependent.
PPM	Pulse Position Modulation.
QDIR	Quasidiffuse Infrared.
QPSK	Quadrature Phase Shift keying.
R	Responsivity.
RF	Radio Frequency
SD	Selection Diversity.
SIG	Special Interest Group.
SNR	Signal Noise Ratio.
USB	Universal Serial Bus.
WLAN	Wireless Local Area Network.