

Universidad de Málaga
Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación



TESIS DOCTORAL

Receptores con diversidad angular para sistemas de
comunicaciones ópticas no guiadas

Autor:

MIGUEL DEL CASTILLO VÁZQUEZ

Director:

ANTONIO PUERTA NOTARIO

UNIVERSIDAD DE MÁLAGA
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN

Reunido el tribunal examinador en el día de la fecha, constituido por:

Presidente: Dr. D. _____

Secretario: Dr. D. _____

Vocales: Dr. D. _____

Dr. D. _____

Dr. D. _____

para juzgar la Tesis Doctoral titulada *Receptores con diversidad angular para sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas* realizada por D. Miguel del Castillo Vázquez y dirigida por el Prof. Dr. D. Antonio Puerta Notario, acordó por

_____ otorgar la calificación de

_____ y para que conste,

se extiende firmada por los componentes del tribunal la presente diligencia.

Málaga a _____ de _____ del _____

El Presidente:

El Secretario:

Fdo.: _____

Fdo.: _____

El Vocal:

El Vocal:

El Vocal:

Fdo.: _____

Fdo.: _____

Fdo.: _____

A mis padres
Florencio y Beatriz

Agradecimientos

En primer lugar quiero mostrar mi más sincero agradecimiento a Antonio Puerta, director de esta tesis, por su gran ayuda, su paciencia, sus valiosas ideas y sus excelentes consejos.

También quiero agradecer a mis compañeros del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, particularmente a Beatriz, Antonio, Matías y Francis, la ayuda que me han prestado durante todo este tiempo.

Por último, no quiero olvidar a toda la gente, familiares y amigos, que directa o indirectamente han contribuido a la realización de esta tesis. Mi agradecimiento a todos ellos y de forma muy especial a Anabel.

Este trabajo ha sido realizado en el marco de los Proyectos TIC 1999-0633 y TIC03-05012, financiados por la Comisión Interministerial de Ciencia y Tecnología.

Índice general

Resumen	I
Abstract	III
Lista de acrónimos	V
Lista de variables	VII
1. Introducción general	1
1.1. Sistemas inalámbricos para interiores	1
1.1.1. Tecnologías y estándares inalámbricos	2
1.1.2. Particularidades de los enlaces ópticos	5
1.1.3. Diseño de enlaces ópticos de interior	8
1.2. Objetivo y organización de la tesis	11
2. Transmisores y receptores con diversidad angular	13
2.1. Introducción	13
2.2. Estructuras receptoras	14
2.2.1. Luz ambiental y filtrado óptico	16
2.2.2. Concentración óptica	23
2.2.3. Técnicas de combinación	29
2.2.4. Diseños de receptores	33
2.3. Estructuras transmisoras	36
2.3.1. Emisores y seguridad ocular	38
2.3.2. Diseños de transmisores	39
2.4. Conclusiones	41
3. Receptores propuestos	43
3.1. Introducción	43
3.2. Receptor de cabezal auto-orientable	44
3.2.1. Descripción general	44
3.2.2. Elección de parámetros	51
3.3. Receptor formador de imagen de canal único	54

3.3.1.	Descripción general	54
3.3.2.	Elección de parámetros	59
3.4.	Orientación de los receptores	62
3.4.1.	Algoritmos de búsqueda	62
3.4.2.	Bloqueos	67
3.5.	Análisis comparativo preliminar	68
3.5.1.	Descripción del enlace	68
3.5.2.	Evaluación del receptor de cabezal auto-orientable	70
3.5.3.	Evaluación del receptor formador de imagen de canal único	77
3.5.4.	Evaluación conjunta	86
3.6.	Conclusiones	87
4.	Análisis de enlaces con los receptores propuestos	89
4.1.	Introducción	89
4.2.	Caracterización del canal	90
4.2.1.	Elementos emisores y receptores	90
4.2.2.	Fuentes de luz ambiental	94
4.2.3.	Obtención de la respuesta al impulso	102
4.2.4.	Ancho de banda, pérdidas y relación señal-ruido	108
4.3.	Aspectos de diseño del transmisor	110
4.3.1.	Elección del patrón de radiación	110
4.3.2.	Elección del tamaño de los spots	115
4.4.	Análisis comparativo detallado	117
4.4.1.	Descripción del escenario	118
4.4.2.	Análisis de enlaces con el receptor de cabezal auto-orientable	120
4.4.3.	Análisis de enlaces con el receptor formador de imagen de canal único	128
4.4.4.	Efecto del ruido interno del receptor	140
4.5.	Conclusiones	143
5.	Conclusiones y líneas futuras de investigación	145
5.1.	Conclusiones generales	145
5.1.1.	Conclusiones sobre las estructuras propuestas	147
5.1.2.	Conclusiones sobre los resultados obtenidos	148
5.2.	Líneas futuras de investigación	150
	Referencias	151

Resumen

Durante los últimos años, la aspiración por lograr enlaces inalámbricos de alta velocidad para su uso en redes de área local ha venido impulsando el desarrollo de los sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas de interior. En este campo, uno de los aspectos más investigados es el diseño de estructuras transmisoras y receptoras capaces de operar bajo las hostiles condiciones que impone el canal óptico. Estas condiciones se caracterizan por unas enormes pérdidas de propagación, un elevado nivel de ruido provocado por la luz ambiental y una dañina distorsión por multitrayecto.

Hasta la fecha, distintos autores han propuesto una gran variedad de estructuras que tratan de mitigar estos inconvenientes. Entre todas ellas, destacan por sus buenos resultados los diseños que emplean diversidad angular en transmisión y recepción.

En lo que respecta al transmisor, la aplicación de la diversidad angular consiste en sustituir el único haz de gran abertura de los transmisores convencionales por un conjunto de haces estrechos que apuntan hacia distintas zonas del recinto de trabajo. Estos haces proyectan sobre el techo de la sala una malla de pequeñas zonas circulares (spots) en las que se concentra la potencia óptica, creándose así un sistema de difusión multipunto. Los transmisores resultantes, conocidos como *multi-beam transmitters*, optimizan el uso de la potencia transmitida y reducen de forma drástica las pérdidas de propagación.

En lo que se refiere al receptor, la aplicación del concepto de diversidad da lugar a diferentes soluciones. La estructura convencional, conocida como *angle diversity receiver*, utiliza varios cabezales independientes con campos de visión relativamente reducidos y orientados en distintas direcciones. Cada cabezal capta únicamente las señales recibidas a través de una determinada ventana angular. De este modo, el receptor puede reducir el ruido provocado por la luz ambiental y el efecto del multitrayecto mediante una ponderación adecuada de cada señal parcial. Otra estructura similar, aunque más evolucionada, de receptor con diversidad es la conocida en la bibliografía como *imaging diversity receiver*. Esta nueva estructura, a diferencia de la anterior, utiliza un único concentrador que es común para todos los fotodetectores. El concentrador se construye mediante un sistema de lentes, en cuyo plano focal se dispone un mosaico de fotodetectores. Este receptor, al que nos referiremos como receptor formador de imagen, es menos voluminoso y más barato que su predecesor y

su diseño permite la integración en la misma estructura de un número mayor de fotodetectores (píxeles), lo que se traduce en una notable mejora de prestaciones. La combinación de transmisores multihaz con los receptores con diversidad descritos da lugar a la configuración de enlace más empleada en la bibliografía.

No obstante, pese a las notables mejoras que ofrecen las estructuras que se acaban de mencionar, el concepto de diversidad angular puede explotarse aún más para lograr que los enlaces ópticos alcancen un nivel de prestaciones similar al que ofrecen los enlaces guiados actuales. Con este objetivo, esta tesis doctoral se centra en la investigación de nuevas estructuras de recepción con diversidad angular que mejoren las prestaciones de las estructuras existentes.

Como fruto de esta investigación se van a proponer dos nuevos esquemas de receptores con diversidad angular que se caracterizan por estar dotados de capacidad de orientación propia. Con esta nueva capacidad y un algoritmo de búsqueda específico, los receptores que se proponen en esta tesis pueden apuntar automáticamente hacia la zona de la sala óptima en términos de iluminación, lo que les permite mejorar extraordinariamente los resultados de ancho de banda y relación señal-ruido obtenidos por los receptores con diversidad angular convencionales. El principal problema de los receptores que se proponen en esta tesis es su mayor vulnerabilidad frente a bloqueos del haz transmitido. No obstante, existen distintas opciones de diseño que mitigan este problema. Aunque ambas estructuras poseen capacidad de auto-orientación, difieren en la forma de conseguirla. Así, la primera estructura receptora, conocida como receptor de cabezal auto-orientable, consigue la orientación mediante el movimiento angular en acimut y elevación del cabezal óptico del receptor. Por otro lado, en la segunda estructura, denominada receptor formador de imagen de canal único, el apuntamiento del receptor se logra mediante el movimiento del fotodetector a lo largo de dos ejes ortogonales situados sobre el plano de imagen de un sistema de lentes.

Mediante procesos de simulación se establecerá una comparación entre el funcionamiento de estos nuevos receptores y el de las estructuras con diversidad convencionales. El análisis de los resultados obtenidos permitirá concluir que los receptores con diversidad que se proponen en esta tesis son muy superiores a las estructuras existentes, no sólo en parámetros de calidad, sino también en términos de consumo y de complejidad hardware.

Abstract

In the last few years, the growing demand of high-speed portable computer terminals in office environment is promoting the development of broadband wireless local area networks (WLAN). Within this field, wireless infrared communications represent a viable alternative to radio frequency for short-range indoor transmission, with many significant advantages such as enormous potential bandwidth, security and low component price. However, system design for indoor IR WLAN is conditioned by the especially harmful characteristics of the optical channel, i.e. high attenuation, elevated ambient light noise and multipath distortion. These inconveniences make infrared systems demand high levels of optical power to achieve a sufficient signal-to-noise ratio (SNR) and limit high-speed performance.

In order to mitigate these inconveniences, a wide choice of transmitters and receivers designs have been proposed so far. Among of all them, the combined use of multi-beam transmitters and angle diversity receivers has become the preferred solution in the literature. In this configuration, the multi-beam transmitter is used to distribute the optical power within the room, creating a regular lattice of spots on the ceiling where the light is concentrated. The signals from these spots are collected by the multiple optical elements of the angle diversity receivers and properly combined in order to increase the overall SNR.

There are two main ways to implement an angle diversity receiver. In the conventional approach, the receiver consists of various branches which are oriented in different directions. Each branch comprises a separate nonimaging concentrator and a small photo-detector. Since each concentrator only receives signals from a small region of the room, the conventional angle diversity receiver can reduce ambient light noise and multipath distortion by tuning the weights of each branch. The second structure, referred to as imaging angle diversity receiver, consists of a single imaging optical concentrator (e.g., a lens) that forms an image of the received light on a segmented array of photo-detectors (pixels) placed at its focal plane. This receiver has two major advantages over nonimaging angle-diversity receivers. First, all photo-detectors share a common concentrator, thus reducing size and cost. Second, all photo-detectors can be laid out in a single planar array, enabling the use of a large number of receiving elements or pixels. The use of multi-beam transmitters in conjunction with angle diversity receivers (imaging and non-imaging) improves channel bandwidth and received SNR.

However, in spite of the advantages of the above mentioned structures, the capabilities of angle diversity techniques have not been fully exploited. For this reason, this thesis is focused on new angle diversity schemes that can improve the performance of existing structures. As a result of this research, two novel angle diversity receivers for high-speed portable wireless infrared communications are proposed. Both structures are able to aim automatically at ceiling areas with better signal-to noise ratio. The self-orienting capability, together with the very narrow field of view employed, drastically reduces path loss, background noise and multipath distortion. Moreover, its single-channel structure minimizes hardware complexity in contrast to conventional angle diversity receivers.

Our simulation results indicate that the proposed receivers, operating in a multispot diffusing configuration, offer significant gains in power requirements and channel bandwidth compared to conventional angle diversity receivers.

Lista de acrónimos

AEL	<i>Allowable Exposure Limit</i>
AIr	<i>Advanced Infrared</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BW	Ancho de banda
CGH	<i>Computer-Generated Hologram</i>
CNAF	Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias
CPC	<i>Compound Parabolic Concentrator</i>
DD	Detección Directa
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DSSS	<i>Direct Sequence Spread Spectrum</i>
EGC	<i>Equal-Gain Combining</i>
EMC	<i>Electromagnetic Compatibility</i>
ETSI	<i>European Telecommunication Standard Institute</i>
FOV	<i>Field of View</i>
FSO	<i>Free-Space Optics</i>
HPA	<i>Half-Power Angle</i>
HPSA	<i>Half-Power Semi-angle</i>
IEEE	<i>Institute of Electric and Electronic Engineers</i>
ICM	Industrial, Científico y Médico
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IM	<i>Intensity Modulation</i>
IMG	<i>Imaging</i>
IR	Infrarrojo
IrDA	<i>Infrared Data Association</i>
ISI	<i>Intersymbol Interference</i>
LD	<i>Laser Diode</i>
LED	<i>Light-Emitting Diode</i>
LMS	<i>Least Mean Square</i>
LOS	<i>Line of Sight</i>
LTI	<i>Lineal Time Invariant</i>

MFC	<i>Matched-Filter Combining</i>
MMSE	<i>Minimum Mean-Square-Error</i>
MRC	<i>Maximal-Ratio Combining</i>
NIMG	<i>Non-Imaging</i>
NRZ	<i>Non-Return to Zero</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OOK	<i>On Off Keying</i>
PAOPR	<i>Peak to Average Optical Power Ratio</i>
PDA	<i>Personal Digital Assistant</i>
PIN	<i>P-Intrinsic-N</i>
PPM	<i>Pulse Position Modulation</i>
RF	Radiofrecuencia
Rx-AO	Receptor de Cabezal Auto-orientable
Rx-CU	Receptor Formador de Imagen de Canal Único
Rx-IMG	Receptor Formador de Imagen
Rx-MC	Receptor de Múltiples Cabezales
RZ	<i>Return to Zero</i>
SNR	Relación Señal Ruido
SB	<i>Select Best</i>
TMH	Transmisor Multihaz
TMS	Transmisor Multispot
UFIR	<i>Ultra Fast Infrared</i>
VCSEL	<i>Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser</i>
VFIR	<i>Very Fast Infrared</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>

Lista de variables

A	Área de apertura de un sistema óptico
A'	Área de la imagen formada en un sistema óptico
A_{det}	Área de un fotodetector
A_{ef}	Área efectiva
A_{pixel}	Área de un píxel del receptor formador de imagen
α	Tamaño de paso del algoritmo de gradiente
B	Ancho de banda de 3 dB óptico del canal
B_e	Ancho de banda de 3 dB eléctrico del canal
B_n	Ancho de banda equivalente de ruido
B_{opt}	Ancho de banda de 3 dB de un filtro óptico
c	Velocidad de la luz
C	Relación de concentración de un sistema óptico
$C_{\text{máx}}$	Relación de concentración máxima de un sistema óptico
d	Distancia de separación entre un spot y el receptor
d_{det}	Distancia del fotodetector al centro de la lente del receptor de canal único
d_h	Distancia horizontal de separación entre un spot y el receptor
dl	Diferencial de longitud
dP_r	Diferencial de potencia óptica recibida
d_{paso}	Distancia de paso de un algoritmo de barrido
d_r	Distancia separación entre un diferencial de superficie del techo y el receptor
ds	Diferencial de superficie
dt	Diferencial de tiempo
d_t	Distancia separación entre un diferencial de superficie del techo y el transmisor
d_{img}	Distancia de separación entre la lente y el plano de imagen del receptor
D	Diámetro de apertura de una lente
D_{det}	Diámetro de un fotodetector
D_{img}	Diámetro del plano de imagen de un receptor
D_{spot}	Diámetro de un spot
$D_{\text{spot,img}}$	Diámetro de la imagen de un spot
$\delta(t)$	Función delta de Dirac
ΔD	Separación entre spots del techo

E_r	Irradiancia en recepción
f	Distancia focal de una lente o sistema de lentes
$f/\#$	Número-f de una lente o sistema de lentes
φ_r	Ángulo de acimut de un receptor
g	Ganancia óptica de un concentrador
g_{NIMG}	Ganancia óptica de un concentrador no formador de imagen
g_{IMG}	Ganancia óptica de un concentrador formador de imagen
$h(t)$	Respuesta al impulso de un enlace
h_r	Distancia de separación vertical entre el receptor y el techo
h_t	Distancia de separación vertical entre el transmisor y el techo
$H(f)$	Respuesta en frecuencia de un enlace
I	Intensidad de radiación
I_{DC}	Corriente continua generada en un fotodetector
I_{lamp}	Intensidad de radiación emitida por una lámpara
I_t	Intensidad de radiación de un transmisor
i_n^2	Varianza de corriente de ruido en un fotodetector
J	Número de spots dentro del FOV del receptor
l_{det}	Distancia del fotodetector al centro del plano de imagen del receptor de canal único
L	Pérdidas ópticas de un enlace
L_e	Pérdidas eléctricas de un enlace
L_{amb}	Radiancia de luz ambiental
L_{nat}	Radiancia de luz natural
λ	Longitud de onda
m	Orden Lambertiano de un patrón de radiación
m_l	Orden Lambertiano del patrón de radiación de una lámpara
M	Número de spot de un transmisor
M_T	Amplificación lateral de un sistema óptico
n	Índice de refracción de un material
$\hat{n}_r$	Vector unitario de orientación de un receptor
$\hat{n}_s$	Vector unitario de orientación de un reflector elemental
$\hat{n}_{t,j}$	Vector unitario de orientación del haz j -ésimo de un transmisor
N	Número de elementos o cabezales de un receptor con diversidad angular
$N(t)$	Fotocorriente instantánea de ruido en un fotodetector
N_{iter}	Número de iteraciones de un algoritmo
p_{lamp}	Densidad espectral de potencia óptica transmitida por una lámpara
P_{amb}	Potencia óptica recibida producida por la luz ambiental
P_l	Potencia óptica transmitida por una lámpara
P_{lamp}	Potencia óptica recibida procedente de una lámpara
P_{nat}	Potencia óptica recibida producida por la luz natural
P_r	Potencia óptica recibida
P_{tx}	Potencia óptica transmitida

ϕ	Ángulo de emisión medido respecto la normal
ψ	Ángulo de recepción medido respecto la normal
ψ_a	Semiángulo de aceptación de un sistema óptico
ψ_A	Ángulo de aceptación de un sistema óptico
ψ_{spot}	Semiángulo subtendido por un spot
q	Carga del electrón
r	Respuesta de un fotodiodo
$\vec{r}_{\text{det}}$	Vector de posición del fotodetector en el plano de imagen del receptor
$\vec{r}_r$	Vector de posición del receptor en la sala
$\vec{r}_t$	Vector de posición del transmisor en la sala
R_{FOV}	Región del techo dentro del FOV del receptor
$R_{\text{FOV,det}}$	Región del techo dentro del FOV del fotodetector
$R_{\text{FOV,pixel}}$	Región del techo dentro del FOV de un píxel
R_{spot}	Región del techo ocupada por un spot
ρ	Coefficiente de reflexión de una superficie
$S_n(f)$	Densidad espectral de potencia de ruido
S_{nat}	Excitancia de la luz natural
$S_{\text{nat},\lambda}$	Excitancia espectral de la luz natural
S_{spot}	Excitancia de un spot
t_p	Tiempo de propagación
T	Periodo de una señal
T_f	Factor de transmisión de un filtro óptico
T_c	Factor de transmisión de un concentrador óptico
θ_r	Ángulo de elevación de un receptor
w	Frecuencia angular
w_j	Pesos del combinador de un receptor con diversidad angular
x_{det}	Coordenada x del fotodetector sobre el plano focal
x_{lamp}	Coordenada x de una lámpara en la sala
x_r	Coordenada x del receptor en la sala
x_{spot}	Coordenada x de un spot en el techo
x_t	Coordenada x del transmisor en la sala
$X(t)$	Potencia óptica instantánea transmitida
y_{det}	Coordenada y del fotodetector sobre el plano focal
y_{lamp}	Coordenada y de una lámpara en la sala
y_r	Coordenada y del receptor en la sala
y_{spot}	Coordenada y de un spot en el techo
y_t	Coordenada y del transmisor en la sala
$Y(t)$	Fotocorriente instantánea recibida en un fotodetector
z_r	Coordenada z del receptor en la sala
z_t	Coordenada z del transmisor en la sala

Capítulo 1

Introducción general

1.1. Sistemas inalámbricos para interiores

En la última década, las redes informáticas tradicionales han sufrido una enorme transformación como consecuencia del espectacular desarrollo que han experimentado los terminales y las aplicaciones inalámbricas en estos años. Tal ha sido este desarrollo que, en la actualidad, los ordenadores portátiles, agendas personales, cámaras digitales, teclados y otros terminales inalámbricos dominan ya el mercado de la informática de consumo. En este contexto, y para dar cabida a estos nuevos equipos sin hilos, las redes cableadas convencionales han evolucionado hacia redes inalámbricas en las que las interconexiones entre equipos se realizan empleando como soporte la radiación electromagnética. Estas nuevas redes, conocidas como WLAN (*Wireless Local Area Networks*), ofrecen numerosas ventajas frente a las redes convencionales, entre las que destacan su movilidad, flexibilidad y su menor coste de instalación.

Sin duda, la posibilidad de que los usuarios puedan desplazarse libremente por el interior de una sala, manteniendo la conectividad de la red, es una de las propiedades más atractivas que ofrece una WLAN. Además, esta movilidad de equipos simplifica enormemente cualquier cambio de configuración que se desee realizar en la red, permitiendo añadir, quitar y modificar la posición de los terminales a un coste prácticamente nulo. Por este motivo, aunque en un primer momento la instalación de una WLAN pueda resultar más cara que la de una red cableada, a largo plazo su coste es menor.

Por supuesto, las redes inalámbricas no están exentas de problemas, que deben ser resueltos para que estos sistemas sean realmente competitivos frente a los sistemas cableados convencionales. Uno de los principales inconvenientes a superar lo constituye la dificultad para poder garantizar la seguridad de las transmisiones en estas redes, dada la naturaleza no guiada del canal empleado. Por ello, las WLAN se ven obligadas a emplear, en la mayoría de los casos, técnicas de encriptado que, mediante la codificación de la señal transmitida, tratan

de evitar que usuarios no autorizados accedan a información confidencial. Otra limitación de las redes inalámbricas reside en su baja velocidad de transmisión, que es mucho menor que la de los sistemas guiados. De hecho, en la actualidad, la mayoría de los estándares inalámbricos trabajan por debajo de los 54 Mb/s [1], mientras que los estándares guiados permiten transmitir a velocidades superiores a 1 Gb/s [2].

Conseguir enlaces no guiados con prestaciones comparables a las de los sistemas cableados constituye, hoy en día, el principal desafío de las investigaciones que se realizan en el campo de los sistemas inalámbricos. En las siguientes líneas se describen las opciones tecnológicas que existen en la actualidad para construir enlaces inalámbricos, así como los estándares que son aplicables a estos sistemas.

1.1.1. Tecnologías y estándares inalámbricos

Actualmente, existen dos tecnologías disponibles para realizar la interconexión de equipos en una red inalámbrica: la tecnología de radiofrecuencia (RF), que emplea portadoras en las bandas de 2.4 y 5 GHz, y la tecnología óptica, que utiliza portadoras en la banda del infrarrojo (IR) próximo. Tradicionalmente, la mayor parte del esfuerzo investigador se ha decantado por la primera alternativa, de modo que las WLAN que operan en RF constituyen, en la actualidad, una realidad comercial bien consolidada, con estándares que permiten alcanzar regímenes binarios de hasta 54 Mb/s. Los sistemas ópticos, por el contrario, han evolucionado con mucha mayor lentitud, y los estándares existentes para enlaces ópticos apenas alcanzan, en el mejor de los casos, los 16 Mb/s [3].

En la tabla 1.1 se muestra un resumen de las características principales de los estándares inalámbricos más empleados. Como se puede apreciar, de los cuatro estándares o familias de estándares seleccionados, los tres primeros operan en RF y sólo el último lo hace en la banda del IR. De todos ellos, los más extendidos son los que pertenecen a la familia 802.11 desarrollada por el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) americano. En particular, de esta familia destacan dos estándares: el 802.11b y el 802.11g, ambos en la banda de 2.4 GHz, reservada para aplicaciones Industriales, Científicas y Médicas (ICM). El primero permite alcanzar una velocidad máxima de 11 Mb/s empleando DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum*), mientras que el segundo llega hasta los 54 Mb/s con modulación OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). El nivel de potencia transmitida, junto con los obstáculos a superar (tabiques, ventanas, etc.) y la velocidad de transmisión determinan el alcance final de estos sistemas. A modo de ejemplo, en ambientes de interior, este alcance puede llegar a ser del orden de unos 30 m. El Cuadro Nacional de Atribución de frecuencias (CNAF), en su nota de utilización UN-85, recoge las normas que regulan el uso de esta banda de 2.4 GHz a nivel nacional [4]. Por otro lado, la familia 802.11 también incluye en su capa física la posibilidad de transmitir en la banda del IR con velocidades de 1 y 2 Mb/s y modulación PPM. Sin embargo, hasta la fecha, la industria no ha encontrado atractiva esta opción y, en consecuencia, no se ha llegado a desarrollar a nivel comercial.

TABLA 1.1: Estándares para sistemas inalámbricos de interior.

Estándar	banda	velocidad ⁽¹⁾	alcance ⁽²⁾	modulación ⁽³⁾
IEEE 802.11	2.4 GHz	54 Mb/s	30 m	OFDM
HiperLAN	5 GHz	54 Mb/s	30 m	OFDM
Bluetooth	2.4 GHz	2 Mb/s	10 m	DSSS
IrDA	IR	16 Mb/s	1 m	PPM

⁽¹⁾Régimen binario máximo del estándar⁽²⁾Alcance aproximado para interiores⁽³⁾Modulación o técnica de transmisión

En Europa, el Instituto Europeo de Normas de Telecomunicaciones (ETSI) ha desarrollado, como alternativa a los sistemas del IEEE, la familia de estándares HiperLAN (*High Performance Radio LAN*). El segundo de los estándares publicados por esta institución, HiperLAN/2, ofrece unas prestaciones similares al 802.11g, pero trabajando en la banda de 5 GHz. En este caso también se emplea la modulación OFDM para superar la hostilidad del canal, con una velocidad máxima de 54 Mb/s y un alcance en interiores de unos 30 m. En la banda de 5 GHz la regulación a nivel nacional está recogida en la nota UN-128 del CNAF.

Junto con los estándares oficiales que se acaban de describir, conviven otras normas que han desarrollado distintas agrupaciones de empresas o corporaciones industriales. De estas normas algunas acaban por convertirse en estándares de facto con el paso del tiempo. Dos ejemplos de corporaciones de este tipo son la IrDA (*Infrared Data Association*) [3] y Bluetooth [5]. A diferencia de los estándares oficiales, diseñados específicamente para redes inalámbricas, las normas desarrolladas por la IrDA y por Bluetooth se han diseñado primordialmente para permitir interconectar terminales electrónicos en enlaces de corta distancia, con alcances de sólo unos pocos metros. Estas tecnologías se utilizan, generalmente, para comunicar periféricos, PDAs (*Personal Digital Assistant*), teléfonos móviles, etc. En lo que respecta a Bluetooth, éste opera, al igual que el 802.11g, en la banda de 2.4 GHz con un alcance típico de unos 10 m y una velocidad máxima de 2 Mb/s en su versión v.2. Como se puede apreciar en la tabla 1.1, tanto la velocidad como el alcance de este estándar es bastante inferior al de los estándares descritos con anterioridad. No obstante, Bluetooth ofrece dispositivos de bajo coste, pequeño tamaño y bajo consumo, que son capaces de operar en entornos radioeléctricos ruidosos con tasas de transmisión adecuadas para muchas aplicaciones.

Por otro lado, las normas definidas por la IrDA están diseñadas para trabajar en la banda del IR. Los enlaces de la IrDA se caracterizan por emplear transceptores de bajo coste y bajo consumo de potencia. En este caso, existen normas tanto para la transmisión punto a punto, como para transmisiones de tipo difuso que permitirían formar una WLAN. En concreto, el estándar IrDA VFIR (*Very Fast Infrared*) permite transmitir en enlaces con visión directa a una velocidad de hasta 16 Mb/s con modulación PPM. Para los enlaces difusos, esta velocidad se reduce notablemente y se limita unos cientos de kb/s. En los últimos años, la

IrDA viene trabajando en las especificaciones de estándar UFIR (*Ultra Fast Infrared*), con el que se pretenden alcanzar velocidades de transmisión superiores a los 100 Mb/s.

A la vista de los datos expuestos hasta ahora, podría concluirse que la tecnología óptica no parece capaz de ofrecer resultados competitivos frente a la tecnología de RF en aplicaciones en las que se requieran altas velocidades de transmisión y movilidad, por lo que su nicho de mercado se limita a enlaces de corto alcance, en los que existe visibilidad y se transmiten regímenes binarios moderados, de apenas una decena de Mb/s. Sin embargo, esta conclusión resulta del todo precipitada, pues, de hecho, los resultados de investigación que se vienen publicando en los últimos años indican precisamente lo contrario, esto es, que mediante el uso de sistemas ópticos no sólo se puede conseguir la movilidad de terminales, sino que, además, se pueden alcanzar velocidades de transmisión superiores a un 1 Gb/s [6], [7], [8], es decir, mucho mayores que las que ofrecen actualmente los sistemas de RF y comparables a las de las redes cableadas.

Realmente, existen numerosas razones, tanto de tipo técnico como de regulación, que avalan esta línea de investigación y que hacen que la radiación óptica en la banda del IR sea especialmente apropiada para este tipo de aplicaciones [9], [10]. De entre todas ellas, quizás la más destacable la constituya la aspiración de poder explotar el enorme ancho de banda (BW) potencial que encierran las portadoras a frecuencias ópticas, característica esencial para poder obtener redes de alta velocidad. Además, el uso de estas portadoras, a diferencia de lo que sucede con las portadoras de radio, no está regulado a nivel legal, salvo en lo que respecta a temas de seguridad ocular [11], por lo que no es necesario cumplir los rígidos límites normativos sobre el uso de bandas de frecuencia, potencias de emisión, tipos de modulación, canalizaciones, etc., que existen en los sistemas de radio. Por otro lado, la propiedad que tienen las radiaciones en el espectro IR de quedar confinadas en el recinto donde se generan, aunque limita el alcance, dota a las redes infrarrojas de una confidencialidad casi total, aspecto cada vez más demandando en ciertas aplicaciones, que para poder garantizarse en los sistemas de RF obliga a recurrir a complejas técnicas de encriptado y codificación. El confinamiento, además, permite la reutilización de frecuencias entre sistemas que operan en recintos contiguos, sin problemas de interferencias mutuas, evitando los complejos estudios de planificación de frecuencias que son necesarios en muchos sistemas de radio.

Desafortunadamente, los enlaces ópticos también presentan serios inconvenientes que condicionan su viabilidad. Estos inconvenientes están causados fundamentalmente por la gran hostilidad propia del canal, que introduce una enorme atenuación, distorsión y ruido. Precisamente, esta hostilidad ha sido una de las principales razones que han frenado el desarrollo de los sistemas ópticos, en comparación con los sistemas de RF, en los últimos años. Las particularidades que justifican esta adversidad del canal se examinan con más detalle en el apartado siguiente.

En realidad, dadas las especiales características que presentan tanto los enlaces de RF como los basados en el IR, parece previsible que ambas tecnologías acaben coexistiendo con el tiem-

po, aunque en aplicaciones diferenciadas. Así, probablemente los sistemas radio prevalecerán cuando el requisito principal de diseño sea garantizar la movilidad de los equipos dentro de un área de cobertura extensa y no se requieran velocidades demasiado elevadas. Por el contrario, los sistemas ópticos se utilizarán en situaciones donde el recinto de trabajo sea más reducido y se deseen regímenes binarios muy altos. Asimismo, los sistemas ópticos también se impondrán en aquellas aplicaciones que requieran cumplir estrictos requisitos de compatibilidad electromagnética (EMC), como es el caso, por ejemplo, de las comunicaciones entre el equipamiento de abordo en el interior de un satélite [12], [13].

1.1.2. Particularidades de los enlaces ópticos

Aparte de los aspectos ya comentados en el apartado anterior, los enlaces ópticos presentan una serie de particularidades que los distinguen de los enlaces radioeléctricos y que por su importancia, es preciso puntualizar.

La primera gran diferencia existente entre ambos tipos de enlaces reside en las técnicas de transmisión que se utilizan en cada caso. En concreto, en los enlaces ópticos se emplea la técnica de modulación de intensidad con detección directa (IM/DD) que es, de hecho, la única técnica de transmisión viable en enlaces de interior [9], [10]. En esta técnica, la forma de onda con la información que se desea transmitir modula directamente la potencia óptica instantánea que emite un dispositivo LED (*Light-Emitting Diode*) o diodo láser (LD), en lugar de modular el campo eléctrico, como sucede en los sistemas de radio. Tras la propagación, la información se recupera en el extremo receptor mediante la detección directa en un fotodiodo. En esta detección, el fotodetector produce a su salida una corriente que es proporcional al nivel de potencia incidente y, por tanto, proporcional al cuadrado del campo eléctrico. Esta respuesta de ley cuadrática que se da en el fotodetector, es decir, el hecho de que la fotocorriente producida sea proporcional a la potencia óptica recibida, en vez de al campo eléctrico, da lugar a diferencias de enorme trascendencia entre los sistemas ópticos y los sistemas radioeléctricos. En primer lugar, provoca que las pérdidas de propagación de los enlaces ópticos resulten ser el doble (medidas en dB) que las pérdidas de los enlaces de radio. Esta gran atenuación es la responsable de que los sistemas ópticos tengan enormes dificultades para conseguir coberturas elevadas, y obliga a los enlaces ópticos a manejar altos niveles de potencia en transmisión para poder compensar las pérdidas del canal. Aunque, en principio, esto no supone un problema, ya que el nivel de potencia óptica se puede aumentar sin temor a interferir con otros sistemas, existen ciertas limitaciones por cuestiones de seguridad ocular y de consumo de potencia, especialmente en terminales portátiles.

Sin embargo, las consecuencias que provoca el tipo de respuesta de ley cuadrática del fotodetector son mucho más profundas, y no se limitan al aumento de pérdidas mencionado. Este tipo de respuesta es también responsable de que los resultados comparativos entre las técnicas de modulación que se emplean en los sistemas de radio no sean directamente trasladables al dominio óptico. En consecuencia, aquellos esquemas de modulación que muestran mejores

prestaciones en sistemas radioeléctricos no son los óptimos en los sistemas ópticos y viceversa. Esta diferencia de comportamiento, en función de si se trabaja en el dominio óptico o radioeléctrico, explica el hecho de que, en la actualidad, se sigan investigando técnicas de modulación y de codificación de canal para los enlaces ópticos que permitan explotar y exprimir al máximo las posibilidades que ofrecen estos sistemas [10], [14], [15].

Otra particularidad que ofrecen los enlaces ópticos, y que los diferencia de los enlaces de radio, reside en la posibilidad de los primeros de explotar las excelentes propiedades reflectoras que tienen la mayoría de los contornos que conforman el interior de una sala a frecuencias ópticas. Y es que, al igual que la luz visible, la radiación óptica en el IR se refleja de forma especular en superficies pulidas, como espejos y cristales, y de forma difusa en superficies de tipo rugoso, como paredes acabadas con pinturas claras, techos de escayola, superficies empapeladas, cortinas, etc. Por ello, las emisiones ópticas que alcanzan las paredes y el techo de la sala se reflejan en todas las direcciones, favoreciendo, de este modo, la formación de distintos caminos de propagación que enlazan el transmisor y el receptor, es decir, provocando lo que se conoce por propagación multitrayecto. Además, debido a que los coeficientes de reflexión de los materiales típicos que se encuentran en una oficina suelen estar comprendidos entre 0.4 y 0.9 [16], con valores próximos a 0.8 en el caso de superficies pintadas con pintura plástica blanca, la señal óptica puede sufrir varias reflexiones antes de alcanzar el receptor y mantener aún un nivel de energía apreciable.

La Fig. 1.1 (a) muestra un ejemplo de sistema óptico muy simple, en el que se puede apreciar la formación de varios trayectos de propagación redundantes entre el transmisor y el receptor, como resultado de la reflexión de la señal en el techo y en una pared de la sala. Esta redundancia de caminos es, sin lugar a dudas, una gran ventaja de los enlaces ópticos de interior, pues no sólo permite aumentar el nivel de potencia recibida y, por tanto, reducir las pérdidas, sino que además también mejora la robustez del enlace frente a posibles obstrucciones de la señal transmitida. No obstante, bajo determinadas circunstancias, esta ventaja puede convertirse en un serio inconveniente. Este es el caso, por ejemplo, de las aplicaciones en las que se requiere transmitir un elevado régimen binario pues, el ensanchamiento de los pulsos recibidos provocado por el multitrayecto, incrementa la interferencia entre símbolos (ISI) y, en consecuencia, aumenta la tasa de error de bit (BER), degradando el funcionamiento del sistema. De hecho, en enlaces completamente difusos, el multitrayecto es el principal responsable de que no puedan superarse regímenes binarios mayores que una decena de Mb/s.

Por otro lado, a diferencia de lo que ocurre en los enlaces radioeléctricos, en los sistemas ópticos el multitrayecto no da lugar a los fenómenos de desvanecimiento de señal que son tan dañinos en los sistemas de radio. Esto es debido a que el tamaño del fotodetector es varios órdenes de magnitud mayor que la longitud de onda de la señal óptica, lo que confiere a estos dispositivos de una diversidad espacial inherente. Para entender esta diversidad, basta imaginar la superficie del fotodetector como un array superficial de múltiples antenas diminutas de ley cuadrática, cuyas señales de salida se combinan para formar la corriente

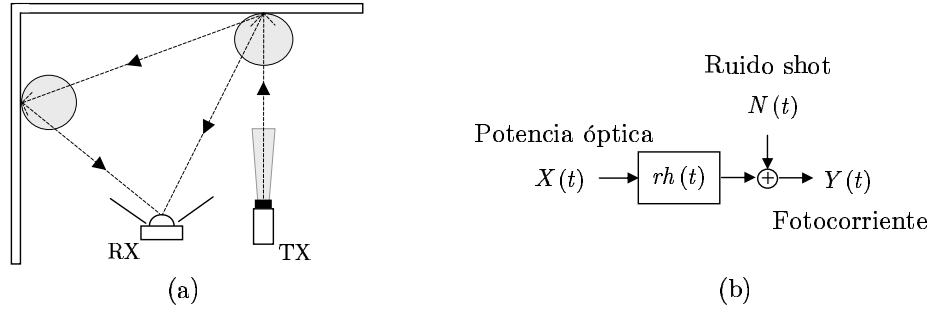


Figura 1.1: (a) Propagación multitrayecto en interiores. (b) Modelo de un canal óptico como sistema LTI.

total. Así, la fotocorriente total producida finalmente en el fotodetector es proporcional a la integral realizada sobre su superficie, de la densidad de potencia incidente, eliminando, en consecuencia, la posibilidad de desvanecimientos.

Otra característica diferencial de los enlaces ópticos, que tiene una enorme influencia en su funcionamiento, es su vulnerabilidad a la luz ambiental. En general, esta luz, que suele ser una combinación de luz natural procedente del sol y luz artificial procedente de lámparas incandescentes y fluorescentes, va a provocar ruido shot en el fotodetector. A su vez, la luz fluorescente produce interferencias eléctricas de baja frecuencia, que tendrán que ser eliminadas mediante un filtrado eléctrico en el receptor. A pesar de que la luz ambiental puede reducirse mediante filtrado óptico, como se examinará en los capítulos siguientes, su nivel es tan intenso que, incluso en estas circunstancias, el ruido shot que provoca es, habitualmente, el ruido dominante en los receptores ópticos, por encima del ruido térmico que introduce el circuito receptor. Por ello, la luz ambiental es, en la práctica, la que va a determinar el nivel del suelo de ruido y, en consecuencia, la sensibilidad del receptor.

En lo que respecta al funcionamiento de cualquier enlace óptico IM/DD, éste puede modelarse a través de un sistema equivalente banda base, como el que se muestra en la Fig. 1.1 (b). En este sistema, la entrada $X(t)$ representa la potencia óptica instantánea del emisor, mientras que la señal de salida $Y(t)$ representa la fotocorriente instantánea producida en el fotodetector. La dispersión temporal que sufre la señal transmitida, como consecuencia de la propagación multitrayecto, se modela mediante la respuesta al impulso $rh(t)$, donde el coeficiente r simboliza la respuesta del fotodiodo. La función $h(t)$ será lineal e invariante con el tiempo, para posiciones fijas del transmisor y del receptor en el interior de la sala, pero si los equipos se mueven, la respuesta también cambiará. Sin embargo, dado que los movimientos habituales suelen ser muy lentos se podrá suponer que, en intervalos cortos de tiempo, el canal no varía. Puesto que, típicamente, $h(t)$ tiene un comportamiento paso bajo, éste se caracterizará a través del ancho de banda de 3 dB. En los capítulos siguientes, el valor de este ancho de banda será uno de los principales parámetros empleados para comparar el funcionamiento de distintos enlaces ópticos [17]. Por último, el ruido shot de alta

intensidad que provoca la luz ambiental se modela como ruido blanco, aditivo, gaussiano e independiente de la señal transmitida. Este ruido aditivo se ha representado como $N(t)$ en la Fig. 1.1 (b). Por lo tanto, de acuerdo con esta descripción, el funcionamiento del canal óptico se puede representar finalmente como

$$Y(t) = X(t) \otimes rh(t) + N(t) \quad (1.1)$$

donde el símbolo $\otimes$ indica la operación convolución. Conviene resaltar aquí que, aunque aparentemente este modelo de canal parece idéntico al que se puede obtener a partir de cualquier canal radio, existe una importante diferencia que lo distingue de éstos y es que, en este sistema, la entrada $X(t)$ representa una potencia óptica, y no una amplitud. Este hecho elemental conduce, sin embargo, a dos limitaciones que no son usuales en la señal transmitida. La primera es que la señal $X(t)$ no podrá ser negativa, es decir, $X(t) \geq 0$. La segunda limitación es que el promedio temporal de $X(t)$ no podrá superar el valor de la potencia óptica promedio establecido P_{tx} , es decir

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T X(t) dt \leq P_{tx} \quad (1.2)$$

En los canales convencionales, sin embargo, lo que está limitado es la potencia de entrada al canal, que se calcula promediando $|X(t)|^2$.

Estas dos limitaciones de la señal $X(t)$ son las responsables de que aquellos esquemas de modulación que funcionan adecuadamente sobre canales convencionales pueden presentar pobres resultados cuando se emplean sobre canales ópticos y, por tanto, de que los criterios a optimizar a la hora de diseñar un esquema de modulación sean distintos en el dominio óptico. Así, por ejemplo, el hecho de que la potencia óptica promedio esté limitada sugiere que los esquemas de modulación que poseen una alta relación pico-promedio de potencia son los más apropiados para estos sistemas. Estas particularidades, junto con las señaladas en los párrafos anteriores, deberán ser tenidas en cuenta en el diseño de enlaces ópticos para sistemas de interior.

1.1.3. Diseño de enlaces ópticos de interior

En los últimos años se han investigado diferentes tipos de enlaces ópticos para sistemas inalámbricos de interior. Estos enlaces suelen clasificarse en enlaces con visión directa (LOS) y enlaces No-LOS.

En la Fig. 1.2 (a) aparecen representadas las principales configuraciones de enlaces LOS, clasificadas en función de la directividad del emisor y del campo de visión (FOV) del receptor. Se distingue, así, entre configuraciones directivas y no directivas. Como se aprecia en la figura, los esquemas LOS se basan en la existencia de un camino directo, sin obstrucciones, que une el transmisor y el receptor. Este camino permite, en estos enlaces, optimizar el uso de la potencia óptica, especialmente en los esquemas más directivos, en los que se

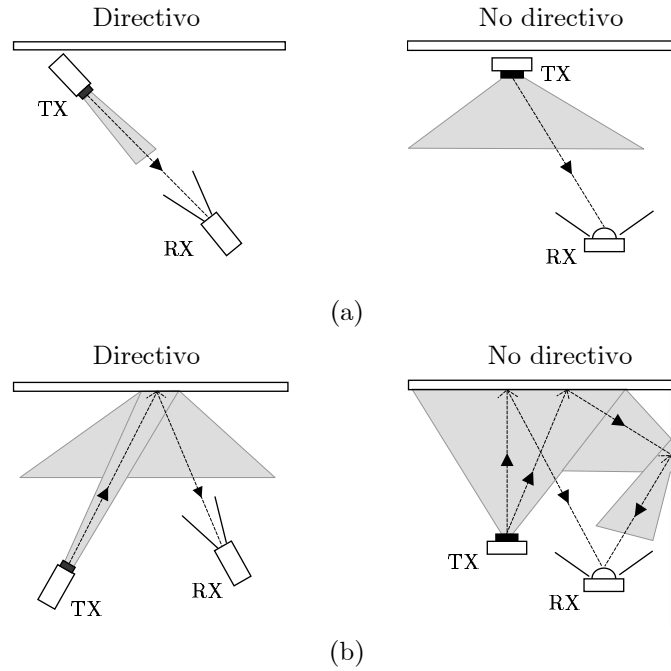


Figura 1.2: Tipos de enlaces ópticos. (a) Enlaces LOS. (b) Enlaces No-LOS.

concentra la emisión de potencia óptica en un haz muy estrecho, reduciendo drásticamente las pérdidas de propagación. En recepción se emplea un FOV muy reducido, que se encarga de rechazar eficientemente la potencia de luz ambiental. Ambas características permiten que los enlaces LOS puedan operar con niveles de potencia extremadamente reducidos, de apenas una decena de mW. Por otro lado, debido a que en los esquemas LOS existe esencialmente un único trayecto de propagación, el efecto de la distorsión multitrayecto es prácticamente despreciable, lo que permite alcanzar regímenes binarios muy elevados, por encima de los 100 Mb/s.

Estas ventajas de ahorro de potencia y ausencia de distorsión de los enlaces LOS han hecho que, durante años, muchos investigadores hayan escogido estas configuraciones para construir sus enlaces experimentales. Los sistemas LOS, sin embargo, tienen el inconveniente de que son vulnerables a la eventual obstrucción del canal por el paso de una persona o la interposición de un objeto. Además, en el caso de los enlaces LOS directivos se requiere alinear cuidadosamente el transmisor y el receptor antes de establecer el enlace, lo que hace que estos esquemas no permitan una ágil reubicación de equipos y, en consecuencia, no sean los más adecuados si se desean configuraciones formadas por transceptores portátiles.

A diferencia de los enlaces de visión directa, los enlaces No-LOS se basan en las reflexiones producidas en una gran superficie, como el techo de la sala, a la que se apunta el transmisor. Estos enlaces se han representado en la Fig. 1.2 (b), en su versión directiva y no directiva. En los esquemas No-LOS directivos, tanto el transmisor como el receptor apuntan a una

determinada región común del techo, en la que se concentra la potencia emitida. Este esquema ofrece unas prestaciones más pobres, en cuanto a pérdidas y ancho de banda, que los enlaces LOS directivos pero, a cambio, permite comunicar simultáneamente un único transmisor con varios receptores.

Por otro lado, los enlaces No-LOS no directivos constituyen la opción más adecuada cuando se desea aumentar la robustez del sistema. En estos enlaces, también conocidos en la bibliografía como enlaces difusos, el transmisor utiliza un haz de gran abertura con el que ilumina la práctica totalidad de la superficie del techo. De este modo, la señal reflejada inunda virtualmente el recinto de radiación óptica, creando múltiples caminos de propagación entre el transmisor y el receptor como consecuencia de las sucesivas reflexiones en los contornos del recinto. Así, si por cualquier causa un camino es obstruido, la señal se recibe por el resto. Al igual que el transmisor, el receptor utiliza un FOV lo suficientemente elevado para captar las señales recibidas a través de una ventana angular muy amplia. De este modo, se aumenta la potencia recibida y también se evita tener que orientar el receptor. La gran simplicidad y robustez de los enlaces No-LOS no directivos los convierte en los más atractivos a la hora de crear sistemas inalámbricos, competitivos frente a los de radio.

No obstante, pese a sus numerosas ventajas, estos enlaces también poseen serios inconvenientes, que será necesario aliviar. Así, en primer lugar, la existencia de múltiples caminos de propagación de muy distinta longitud provoca en la señal una dispersión temporal que en las transmisiones digitales da lugar a ISI, limitando la transmisión a alta velocidad. Otro inconveniente de estos enlaces lo constituye la gran atenuación propia del canal óptico. Esta atenuación es debida a la ley cuadrática de los fotodetectores y a la escasa directividad de los transceptores empleados. Ambas características negativas (atenuación y distorsión), unidas al intenso ruido que provoca la luz ambiental, degradan seriamente los principales parámetros de calidad del sistema, esto es, la SNR y el BW. Por todo ello, estos enlaces ópticos se enfrentan a un entorno donde resulta extremadamente difícil obtener una SNR y un BW elevados. Además, estos parámetros suelen presentar enormes variaciones dependiendo de la posición de los equipos en la sala y, en el caso de la SNR, también se producen variaciones con el tiempo.

A lo largo de los últimos años se han planteado distintas soluciones para tratar de mitigar los inconvenientes que se acaban de describir para, de este modo, poder trabajar con enlaces No-LOS no directivos. Estas soluciones se pueden agrupar en dos estrategias diferenciadas. La primera estrategia consiste en actuar sobre el diseño de los transmisores y receptores para reducir el ruido, las pérdidas y la distorsión. En este sentido, se han propuesto una gran variedad de estructuras [18], [19], [20] entre las que destaca el uso combinado de transmisores multihaz y receptores con diversidad angular. En este esquema, el transmisor se utiliza para distribuir la potencia óptica dentro de la sala, creando sobre el techo zonas privilegiadas donde la luz es concentrada. Posteriormente, las señales procedentes de estas zonas se reciben en los múltiples elementos que forman los receptores con diversidad y se combinan para mejorar la SNR total. El uso simultáneo de transmisores multihaz y receptores con diversidad

reduce las pérdidas del canal, la dispersión y el nivel de ruido.

Una segunda estrategia, que se puede emplear en combinación con el diseño de estructuras transceptoras y que permite mejorar la eficiencia de potencia, consiste en emplear en transmisión esquemas con tasa adaptativa [21], [22], [23], [24], [25]. La técnica consiste en introducir distintos niveles de redundancia en la secuencia de bits transmitidos con el objetivo de adaptar el régimen binario a las condiciones que imponga en cada momento el canal, manteniendo una baja tasa de error de bit. De este modo, si la SNR empeora, se reduce la velocidad de transmisión sin tener que incrementar la potencia óptica para mantener el enlace operativo. En este sentido, la asociación IrDA ha propuesto en el estándar AIr (*Advanced Infrared*) un esquema de tasa adaptativa basado en códigos con repetición [26], [27] con el fin de lograr enlaces robustos a tasas binarias de hasta 4 Mb/s. Como alternativa también se han propuesto esquemas basados en formatos OOK (*On-Off keying*) [28], [29], [30] en los que se modifica la posición del pulso gaussiano de ciclo reducido dentro del periodo de símbolo. De este modo, manteniendo constante la potencia óptica promedio, en estos esquemas se reduce la presencia de pulsos a costa de incrementar la relación pico-promedio de potencia óptica (PAOPR), lo que resulta favorable en los enlaces ópticos IM/DD. Por último, para mitigar la hostilidad del canal, también se ha propuesto emplear esquemas de modulación OFDM que son especialmente robustos frente a variaciones espaciales de los parámetros del enlace y permiten operar con elevados regímenes binarios [15], [31].

1.2. Objetivo y organización de la tesis

El trabajo que se ha realizado en esta tesis doctoral se enmarca en el contexto de la primera de las dos estrategias descritas en el apartado anterior, es decir, en el diseño de transmisores y receptores para enlaces ópticos de interior. En concreto, en esta tesis se presentan dos nuevas estructuras de receptores con diversidad angular, que se caracterizan por tener la capacidad de orientarse en la dirección de la sala óptima en términos de iluminación. Como se verá detalladamente, esta propiedad permite a los receptores propuestos mejorar ostensiblemente los resultados de SNR y BW obtenidos por el resto de receptores con diversidad propuestos en la bibliografía. Además, esta mejora viene acompañada de una reducción de consumo y de una mayor simplicidad hardware.

El trabajo realizado se ha estructurado en cinco capítulos, cuyo contenido e interrelación se ha resumido en el diagrama de la Fig. 1.3. El primer capítulo se ha dedicado a presentar las principales características y limitaciones de los enlaces ópticos de interior para su uso en redes WLAN. Se han descrito, además, las principales líneas de investigación que está siguiendo la comunidad científica internacional para tratar de conseguir enlaces ópticos con prestaciones competitivas frente a los sistemas de RF más consolidados.

Tras este breve recorrido introductorio, el segundo capítulo se dedica, por entero, a describir las estructuras de los transmisores y receptores que se han venido proponiendo en

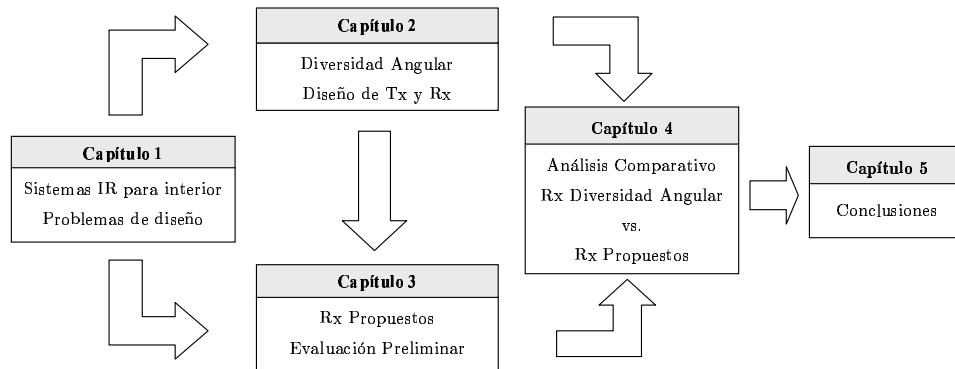


Figura 1.3: Organización de la Tesis.

la bibliografía en los últimos años. En lo que se refiere a las estructuras de receptores, se examinan con particular interés los dos diseños de receptores con diversidad que, por sus buenos resultados, han dado lugar a mayor número de publicaciones; éstos son el receptor de múltiples cabezales y el receptor formador de imagen. Se analiza también el funcionamiento y las opciones de diseño que existen para los filtros y concentradores ópticos que, junto con el fotodetector, constituyen los cabezales que emplean todos los receptores. En lo que respecta a las estructuras transmisoras, se describen los distintos diseños de transmisores con diversidad, especialmente aquellos conocidos como multispot. Todas estas estructuras serán utilizadas en capítulos posteriores para comparar la bondad de los receptores propuestos en esta tesis.

Los capítulos 3 y 4 constituyen el núcleo central de la tesis. En concreto, en el tercer capítulo se presentan los dos nuevos diseños de receptores con diversidad angular que se proponen en esta tesis. Se describe la estructura de ambos receptores, sus ventajas e inconvenientes y se analizan algunos aspectos clave en su diseño. Tras esta descripción pormenorizada, se realiza un análisis comparativo preliminar, que sirve para mostrar la mejora de prestaciones que ofrecen los receptores propuestos frente a las estructuras descritas en el capítulo 2, en una situación idealizada.

Posteriormente, en el capítulo cuarto, se eliminan las simplificaciones del análisis preliminar, completando el estudio comparativo comenzado en el capítulo 3. Para ello se utiliza un escenario mucho más cercano a la realidad, en el que se consideran aspectos tales como la geometría del patrón del transmisor, el tamaño de los spots, la influencia de la luz natural y artificial, las aberraciones de la óptica del receptor, etc., que no se habían tenido en cuenta en el análisis previo. Este estudio sirve para verificar las ventajas que ofrecen los receptores propuestos en lo referente a parámetros como la SNR y el BW.

Para finalizar, el capítulo 5 está dedicado a resumir las principales aportaciones y resultados obtenidos en esta tesis. Asimismo, se indican algunas actividades que pueden realizarse como continuación de este trabajo.

Capítulo 2

Transmisores y receptores con diversidad angular

2.1. Introducción

En 1992, los investigadores Yun y Kavehrad [32] propusieron incorporar al diseño de los sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas las técnicas de diversidad angular. Las enormes ventajas asociadas a la aplicación de estas nuevas técnicas marcaron un punto de inflexión en el diseño de transceptores ópticos y dieron lugar al nacimiento de una nueva generación de sistemas de comunicaciones ópticas de interior. Y es que, con la incorporación de las técnicas de diversidad angular, se puede reducir de forma espectacular la incidencia de los tres factores limitativos más importantes de los enlaces No-LOS no directivos, que son: la dispersión temporal, el ruido shot generado por las fuentes de iluminación y las pérdidas de propagación. Desde entonces, diversos grupos de investigación, tanto a nivel nacional [22], [33] como internacional [10], [34], [35], [36], [37] vienen contribuyendo con distintas aportaciones a la mejora de las prestaciones de los enlaces con diversidad angular, proponiendo soluciones que hacen que, día a día, estos enlaces sean más competitivos frente a los sistemas de RF.

En este capítulo se presentan las principales estructuras de transmisores y receptores con diversidad angular que se han propuesto en la bibliografía en los últimos años. En lo que se refiere a los receptores, se examinan tanto las estructuras convencionales, formadas por múltiples cabezales, como las formadoras de imagen, que emplean un único concentrador. Antes de describir ambas estructuras, se analiza el comportamiento de los elementos que componen los cabezales, es decir, los filtros y los concentradores ópticos. En lo que respecta a los transmisores, se examinan las distintas opciones de esquemas multihaz, y se explican las principales ventajas y limitaciones asociadas a su diseño. Los esquemas de transmisores y

receptores analizados en este capítulo se utilizarán, más adelante, para comparar la bondad de los receptores propuestos en este trabajo.

2.2. Estructuras receptoras

Para mostrar las diferencias fundamentales entre un receptor con diversidad angular y un receptor convencional, en la Fig. 2.1 se han representado los esquemas de ambos receptores en un enlace de tipo No-LOS. Como se puede apreciar, el receptor convencional (Fig. 2.1 (a)) está formado por un único cabezal óptico de gran FOV, que recibe señales de una amplia zona del techo. Para obtener este gran FOV, el receptor emplea, junto con el elemento fotodetector, un concentrador óptico, generalmente de tipo hemisférico, con el que se pueden alcanzar FOV próximos a los 90° . A diferencia del receptor convencional, el receptor con diversidad angular, representado en la Fig. 2.1 (b), está formado por varios cabezales ópticos con campos de visión relativamente reducidos y orientados en distintas direcciones. De este modo, cada cabezal sólo capta las señales recibidas a través de una determinada ventana angular. El hecho de trabajar con campos de visión independientes y relativamente estrechos, típicamente de unos 15° , hace que los receptores con diversidad puedan compatibilizar la gran ganancia óptica propia de cada cabezal con el elevado ángulo de aceptación conjunto que se obtiene sumando los ángulos de aceptación de todas las ramas que componen el receptor. Las señales recibidas en cada rama se amplifican por separado y, posteriormente, se procesan, aplicando diferentes técnicas que se discutirán más adelante, para obtener una única señal, a partir de la cuál se extraerá la información transmitida.

El origen de las principales ventajas que ofrecen los sistemas con diversidad angular está fundamentado en la posibilidad que tienen los receptores que utilizan esta técnica de discriminar el ángulo de llegada de las señales ópticas recibidas. Al dividir el FOV total en pequeños FOVs parciales, los receptores con diversidad son capaces de seleccionar las señales recibidas en función de su dirección de procedencia. De este modo, estos receptores pueden explotar la circunstancia de que, por regla general, en un enlace óptico, las señales deseadas y no deseadas proceden de distintas zonas del recinto de trabajo.

Con el fin de mostrar esta capacidad de seleccionar y separar las señales deseadas del resto, en la Fig. 2.1 se ha representado un enlace típico, en el que dentro del FOV total del receptor existen cuatro tipos de señales diferentes, a saber: luz natural, luz artificial, señales recibidas tras sufrir varias reflexiones y la señal deseada. En este ejemplo, parte de estas señales se han localizado en zonas del techo diferentes. Así, el pequeño círculo negro modela la región del techo de la sala que ocupa una lámpara que emite, consecuentemente, luz artificial. Por otro lado, la gran mancha gris representa la región iluminada directamente por el haz del transmisor, es decir, la señal deseada. Por último, se ha considerado que todo el techo refleja luz solar y otras señales procedentes del transmisor que provocan distorsión por multitrayecto. Lógicamente, de las cuatro señales descritas, sólo interesa captar la señal

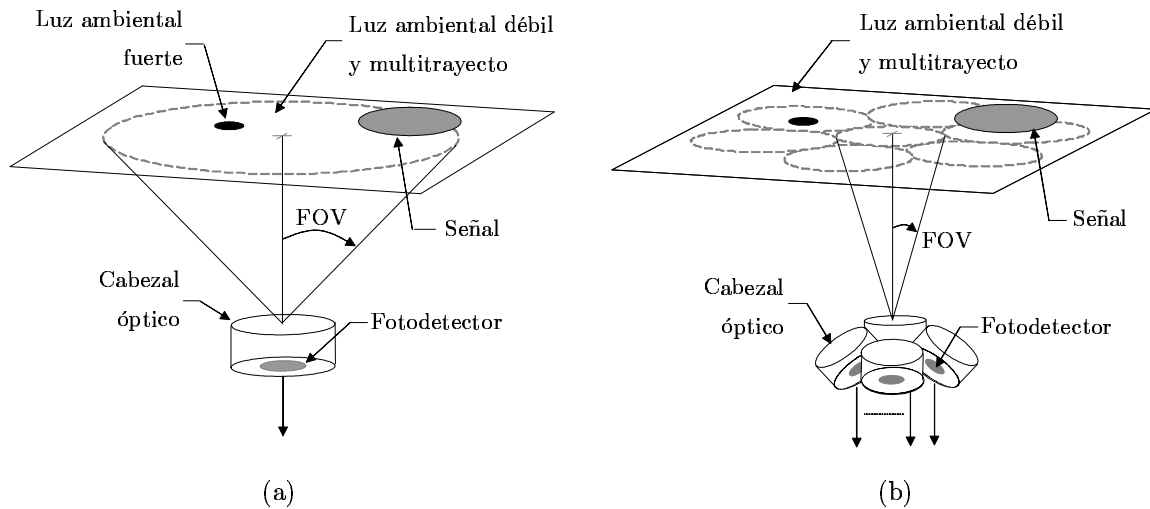


Figura 2.1: (a) Esquema de receptor convencional. (b) Esquema de receptor con diversidad angular formado por múltiples cabezales.

procedente de la mancha gris, pues el resto de señales (ruido y distorsión) sólo contribuyen a degradar tanto la SNR como el BW potencial del enlace y, por tanto, deberían ser rechazadas. Pues bien, gracias a la capacidad que tienen los receptores con diversidad para discernir entre señales que proceden de distintas direcciones, es posible hacerlo. De este modo, para reducir el nivel de ruido ambiental basta con rechazar la luz captada por aquellos fotodetectores que no reciban señal. Además, así también se consigue reducir en gran medida la distorsión por multitrayecto pues, junto con el ruido, también se rechazarían las componentes de señal que llegan retardadas, tras haber sufrido varias reflexiones en las paredes y techo del recinto de trabajo, ya que sólo una pequeña fracción de esta luz retardada es recibida en los mismos fotodetectores que la componente principal de la señal. Por tanto, un receptor con diversidad puede mejorar extraordinariamente las prestaciones del enlace, ponderando apropiadamente las señales que recibe en cada rama. Otra ventaja adicional que ofrece la recepción con diversidad es que al utilizar en cada cabezal un concentrador óptico, se puede reducir de forma notable el tamaño de los fotodetectores empleados, sin comprometer la sensibilidad del receptor. Trabajar con estos pequeños fotodetectores de menor capacidad, permite reducir el ruido térmico y aumentar el ancho de banda potencial del receptor.

El principal inconveniente que presentan los esquemas con diversidad reside en la mayor complejidad que implica su desarrollo o construcción física. Así, el uso de múltiples ramas, en lugar de una única rama, hace que estas estructuras sean mucho más voluminosas y caras que las convencionales. Por otro lado, la electrónica asociada a la detección y procesamiento de las distintas ramas del receptor también es mucho más compleja que la de los receptores convencionales, pues además, hay que multiplicarla por el número de ramas del receptor, lo que incrementa su consumo y encarece su diseño final.

Aunque, por simplicidad, no se ha dibujado en los esquemas de la Fig. 2.1, los cabezales de los receptores emplean, junto con el concentrador, una etapa de filtrado óptico, que tiene como finalidad eliminar parte de la luz ambiental que capta el cabezal. Para entender el funcionamiento del conjunto filtro-concentrador, dada la enorme importancia que tienen estos dos elementos en la mejora de la sensibilidad del receptor, en los próximos apartados se van a examinar las distintas opciones de filtrado y concentración disponibles en la bibliografía para su aplicación a receptores ópticos. Una vez analizados los elementos que constituyen la etapa óptica, se describirán las distintas técnicas de combinación de las señales recibidas en cada cabezal. Para finalizar la sección, se detallarán los diseños de receptores con diversidad angular más significativos.

2.2.1. Luz ambiental y filtrado óptico

Como el resto de elementos de la sala, los receptores están expuestos a la iluminación ambiental del recinto en el que se encuentran e, inevitablemente, captan una fracción de su potencia luminosa. Esta iluminación proviene fundamentalmente de tres fuentes: el sol, las lámparas incandescentes y las lámparas fluorescentes [10], [16].

Las características de la luz ambiental dependen enormemente del tipo de fuente que la origina. De todas ellas, la luz más intensa y cambiante es la luz natural o solar. De hecho, esta luz sufre variaciones drásticas a lo largo de un día normal, como consecuencia de los cambios que experimenta la posición del sol en el cielo. De este modo, su intensidad es máxima al medio día, cuando el sol se encuentra en el punto más alto de su trayectoria, y va disminuyendo con el atardecer, a medida que el sol se oculta tras el horizonte. Se trata, por tanto, de variaciones muy lentas que requieren del transcurso de muchos minutos para hacerse realmente apreciables, por lo que en los sistemas ópticos de interior se considera que la intensidad de la luz solar es invariante con el tiempo.

La luz artificial que producen bombillas y tubos fluorescentes es una luz menos intensa que la natural pero, a diferencia de ésta, sus emisiones cambian rápidamente al ritmo que marca la frecuencia de la red de alimentación. Por esta razón, esta luz necesita una caracterización y tratamiento diferenciado del utilizado para la luz natural. Tanto la luz natural como la artificial presentan, a su vez, una fuerte dependencia con la posición en el recinto, de manera que su iluminación es especialmente intensa en las zonas próximas a ventanas y claraboyas o bajo las lámparas del techo. La captación de luz en estas zonas de iluminación privilegiada constituye un serio problema para el funcionamiento de los receptores, que se tratará más adelante. Algunos resultados experimentales sobre distribución espacial de luz ambiental en entornos de oficina se pueden encontrar en [38], [39].

El efecto de la iluminación ambiental sobre los sistemas ópticos de interior y, en particular, en sistemas con diversidad angular es un tema que se ha estudiado extensamente en la última década [10], [38], [40], [41], [42], [43]. De los estudios publicados se desprende que la

incidencia de la luz ambiental se manifiesta en el receptor de dos formas diferentes: como ruido shot y como interferencias eléctricas.

Las interferencias eléctricas tienen su origen en la naturaleza modulada de la luz emitida por las fuentes de iluminación artificial. Como se ha mencionado, las lámparas reproducen las variaciones cíclicas de la frecuencia de red, por lo que, al captarse su luz en los fotodetectores, se generan fotocorrientes con componentes situadas en armónicos de esta frecuencia. Distintos estudios [40], [44] indican que, en el caso de las lámparas incandescentes, los armónicos significativos producidos son de muy baja frecuencia y apenas alcanzan los 800 Hz. Sin embargo, en las lámparas fluorescentes el fenómeno es mucho más importante y las interferencias pueden llegar a extenderse hasta los centenares de kHz, con efectos especialmente intensos durante los transitorios de encendido. Además, el problema se acentúa con la reciente aparición de las lámparas incandescentes de alta frecuencia, cuyo espectro se extiende hasta aproximadamente 1 MHz. En cualquier caso, las señales interferentes que provoca la luz artificial se pueden eliminar eficientemente mediante un filtrado eléctrico paso-alto en el receptor, por lo que su efecto no se ha considerado en este trabajo. La operación de filtrado, no obstante, debe ir acompañada de una elección adecuada del esquema de señalización empleado, que no debe presentar aportaciones significativas a baja frecuencia, para no degradarse en el proceso de filtrado. En este sentido, esquemas del tipo bipolar RZ o Manchester NRZ, que tienen una menor aportación en baja frecuencia, serían los más apropiados [45]. Un estudio más profundo sobre la relación entre los esquemas de señalización y el filtrado se puede encontrar en [46].

En lo que respecta al ruido shot, todas las fuentes de luz mencionadas, ya sean naturales o artificiales, contribuyen a crearlo en mayor o menor medida. Las emisiones del sol y de las lámparas, al incidir sobre los fotodetectores, provocan la aparición de una corriente continua I_{DC} , que es proporcional a la potencia total de luz captada y es la responsable de la aparición de ruido shot en el receptor. Los transmisores del sistema óptico también pueden contribuir a la formación de I_{DC} y, en consecuencia, a la generación de ruido shot. No obstante, dadas las enormes pérdidas existentes en los enlaces ópticos y los niveles de potencia emitidos, la irradiancia que producen los transmisores es tan pequeña, a estos efectos, que se puede despreciar. Por tanto, se puede suponer que el ruido shot producido en el fotodetector se debe únicamente a luz ambiental. En consecuencia, se considerará que es un ruido esencialmente blanco, gaussiano, estacionario e independiente de la señal transmitida, con una densidad espectral de potencia unilateral dada por

$$S_n(f) = 2qI_{DC} \quad [A^2/Hz] \quad (2.1)$$

donde I_{DC} es la corriente continua que circula por el diodo PIN (*p-intrinsic-n*) y q es la carga del electrón. El valor de la corriente inducida I_{DC} depende de las características de las fuentes de luz que la causan y de los parámetros del fotodiodo. Para una fuente puntual

se calcula a partir de la siguiente integral

$$I_{DC} = \int_0^{\infty} r(\lambda) E_{amb}(\lambda) A_{ef}(\psi) d\lambda \quad [A] \quad (2.2)$$

donde $E_{amb}(\lambda)$ representa la irradiancia espectral incidente de la fuente de luz, $r(\lambda)$ representa la respuesta del fotodetector y $A_{ef}(\psi)$ es el área efectiva del fotodetector para la dirección de recepción ψ . Por su parte, el valor del área efectiva de un fotodetector desnudo viene dada por:

$$A_{ef}(\psi) = \begin{cases} A_{det} \cos(\psi) & \psi \leq \pi/2 \\ 0 & \psi > \pi/2 \end{cases} \quad (2.3)$$

donde A_{det} representa el área del fotodetector y ψ es el ángulo de recepción. Por tanto, en condiciones de incidencia normal, es decir con $\psi = 0^\circ$, el área efectiva coincide con el área del fotodetector. Sin embargo, al aumentar ψ , el área efectiva se reduce siguiendo la ley del coseno, haciéndose nula a partir de valores superiores a 90° .

De las ecuaciones (2.2) y (2.3) se desprende claramente que, a mayor nivel de irradiancia y a mayor área de detección, mayor es la corriente generada y, por tanto, el ruido shot producido. Por otro lado, dado que la respuesta del fotodetector varía con la longitud de onda recibida, no todas las fuentes de luz contribuyen por igual en la generación de I_{DC} . Lógicamente, aquellas que emitan dentro de la ventana de respuesta definida por $r(\lambda)$ serán las que proporcionen una mayor aportación al valor final de I_{DC} . Para analizar su contribución, en la Fig. 2.2 se ha representado la irradiancia espectral normalizada correspondiente al sol y a las lámparas incandescentes y fluorescentes. La normalización se ha llevado a cabo para poder visualizar simultáneamente la composición espectral de las tres fuentes. Esto es debido a que existe una enorme diferencia entre sus valores de irradiancia absolutos, de manera que, sin normalizar, sólo se podría apreciar la aportación de la fuente principal, que es la del sol. En la figura, las curvas correspondientes a la luz del sol y las lámparas incandescentes se ajustan de manera casi perfecta a la radiación producida por un cuerpo negro establecida por Planck [47]. Para la luz solar la temperatura de dicho cuerpo es de 6000 K, mientras que para las lámparas incandescentes toma valores comprendidos entre 2650 K y 3000 K, en función del tipo de lámpara analizada [48]. Por el contrario, la luz producida por los tubos fluorescentes tiene una composición espectral que no responde a la radiación del cuerpo negro y que, como se puede observar, presenta máximos a diversas frecuencias que pueden variar, además, en función del tipo de gas contenido en el tubo.

Tanto la luz solar como la luz fluorescente tienen sus emisiones principalmente concentradas dentro del espectro visible, es decir, en el margen comprendido entre 380 y 780 nm aproximadamente, mientras que la luz incandescente presenta su máximo de radiación en el infrarrojo cercano, coincidiendo con el margen de trabajo de los dispositivos fotodetectores. Por tanto, en términos de composición espectral, la luz incandescente es la más dañina para el receptor. No obstante, si se consideran los valores absolutos de irradiancia recibida, la

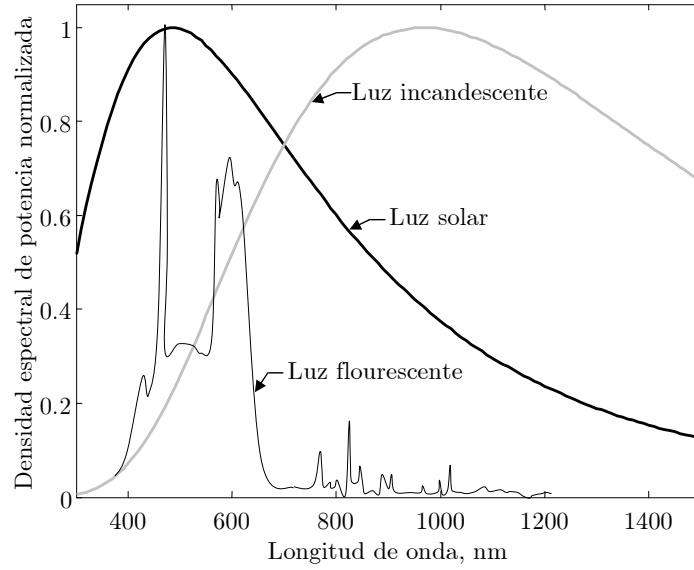


Figura 2.2: Espectro óptico de distintas fuentes de luz ambiental.

conclusión cambia, puesto que la irradiancia de la luz solar supera en varios órdenes de magnitud a la de la luz incandescente, incluso en la banda del infrarrojo. Como ejemplo de esta diferencia, baste mencionar que la irradiancia solar en exposición directa es del orden de $E_{sol} = 100 \text{ mW/cm}^2$, mientras que la irradiancia que produce una bombilla incandescente de 60 W a 2.5 m, apenas es de $E_{lamp} = 100 \text{ } \mu\text{W/cm}^2$ [49], es decir, mil veces menor. Esta diferencia de tres órdenes de magnitud hace que, durante el día, la luz solar sea la fuente de radiación infrarroja dominante, incluso en recintos con iluminación artificial. Por orden de importancia, la segunda fuente de luz a tener en cuenta es la incandescente. Finalmente, la luz más débil es la correspondiente a las lámparas fluorescentes, que sólo se considera si no hay presente ni luz incandescente ni solar [10].

Una vez conocida la densidad espectral de potencia S_n , la varianza total de corriente de ruido shot referido a la entrada del receptor se obtiene integrando dicha S_n en el rango de frecuencias de trabajo del receptor, es decir,

$$i_n^2 = \frac{1}{J_o^2} \int_0^\infty S_n |J(f)|^2 df \quad [\text{A}^2] \quad (2.4)$$

donde la función $J(f)$ representa la respuesta en frecuencia del circuito receptor y J_o es el valor máximo de su amplitud. Esta expresión suele presentarse de forma más compacta haciendo uso del concepto de ancho de banda equivalente de ruido del receptor, definido del siguiente modo [50]

$$B_n = \frac{1}{J_o^2} \int_0^\infty |J(f)|^2 df \quad [\text{Hz}] \quad (2.5)$$

Con este ancho de banda el cálculo de la varianza de ruido shot se simplifica enormemente, reduciéndose a multiplicar la densidad espectral de potencia de ruido de la ecuación (2.4) por B_n , es decir,

$$i_n^2 = 2qI_{DC}B_n \quad [\text{A}^2] \quad (2.6)$$

Dado que el ruido shot inducido por la luz ambiental es la principal fuente de degradación de la SNR del enlace, resulta conveniente tratar de reducirlo. Para ello, según la ecuación (2.6), se puede actuar bien sobre B_n , o bien sobre I_{DC} . En lo que respecta al ancho de banda equivalente de ruido, éste depende de la respuesta del receptor que, a su vez, viene determinada por el régimen binario de la señal transmitida R_b , de modo que, a mayor velocidad de transmisión, mayor es el B_n . De hecho, en la bibliografía se suele expresar B_n en función de R_b como $B_n = I_2 R_b$, donde I_2 es una constante que depende del tipo de filtrado eléctrico empleado [51], [52]. Por tanto, al depender B_n de la velocidad del enlace, la única opción para reducir el ruido es disminuir I_{DC} . Para ello, la solución más empleada consiste en efectuar un filtrado óptico de la luz incidente sobre el fotodiodo. De este modo, con el filtrado se puede ajustar la respuesta del cabezal óptico a la anchura espectral de la fuente, rechazándose toda la luz ambiental recibida fuera de la banda de emisión.

Al filtrar la luz ambiental, la corriente continua I_{DC} se reduce en un factor $T_f(\lambda)$, que se conoce como factor de transmisión del filtro. Este factor toma valores comprendidos entre 0 y 1, de modo que, en un filtro bien diseñado, T_f es aproximadamente 1 en la banda de paso y 0 en el resto. La corriente continua inducida por la luz filtrada viene dada por la expresión

$$I_{DC} = \int_0^{\infty} r(\lambda) E_{amb}(\lambda) T_f(\lambda) A_{det} d\lambda \quad [\text{A}] \quad (2.7)$$

La forma y anchura de $T_f(\lambda)$ dependen del tipo de filtro empleado. Las opciones disponibles de filtrado se describen a continuación.

Tipos de filtros

Existen fundamentalmente dos técnicas de filtrado óptico: el filtrado de banda ancha, basado en el fenómeno de la absorción, y el filtrado de banda estrecha, basado en el fenómeno de la interferencia óptica.

Los filtros de absorción son los más sencillos y baratos de realizar. Estos filtros se construyen a partir de materiales plásticos coloreados cuyas propiedades de absorción varían con la longitud de onda de la radiación incidente. Un fragmento de película fotográfica revelada sin haber sido expuesta constituye un excelente ejemplo de filtro para la banda visible del espectro [16]. Los filtros de absorción pueden tomar prácticamente cualquier forma física, lo que, unido a su bajo coste, los hace muy apropiados para aplicaciones comerciales como, por ejemplo, los telemandos de los receptores de los equipos de consumo. Con el filtrado de absorción se pueden alcanzar factores de transmisión muy elevados en la banda de paso,

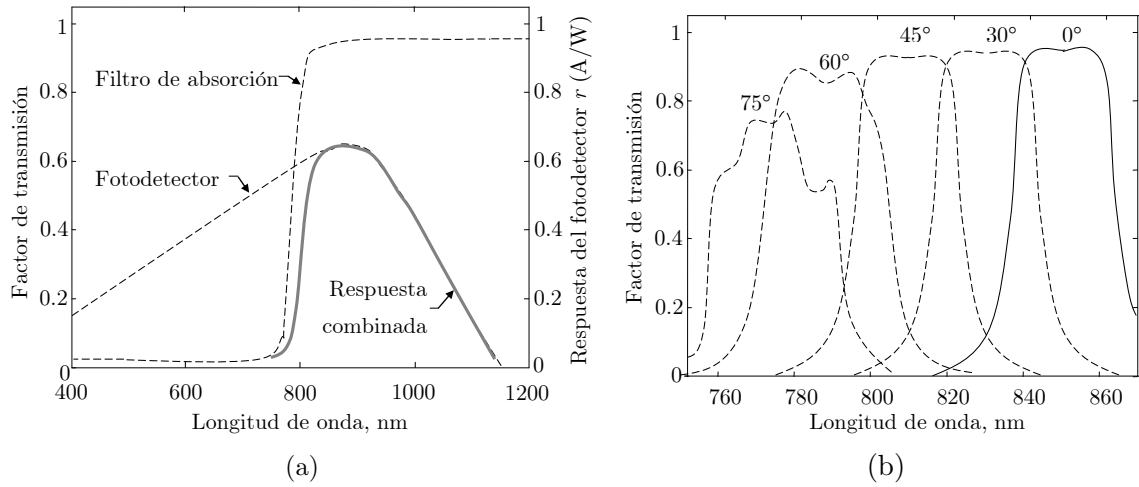


Figura 2.3: (a) Factor de transmisión de un filtro de absorción y respuesta espectral de un fotodiodo de Silicio (b) Factor de transmisión de un filtro de interferencia para distintos ángulos de incidencia.

superiores a 0.9, mientras que en la banda de rechazo las atenuaciones conseguidas pueden ser de decenas de dB [48].

A modo de ejemplo, en la Fig. 2.3 (a) se ha mostrado la respuesta en frecuencia de un filtro de absorción. Como se puede observar, se trata de una respuesta de banda ancha que presenta un rechazo notable al espectro visible, pero que tiene una atenuación despreciable en la banda infrarroja. Este pobre rechazo al infrarrojo hace que los filtros de absorción no sean los más adecuados si se desea eliminar la luz procedente de fuentes con aportaciones significativas en esta banda, como el sol y las lámparas incandescentes. Sin embargo, este inconveniente es fácilmente solventable gracias al fotodetector que, como se muestra en la misma figura, presenta una atenuación significativa en el infrarrojo y es el que va a proporcionar el rechazo en esta banda. De este modo, la combinación de fotodetector y filtro proporciona una respuesta conjunta paso-banda que sí resulta adecuada para el receptor. Mediante el filtrado de absorción se pueden lograr receptores con bandas de paso comprendidas entre los 50 y 200 nm, aproximadamente. Estas anchuras resultan muy apropiadas para aplicaciones que emplean emisores tipo LED, cuya anchura espectral de emisión es del mismo orden. No obstante, cuando en transmisión se emplean fuentes de banda estrecha, como los diodos láser, el tipo de filtrado más apropiado es el de interferencia.

Los filtros de interferencia, o de Fabri-Perot, se construyen superponiendo delgadas capas de material dieléctrico de diferente índice de refracción sobre una misma estructura. En las uniones de cada capa se refleja o refracta parte de la señal incidente. De este modo, mediante un ajuste cuidadoso del grosor e índice de cada capa, se puede conseguir un efecto de interferencia constructiva para un determinado margen de longitudes de onda, y destructiva en el resto, es decir, se realiza la función de un filtro óptico. A mayor número de capas superpuestas, mayor es la estrechez del filtro resultante. De este modo, con una

sola capa se consiguen anchuras del orden de los 100 nm. Al superponer tres capas de material, esta anchura se reduce hasta sólo 30-40 nm. Añadiendo sucesivamente más capas se pueden conseguir filtros con anchuras menores que 10 nm. De hecho, filtros con anchuras más pequeñas que 1 nm están disponibles comercialmente [10]. Evidentemente, con estas anchuras tan reducidas, los filtros de interferencia pueden disminuir extraordinariamente el nivel de luz ambiente que alcanza el fotodetector y, por este motivo, son los filtros escogidos en la mayoría de los receptores ópticos. En cuanto al factor de transmisión, también se obtienen valores excelentes, tanto en la banda de paso, con $T_f > 0.8$, como en la de rechazo. No obstante, para poder sacar el máximo partido a estos filtros, es necesario trabajar con diodos láser de gran pureza espectral y anchuras de emisión de sólo algunos nanómetros.

Un serio problema de los filtros de interferencia, no obstante, es que su respuesta espectral varía con el ángulo de incidencia de la señal de entrada. El efecto de esta variación se traduce en un desplazamiento de la operación de filtrado hacia longitudes de onda más cortas, a medida que aumenta el ángulo de recepción. Junto a este desplazamiento se produce, además, una variación de la forma y anchura de la respuesta del filtro. En la Fig. 2.3 (b) se muestra un ejemplo de este desplazamiento para un filtro de interferencia con $B_{opt} = 36$ nm, en el que el ángulo de incidencia se ha variado entre $\psi = 0^\circ$ y $\psi = 75^\circ$ [9]. Se puede observar que, hasta aproximadamente $\psi = 30^\circ$ la forma y anchura del filtro permanecen constantes, aunque la frecuencia central se desliza hasta valores menores. Sin embargo, a partir de $\psi = 60^\circ$ se aprecia con claridad que se produce un cambio considerable en la forma del filtro. La dependencia angular de los filtros de interferencia es crítica en aplicaciones en las que se opera con amplios FOV, en las que es posible recibir con ψ elevados y cambiantes. Por este motivo, el uso de estos filtros está restringido a sistemas que operan con ángulos de aceptación reducidos. Como se ha explicado, los receptores con diversidad emplean varios cabezales ópticos con ángulos de aceptación relativamente pequeños, con valores comprendidos entre 10 y 20° aproximadamente. En estos receptores, el uso de filtros de interferencia no plantea problemas por dependencia angular.

Al utilizar un filtro de banda estrecha para rechazar la luz ambiental, la varianza de corriente de ruido shot de la ecuación (2.6) se traduce en la expresión siguiente

$$i_n^2 = 2qr(\lambda_c) E_{amb}(\lambda_c) T_f(\lambda_c) B_{opt} A_{ef} B_n \quad [A^2] \quad (2.8)$$

donde B_{opt} representa la anchura de la banda de paso del filtro y λ_c es su longitud de onda central. En muchos casos, resulta interesante compactar la ecuación (2.8), incluyendo en ella la potencia óptica de luz ambiental recibida, que viene dada por $P_{amb} = E_{amb}(\lambda_c) B_{opt} A_{ef}$. De este modo, sustituyendo P_{amb} y asumiendo un filtrado ideal con $T_f = 1$, la expresión de la varianza de ruido shot queda como

$$i_n^2 = 2qr P_{amb} B_n \quad [A^2] \quad (2.9)$$

En esta ecuación, los parámetros r y B_n dependen del diseño del receptor, mientras que, por otro lado, P_{amb} depende fundamentalmente de las condiciones de iluminación de la sala.

El cálculo de esta potencia para distintas condiciones de iluminación se explica con detalle en la sección 4.2.2.

Una segunda estrategia para mitigar el efecto del ruido ambiental que, a su vez, es compatible con el filtrado óptico, consiste en evitar las fuentes responsables del ruido. Para ello, basta con hacer que éstas caigan fuera del FOV del receptor. Esto se puede lograr fácilmente mediante una orientación adecuada del cabezal del receptor, de forma que no apunte directamente hacia las zonas del techo donde, por ejemplo, están situadas las lámparas. El mismo procedimiento también es válido para rechazar la luz de las ventanas, claraboyas, cristalerías, etc. Esta idea de trabajar con receptores de cabezal auto-orientable, aquí esbozada, será ampliada más adelante, en los capítulos 3 y 4, pues constituye una de las características principales de los receptores propuestos.

Por otro lado, e independientemente de la posible capacidad de orientación del cabezal que se acaba de mencionar, un receptor puede reducir el ruido ambiental captado sin más que estrechar su FOV. Esto es debido a que la mayor parte de la luz recibida es luz solar y ésta, generalmente, se recibe de todas las direcciones del espacio, tras reflejarse en las paredes y el techo de la sala. Por tanto, al estrechar el FOV y disminuir los ángulos de llegada permitidos, también se reduce el ruido inducido. Por supuesto, esta reducción de la ventana angular de recepción no debe afectar a la señal deseada. Para estrechar el FOV, la opción habitual es utilizar concentradores ópticos, que además tienen la ventaja de introducir ganancia. Las características y tipos de concentradores se tratan con detalle en el apartado siguiente.

2.2.2. Concentración óptica

Puesto que en los enlaces ópticos no guiados y no directivos la densidad de potencia de la señal recibida es extremadamente reducida, resulta imprescindible buscar diseños de receptores que permitan maximizar el nivel de potencia captada. El uso de concentradores ópticos contribuye a solucionar este problema. Por ello, a continuación, se describe su funcionamiento y opciones de construcción.

Un fotodetector desnudo expuesto a una irradiancia incidente E_r capta un nivel de potencia óptica dado por la siguiente expresión

$$P_r = E_r A_{ef} \quad [\text{W}] \quad (2.10)$$

donde A_{ef} es el área efectiva del fotodetector que se calcula mediante la ecuación (2.3) para distintos ángulos de recepción. A la vista de la expresión (2.10), sólo existen dos opciones posibles para aumentar la potencia recibida: incrementar el área efectiva del fotodetector o aumentar la irradiancia incidente sobre el mismo. Sin embargo, dado que el nivel de irradiancia E_r está fijado, la única solución práctica consiste en aumentar A_{ef} . Aunque la alternativa más inmediata para aumentar A_{ef} consiste en utilizar un fotodetector más grande, es decir, se incrementa A_{det} , el aumento del área del fotodetector trae consigo varios

inconvenientes, siendo el principal el incremento de la capacidad parásita del detector, que recorta el ancho de banda del receptor y, en consecuencia, la velocidad de transmisión del enlace. Otro inconveniente asociado al incremento de la capacidad parásita, es el aumento del ruido térmico del receptor, que unido al shot inducido por la luz ambiente, degrada la SNR del enlace [10].

Una alternativa más conveniente para aumentar A_{ef} consiste en emplear concentradores ópticos. Los concentradores son sistemas que, situados directamente sobre los fotodetectores, como se muestra en la Fig. 2.4 (a), permiten incrementar el nivel de irradiancia recibida en un factor multiplicativo C , que se conoce como factor de concentración. El sistema resultante de la unión del fotodetector y el concentrador da lugar al cabezal óptico del receptor. La ventaja fundamental de utilizar un concentrador radica en que, a todos los efectos, es equivalente a trabajar con un fotodetector de mayor tamaño, aunque sin los inconvenientes que conllevan este tipo de fotodetectores, comentados en el párrafo anterior. Además, como se explicó en el apartado anterior, el uso del concentrador también permite reducir el FOV del cabezal, lo que interesa para disminuir la distorsión multitrayecto y el ruido ambiental captado. Los receptores actuales, incluidos los receptores con diversidad angular, explotan esta opción para aumentar P_r .

Para ilustrar el funcionamiento de estos dispositivos, en la Fig. 2.4 (b) se muestra el esquema simplificado de un concentrador en dos dimensiones. En dicho esquema, A representa el área de entrada del concentrador, mientras que A' es el área de salida. Idealmente, toda la radiación incidente sobre A es absorbida por el concentrador para, posteriormente, emerger y re-emitirse a través de A' . Dado que el área de salida es menor que el área de entrada y el flujo de potencia que atraviesa ambas superficies no varía, en el interior del sistema se produce necesariamente un fenómeno de concentración, que da lugar a un aumento de la irradiancia. El factor de incremento resultante, o factor de concentración, se puede expresar como cociente entre las superficies de entrada y de salida, del siguiente modo

$$C = A/A' \quad (2.11)$$

Por tanto, cuanto mayor es el área de apertura del concentrador y menor el área de salida, mayor es el factor de concentración conseguido. Existe, no obstante, un límite teórico máximo para el valor de C , que viene impuesto por la segunda ley de la termodinámica. Este límite es el siguiente [53]:

$$C_{\text{máx}} = \left(\frac{n_o \sin(\psi_o)}{n_i \sin(\psi_i)} \right)^2 \quad (2.12)$$

donde las variables ψ_i y ψ_o representan los semiángulos de entrada y salida, respectivamente, y n_i y n_o son los índices de refracción de los medios existentes a ambos lados del concentrador (ver Fig. 2.4 (b)).

El límite de concentración máximo, $C_{\text{máx}}$ de la ecuación (2.12), puede simplificarse de forma considerable si se tienen en cuenta las condiciones normales de uso del concentrador. En este sentido, como lo habitual es que el concentrador se utilice en el interior de una sala, el medio

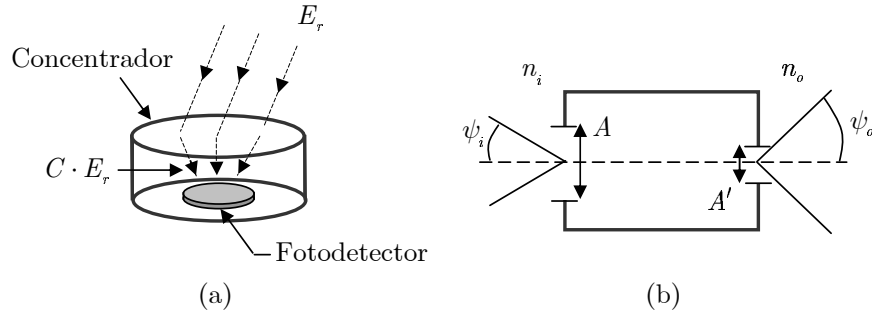


Figura 2.4: (a) Cabezal óptico. (b) Esquema simplificado de concentrador.

de entrada será aire, por lo que $n_i = 1$. Asimismo, como el fotodetector suele acoplarse directamente a la salida del concentrador, n_o vendrá fijado por el propio fotodiodo. No obstante, conviene resaltar en este punto que el acoplamiento mencionado deberá realizarse mediante un pegamento de índice de refracción elevado, aplicado de manera que no se deje ninguna película de aire entre el fotodetector y el concentrador, ya que en caso contrario, ese aire residual daría lugar a que $n_o = 1$, reduciéndose, de este modo, el factor de concentración conseguido. Por último, puesto que el ángulo de salida ψ_o no puede superar los 90° , que es el máximo ángulo de aceptación que permite un fotodetector, se puede considerar que el valor máximo de $\sin(\psi_o)$ es 1. Por tanto, teniendo en cuenta todas estas consideraciones, el límite termodinámico impuesto por la ecuación (2.12) queda como

$$C_{\text{máx}} = \left(\frac{n_o}{\sin(\psi_i)} \right)^2 \quad (2.13)$$

En esta nueva expresión, el factor de concentración depende únicamente de dos parámetros, que son el ángulo de entrada del concentrador ψ_i y el índice de refracción n_o . De hecho, en la práctica, sólo depende de ψ_i , pues n_o lo fija el fotodetector. En consecuencia, la conclusión principal que se extrae de la observación de la ecuación (2.13) es que el factor de concentración máximo es tanto mayor cuanto menor es el ángulo subtendido por la fuente de origen. A modo de ejemplo, para una radiación de origen muy localizada con $\psi_i = 2^\circ$ se podría obtener un factor de concentración de hasta $C_{\text{máx}} = 821n_o^2$. Por el contrario, si la radiación procediera de todas las direcciones del espacio, es decir, $\psi_i = 90^\circ$, sólo se podría aspirar a alcanzar un factor de concentración $C_{\text{máx}} = n_o^2$.

Cabe preguntarse, no obstante, si este límite teórico marcado por la ecuación (2.13) puede obtenerse en la práctica mediante concentradores físicamente realizables. Para responder a esta pregunta, a continuación, se analizan las distintas opciones de concentradores disponibles.

Tipos de concentradores

Los concentradores se pueden clasificar atendiendo a distintos criterios. Una primera opción consiste en dividirlos en función del fenómeno físico responsable de la concentración. De este modo, se distingue entre concentradores por refracción y por reflexión. Para aplicaciones solares, por ejemplo, son muy utilizados los concentradores por reflexión, pues los basados en la refracción tienden a ser demasiado pesados [48]. Por el contrario, en aplicaciones de comunicaciones, los concentradores por refracción son los más frecuentes.

La segunda forma de clasificar concentradores consiste en agruparlos en función de su capacidad para formar o no imágenes. Se distingue, en este caso, entre concentradores formadores de imagen, o *imaging concentrators* (IMG), y concentradores no formadores de imagen, o *non-imaging concentrators* (NIMG). A lo largo de este trabajo, se va a utilizar esta segunda clasificación.

Los concentradores IMG se caracterizan porque tienen la capacidad de crear una imagen de un plano objeto en el plano de imagen del concentrador, tal como se muestra en la Fig. 2.5 (a). En esta transformación entre planos existe una correspondencia biunívoca entre los puntos de ambas superficies. Para usar un concentrador IMG, el fotodetector se sitúa en el plano de imagen y el transmisor o el techo se considera el objeto. Ejemplos comunes de sistemas formadores de imagen son las lentes positivas y los espejos parabólicos. Por ello, cuando la fuente de emisión es puntual, se pueden lograr concentraciones elevadísimas. Esta propiedad los hace ideales para aplicaciones directivas, en las que el ángulo de llegada de la señal es conocido y, en consecuencia, el tamaño del fotodetector A_{det} se puede ajustar al de la imagen producida A' , haciendo $A_{\text{det}} = A'$. Por ejemplo, estos concentradores son los escogidos para aplicaciones directivas de exterior, como los sistemas FSO (*Free Space Optics*), que se utilizan para comunicar edificios o incluso para enlazar satélites. Cualquier otra aplicación que requiera un FOV muy reducido, de apenas unos pocos grados, es apropiada para estos concentradores. Por el contrario, cuando se desconoce la dirección de llegada y es necesario ensanchar el FOV para garantizar la recepción, los concentradores IMG pierden la mayor parte de su eficacia. Esto es debido a que, para ensanchar el FOV, deben emplear fotodetectores de gran tamaño, mucho mayores que la propia imagen de la señal ($A_{\text{det}} \gg A'$), por lo que la mayor parte de la superficie fotosensible se desaprovecha al aportar únicamente ruido. Para tener en cuenta esta pérdida de eficacia, en los sistemas ópticos se utiliza un parámetro más práctico que el factor de concentración. Este parámetro es la ganancia óptica, definida como

$$g = A/A_{\text{det}} \quad (2.14)$$

De este modo, puede suceder que, para determinadas aplicaciones, se tenga un factor de concentración muy elevado, pero una ganancia óptica muy pobre. Si esto sucede, suele resultar más efectivo trabajar con concentradores del tipo NIMG, que para FOVs elevados ofrecen ganancias ópticas superiores a las de los IMG. La principal ventaja que ofrecen

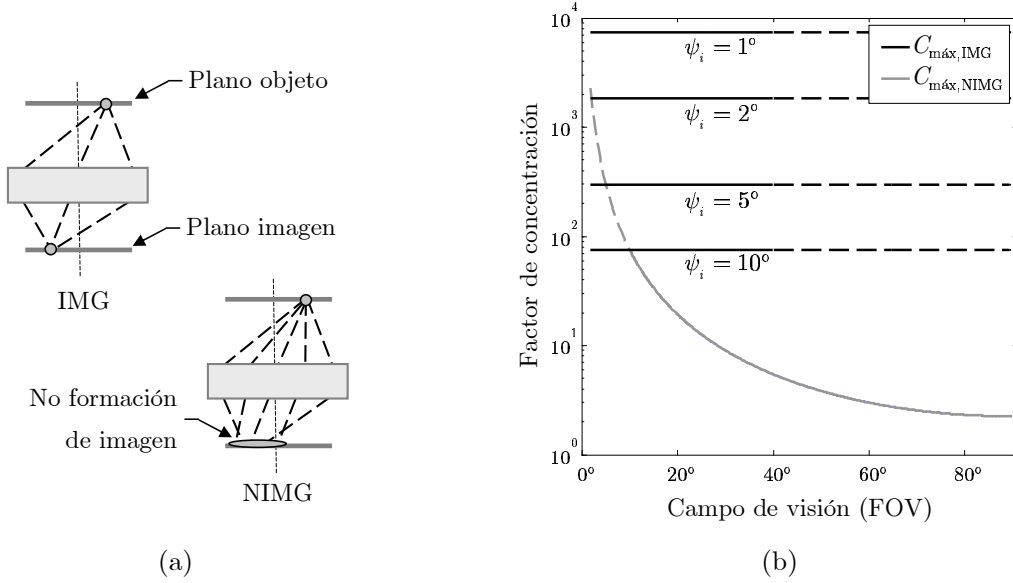


Figura 2.5: (a) Tipos de concentradores ópticos. (b) Factor de concentración máximo para sistemas formadores y no formadores de imagen con $n_o = 1.5$.

los concentradores IMG frente a los NIMG es que, bajo ciertas circunstancias, su factor de concentración puede alcanzar el límite termodinámico definido en la ecuación (2.13). Es decir,

$$C_{\text{máx,IMG}} = \left(\frac{n_o}{\sin(\psi_i)} \right)^2 \quad (2.15)$$

A diferencia de los concentradores IMG, los NIMG no reproducen una imagen de su entorno sobre el elemento fotodetector, sino que actúan como meros colectores de radiación luminosa. El factor de concentración de un concentrador NIMG no puede superar el siguiente valor

$$C_{\text{máx,NIMG}} = \left(\frac{n_o}{\sin(\psi_a)} \right)^2 \quad (2.16)$$

donde n_o es el índice de refracción del concentrador y ψ_a es el semiángulo de aceptación que define el FOV del concentrador. Por tanto, en estos sistemas existe un importante ligazón entre el campo de visión y el factor de concentración, que no existía en los concentradores IMG. De este modo, al aumentar el FOV, el factor de concentración se aleja rápidamente del valor máximo teórico, expresado en la ecuación (2.12). Esta idea se muestra en la Fig. 2.5 (b), donde se ha comparado el valor del factor de concentración de los sistemas IMG y NIMG en función de su FOV. En ambos casos, la línea continua representa el margen práctico de operación para cada concentrador. Se observa con claridad que en situaciones en las que se trabaja con fuentes puntuales y, por tanto, con ángulos subtendidos muy pequeños ($\psi_i \approx 0$), los sistemas IMG pueden alcanzar un factor de concentración elevadísimo que, además, es independiente del FOV total. Por el contrario, en los sistemas NIMG, el factor

de concentración sí depende del FOV y su valor es mucho más bajo. En los concentradores NIMG la ganancia se suele hacer coincidir con el factor de concentración, de modo que $g = C$.

Pese a que, como se ha visto, $C_{\text{máx,NIMG}} < C_{\text{máx,IMG}}$, en aquellas aplicaciones en las que se requiere un FOV mayor que una decena de grados, los concentradores NIMG pueden trabajar con fotodetectores más pequeños, es decir, tienen una ganancia mayor. Por tanto, en aplicaciones en las que no se requiere directividad, como ocurre en los sistemas sin diversidad, pero en las que, en cambio, se necesita un gran FOV en recepción, el tipo de concentrador más adecuado es el NIMG, concretamente, el de tipo hemisférico. Con este concentrador se puede alcanzar un semiángulo de aceptación $\psi_a = 90^\circ$ con una ganancia aceptable igual a $g_{\text{Hemisf}} = n^2$. Por otro lado, en aplicaciones que requieren una directividad moderada, como es el caso de los receptores con diversidad convencionales formados por varios cabezales con un FOV comprendido entre 10° y 20° , los concentradores de tipo NIMG son también los más apropiados. Particularmente, para estos sistemas, el concentrador típico es el CPC o concentrador compuesto parabólico [54]. Ambos tipos de concentradores, tanto el hemisférico como el CPC, se han representado en la Fig. 2.6 (a). Algunos diseños experimentales de concentradores NIMG se pueden encontrar en [55].

Por último, en aplicaciones con fuentes localizadas y, por tanto, que emplean receptores con un FOV reducido, el concentrador más adecuado es el IMG. También es posible utilizar un concentrador IMG en un receptor con FOV elevado si se fracciona el área fotosensible. No obstante, la explicación de este tipo de receptores con diversidad se postpone hasta más adelante cuando se describan las distintas opciones de diseño. Un ejemplo de concentrador IMG, constituido por tres lentes, se muestra en la Fig. 2.6 (b). Nótese, que en esta figura todos los cabezales utilizan un filtro óptico de entrada para eliminar ruido ambiental. En principio, este filtro puede situarse tanto delante como detrás del concentrador. La elección final dependerá de los resultados del filtrado en cada caso y de las posibles limitaciones prácticas.

Teniendo en cuenta el funcionamiento de los distintos concentradores descritos y despreciando los factores de transmisión del filtro, T_f , y del concentrador, T_c , el área efectiva de un cabezal óptico se puede expresar como

$$A_{ef}(\psi) = \begin{cases} A_{\text{det}} g(\psi) \cos(\psi) & \psi \leq \pi/2 \\ 0 & \psi > \pi/2 \end{cases} \quad (2.17)$$

donde g representa la ganancia del concentrador. Examinando esta expresión y retomando la ecuación (2.10) se puede concluir que al emplear un concentrador óptico la potencia óptica recibida aumenta en un factor igual a $g(\psi)$, es decir, el cabezal resultante es $g(\psi)$ veces más sensible que si no usara concentrador.

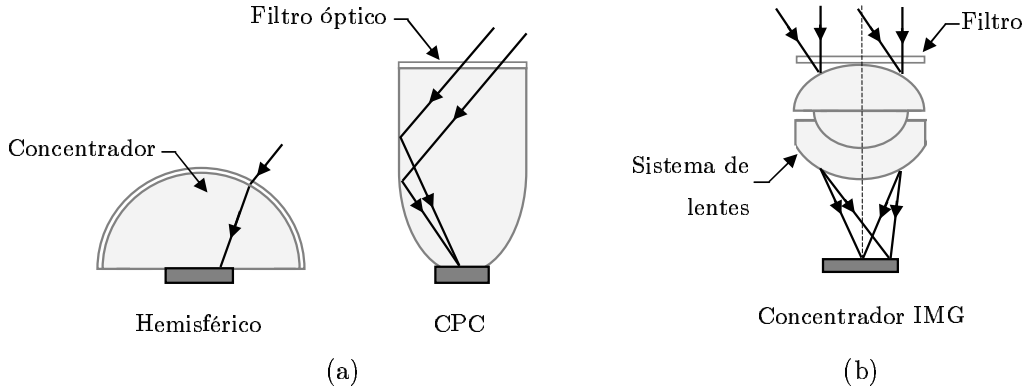


Figura 2.6: (a) Concentradores no formadores de imagen de tipo hemisférico y parabólico (CPC). (b) Concentrador formador de imagen constituido por un sistema óptico de tres lentes.

2.2.3. Técnicas de combinación

Cuando se trabaja con receptores con diversidad angular se producen tantos canales de propagación como ramas tiene el receptor. Por tanto, el sistema equivalente banda base que modela el funcionamiento de un enlace con diversidad será una extensión del sistema descrito en la ecuación (1.1) para un solo canal. En concreto, para un receptor con N ramas, el funcionamiento del sistema se describe como

$$Y_j(t) = X(t) \otimes rh_j(t) + N_j(t) \quad (2.18)$$

donde $j = 1, \dots, N$ indica la numeración de la rama. En esta expresión $Y_j(t)$ representa la fotocorriente de salida correspondiente a la rama j -ésima del receptor, $X(t)$ es la potencia óptica transmitida, $h_j(t)$ es la respuesta al impulso del canal formado por el transmisor y el cabezal j -ésimo y, por último $N_j(t)$ representa el ruido ambiental captado por cada cabezal. Se ha considerado que la respuesta r es la misma para todos los fotodetectores.

Existen distintas posibilidades para procesar las señales $Y_j(t)$ recibidas en cada rama. Las prestaciones finales del receptor con diversidad angular dependen enormemente del método de procesamiento empleado. Las cinco técnicas de procesamiento más importantes son: la MFC, la MRC, la SB, la EGC y la MMSE y se describen en los párrafos siguientes.

De todas las técnicas de combinación posibles, la combinación óptima es la denominada MFC o *matched-filter combining*. En ella, cada señal parcial $Y_j(t)$ atraviesa en recepción un filtro adaptado al pulso recibido en ese cabezal y, posteriormente, un amplificador con una ganancia w_j inversamente proporcional a la potencia de ruido generado en esa rama. La suma de todas las contribuciones da lugar a la señal combinada, de la que se extraerá, en etapas posteriores, la información transmitida. El principal problema del método de combinación MFC lo constituye la necesidad de conocer el canal para poder obtener los filtros adaptados mencionados. De hecho, su complejidad hace que no sea la técnica más apropiada para la

mayoría de las aplicaciones, aunque resulta útil como referencia de comparación. Existen otros métodos de combinación más sencillos que también se basan en un promediado, pero utilizando distinto criterio para escoger los pesos w_j . En estos métodos, en lugar de los N filtros adaptados, se suele emplear un único filtro de Bessel de quinto orden que es común para todas las ramas [19]. La frecuencia de corte de este filtro se escoge de acuerdo con el régimen binario empleado.

El segundo método de combinación posible es el denominado MRC, o *maximal-ratio combining*. En esta técnica, las señales $Y_j(t)$ se suman con unos pesos w_j que son proporcionales a la SNR a la salida de cada fotodetector. De este modo, se concede una mayor importancia a las señales recibidas con más calidad. Mediante el uso de la combinación MRC es posible reducir los requisitos de potencia en un enlace difuso entre 4 y 6 dB [38]. Además, en las situaciones en las que la señal deseada y el ruido ambiental proceden de direcciones distintas, la combinación MRC disminuye enormemente la distorsión por multitrayecto. Si esta distorsión no es significativa, los métodos MRC y MFC coinciden.

En la Fig. 2.7 se ha representado un esquema genérico de receptor con diversidad para distintos métodos de combinación. En este esquema, la combinación MRC utiliza el bloque combinador de la Fig. 2.7 (b). Como se puede observar, la técnica MRC requiere estimar la SNR de cada rama, lo que representa un incremento de complejidad en comparación con los esquemas sin diversidad.

Independientemente del criterio seguido para escoger los pesos w_j de cada rama, la expresión general de la SNR combinada a la salida de un receptor con diversidad angular viene dada por

$$\text{SNR} = \frac{\left(\sum_{j=1}^N w_j r P_{r,j} \right)^2}{\sum_{j=1}^N w_j^2 i_{n,j}^2} \quad (2.19)$$

donde $P_{r,j}$ representa la potencia óptica recibida en el fotodetector j -ésimo y se calcula a partir de la ecuación (2.10), e $i_{n,j}^2$ es la varianza de ruido correspondiente a la rama j que se obtiene mediante la ecuación (2.9). En esta expresión se aprecia con claridad como las señales deseadas recibidas en cada rama que aparecen en el numerador se suman en tensión, mientras que el ruido en el denominador lo hace en potencia. Por ello, a mayor número de ramas, mejor SNR se obtiene, incluso sin ningún tipo de ponderación. La aplicación de esta idea da lugar a la técnica EGC que se verá en párrafos posteriores.

En la combinación MRC los pesos w_j se escogen de forma que maximicen la SNR total. Por tanto, para obtenerlos hay que calcular las N derivadas parciales de la SNR combinada con respecto a cada uno de los w_j , igualarlas a cero, y despejar los pesos. Las ecuaciones a resolver serían, por tanto, $\frac{\partial \text{SNR}}{\partial w_j} = 0$, con $j = 1, \dots, N$. Así, al derivar la expresión (2.19)

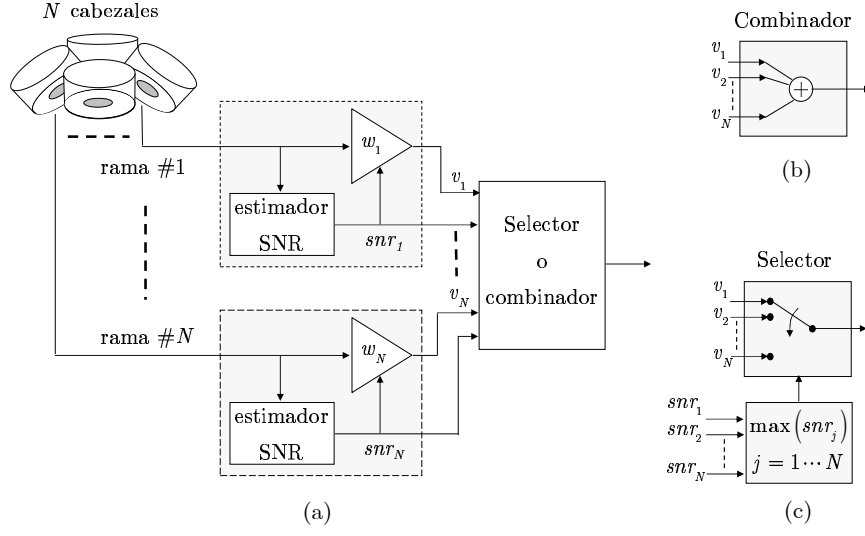


Figura 2.7: (a) Esquema de receptor con diversidad angular para las técnicas MRC y SB. (b) Realización del combinador. (c) Realización del selector.

con respecto a los pesos la SNR se obtiene

$$\frac{\partial \text{SNR}}{\partial w_j} = \frac{2 \left(\sum_{j=1}^N w_j r P_{r,j} \right) r P_{r,j}}{\sum_{j=1}^N w_j^2 i_{n,j}^2} - \frac{2 w_j i_{n,j}^2 \left(\sum_{j=1}^N w_j r P_{r,j} \right)^2}{\left(\sum_{j=1}^N w_j^2 i_{n,j}^2 \right)^2} \quad (2.20)$$

Tras igualar a cero la ecuación (2.20) se obtiene la expresión de los pesos que se emplean en la combinación MRC,

$$w_j = k_0 \cdot \frac{r P_{r,j}}{i_{n,j}^2} \quad (2.21)$$

Obsérvese que los pesos resultantes son proporcionales a la relación entre la corriente de señal y la varianza ruido recibida en cada rama, tal como se había anticipado. Aquí, k_0 es un parámetro constante, independiente del valor de j , que viene dado por

$$k_0 = \frac{\sum_{j=1}^N i_{n,j}^2 w_j^2}{\sum_{j=1}^N r P_{r,j} w_j} \quad (2.22)$$

En realidad, el valor de k_0 no afecta al cálculo de la SNR combinada, como se puede apreciar

sustituyendo el valor de los pesos de la ecuación (2.21) en la expresión (2.19), es decir,

$$\text{SNR}_{\text{MRC}} = \frac{\left(\sum_{j=1}^N \left(k_0 \cdot \frac{rP_{r,j}}{i_{n,j}^2} \right) rP_{r,j} \right)^2}{\sum_{j=1}^N \left(k_0 \cdot \frac{rP_{r,j}}{i_{n,j}^2} \right)^2 i_{n,j}^2} = \frac{k_0^2 \left(\sum_{j=1}^N \frac{(rP_{r,j})^2}{i_{n,j}^2} \right)^2}{k_0^2 \sum_{j=1}^N \frac{(rP_{r,j})^2}{i_{n,j}^2}} = \sum_{j=1}^N \frac{(rP_{r,j})^2}{i_{n,j}^2} \quad (2.23)$$

Por tanto, la SNR total correspondiente a la combinación MRC no es más que la suma de las SNR individuales de cada rama.

$$\text{SNR}_{\text{MRC}} = \sum_{j=1}^N \text{SNR}_j \quad (2.24)$$

En la combinación *select best* (SB), no se realiza una combinación propiamente dicha, sino una selección, de forma que, de las N ramas, se escoge sólo aquella que presenta una mejor SNR individual, descartándose el resto. En el esquema del receptor con diversidad angular anterior, se trabajaría con el bloque Selector de la Fig. 2.7 (c). En este caso, al tomar una única rama, se pierde calidad en términos de SNR con respecto a la combinación MRC pero, a cambio, se pueden alcanzar BW mucho más elevados, por lo que esta técnica se muestra prometedora para su uso en aplicaciones de alta velocidad. A modo de ejemplo, en enlaces difusos, la utilización del método SB implica un aumento de la potencia óptica transmitida de entre 1 a 2 dB. Al igual que en la técnica MRC, aquí también es necesario estimar la SNR de cada rama, por lo que la complejidad hardware de esta técnica es similar a la anterior. La SNR obtenida con este método viene dada por

$$\text{SNR}_{\text{SB}} = \max_j \left(\frac{(rP_{r,j})^2}{i_{n,j}^2} \right) \quad (2.25)$$

El método de combinación más simple de todos es el denominado EGC, o *equal-gain combining*. En esta técnica todas las ramas se suman con pesos iguales, es decir, $w_j = w_0$, donde w_0 es una constante. La combinación EGC permite aumentar el $\text{FOV}_{\text{total}}$ del receptor, pero es incapaz de discernir y separar la señal deseada del ruido y las interferencias. De hecho, el uso de esta técnica puede incluso aumentar la distorsión por multitrayecto, por lo que no es apropiada para enlaces de alta velocidad. Sin embargo, es atractiva por su simplicidad al no requerir la estimación de la SNR de cada rama, como ocurría con los métodos anteriores. En esta técnica, la SNR total es independiente del valor de w_0 y viene dada por

$$\text{SNR}_{\text{EGC}} = \frac{\left(\sum_{j=1}^N w_0 \cdot rP_{r,j} \right)^2}{\sum_{j=1}^N w_0^2 \cdot i_{n,j}^2} = \frac{\left(\sum_{j=1}^N rP_{r,j} \right)^2}{\sum_{j=1}^N i_{n,j}^2} \quad (2.26)$$

Para finalizar, la última técnica de combinación es la denominada MMSE, o *minimum mean-square-error combining*. En este método, los pesos w_j se escogen de forma que minimicen el valor cuadrático medio de una señal de error $e[n]$ obtenida restando la señal de entrada al decisor a los símbolos originales transmitidos. Es decir, se trata de despejar los pesos de la ecuación

$$\frac{\partial E[e^2[n]]}{\partial w_j} = 0 \quad j = 1, \dots, N \quad (2.27)$$

donde $E[\cdot]$ representa el operador esperanza matemática. El desarrollo de esta expresión da lugar a un sistema de ecuaciones cuya resolución se describe en [19]. Como alternativa a este cálculo teórico, también es posible obtener los pesos w_j de forma adaptativa empleando el algoritmo *Least-Mean-Square* (LMS), extensamente tratado en la bibliografía [56]. La simplicidad y buenos resultados de este método hacen que sea un método muy empleado para construir prototipos [19].

2.2.4. Diseños de receptores

Existen fundamentalmente dos opciones para diseñar receptores con diversidad angular. La primera opción, conocida como receptor con múltiples cabezales (Rx-MC), es la que se ha venido empleando a lo largo de este capítulo y, por su interés, se ha esquematizado de nuevo en la Fig. 2.8 (a). El Rx-MC está formado por N ramas, cada una con su propio concentrador no formador de imagen. Como es de esperar, las prestaciones de este receptor mejoran a medida que aumenta el número de ramas. El principal problema que plantea el diseño de un Rx-MC es que no admite un número elevado de cabezales, pues la estructura enseguida resulta excesivamente voluminosa y cara. Por esta razón, en la bibliografía, los prototipos de Rx-MC desarrollados por distintos autores trabajan siempre con un valor de N pequeño. En concreto, el receptor que posee un N mayor fue presentado por Carruthers y Kahn en [19]. Estaba formado por 9 cabezales con un FOV individual de 22° , obtenido con concentradores CPC, y alcanzaba una velocidad de transmisión de 70 Mb/s. Otros autores [21], [39], [57] también han montado prototipos de Rx-MC, aunque con menos ramas. La relativa simplicidad del Rx-MC, unida a la posibilidad de poder inclinar sus ramas con cualquier ángulo de elevación, hace que este receptor sea especialmente adecuado para aplicaciones de alta velocidad en las que, además, se requieren coberturas elevadas.

La segunda opción para construir receptores con diversidad fue la propuesta originalmente por Yun y Kavehrad en [32]. Se trata de una estructura similar, aunque más evolucionada que el Rx-MC, que se conoce en la bibliografía como *fly-eye receiver* o *imaging receiver*. Esta estructura utiliza un único concentrador que es común para todos los fotodetectores. El concentrador se construye mediante un sistema de lentes en cuyo plano focal se dispone un mosaico de fotodetectores, como se muestra en la Fig. 2.8 (b). Este receptor, al que nos referiremos como receptor formador de imagen (Rx-IMG), es menos voluminoso y más barato que su predecesor, y su diseño permite la integración en una misma estructura de

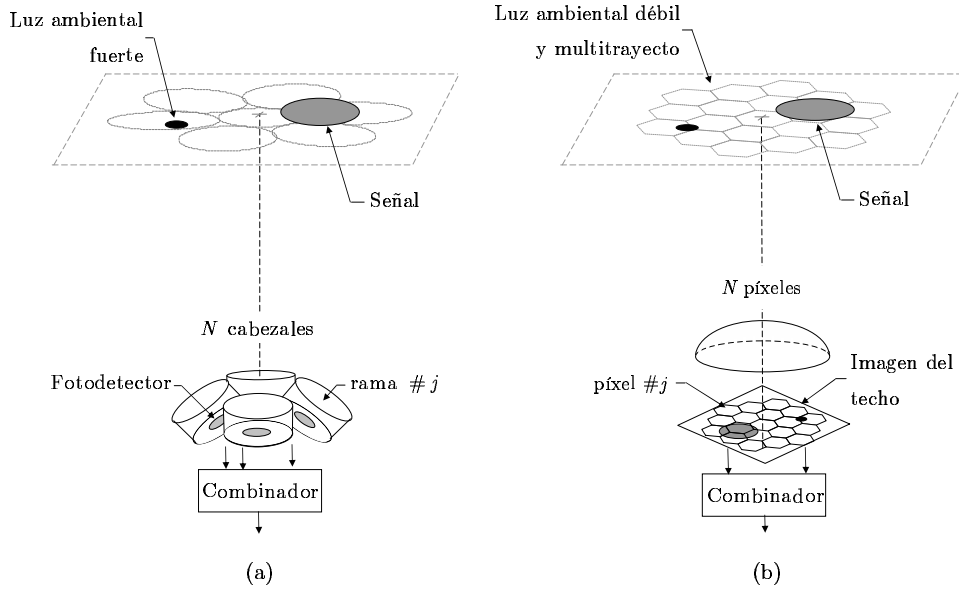


Figura 2.8: (a) Receptor múltiples cabezales (Rx-MC). (b) Receptor formador de imagen (Rx-IMG).

un número mayor de fotodetectores o píxeles, lo que se traduce en una notable mejora de prestaciones.

El funcionamiento del Rx-IMG se basa en que el concentrador de la estructura actúa como la lente de una cámara fotográfica, proyectando sobre el mosaico de píxeles una imagen de las señales del techo que se encuentren dentro de su campo de visión. En la Fig. 2.8 (b) se muestra un ejemplo de esta proyección, en la que se puede apreciar que sobre el plano de imagen se ha creado una copia reducida e invertida de la región del techo dentro del FOV del receptor. Obsérvese que, como ocurría en el Rx-MC, cada píxel sólo recibe las señales que proceden de una determinada zona del techo, que aparece delimitada con línea discontinua. Al ser estas zonas mucho menores que las de la estructura convencional, el rechazo de las señales no deseadas es mucho más eficiente. Cuando en el Rx-IMG se aumenta el número de elementos, la superficie total de los píxeles iluminados por el transmisor (A_{det}) tiende a coincidir con la superficie de la imagen producida, es decir, $A_{\text{det}} \approx A'$. Por tanto, en estas circunstancias, la ganancia óptica que proporciona el concentrador del Rx-IMG se aproxima al valor del factor de concentración máximo que se presentó en la ecuación (2.15), es decir, $g \approx C_{\text{máx,IMG}}$. Esta coincidencia de áreas permite optimizar la relación entre las potencias de señal y de ruido captados por el receptor y, por tanto, las prestaciones del enlace.

A diferencia del Rx-MC, en esta estructura, el FOV total depende principalmente del tamaño del plano de imagen normalizado respecto a la distancia focal, de forma que, a mayor superficie de plano, mayor FOV total. Para sacar el mayor partido a esta estructura, interesa que los píxeles del plano de imagen estén completamente pegados entre sí, sin holguras que darían lugar a pérdidas de potencia. Por el mismo motivo, también conviene trabajar

con estructuras que utilicen píxeles de forma hexagonal. De este modo, si la imagen de la señal transmitida es lo suficientemente pequeña, se garantiza que, como mucho, ilumina tres píxeles de forma simultánea, minimizando, de este modo, el fraccionamiento de la señal. Los resultados publicados hasta la fecha muestran que mediante el uso de Rx-IMG se puede reducir la potencia óptica requerida por un transmisor con diversidad hasta en 20 dB para enlaces tipo No-LOS [58].

Pese a las ventajas mencionadas, el desarrollo de Rx-IMG plantea problemas de diseño muy serios. Uno de los principales lo constituye la dificultad para conseguir un sistema de lentes de bajo coste que compatibilice el gran ángulo de aceptación total requerido con un bajo nivel de aberraciones, trabajando, al mismo tiempo, con un tamaño razonable de plano formador de imagen. No obstante, éste es un problema ya resuelto en la bibliografía, donde están descritos diseños similares que cumplen con estas restricciones [18], [59]. Otro inconveniente adicional, relacionado con el anterior, lo constituye la complicación para obtener un filtro óptico de banda estrecha y FOV elevado, aspecto éste ya analizado en el apartado 2.2.1. Por esta razón, los Rx-IMG suelen trabajar con FOV más reducidos que los Rx-MC y, en consecuencia, alcanzan coberturas menores.

Además de estos inconvenientes relativos al diseño del cabezal óptico, el desarrollo de Rx-IMG también plantea problemas en el diseño de la electrónica de detección y de procesamiento de señal. Para empezar, integrar en una estructura planar un gran número de fotodetectores no es, en absoluto, una tarea tecnológicamente sencilla. De hecho, la mayoría de los prototipos presentados hasta ahora no manejan valores de N elevados. A modo de ejemplo, el receptor integrado desarrollado por O'Brien *et al.* [60], [61] está formado únicamente por 7 píxeles hexagonales, capaces de operar a un régimen binario de 155 Mb/s. De este receptor también se han publicado modificaciones que pueden alcanzar velocidades de 320 Mb/s [62]. Asimismo, a menor velocidad de transmisión Parand *et al.* [63] construyeron un enlace experimental con seguimiento formado por un receptor de 3×3 fotodetectores, con un régimen binario de 32.7 Mb/s. Por otro lado, el receptor de Jungnickel *et al.* presentado en [35], [64] utiliza algunos fotodetectores más, llegando hasta los 24, para una velocidad de 155 Mb/s. Para aplicaciones de FSO, Leibowitz *et al.* desarrollaron en [65] un Rx-IMG formado, en este caso, por 256 elementos que sólo operan a una velocidad de 500 kb/s. Finalmente, Kagawa *et al.* presentaron en [66] resultados experimentales para un receptor formado por 32×32 píxeles con una velocidad de transmisión de 400 Mb/s.

Todos los diseños descritos en el párrafo anterior tienen en común que están desarrollados para enlaces de tipo LOS, por lo que los niveles de potencia recibida esperados son lo suficientemente elevados como para que no se requieran sensibilidades demasiado exigentes. Sin embargo, en los enlaces de tipo No-LOS la situación es justamente la opuesta, pues las reflexiones en el techo conducen a niveles de irradiancia extremadamente pequeños y, por tanto, a la necesidad de receptores muy sensibles. Precisamente, la dificultad para conseguir Rx-IMG de baja sensibilidad es el principal motivo que explica que, hasta la fecha, no se hayan presentado prototipos para enlaces No-LOS. Y es que, en general, existe una fuerte

correlación entre la sensibilidad y el consumo de potencia de un receptor, de tal forma que, una mejora de sensibilidad tiene siempre como contrapartida un aumento del consumo. Además, en los esquemas de Rx-IMG, este consumo se ve multiplicado por el número de circuitos empleados en la recepción, que es muy alto. Por si esto no fuera suficiente, el problema se agrava aún más, si se tiene en cuenta que lo que se desean son estructuras receptoras que sean capaces de operar a velocidades de transmisión muy altas, que incrementan considerablemente el consumo del receptor.

En definitiva, el elevado consumo asociado a los esquemas de Rx-IMG es un factor que compromete muy seriamente su viabilidad práctica en enlaces No-LOS. Esta dificultad invita, por tanto, a investigar nuevas estructuras receptoras que permitan trabajar en idénticas situaciones, pero con un nivel de consumo mucho más reducido. A esta tarea se dedican por entero los capítulos tres y cuatro de este trabajo.

2.3. Estructuras transmisoras

En lo que respecta al transmisor, la aplicación de la diversidad angular consiste en sustituir el único haz de gran abertura de los transmisores convencionales por un conjunto de haces estrechos que apuntan hacia distintas zonas del recinto de trabajo. Estos haces proyectan sobre el techo de la sala una malla de pequeñas zonas circulares, denominadas spots, en las que se concentra la potencia óptica transmitida, creándose así un sistema de difusión multipunto. La mayor directividad de los haces empleados permite reducir las pérdidas de propagación y, por tanto, optimizar el uso de la potencia óptica disponible. Asimismo, la diversidad de direcciones de los haces emitidos garantiza la robustez del sistema frente a obstrucciones y evita el apuntamiento del receptor. De este modo, un transmisor con diversidad mantiene las mismas ventajas que un transmisor difuso y, al tiempo, mitiga su principal inconveniente, que son las enormes pérdidas de propagación. A modo de ejemplo, cuando se emplean receptores convencionales el uso de transmisores con diversidad angular conduce a un ahorro de la potencia óptica transmitida del orden de 10 dB [10].

Para ilustrar la diferencia entre ambos tipos de transmisores, en la Fig. 2.9 se muestra el diagrama de radiación correspondiente a un transmisor convencional y a un transmisor con diversidad angular. Como se puede apreciar, el transmisor convencional de la Fig. 2.9 (a) utiliza un patrón de radiación formado por un único haz de gran abertura, con el que puede inundar de radiación toda la sala. En concreto, el ángulo de potencia mitad (HPA) de este patrón es de 120° . Por otro lado, el transmisor con diversidad angular de la Fig. 2.9 (b) está constituido por un total de 7 haces idénticos, cada uno con un HPA = 20° . Su haz central tiene una elevación de 90° , siendo 45° la elevación de los seis haces restantes.

En la bibliografía, los transmisores con diversidad angular aparecen con distintas denominaciones. Así, el primer transmisor de este tipo recibió el nombre de *spot-diffusing transmitter* [32]. Posteriormente, otros autores han utilizado este mismo diseño llamándolo simplemente

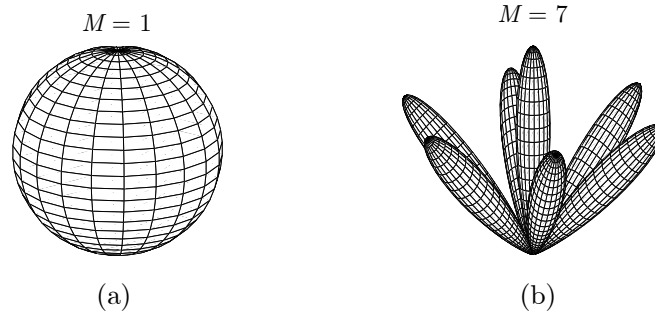


Figura 2.9: Diagramas de radiación. (a) Transmisor difuso convencional. (b) Transmisor con diversidad angular.

multibeam transmitter [19], o rebautizándolo como *quasi-diffuse transmitter* [58], [67] por su parecido con el transmisor difuso convencional.

Las características de un transmisor con diversidad, es decir, el número, orientación y anchura de sus haces tienen una enorme influencia en las prestaciones del enlace. De este modo, si se aumenta el número de haces se puede mejorar la uniformidad del canal, que se hace más predecible, pero, a cambio, se pierde eficiencia de potencia, pues la mayor parte se desperdicia al emitirse fuera del FOV del receptor. Por otro lado, si se opta por estrechar los haces de emisión se puede mejorar el BW y la SNR del enlace, pero, a cambio, el transmisor se vuelve potencialmente más peligroso en términos de seguridad ocular. Esto último es debido a que, desafortunadamente, la cornea humana es transparente a la radiación infrarroja, especialmente en la primera ventana, por lo que las emisiones del transmisor que la atraviesan pueden ser focalizadas sobre la retina, provocando daños irreversibles. El nivel de peligrosidad del transmisor será tanto mayor cuanto más colimada esté la fuente que lo origina. El tipo de receptor empleado también afecta a la elección del patrón de radiación del transmisor [59], [68].

Sin duda, el mejor diseño de transmisor será aquél que permita optimizar los principales parámetros de calidad del enlace, a saber, SNR y BW, con el menor consumo de potencia posible. Existen dos motivos que justifican la necesidad de minimizar la potencia óptica emitida. El primero tiene que ver con el cumplimiento de las limitaciones existentes que garantizan la seguridad ocular, aspecto que se detalla en el siguiente apartado. El segundo motivo, está relacionado con el deseo de poder operar con equipos portátiles, ya que conseguir baterías de tamaño, duración y coste razonable obliga a reducir al máximo el consumo de potencia del transmisor.

Los aspectos relativos al tipo de dispositivo fotoemisor empleado, así como la forma de combinar estos fotoemisores para diseñar transmisores con diversidad se detalla en los dos apartados siguientes.

2.3.1. Emisores y seguridad ocular

Aunque, en principio, tanto LEDs como LDs son válidos para construir los transmisores en un enlace de interior, los diodos láser poseen algunas ventajas importantes que los hacen más apropiados para formar enlaces ópticos a alta velocidad [10]. Para empezar, el ancho de banda de modulación, del orden de decenas de MHz, que ofrecen los LEDs no es suficiente para la mayor parte de las aplicaciones de los sistemas con diversidad. Los LDs, por el contrario, pueden alcanzar sin problemas anchuras mayores que 1 GHz. Además, la eficiencia de conversión de los LDs es mucho mejor que la de los LEDs, lo que conduce a que los primeros puedan manejar potencias de emisión más elevadas. Por otro lado, la gran pureza espectral de la luz emitida por los LDs, con anchuras espectrales menores de 1 nm, es otro factor a su favor, pues, facilita el filtrado óptico en recepción y, por tanto, contribuye a mejorar la SNR recibida. Sin embargo, los LDs presentan dos inconvenientes importantes. El primero es su coste, superior al de los LEDs. El segundo, es que su luz es por su coherencia potencialmente dañina para el ojo humano. No obstante, este último problema se soluciona fácilmente haciendo pasar la luz del LD a través de algún elemento que destruya su coherencia espacial y disperse sus emisiones, aumentando su diámetro de apertura y su ángulo de emisión. Para ello, lo habitual es emplear difusores contruidos con materiales plásticos que dan lugar a patrones de emisión de tipo Lambertiano. En estos patrones, la intensidad de radiación emitida viene dada por la siguiente expresión

$$I(\phi) = P \cdot \frac{m+1}{2\pi} \cdot \cos^m(\phi) \quad (2.28)$$

donde ϕ es el ángulo de emisión con respecto a la dirección que define la orientación del haz y está comprendido entre $[-\pi/2, \pi/2]$, m es el orden Lambertiano, P es la potencia emitida y $\frac{m+1}{2\pi}$ es una constante que asegura que al integrar $I(\phi)$ sobre la superficie de una esfera se obtiene como potencia emitida P . En esta expresión, el orden Lambertiano m está relacionado con la anchura de haz del patrón del siguiente modo

$$m = -\frac{0.693}{\ln [\cos (\Phi_{1/2})]} \quad (2.29)$$

donde $\Phi_{1/2}$ es el semiángulo de potencia mitad del haz (HPSA). Los diagramas de la Fig. 2.9 responden a expresiones de este tipo. Para romper la coherencia de la luz láser, también se pueden emplear hologramas [69], [70], [71] en lugar de difusores plásticos. Los hologramas, además, tienen la ventaja adicional de que permiten diseñar patrones de radiación con características predefinidas y formas diversas, por tanto, no están limitados a emisiones de tipo Lambertiano.

Los aspectos relativos a la seguridad ocular de los transmisores ópticos están regulados por diversos organismos de ámbito internacional, entre los que destaca la Comisión Electrotécnica Internacional (IEC), que posee el estándar más ampliamente utilizado: el IEC 60825-1 [11]. Según este estándar, un transmisor puede considerarse seguro *bajo cualquier circunstancia previsible* si está clasificado dentro de lo que se conoce como Clase 1. La potencia emitida

por un transmisor perteneciente a esta clase no debe superar un determinado límite máximo denominado AEL (*Allowable Exposure Limit*). Este límite depende de diversos factores tales como la longitud de onda de emisión, el tamaño aparente de la fuente, su directividad, etc. Al definir el AEL, el estándar establece una clara distinción entre fuentes puntuales, es decir, fuentes que el ojo es incapaz de resolver en extensión y, por tanto, que son potencialmente más dañinas, y fuentes no puntuales, que al formar una imagen más amplia en la retina son menos peligrosas. También distingue entre fuentes con y sin modulación, aunque para frecuencias de modulación superiores a los 24 kHz, el límite del AEL se puede aplicar a la potencia óptica promedio del transmisor, en lugar de a la potencia máxima.

Las emisiones de tipo Lambertiano no directivas poseen límites bastante altos que no plantean excesivos problemas de cumplimiento. A modo de ejemplo, el AEL que establece el estándar para un emisor Lambertiano ($m = 1$) con 10 mm de apertura, operando a 900 nm, es de 4 W. Por el contrario, las emisiones que producen las fuentes puntuales, que son las que se suelen emplear para formar transmisores de tipo multispot, poseen límites tremendamente más restrictivos. Para el mismo ejemplo anterior, pero trabajando con una fuente puntual, el estándar fija un AEL de tan solo 0.5 mW. Esta limitación tan severa conduce a que se tengan que utilizar un número muy elevado de haces para conseguir niveles aceptables y, aún así, resulta extremadamente complicado alcanzar los niveles de potencia que requieren los enlaces de tipo No-LOS, que superan los 100 mW.

Para solucionar este problema existen dos opciones. La primera consiste en migrar hacia longitudes de onda mayores, donde los límites AEL son más altos. De hecho, a 1550 nm, el AEL permitido para fuentes puntuales de diámetro menor de 10 mm es de 10 mW (20 veces mayor que a 900 nm). Esta potencia es suficiente para la mayoría de los transmisores con diversidad. Sin embargo, el inconveniente de trabajar a 1550 nm es que el coste de los dispositivos es mucho más elevado, lo que hace que esta solución, a día de hoy, no sea muy atractiva. La segunda alternativa para aumentar la potencia transmitida consiste en incrementar el diámetro de apertura de los haces emitidos, ya que al aumentar este diámetro también aumenta el AEL. Para ello, se puede utilizar una estructura de transmisor constituida por un array de LDs cuyas emisiones se hagan pasar a través de un sistema de lentes que se encargue de difundir la potencia de cada haz por una superficie mayor y de redirigir cada haz en la dirección adecuada. De este modo, si con un esquema de este tipo se consigue aumentar el diámetro de apertura de 1 cm a 2 cm, el AEL a 900 nm pasaría de 0.5 mW a, aproximadamente, 4 mW, que ya es suficiente para muchas aplicaciones. Si se requieren potencias mayores habría que aumentar aún más la apertura de emisión.

2.3.2. Diseños de transmisores

Los transmisores con diversidad se pueden clasificar en dos categorías, en función del número y anchura de los haces que forman su diagrama de radiación, a saber: los transmisores multihaz y los transmisores multispot.

Los transmisores multihaz (TMH) se caracterizan por tener un diagrama formado por un número relativamente reducido de haces, típicamente $M < 10$, con emisiones de tipo Lambertiano y un HPSA, para cada haz, comprendido entre 5 y 15°, aproximadamente. La opción más directa para construir un TMH consiste en combinar varios LDs independientes con distinta orientación en una misma estructura. Posteriormente, añadiendo un difusor común o individual, para romper la coherencia de los LDs, se obtiene el patrón Lambertiano deseado. Dado que, por razones prácticas, no es posible agrupar muchos LDs en un mismo transmisor, el número de haces de un TMH no suele superar la decena. Algunos prototipos de TMH se pueden encontrar en la bibliografía en [19], [72].

A diferencia de los TMH, los transmisores multispot (TMS) se caracterizan por emitir con haces extremadamente directivos, con valores de HPSA $\approx 1^\circ$. Esto les permite concentrar la potencia emitida en pequeñas regiones del techo que forman patrones de geometría predefinida. Generalmente, los TMS operan con un número de haces comprendido entre 10 y 100. En la bibliografía se han propuesto para estos transmisores patrones con geometrías muy diversas. La más empleada [71], [73], [74] está formada por una rejilla cuadrada de spots circulares distribuidos uniformemente por el techo de la sala, como se muestra en la Fig. 2.10 (a). También son comunes los patrones de malla rómbica y hexagonal [58], [59], [68]. Se han propuesto, asimismo, patrones alternativos (no uniformes) en los que los spots se distribuyen en forma de diamante [36], o disponen a lo largo de una línea que atraviesa la sala de extremo a extremo [43], [75]. Estas últimas estructuras (ver Fig. 2.10 (a)) ofrecen ciertas ventajas sobre la distribución uniforme cuando se emplean en combinación con un receptor con diversidad de tipo piramidal [42], [76], [77].

Los TMS pueden construirse de varias formas. Si, por ejemplo, se pretende obtener un transmisor con muchos haces, la mejor opción consiste en emplear hologramas diseñados por ordenador (CGH). De este modo, a partir de un único láser y un holograma se pueden generar todos los haces requeridos. Los hologramas, además, son baratos, ligeros y tienen eficiencias cercanas al 100 %. La luz que emerge de los haces formados con un holograma es una luz muy colimada, por lo que transmisores así diseñados deben cumplir el AEL relativo a fuentes puntuales. Cuantos más haces se utilicen, mayor será la potencia total que podrá emitir el transmisor. El límite máximo vendrá dado por $M \times \text{AEL}$.

Otra alternativa para construir un TMS consiste en utilizar un array de LD en dos dimensiones. La elección natural para llevar a cabo este transmisor es a partir de una agrupación VCSEL (*Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser*), pues estos dispositivos se pueden fabricar fácilmente en arrays superficiales a un coste razonable y con potencias de transmisión superiores a 200 mW [59]. Junto con este array se debe emplear un sistema de lentes en dos etapas para poder expandir y orientar cada haz con la dirección adecuada, como se muestra en la Fig. 2.10 (b). En este esquema, la lente expansora puede diseñarse con el diámetro necesario para cumplir los requisitos de seguridad ocular, ya mencionados. Los transmisores basados en VCSEL mantienen como ventaja adicional que sus LDs pueden controlarse de manera independiente, de forma que, durante su uso es posible desconectar aquellos LDs que

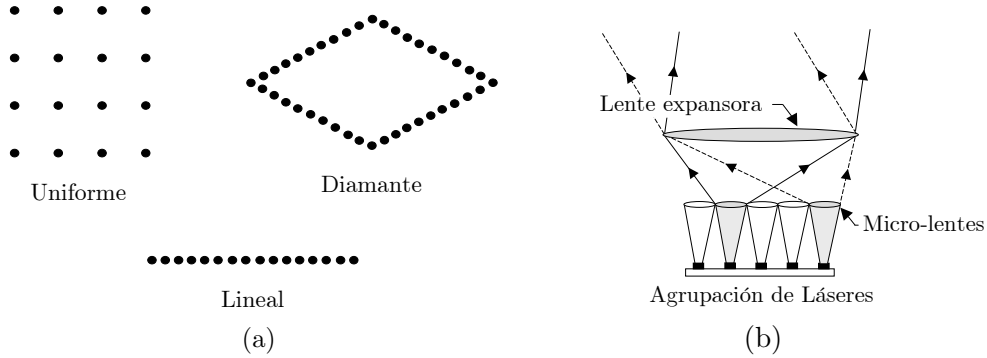


Figura 2.10: (a) Patrones de radiación. (b) Transmisor basado en un array de diodos láser.

iluminan zonas carentes de interés, lo que permite disminuir drásticamente su consumo de potencia. Algunos esquemas de este transmisor se pueden encontrar en [35] y [78], aplicados a enlaces tipo LOS.

2.4. Conclusiones

En este capítulo se ha descrito cómo la incorporación de las técnicas de diversidad angular en el diseño de los transmisores y receptores permite reducir de forma muy notable los principales inconvenientes que introduce el canal óptico, esto es, las pérdidas, la distorsión y la luz ambiental. En los párrafos que siguen se recogen brevemente las principales conclusiones que se desprenden del estudio realizado a lo largo del capítulo.

Para mejorar la captación, todos los diseños de receptores con diversidad angular utilizan en sus cabezales ópticos elementos de filtrado y concentración. Los filtros ópticos permiten rechazar la luz ambiental recibida a longitudes de onda distintas de las de la señal emitida, por lo que reducen de forma sustancial el nivel de ruido shot generado en el fotodetector. Entre ellos, los filtros de interferencia son los más adecuados para los receptores con diversidad, pues permiten ajustar su respuesta en frecuencia a la anchura espectral del transmisor, aunque tienen el inconveniente de no admitir FOV elevados. Por otro lado, los concentradores ópticos permiten aumentar el nivel de potencia recibida en el receptor, proporcionando ganancia óptica a cambio de recortar el FOV del cabezal. Existen concentradores formadores de imagen y no formadores de imagen. Los concentradores formadores de imagen son apropiados para sistemas con FOVs muy reducidos, de apenas unos grados. Si se desean FOV mayores los concentradores no formadores de imagen son los que ofrecen mejores prestaciones.

La naturaleza direccional de la señal y del ruido captado permite mejorar la SNR en los receptores con diversidad ponderando adecuadamente las señales recibidas en cada fotodetector.

De este modo, se penaliza a las ramas que captan ruido y distorsión y se premia a las que reciben señal. La técnica *select best* constituye el método de ponderación conceptualmente más simple y con el que se obtiene el mayor BW. Sin embargo, la técnica *maximal-ratio combining* es la que proporciona la mejor SNR. El uso de técnicas de combinación mejora la SNR y el BW del enlace, pero incrementa la complejidad del receptor.

Existen dos estructuras de receptores con diversidad angular: los receptores de múltiples cabezales (Rx-MC) y los receptores formadores de imagen (Rx-IMG). Las prestaciones de ambas estructuras tienden a mejorar cuando se aumenta el número de ramas empleadas. Los Rx-MC están constituidos por varios cabezales independientes que utilizan concentradores de tipo no formador de imagen. Pueden alcanzar FOV totales de hasta 90° grados, pero, por cuestiones prácticas, no suelen tener más de 10 ramas. Los Rx-IMG utilizan un único concentrador de tipo formador de imagen, que es común para todas las ramas. Pueden trabajar con un número muy elevado de fotodetectores, pero su FOV total no suele superar los 45°. Ambos receptores tienen una óptica y una electrónica compleja, que da lugar a consumos muy elevados cuando se aumenta el número de ramas y la velocidad de funcionamiento del receptor.

Los transmisores con diversidad utilizan un conjunto de haces estrechos que apuntan hacia hacia distintas zonas del recinto de trabajo. Existen dos tipos de transmisores: los transmisores multihaz y los transmisores multispot. Los segundos son preferibles frente a los primeros, pues permiten obtener mejores BW y SNR. Sin embargo, su diseño plantea más problemas para cumplir los requisitos de seguridad ocular.

Capítulo 3

Receptores propuestos

3.1. Introducción

En este capítulo se presentan dos nuevos diseños de receptores con diversidad angular que se proponen como alternativa a las estructuras convencionales (Rx-MC y Rx-IMG) descritas en el capítulo 2. Los dos receptores que se proponen comparten la misma idea de diseño, que consiste en dotar a su cabezal óptico de capacidad de orientación propia. Con esta nueva capacidad y un algoritmo de búsqueda específico, ambos receptores podrán apuntar automáticamente hacia la zona de la sala óptima en términos de iluminación, lo que les permitirá mejorar ostensiblemente los resultados de SNR y BW obtenidos por otros receptores, tal como se mostrará en este capítulo.

Aunque ambas estructuras poseen capacidad de auto-orientación, difieren en la forma de conseguirla. Así, la primera estructura receptora que se propone que, en adelante será referida como receptor de cabezal auto-orientable (Rx-AO), consigue la orientación mediante el movimiento angular en acimut y elevación del único cabezal óptico del receptor. Para obtener este movimiento, el receptor utiliza un sistema electro-mecánico de apuntamiento diseñado específicamente con esta finalidad. En lo que respecta a la segunda estructura receptora que se propone, que en adelante será denominada receptor formador de imagen de canal único (Rx-CU), el apuntamiento del receptor se logra mediante el movimiento del fotodetector a lo largo de dos ejes ortogonales situados sobre el plano de imagen de un sistema de lentes. En este segundo esquema, también se requiere el uso de un mecanismo de posicionamiento que permita desplazar el fotodetector a cualquier posición dentro del plano de imagen del receptor.

En realidad, las dos estructuras que se proponen pueden interpretarse como una evolución de los receptores Rx-MC y Rx-IMG descritos en el capítulo anterior, en los que se ha modificado su diseño, intercambiando complejidad electrónica por complejidad electro-mecánica. De este modo, el Rx-AO puede verse como un Rx-MC compuesto por un número muy elevado de

ramas, en el que se han eliminado todas menos la mejor. De forma análoga, el Rx-CU podría concebirse como un Rx-IMG formado por muchos píxeles, en el que únicamente se considera la señal recibida en el píxel con mejores resultados. En ambos casos, la reducción del número de cabezales, o píxeles, se suple mediante el movimiento del sistema electro-mecánico que se emplea en cada receptor.

El capítulo se ha organizado del siguiente modo. Las dos primeras secciones se dedican por completo a describir la estructura y funcionamiento de los dos receptores que se proponen: en la sección 3.2 se presenta el receptor de cabezal auto-orientable, y en la sección 3.3 el receptor formador de imagen de canal único. Dicha presentación se realiza prestando especial atención a aquellos aspectos que diferencian ambas estructuras receptoras, es decir, al diseño del cabezal óptico. Posteriormente, en la sección 3.4, se explican aquellos elementos que son comunes a los dos receptores, como la obtención de las coordenadas de orientación y la solución al problema de los bloqueos. En la sección 3.5 se realiza una evaluación preliminar de las prestaciones de cada receptor propuesto, comparándolos, con los receptores descritos en el capítulo 2, el Rx-MC y Rx-IMG. Para finalizar, en la última sección, se resumen las principales conclusiones que se desprenden del análisis realizado en las secciones anteriores.

3.2. Receptor de cabezal auto-orientable

Como ya se ha comentado, el receptor de cabezal auto-orientable que se propone en esta tesis puede considerarse como una evolución de los receptores de múltiples cabezales, Rx-MC, pues puede interpretarse como un Rx-MC compuesto por un número elevado de ramas en el que se han eliminado todas menos la mejor. Así, a diferencia de los Rx-MC que utilizan múltiples elementos orientados en distintas direcciones, el receptor propuesto utiliza un único cabezal óptico dotado de capacidad de orientación propia. Un sistema de control específico se encarga de gobernar la orientación del cabezal y de decidir, en todo momento, la dirección de apuntamiento del receptor. Como se verá en esta sección, la capacidad de orientación del receptor, unida al estrecho campo de visión empleado, permitirá a esta estructura mejorar significativamente ciertas prestaciones de los receptores con diversidad angular convencionales.

3.2.1. Descripción general

En la Fig. 3.1 (a) se muestra el diagrama de bloques del receptor de cabezal auto-orientable. Se trata de un esquema simplificado con dos partes bien diferenciadas: el cabezal auto-orientable propiamente dicho, que es el núcleo del receptor, y un conjunto de bloques adicionales que se encargan de gobernar la orientación del cabezal y de recuperar la señal transmitida. En el esquema de la figura, estos bloques adicionales aparecen agrupados en una etapa de entrada y en el procesador digital de señal (DSP).

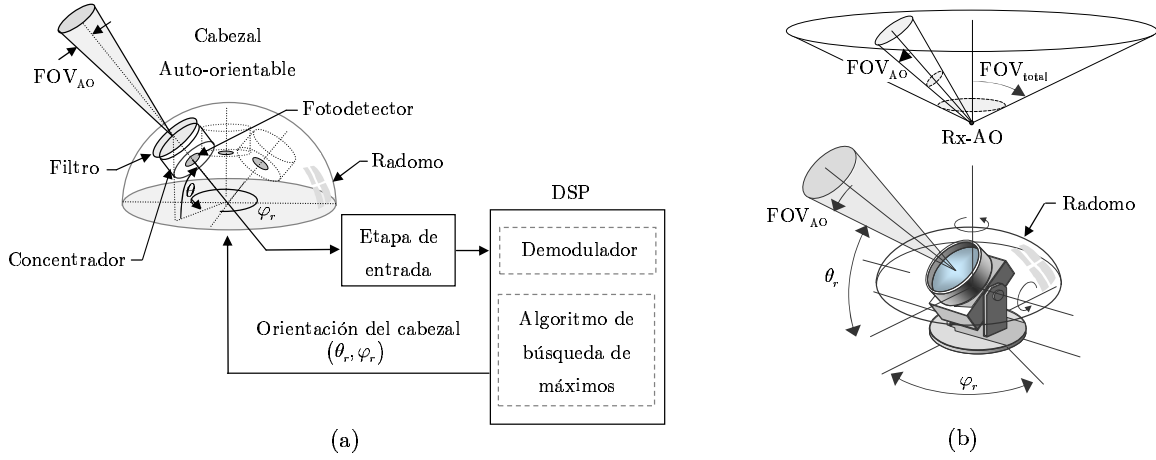


Figura 3.1: Receptor de cabezal auto-orientable. (a) Diagrama de bloques. (b) Detalle del cabezal auto-orientable.

Como se puede apreciar, el Rx-AO utiliza un cabezal óptico formado por un filtro, un concentrador y un fotodetector, muy similar a los cabezales de los Rx-MC, descritos en el capítulo anterior. No obstante, a diferencia de éstos, en el receptor de cabezal auto-orientable, el concentrador es una lente convergente, en lugar de un elemento no formador de imagen convencional. La principal razón que justifica esta elección reside en que, al emplear una lente, tal como se explicó en el capítulo 2, se pueden conseguir ganancias enormes, muy superiores a las que ofrecen los concentradores no formadores de imagen. Para ello, basta con escoger un campo de visión que sea lo suficientemente estrecho, pues cuanto menor es el campo de visión del cabezal, mayor es su ganancia. En consecuencia, el receptor propuesto utilizará un FOV_{AO} muy pequeño, de apenas unos grados. La elección de este campo de visión, particularmente estrecho, es posible en el receptor propuesto gracias a su capacidad para orientarse en la dirección deseada pues, a diferencia de lo que ocurre en otras estructuras, el recorte del FOV_{AO} no afecta al campo de visión total (FOV_{total}) del receptor, que sólo depende del movimiento del cabezal, como se muestra en la Fig. 3.1 (b). De este modo, al aumentar la ganancia, se reducen las pérdidas del enlace y, por consiguiente, se mejora la SNR recibida.

Sin embargo, operar con un campo de visión muy estrecho tiene consecuencias mucho más profundas pues, además de disminuir las pérdidas, como se acaba de explicar, también permite reducir el nivel del ruido ambiental y aumentar el ancho de banda del canal óptico. No obstante, para que ello sea posible es necesario elegir el FOV_{AO} adecuadamente, de manera que se puedan optimizar todos los parámetros afectados. En este sentido, se requerirá tener en cuenta aspectos tales como el patrón de radiación del transmisor empleado y la geometría del enlace. El análisis de la influencia de estos aspectos, así como la explicación del criterio de elección del campo de visión óptimo, se realiza en el apartado 3.2.2.

Tal como se ha adelantado, la orientación del cabezal del Rx-AO se lleva a cabo mediante un sistema electro-mecánico de direccionamiento, que permite movimientos de giro en acimut φ_r y elevación θ_r , como se muestra en la Fig. 3.1 (b). Con este sistema de apuntamiento, el receptor puede dirigir su campo de visión hacia la zona con mejor SNR, sin más que entregar al sistema de orientación las coordenadas (θ_r, φ_r) correspondientes a la dirección óptima. Así, en un recinto típico, iluminado por un transmisor multispot que proyecte sobre el techo un patrón regular de spots, el Rx-AO dirigirá automáticamente su cabezal hacia el mejor spot (normalmente el más cercano), evitando las zonas de la sala ocupadas por ventanales y lámparas, que con su luz sólo contribuyen a degradar la calidad de la señal recibida. Las coordenadas de apuntamiento del cabezal se obtendrán empleando un estimador de la SNR y un algoritmo de búsqueda, que estará programado en el DSP del receptor. Los aspectos relativos al apuntamiento del receptor se describen en la sección 3.4.

Como se muestra en la Fig. 3.1, el cabezal auto-orientable puede cubrirse con un radomo que proteja del exterior la mecánica de la estructura. Lógicamente, el material plástico empleado en la construcción del radomo deberá ser transparente a las frecuencias de trabajo del receptor, de modo que no afecte negativamente a su funcionamiento.

Tras el cabezal, el siguiente bloque del receptor de cabezal auto-orientable es la etapa de entrada que, como se muestra en la Fig. 3.2, está formada, a su vez, por varios elementos. Esta etapa tiene dos funciones encomendadas. La primera consiste en recoger la corriente generada en el fotodetector, amplificarla y filtrarla, de manera que pueda ser procesada por el DSP para extraer la información transmitida. Se trata, por tanto, de una etapa que actúa como interfaz de unión entre el cabezal y el DSP. La segunda función de la etapa de entrada consiste en estimar la SNR de la señal recibida para que el receptor pueda calcular la orientación óptima.

Para la amplificación inicial se utiliza un preamplificador de transimpedancia convencional, que ofrece un gran rango dinámico y un elevado ancho de banda, sin necesidad de igualación [9]. Tras la amplificación se lleva a cabo el filtrado eléctrico. Por lo general, en esta etapa son necesarios dos tipos de filtrado. El primer filtrado se utiliza para eliminar las componentes interferentes de baja frecuencia que produce la iluminación fluorescente, por lo que su respuesta es paso-alto, con una frecuencia de corte de, aproximadamente, 500 kHz [28]. El segundo filtrado actúa como filtro adaptado del receptor digital, y tiene respuesta paso bajo. Este segundo filtro se suele construir con estructuras de Bessel de quinto orden [19], [46] ya que la respuesta al impulso de estos filtros es muy similar a la forma de los pulsos gaussianos, preferentemente utilizados, y, por tanto, encajan en la definición de filtro adaptado. La anchura de banda de este bloque de filtrado debe ajustarse a la velocidad de transmisión del enlace. Los dos filtros descritos determinan el ancho de banda equivalente de ruido del receptor. Como estimador de la SNR se utiliza un bloque similar a los empleados en los receptores con diversidad analizados en el capítulo 2. Algunas realizaciones posibles para este bloque se pueden encontrar en [79], [80], [81].

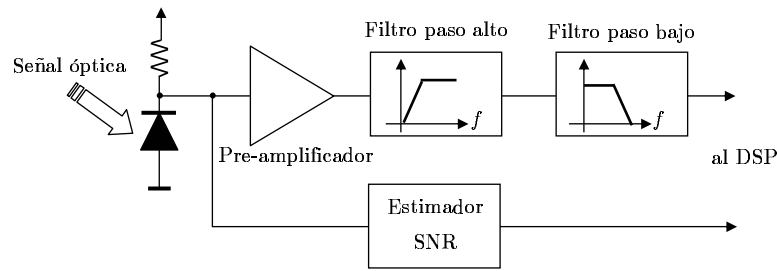


Figura 3.2: Bloques de la etapa de entrada del receptor.

Para finalizar, el último bloque del Rx-AO lo constituye el DSP, que tiene encomendadas dos tareas paralelas. La primera es demodular la señal recibida, siguiendo el esquema de señalización empleado. La segunda tarea es controlar la orientación del cabezal, suministrando al sistema electro-mecánico las coordenadas (θ_r, φ_r) de apuntamiento óptimas. Para obtener dichas coordenadas, el Rx-AO utilizará el estimador de SNR, antes comentado, y una combinación de algoritmos de búsqueda de máximos, programados en el propio DSP (ver Fig. 3.1).

Es importante indicar aquí que la posibilidad de utilizar un DSP para llevar a cabo la mayor parte de las funciones del receptor es factible gracias a que el Rx-AO utiliza un único cabezal y, por ello, se puede concentrar toda la potencia de cálculo del DSP en un solo canal. Por el contrario, el uso de DSPs en receptores de múltiples cabezales sería mucho más complicado, pues el volumen total de cálculo se vería multiplicado por el número de ramas del receptor, exigiendo unas velocidades de procesamiento difícilmente asumibles por los DSP disponibles actualmente.

Modos de trabajo

En el Rx-AO se distinguen dos modos de trabajo diferentes: el modo de establecimiento y el modo de seguimiento.

El modo de establecimiento es el modo de funcionamiento inicial del equipo. En este modo, tras el encendido, el receptor se dedica a buscar la mejor orientación del cabezal. Para ello, en el momento de encender el equipo, el cabezal comienza a girar, siguiendo el algoritmo de búsqueda programado en el DSP, de forma que va probando sucesivamente distintas direcciones de apuntamiento, hasta dar con la mejor. Normalmente son necesarias bastantes pruebas hasta encontrar la dirección óptima, por lo que esta búsqueda inicial puede durar varios segundos (típicamente menos de 10 s), en los que no se transmite información. Por tanto, durante el establecimiento, el DSP sólo ejecuta los algoritmos correspondientes al control de la orientación del cabezal. Una vez encontradas las coordenadas óptimas, el receptor se orienta hacia la zona escogida y conmuta al modo de seguimiento.

El modo de seguimiento es el modo de trabajo habitual del receptor. En este modo, la tarea principal que realiza el DSP consiste en demodular la señal recibida para recuperar la secuencia de bits transmitidos. Para ello, el receptor ejecuta algoritmos específicos programados en el DSP, que dependen del tipo de modulación empleada. Así, si la modulación cambia, la arquitectura receptora sigue siendo válida; sólo es necesario cargar el software asociado al nuevo esquema de modulación para que el receptor vuelva a funcionar. En paralelo con la demodulación, y para evitar que el cabezal se desoriente, el DSP se encarga de monitorizar periódicamente el estado del canal. De este modo, si se detecta algún cambio en la SNR, el sistema de control puede corregir la orientación del cabezal. Afortunadamente, dado que la variación del canal suele estar causada por los cambios de iluminación de la sala a lo largo del día, y estos cambios son muy lentos, el receptor sólo tendrá que estimar el estado del canal, aproximadamente, una vez cada minuto. Por tanto, la ejecución del algoritmo de seguimiento apenas interferirá con la demodulación de la señal. Sólo un cambio repentino de las condiciones del canal, causado por un movimiento brusco del receptor o por la obstrucción del haz escogido, obligaría a ejecutar el algoritmo de búsqueda inicial. En ambas situaciones, el enlace fallaría y se conmutaría, de nuevo, al modo de establecimiento para buscar una dirección alternativa.

Ventajas e inconvenientes

Las principales ventajas e inconvenientes del receptor de cabezal auto-orientable que se propone en esta tesis aparecen resumidas en la tabla 3.1, estableciendo una comparación con los receptores con diversidad de múltiples cabezales convencionales, en los que se basa el diseño del Rx-AO, intercambiando complejidad electrónica por complejidad electro-mecánica.

En primer lugar, uno de los aspectos más destacables del Rx-AO es que consigue combinar en una misma estructura la gran ganancia óptica, propia del cabezal, con el gran campo de visión que se obtiene mediante el movimiento del sistema electro-mecánico. Esta combinación de parámetros contrapuestos permite al Rx-AO obtener una extraordinaria SNR en cualquier posición de la sala. Los Rx-MC también tratan de explotar esta misma idea, pero utilizando un gran número de cabezales, lo que da lugar a estructuras demasiado complejas, que no son viables a efectos prácticos.

Otra característica diferencial del receptor propuesto, frente a los Rx-MC convencionales, es la gran simplicidad de su electrónica de recepción pues, al trabajar con un solo cabezal óptico, utiliza un único circuito receptor, en lugar de los múltiples circuitos que necesitan los Rx-MC. Esta gran simplicidad de la etapa de entrada, además de abaratar el coste del receptor y facilitar su implementación, también permite disminuir de forma muy notable el consumo de potencia, aspecto de especial relevancia en equipos portátiles. Asimismo, como se explicó con anterioridad, la existencia de una única rama también hace mucho más viable el uso de un DSP para realizar las tareas de recepción.

TABLA 3.1: Comparativa entre receptores.

Ventaja	Rx-AO	Rx-MC
Logra simultáneamente alta ganancia y gran FOV	+	+
Puede emplear un único preamplificador y un DSP	+	–
Bajo Consumo	+	–
Gran ancho de banda	+	+ ⁽¹⁾
Rechazo al ruido ambiental	+	+
Robustez frente a bloqueos	+ ⁽²⁾	+
No requiere tiempo de establecimiento	–	+

⁽¹⁾ Empleando el método de combinación *Select Best*

⁽²⁾ Introduciendo un cabezal adicional (ver sección 3.4.2)

En lo que respecta a las prestaciones derivadas de su funcionamiento, son varias las ventajas que ofrece el receptor propuesto. Por un lado, el campo de visión extremadamente reducido característico del receptor permite disminuir drásticamente el efecto de la distorsión multi-trayecto, si se opera en combinación con un transmisor multispot. Tal es la reducción, que en los enlaces que utilizan el Rx-AO el multitrayecto se hace prácticamente despreciable, creándose un canal casi ideal con un elevadísimo ancho de banda (típicamente mayor que 1 GHz). Por otro lado, el hecho de poder dirigir el cabezal en la dirección óptima permite al receptor sortear con precisión las fuentes de luz artificial presentes en la sala, como las lámparas incandescentes y fluorescentes. Por ello, el Rx-AO puede rechazar eficientemente el ruido procedente de estas fuentes de iluminación artificial.

Para ilustrar este rechazo, en la Fig. 3.3 se muestra un ejemplo de enlace en una sala iluminada por cuatro lámparas fluorescentes, en la que se han proyectado 18 haces de un transmisor multispot. Con línea discontinua se ha dibujado el FOV_{total} del receptor de cabezal auto-orientable, que indica la zona del techo que potencialmente puede ver el cabezal. Por otro lado, con línea continua se ha representado el campo de visión parcial, FOV_{AO} , que indica la zona vista por el cabezal. En la figura se aprecia con claridad cómo, al apuntar el cabezal hacia el spot óptimo, su campo de visión, FOV_{AO} , se aleja de los fluorescentes que están situados en otras zonas de la sala. Por ello, siempre que las fuentes de luz y los spots estén lo suficientemente separados, el rechazo es total. De igual modo, al trabajar con un FOV_{AO} muy estrecho, también se elimina la mayor parte de la luz natural, pues la fracción de potencia de esta luz que alcanza el receptor procedente del techo es tanto más pequeña cuanto menor es el FOV del receptor.

Si a esta reducción del ruido natural y artificial, que se acaba de explicar, le unimos la disminución de las pérdidas del enlace que se consigue mediante el uso de lentes como concentradores ópticos, el resultado es una mejora extraordinaria de la SNR recibida. Por consiguiente, las principales ventajas que ofrecen los receptores de cabezal auto-orientable se pueden sintetizar en cuatro puntos: elevado BW, excelente SNR, simplicidad de implementación y bajo consumo.

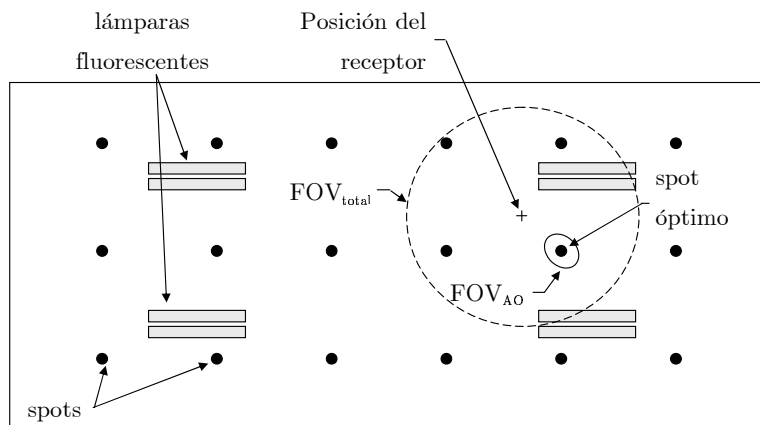


Figura 3.3: Proyección sobre el techo de una sala de los haces de un transmisor multispot y del campo de visión total, FOV_{total} , y parcial, FOV_{AO} , de un receptor de cabezal auto-orientable situado en una posición cualquiera del interior del recinto.

No obstante, pese a estas ventajas, el Rx-AO también presenta algunos inconvenientes que se describen a continuación. En primer lugar, se debe recordar que el receptor de cabezal auto-orientable necesita un tiempo de establecimiento previo a la comunicación, que no existe en los Rx-MC, en los que se puede considerar que el establecimiento del enlace es instantáneo. No obstante, dado que el establecimiento ocurre generalmente sólo una vez, al encender el receptor, la pérdida de eficiencia que introduce este tiempo no es significativa.

Otro problema más serio del Rx-AO es su vulnerabilidad frente a bloqueos del haz transmitido, pues si se produce una obstrucción en la trayectoria del haz seleccionado, el enlace se pierde y el receptor debe buscar una nueva dirección para poder restablecerlo. Existen varias alternativas para mitigar este problema. Una primera opción consiste en actuar sobre el diseño del transmisor para que los ángulos de elevación sean suficientemente elevados, disminuyendo así la probabilidad de bloqueo. Otra solución más eficaz consiste en actuar sobre el diseño de receptor, añadiéndole un cabezal adicional. Esta opción se explica con más detalle en el apartado 3.4.2.

La última objeción a la estructura del receptor de cabezal auto-orientable reside en la realizabilidad práctica de la mecánica de orientación. No obstante, en este sentido, hay que señalar que, actualmente, se pueden encontrar en el mercado de la electrónica de consumo mecanismos miniaturizados que realizan funciones muy similares a las que aquí se pretenden. Es el caso, por ejemplo, de los sistemas que forman las cabezas lectoras de los CDROM, que realizan un movimiento horizontal de complejidad comparable a del cabezal del Rx-AO. Por ello, la construcción del sistema de orientación del movimiento angular es totalmente viable con la tecnología actualmente disponible.

3.2.2. Elección de parámetros

El principal parámetro a determinar en el diseño de un receptor de cabezal auto-orientable es el campo de visión del cabezal, pues es el que más afecta a sus prestaciones finales. El valor óptimo de FOV_{AO} será aquél que permita rechazar la mayor cantidad de luz ambiental, maximizando, al mismo tiempo, la potencia de señal recibida. Este campo de visión depende de dos factores: del tamaño de los spots del transmisor y de la separación entre el receptor y el techo. En concreto, el FOV_{AO} óptimo es igual al semiángulo subtendido por el spot, cuando el receptor está bajo sus coordenadas y, por tanto, su elevación es igual a 90° .

Para ilustrar esta idea, en la Fig. 3.4 (a) se ha representado un enlace típico con un Rx-AO y un spot de diámetro D_{spot} . Aquí, ψ_{spot} representa el semiángulo subtendido por el spot y $\psi_{a,\text{AO}}$ representa el campo de visión del cabezal. Como se puede observar, si el FOV fuese menor que ψ_{spot} se desperdiciaría parte de la potencia emitida por el spot, que no se podría captar por quedar fuera del FOV_{AO} . Por otro lado, si el FOV_{AO} fuese mayor que ψ_{spot} , se estaría captando más ruido ambiental, sin mejorar el nivel de potencia recibida que, de hecho, se reduciría por la pérdida de ganancia que traería consigo el aumento del campo de visión. En consecuencia, el caso mejor se produce cuando $\psi_{a,\text{AO}} = \psi_{\text{spot}}$. Por consiguiente, el FOV_{AO} óptimo viene dado por

$$\text{FOV}_{\text{AO}} = \psi_{\text{spot}} = \tan^{-1} \left(\frac{D_{\text{spot}}}{2h_r} \right). \quad (3.1)$$

donde, D_{spot} es el diámetro del spot y h_r es la distancia de separación entre el receptor y el techo. Obsérvese en la Fig. 3.4 (b) que, cuando la elevación del receptor es menor que 90° , el FOV_{AO} óptimo proyecta sobre el techo una elipse mayor que el tamaño del spot. Este FOV_{AO} capta, por tanto, toda la señal emitida por el spot, pero, al no coincidir ambas superficies, la SNR disminuye. La elección del FOV en las configuraciones en las que los spots no son circulares, sino elípticos, se trata en [82].

A partir de la ecuación (3.1) y de los valores típicos de h_r y D_{spot} es posible calcular el margen de valores que puede tomar el FOV_{AO} del receptor. Así, dado que las salas suelen tener una altura menor que 3 m y que los receptores suelen estar situados sobre mesas, a alturas próximas a los 80 cm, se puede considerar que $h_r \approx 2$ m. Si además se tiene en cuenta que los valores del diámetro de los spots suelen estar comprendidos entre 10 cm y 20 cm, se llega a que el FOV_{AO} óptimo puede variar entre 1.43° y 2.86° . En la práctica, no obstante, esta condición puede relajarse aumentando ligeramente el FOV, de modo que se simplifique el proceso de búsqueda de la mejor orientación.

Una vez fijado el criterio de elección del FOV_{AO} , el siguiente paso consiste en escoger el conjunto lente-fotodetector que proporciona dicho campo de visión. En lo que respecta a la elección de la lente, son varios los factores a tener en cuenta. En primer lugar, ésta debe ser lo suficientemente grande para captar un nivel apropiado de potencia de señal, pero lo suficientemente pequeña para reducir el volumen del cabezal. En este sentido, un diámetro

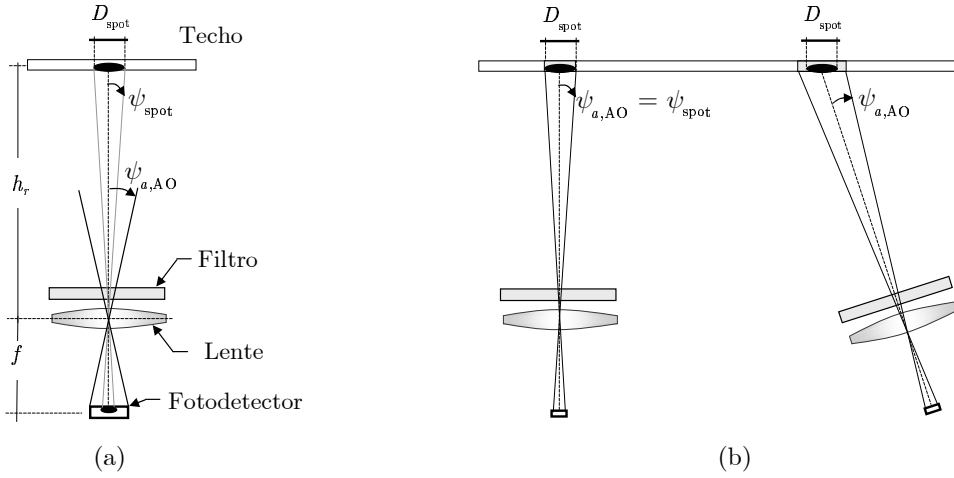


Figura 3.4: (a) Esquema del receptor de cabezal auto-orientable para un ángulo de elevación, $\theta_r = 90^\circ$. (b) Efecto de la orientación del receptor en la región comprendida dentro del FOV del cabezal.

comprendido entre 1 cm y 2 cm se considera adecuado para cumplir ambos objetivos. Por otro lado, la lente también debe ser lo más sencilla posible, de forma que no eleve demasiado el coste del receptor. Un parámetro que sirve para caracterizar una lente es su número-f, en adelante $f/\#$, donde $f/\#$ debe entenderse como un único símbolo. El número-f se define como la relación entre la distancia focal de la lente f y su diámetro D , es decir,

$$f/\# = \frac{f}{D} \quad (3.2)$$

de modo que, cuanto menor es su valor, mayor es el poder concentrador y, en consecuencia, mayor es el coste de la lente. Cuando se necesitan lentes de gran poder de concentración se utilizan sistemas ópticos formados por varias lentes que alcanzan $f/\#$ reducidos con niveles de aberraciones ópticas bajos. Pues bien, los factores comentados anteriormente, que determinan la elección de la lente, implican que interesa trabajar con lentes con un número-f mayor que dos.

Para ilustrar la influencia del $f/\#$ en el funcionamiento del cabezal, en la Fig. 3.5 se han representado dos lentes con el mismo diámetro de apertura, pero con diferente distancia focal. En la primera se ha fijado $f = D$, por lo que se tiene que $f/1$. En el segundo caso se ha tomado $f = 2D$ y, por tanto, el número-f es $f/2$. Obsérvese que para obtener el mismo FOV, representado por $\psi_{a,AO}$, el cabezal con $f/1$ necesita un fotodetector cuatro veces más pequeño que el cabezal con $f/2$. Esta relación se obtiene a partir de los parámetros geométricos de la Fig. 3.5 con la expresión

$$D_{det} = 2Df/\# \tan(\psi_{a,AO}) \quad (3.3)$$

donde el producto $Df/\#$ es igual a la distancia focal de la lente, D_{det} es el diámetro del detector y $\psi_{a,AO}$ es el semiángulo que define el campo de visión del cabezal.

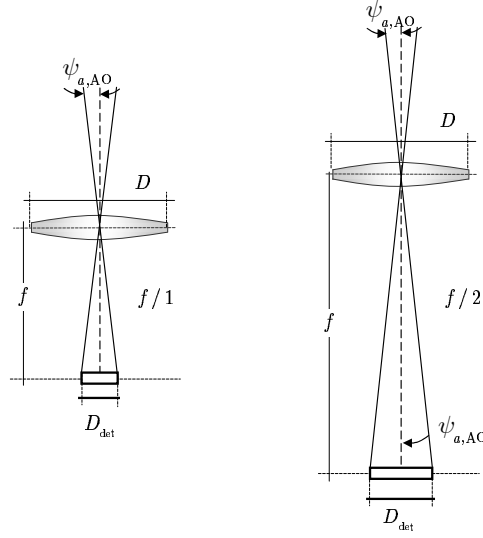


Figura 3.5: Efecto del número- f de la lente en el diseño del cabezal.

Por consiguiente, escoger una lente con $f/\#$ más pequeño permite trabajar con un fotodetector de dimensiones más reducidas, lo que tiene dos ventajas importantes. La primera ventaja es que los fotodetectores con menor área fotosensible también presentan una menor capacidad parásita y, por ello, introducen menos ruido térmico. La segunda ventaja es que los sistemas con un $f/\#$ menor ocupan menos espacio y, en consecuencia, son más fáciles de integrar en el módulo de entrada del receptor.

Si se introducen en la ecuación (3.3) los valores de diámetros de lente (entre 1 cm y 2 cm) y del número- f ($f/2$), fijados anteriormente, se obtiene un D_{det} comprendido entre 1 mm y 4 mm. Los parámetros típicos del Rx-AO se han resumido en la tabla 3.2.

Para finalizar, con los datos que se acaban de explicar se puede obtener la ganancia óptica del cabezal del Rx-AO. Para ello, basta con calcular el cociente del área de apertura de la lente A y del área del detector A_{det} , es decir,

$$g_{\text{IMG}} = \frac{A}{A_{\text{det}}} = \frac{\pi \left(\frac{D}{2}\right)^2}{\pi \left(\frac{D_{\text{det}}}{2}\right)^2} \quad (3.4)$$

Incluyendo en esta ecuación el número- f de la lente y sustituyendo el valor de D_{det} por el de la ecuación (3.3), la expresión de la ganancia queda como

$$g_{\text{IMG}} = \left(\frac{1}{2f/\# \tan(\psi_{a,AO})} \right)^2 \quad (3.5)$$

donde se aprecia claramente la dependencia de la ganancia con el $f/\#$ de la lente y con el FOV del cabezal, de manera que, cuanto menores son ambos parámetros, mayor es la

TABLA 3.2: Parámetros propuestos para el cabezal.

Parámetro	
Diámetro de la lente	1 cm – 2 cm
Número-f	2
Diámetro del fotodetector	1 mm – 4 mm
Campo de visión parcial	$< 3^\circ$
Campo de visión total	$< 90^\circ$
Ganancia óptica	25 – 400

ganancia final. Teniendo en cuenta todos los valores deducidos en este apartado, la ganancia del concentrador, g_{IMG} , estaría comprendida entre 25 y 400.

3.3. Receptor formador de imagen de canal único

La filosofía de diseño del receptor formador de imagen de canal único (Rx-CU) es la misma que la del receptor de cabezal auto-orientable. Se trata de dotar al cabezal de entrada de capacidad de orientación propia para que el receptor pueda apuntar hacia la zona de la sala con mejor SNR. No obstante, el procedimiento para lograr el apuntamiento difiere en ambas estructuras. Así, mientras que el Rx-AO utiliza un sistema de orientación que mueve el cabezal en acimut y elevación, en el Rx-CU se emplea un sistema de posicionamiento que desplaza el único fotodetector de la estructura por un plano de dimensiones predefinidas. Los detalles del esquema propuesto se describen seguidamente.

3.3.1. Descripción general

En la Fig. 3.6 (a) se muestra el diagrama de bloques del receptor formador de imagen de canal único que se propone en esta tesis. Se trata esencialmente del mismo esquema que se mostró para al Rx-AO. De hecho, la diferencia principal entre ambas estructuras está en el cabezal de entrada, responsable del apuntamiento del receptor. El resto de bloques del receptor (etapa de entrada y DSP) son prácticamente idénticos, con alguna diferencia menor.

Como se puede apreciar, el cabezal de entrada está compuesto por un filtro óptico, un sistema de lentes ¹ de gran ángulo de aceptación, y un pequeño fotodetector, situado sobre un sistema electro-mecánico de posicionamiento, controlado por un DSP. El sistema de posicionamiento permite desplazar el fotodetector a lo largo de los ejes ortogonales $x' - y'$ que definen el plano de imagen del sistema de lentes, tal como se muestra en la Fig. 3.6 (b). Con este sistema, el Rx-CU puede apuntar hacia cualquier dirección, definida por los ángulos de acimut y

¹Nótese que el Rx-CU emplea un sistema de lentes y no una lente simple como el Rx-AO. De este modo, con dicho sistema se pretende poder obtener simultáneamente un gran ángulo de aceptación y un bajo nivel de aberraciones ópticas.

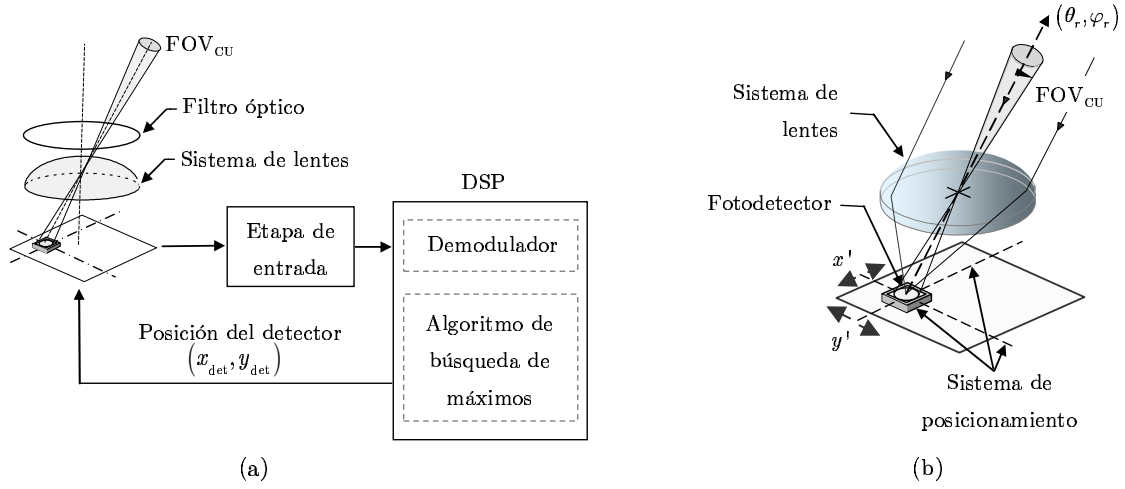


Figura 3.6: Receptor de cabezal único. (a) Diagrama de bloques. (b) Detalle del cabezal de entrada.

elevación (θ_r, φ_r) , sin más que cambiar las coordenadas del fotodetector $(x_{\text{det}}, y_{\text{det}})$ en dicho plano. Por consiguiente, en el Rx-CU la orientación del receptor se consigue mediante un movimiento espacial, en lugar de con un movimiento angular, como en el Rx-AO. La posición y el tamaño del fotodetector determinan, respectivamente, la dirección de apuntamiento del cabezal y la anchura de la ventana de recepción del receptor, como se explica a continuación.

En la Fig. 3.7 se representa la relación existente entre la dirección de apuntamiento del receptor (θ_r, φ_r) y la posición del fotodetector en el plano de imagen $(x_{\text{det}}, y_{\text{det}})$. En el dibujo se observa que la elevación del receptor, θ_r , se puede calcular a partir de la expresión

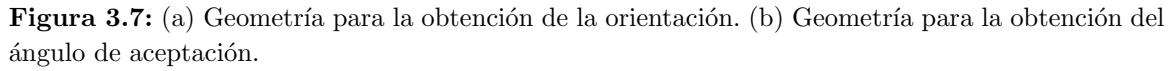
$$\tan(\theta_r) = d_{\text{img}}/l_{\text{det}} \quad (3.6)$$

donde d_{img} es la separación entre el plano de imagen y la lente y l_{det} es la distancia del fotodetector al centro del plano, que se considera como origen de coordenadas. De esta forma, a medida que el fotodetector se aleja del origen se reduce la elevación del receptor y viceversa. Despejando el valor de θ_r de la ecuación (3.6) y expresando la distancia l_{det} en función de las coordenadas del fotodetector como $l_{\text{det}} = (x_{\text{det}}^2 + y_{\text{det}}^2)^{1/2}$ se obtiene la siguiente expresión para la elevación de receptor

$$\theta_r = \tan^{-1} \left[\frac{d_{\text{img}}}{\sqrt{x_{\text{det}}^2 + y_{\text{det}}^2}} \right] \quad 0 \leq \theta_r \leq \frac{\pi}{2} \quad (3.7)$$

De forma análoga, a partir de la información geométrica de la Fig. 3.7 (a) se obtiene que el acimut del receptor viene dado por

$$\varphi_r = \begin{cases} \frac{3\pi}{2} - \tan^{-1} [x_{\text{det}}/y_{\text{det}}] & y_{\text{det}} \geq 0 \\ \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} [x_{\text{det}}/y_{\text{det}}] & y_{\text{det}} < 0 \end{cases} \quad 0 \leq \varphi_r \leq 2\pi \quad (3.8)$$



En realidad, al alejar el fotodetector del origen, el cono de aceptación del receptor no sólo se estrecha sino que también se deforma, pasando de ser un cono circular en el origen a un cono elíptico para el resto de posiciones. Por tanto, para cada posición $(x_{\text{det}}, y_{\text{det}})$ el ángulo de aceptación del receptor toma valores comprendidos entre un valor mínimo, $\psi_{A,\text{mín}}$, y un máximo, $\psi_{A,\text{máx}}$. Estos valores se pueden obtener a partir de la geometría de la Fig. 3.7 (b). Para ello, basta con proyectar el area del fotodetector sobre el plano perpendicular a la dirección de apuntamiento que pasa por las coordenadas $(x_{\text{det}}, y_{\text{det}})$. La proyección resultante será una elipse cuyo eje mayor coincide, aproximadamente, con el diámetro del fotodetector, D_{det} , y cuyo eje menor depende del ángulo γ (ver Fig. 3.7 (b)) y se puede expresar de forma aproximada como $D_{\text{det}} \cos(\gamma)$. Puesto que, en la práctica, $D_{\text{det}} \ll d_{\text{img}}$ y los ángulos de aceptación son muy pequeños, éstos se pueden calcular con las siguientes ecuaciones aproximadas

$$\psi_{A,\text{máx}} \approx \frac{D_{\text{det}}}{d_{\text{det}}} \quad (3.10)$$

Dado que γ se puede obtener a partir de la relación $\cos(\gamma) = d_{\text{img}}/d_{\text{det}}$, y que $d_{\text{det}} = (d_{\text{img}}^2 + l_{\text{det}}^2)^{1/2}$, las expresiones para los ángulos de aceptación del Rx-CU quedan

como

$$\psi_{A,\text{mín}} \approx \frac{D_{\text{det}} d_{\text{img}}}{d_{\text{img}}^2 + x_{\text{det}}^2 + y_{\text{det}}^2} \quad (3.11)$$

$$\psi_{A,\text{máx}} \approx \frac{D_{\text{det}}}{\sqrt{d_{\text{img}}^2 + x_{\text{det}}^2 + y_{\text{det}}^2}} \quad (3.12)$$

A modo de ejemplo, para un sistema de lentes con $d_{\text{img}} = 35$ mm, una separación máxima $l_{\text{det}} = 35$ mm y un fotodetector con 4 mm de diámetro, se obtiene un ángulo de aceptación ψ_A comprendido entre 1.62° y 2.46° . La reducción del cono de aceptación, antes comentada, a medida que disminuye la elevación del cabezal va a dar lugar a una reducción del ruido recibido, por lo que en igualdad de situaciones, es decir, trabajando con el mismo sistema de lentes y el mismo $\text{FOV}_{\text{total}}$, el Rx-CU puede lograr una SNR superior a la del Rx-AO, como se comprobará más adelante.

Tras el cabezal del receptor, tanto la etapa de entrada como el DSP son iguales a los descritos en la sección anterior para el Rx-AO. La única diferencia entre ambos receptores reside en el algoritmo de búsqueda programado en el DSP que, en este caso, proporciona a su salida las coordenadas de posición del fotodetector, en lugar de la dirección de apuntamiento del cabezal.

Modos de trabajo

Al igual que el receptor de cabezal auto-orientable, el receptor formador de imagen de canal único tiene dos modos de trabajo: el modo de establecimiento y el modo de seguimiento.

Al encender el equipo, en el DSP comienzan a ejecutarse los algoritmos correspondientes al modo de establecimiento del enlace. Como en el receptor formador de imagen de canal único el concentrador actúa como un sistema formador de imagen, éste proyectará sobre el plano focal del cabezal una réplica reducida e invertida de las señales del techo de la sala que estén dentro del $\text{FOV}_{\text{total}}$ del receptor. La imagen contendrá pequeñas zonas con las imágenes de los spots del transmisor y otras zonas en las que sólo se proyectará luz solar y luz procedente de las lámparas del recinto, como se muestra en la Fig. 3.8. En el modo de establecimiento, el Rx-CU utilizará el estimador de la SNR y el algoritmo de búsqueda de máximos para desplazar el fotodetector hacia las coordenadas correspondientes a la imagen del spot que proporcione mejor SNR, sorteando las zonas iluminadas con luz ambiental que sólo aportan ruido.

Una vez encontradas las coordenadas óptimas, el sistema pasará a modo de seguimiento. En este modo, al igual que ocurría en el Rx-AO, el DSP realiza dos tareas. La tarea principal es la de demodular la señal recibida para recuperar la secuencia de bits de información. La segunda tarea consiste en muestrear periódicamente el estado del canal para seguir los cambios graduales de SNR. En este modo, si se produce un cambio brusco de posición o

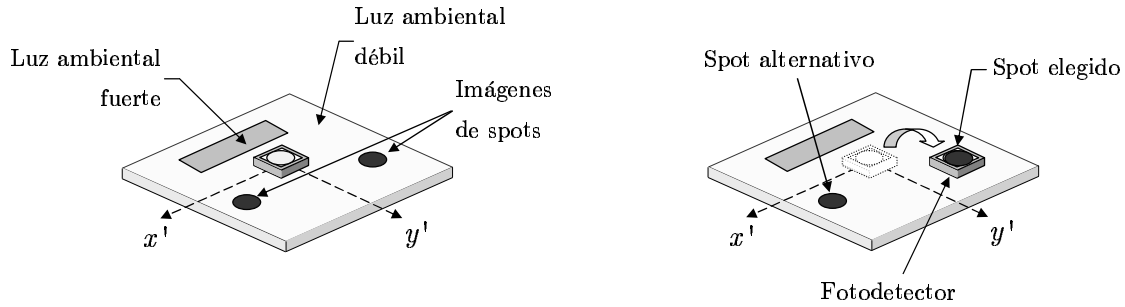


Figura 3.8: Desplazamiento del fotodetector en el modo de establecimiento.

un bloqueo, el receptor volverá al modo de establecimiento para buscar dentro del plano de imagen un spot alternativo.

Ventajas e inconvenientes

En la tabla 3.3 aparecen resumidas las ventajas e inconvenientes del receptor formador de imagen de canal único, estableciéndose una comparación con los receptores formadores de imagen convencionales, en los que se basa el diseño de la estructura propuesta. Como se puede apreciar, son esencialmente las mismas que las descritas para el Rx-AO, con algunas diferencias que se explican a continuación.

En primer lugar, el Rx-CU, al igual que el receptor de cabezal auto-orientable, consigue compatibilizar en la misma estructura una elevada ganancia óptica y un gran ángulo de aceptación total. La ganancia es debida al sistema de lentes, mientras que el ángulo de aceptación viene fijado por el desplazamiento del fotodetector. No obstante, a diferencia del Rx-AO, que podía operar con cualquier FOV_{total} , en este receptor el valor del campo de visión total está limitado a ángulos relativamente bajos (típicamente menores que 30°). Existen dos razones que justifican esta limitación. La primera es la complicación para obtener filtros ópticos de gran FOV, ya que, como se explicó en el capítulo 2, la respuesta de estos filtros se deteriora mucho para valores de FOV mayores que 30° . La segunda razón viene impuesta por las aberraciones que introduce el sistema de lentes [53]. Las aberraciones provocan una expansión de las imágenes de los spots, que es más acusada cuanto mayor es la distancia de la imagen al eje de simetría del sistema óptico. Esta expansión obliga a trabajar con fotodetectores más grandes si se desea seguir captando la señal de todo el spot, lo que reduce la ganancia óptica, disminuye el BW y aumenta el nivel de ruido. Por tanto, para evitar estos problemas, el FOV_{total} de los Rx-CU se suele escoger lo mas reducido posible. Nótese que el receptor formador de imagen descrito en el capítulo 2 comparte estos mismos problemas en la elección del FOV_{total} , ya que ambos receptores utilizan sistemas de lentes idénticos.

TABLA 3.3: Comparativa entre receptores.

Ventaja	Rx-CU	Rx-IMG
Logra simultáneamente alta ganancia y gran FOV	$+$ ⁽¹⁾	$+$ ⁽¹⁾
Puede emplear un único preamplificador y un DSP	$+$	$-$
Bajo Consumo	$+$	$-$
Gran ancho de banda	$+$	$+$ ⁽²⁾
Rechazo al ruido ambiental	$+$	$+$
Robustez frente a bloqueos	$+$ ⁽³⁾	$+$
No requiere tiempo de establecimiento	$-$	$+$

⁽¹⁾ El FOV total está limitado por el filtro óptico y las aberraciones

⁽²⁾ Empleando el método de combinación *Select Best*

⁽³⁾ Introduciendo un fotodetector adicional (ver sección 3.4.2)

Por otro lado, dado que el receptor formador de imagen de canal único utiliza un único fotodetector para recuperar la señal transmitida, su circuitería electrónica es mucho más simple que la de los Rx-IMG y, por el mismo motivo, su consumo también será mucho más reducido. Téngase en cuenta que, aunque el movimiento del fotodetector conlleva cierto gasto de energía, como se realiza una única vez, su consumo no es comparable al de los numerosos preamplificadores que debe emplear el Rx-IMG.

Asimismo, el movimiento del fotodetector, convenientemente gobernado por el algoritmo de búsqueda del DSP, permite al Rx-CU rechazar eficientemente la potencia de luz ambiental proyectada en las zonas donde no hay imágenes de spots. Además, gracias a que estas imágenes son diminutas (típicamente algunos mm^2), el Rx-CU puede utilizar un fotodetector muy pequeño para detectarlas, optimizando, de este modo, la relación entre los niveles de señal y de ruido captados. Este pequeño tamaño del fotodetector es, además, compatible con la aspiración de alcanzar elevados regímenes binarios de transmisión.

En lo que respecta a los inconvenientes del receptor Rx-CU propuesto en esta tesis, son los mismos que ya se comentaron al describir el Rx-AO. Es decir, los problemas relacionados con los bloqueos y con el tiempo de establecimiento se mantienen en esta nueva estructura.

3.3.2. Elección de parámetros

En el diseño del receptor formador de imagen de canal único hay que determinar dos parámetros principales: el campo de visión parcial, FOV_{CU} , y el campo de visión total, $\text{FOV}_{\text{total}}$. No obstante, dado que, como se ha explicado anteriormente, el FOV_{CU} es variable, en su lugar se escoge el diámetro del detector, D_{det} .

El criterio para determinar el diámetro del fotodetector D_{det} consiste en optimizar los niveles de señal y de ruido captados por el receptor. Para ello, el fotodetector debe elegirse de igual tamaño que las imágenes de los spots. De este modo, si se suponen spots circulares, hay

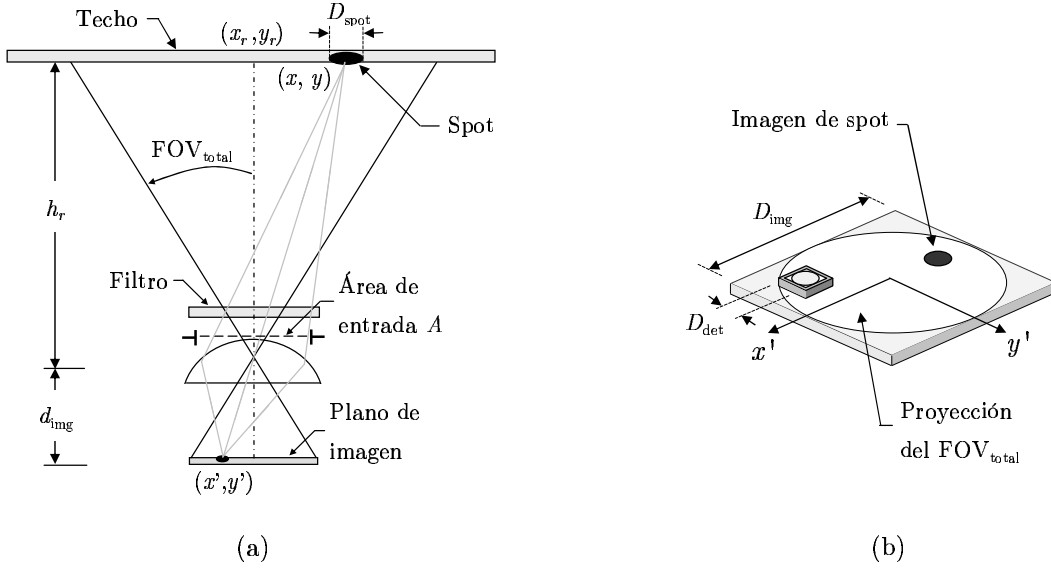


Figura 3.9: (a) Esquema del cabezal (b) Detalle del plano de imagen.

que tratar que $D_{\text{det}} = D_{\text{spot,img}}$, donde $D_{\text{spot,img}}$ es el diámetro de los spots proyectados. Como se explicará más adelante, el tamaño de estas imágenes depende del diámetro del spot original, D_{spot} , y de la amplificación lateral del sistema óptico, M_T .

En un sistema formador de imágenes, la amplificación lateral se utiliza para calcular la transformación de coordenadas que se produce del plano objeto al plano imagen. De este modo, en el receptor formador de imagen de canal único esta transformación viene dada por la siguiente expresión

$$\begin{aligned} x' &= M_T (x - x_r) \\ y' &= M_T (y - y_r) \end{aligned} \quad (3.13)$$

donde, como se muestra en el esquema del cabezal de la Fig. 3.9 (a), (x, y) son las coordenadas originales de las señales en el plano objeto (el techo), (x', y') son las coordenadas sobre el plano de imagen y, por último (x_r, y_r) representan las coordenadas del receptor en la sala. Puesto que la imagen producida en el receptor es siempre mucho menor que la imagen original del techo, en la ecuación (3.13) $|M_T| \ll 1$. En concreto, M_T viene dada por el siguiente cociente

$$M_T = -d_{\text{img}}/h_r \quad (3.14)$$

donde, como se explicó anteriormente, d_{img} es la distancia de la lente al plano imagen, y h_r es la distancia de separación entre el receptor y el techo (ver Fig. 3.9 (a)). El signo negativo indica que la imagen formada estará invertida respecto a la original. Para obtener la distancia de formación de la imagen, d_{img} , se utiliza la fórmula de Gauss, de modo que

$$d_{\text{img}} = \left(\frac{1}{f} - \frac{1}{h_r} \right)^{-1} \quad (3.15)$$

TABLA 3.4: Parámetros típicos del cabezal

Parámetro	
Diámetro de la lente	2 cm – 3 cm
número-f	1
Diámetro del fotodetector	1 mm – 3 mm
Campo de visión parcial máximo	$< 3^\circ$
Campo de visión total	$< 30^\circ$
Diámetro del plano de imagen	35 mm
Ganancia óptica	25 – 900

En esta expresión, f representa la distancia focal de la lente y h_r la distancia al techo. Obsérvese que, según la ecuación (3.15), si $h_r \gg f$, la imagen se forma, aproximadamente, a la distancia focal, es decir, $d_{\text{img}} \simeq f$, lo que será lo habitual, ya que h_r suele superar a f en más de un orden de magnitud.

Conocido el valor de M_T , el diámetro de las imágenes de los spots se obtiene de forma inmediata como $D_{\text{spot,img}} = |M_T| D_{\text{spot}}$ y, por tanto, el diámetro óptimo del fotodetector para el receptor formador de imagen de canal único es

$$D_{\text{det}} = |M_T| D_{\text{spot}} \quad (3.16)$$

En lo que respecta al sistema de lentes empleado, se va a trabajar con un diseño similar a los presentados por Djahani y Jivkova en [58] y [59], respectivamente. De este modo, se propone un diámetro para el sistema de lentes comprendido entre 2 cm y 3 cm, aproximadamente. Por otro lado, como interesa que el cabezal ocupe poco espacio, el sistema de lentes escogido debe tener un $f/\#$ lo más reducido posible. Como ya se comentó, trabajar con un $f/\#$ pequeño, aunque es más costoso, conduce a tamaños del plano de imagen mas pequeños y, por consiguiente, a desplazamientos más cortos y a receptores más rápidos con tiempos de establecimientos más bajos. Por todo ello, para el Rx-CU se propone un $f/\#$ aproximadamente igual a 1. Para un sistema de lentes con estos datos, una distancia al techo $h_r = 2$ m y un tamaño de spot comprendido entre 10 cm y 20 cm, el diámetro resultante para el detector, de acuerdo con la ecuación (3.16), es de 1 mm a 3 mm.

Finalmente, para que el receptor tenga un $\text{FOV}_{\text{total}}$ predefinido sólo hay que delimitar el diámetro del plano imagen (ver Fig. 3.9 (b)) mediante la siguiente ecuación

$$D_{\text{img}} = 2d_{\text{img}} \tan(\psi_a) \quad (3.17)$$

donde ψ_a es el semiángulo que define el campo de visión total del receptor. De este modo, para un valor típico de FOV de 30° y una lente de 3 cm, el diámetro es, aproximadamente, 35 mm. Un resumen con los parámetros típicos propuestos para el Rx-CU que se han descrito a lo largo de este apartado, se recoge en la tabla 3.4.

3.4. Orientación de los receptores

A continuación se describen dos aspectos que son comunes al funcionamiento de los dos receptores propuestos: la obtención de las coordenadas de orientación óptimas y la solución al problema de los bloqueos.

3.4.1. Algoritmos de búsqueda

Como se explicó en las secciones previas, para obtener la orientación óptima, los receptores propuestos utilizan un estimador de la SNR y un algoritmo de búsqueda de máximos. En este apartado se describen y proponen los algoritmos de búsqueda que se adaptan mejor a las condiciones de trabajo de los receptores.

Para ilustrar la complejidad del problema a resolver, en la Fig. 3.10 se ha representado un ejemplo típico de SNR obtenida por un receptor formador de imagen de canal único que trabaja en combinación con un transmisor multispot. En concreto, lo que se muestra en la figura es la SNR eléctrica recibida por un fotodetector circular de 3 mm de diámetro en función de su posición en el plano de imagen del receptor. Como se puede observar, se ha supuesto que la región de desplazamiento de fotodetector es un círculo de 35 mm de diámetro y que existen tres spots en su interior.

En una situación como la de la Fig. 3.10, encontrar las coordenadas $(x_{\text{det}}, y_{\text{det}})$ que maximizan la SNR plantea varias dificultades. La primera es que, como se puede observar, la SNR es nula en la mayor parte de las coordenadas del plano de imagen. Por consiguiente, el algoritmo de búsqueda escogido no va disponer, en esas posiciones, de ningún criterio válido que le permita acercarse al máximo deseado, por lo que deberá ser capaz de realizar la búsqueda a ciegas.

Por otra parte, en las zonas próximas a las imágenes de los spots la SNR experimenta un rápido crecimiento, creando elevaciones de pendiente acusada, de modo que cualquier algoritmo basado en el gradiente podrá escalar estas elevaciones y alcanzar el máximo. El problema en este caso es que, generalmente, existen varias elevaciones en la función (tres en la figura), por lo que el algoritmo de búsqueda escogido deberá ser capaz de descartar los máximos locales, en favor del máximo global.

En la bibliografía existen distintos algoritmos de búsqueda adaptados a este tipo de problemas [83], [84]. Dado que la función SNR tiene dos zonas claramente diferenciadas (una con SNR nula y otra con elevaciones de gran pendiente) en los receptores propuestos, el proceso de búsqueda se ha dividido en dos etapas: una etapa de aproximación y otra de ajuste fino. La función de la etapa de aproximación será determinar la región en la que se encuentra el máximo global de la función. Posteriormente, esta información será utilizada como semilla en la segunda etapa que, mediante un algoritmo de refinamiento, obtendrá el máximo deseado.

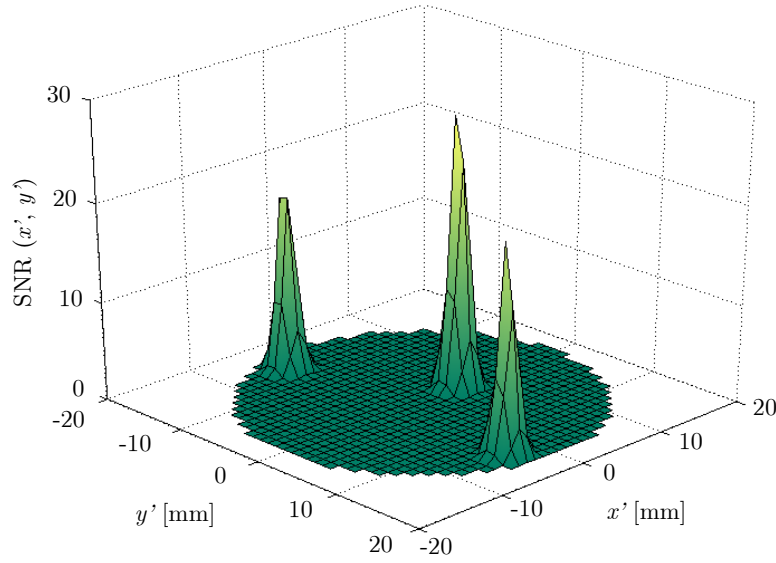


Figura 3.10: Relación señal-ruido, expresada en veces, en función de la posición del fotodetector en el plano de imagen del receptor formador de imagen de canal único. El fotodetector empleado tiene un diámetro de 3 mm.

Por simplicidad, y dada la similitud existente entre los procesos de búsqueda que realizan los dos receptores propuestos, en esta sección se ha descrito el funcionamiento de los algoritmos tomando como ejemplo el receptor formador de imagen de canal único. No obstante, estos mismos algoritmos serán también aplicables al receptor de cabezal auto-orientable.

Etapas de aproximación

Para esta etapa inicial se han seleccionado dos algoritmos capaces de trabajar a ciegas en la zona donde la $SNR = 0$. Se trata de un algoritmo estadístico y de un sencillo algoritmo de barrido.

La Fig. 3.11 (a) muestra el funcionamiento del algoritmo estadístico. Como se puede apreciar, en este algoritmo se van probando sucesivamente, y de forma aleatoria, distintas coordenadas distribuidas uniformemente por el plano de imagen, hasta que se encuentra una posición en la que la $SNR \neq 0$, momento en el cual el algoritmo finaliza su ejecución. Obsérvese que la trayectoria que sigue el fotodetector con este algoritmo es bastante caótica. Pese a ello, en el ejemplo de la figura, bastan 29 iteraciones para encontrar una zona con SNR no nula. El número de iteraciones promedio que requiere este algoritmo se puede calcular dividiendo las superficies del plano de imagen y las de las zonas con SNR no nula. Si el fotodetector es circular, con diámetro D_{det} , estas zonas son también circulares, de diámetro igual a $D_{det} + D_{spot,img}$, donde $D_{spot,img}$ representa el diámetro de la imagen de los spots. Por

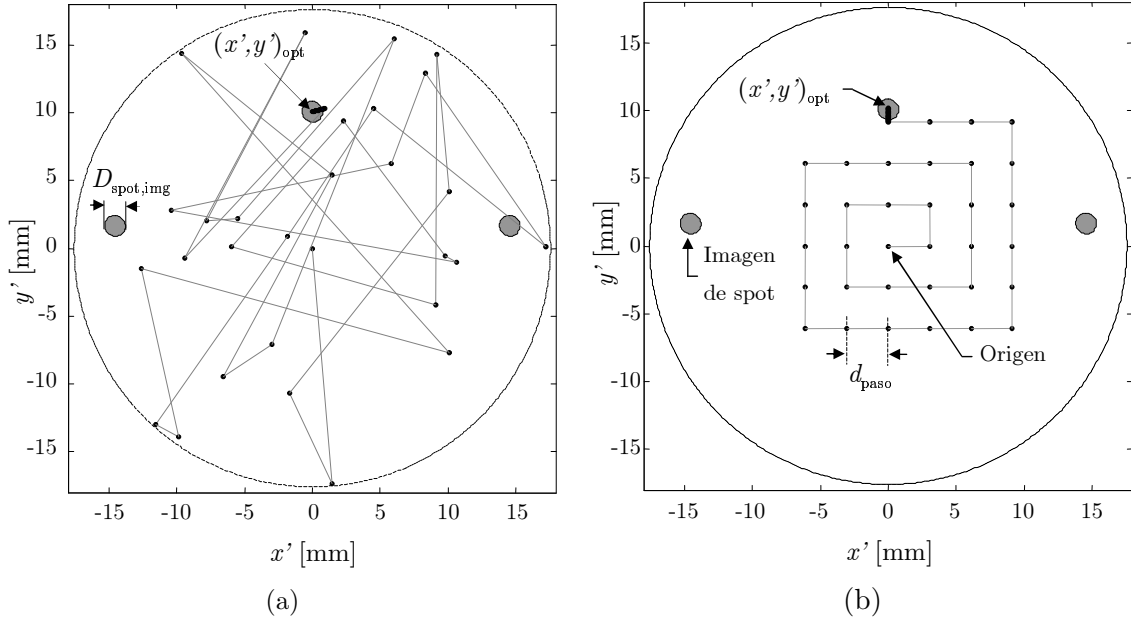


Figura 3.11: Trayectoria seguida por distintos algoritmos de búsqueda: (a) Trayectoria correspondiente al algoritmo estadístico y al de gradiente (b) Trayectoria combinada del algoritmo de barrido y de gradiente.

tanto, el número de iteraciones promedio viene dado por la ecuación

$$N_{iter} = \frac{D_{img}^2}{J(D_{det}^2 + D_{spot,img}^2)} \quad (3.18)$$

donde J representa el número de spots dentro del FOV_{total} del receptor. A modo de ejemplo, en un receptor con un plano de imagen de 35 mm de diámetro, tres spots dentro de su FOV con imágenes de 1.5 mm y un fotodetector con $D_{det} = 1.5$ mm, la aplicación de la ecuación (3.18) produce un número de iteraciones $N_{iter} = 46$.

Pese a su gran simplicidad, el uso del algoritmo estadístico presenta dos serios inconvenientes. El primero es que, debido a su naturaleza aleatoria, el algoritmo no es capaz de discriminar entre máximos locales y máximos globales. Este inconveniente se puede resolver incorporando al algoritmo una estrategia multiarranque, que consiste en ejecutar varias veces el algoritmo de búsqueda, almacenando las soluciones obtenidas en cada ejecución. Finalmente, de todas las soluciones almacenadas, se toma como solución final la que se encuentre más próxima al centro del plano de imagen, ya que el spot más cercano al origen es el que proporciona siempre la mejor SNR recibida. El multiarranque tiene el inconveniente de que multiplica por J el número de iteraciones promedio de la ecuación (3.18). Así, para el ejemplo anterior, el número medio de iteraciones pasaría de 46 a 138.

Pero, sin lugar a dudas, el principal inconveniente que presenta el algoritmo estadístico es su lentitud, que está motivada por los largos desplazamientos del fotodetector entre iteraciones

consecutivas (ver Fig. 3.11 (a)). Dado que el tiempo que necesita el sistema electro-mecánico para desplazar el fotodetector entre posiciones es proporcional a la distancia recorrida, y su valor es, generalmente, mucho mayor que el tiempo de ejecución del algoritmo en el DSP, será este tiempo el que determine la duración total del algoritmo. Para estimar, de forma aproximada, el tiempo requerido por el algoritmo estadístico para completar su ejecución, se puede tomar como referencia, dada su similitud mecánica, el tiempo de acceso de los dispositivos CDROM.

Las cabezas lectoras de los CDROM tienen tiempos medios de acceso por debajo a los 100 ms [85]. Este tiempo está calculado para un desplazamiento máximo de 36 mm, que es el tamaño del CDROM. Como el plano imagen del receptor típico tiene $D_{\text{img}} = 35$ mm, se puede asumir que los tiempos medios de desplazamiento son aproximadamente iguales. Por consiguiente, multiplicando dicho tiempo por el número de iteraciones (138×100 ms) se obtiene, para el ejemplo, una duración para el algoritmo estadístico de algo más de 13.8 s. Nótese que, aunque puede parecer un tiempo excesivamente largo, se trata de un tiempo asumible para la orientación inicial. No obstante, resulta conveniente explorar otros algoritmos que puedan proporcionar tiempos de búsqueda menores.

La Fig. 3.11 (b) muestra el funcionamiento del algoritmo de barrido. Como se puede observar, en este otro algoritmo el fotodetector explora de forma sistemática la totalidad del plano de imagen del receptor, realizando pequeños saltos de longitud constante, d_{paso} , hasta que alcanza una posición en la que la $\text{SNR} \neq 0$. En la figura se necesitaron únicamente 34 saltos. El tamaño de paso se debe escoger cuidadosamente, de manera que no se pierda ninguna imagen de spot en los saltos. Este tamaño debe cumplir que $d_{\text{paso}} < D_{\text{det}} + D_{\text{spot,img}}$ que, para el ejemplo anterior, es de 3 mm.

Dentro de las posibles opciones para realizar el barrido, la trayectoria en espiral que comienza en el origen (ver Fig. 3.11 (b)) es la más adecuada pues, así, se garantiza que la primera imagen de spot encontrada, la más cercana al centro, es la del máximo global. Por otro lado, puede resultar conveniente no detener el barrido cuando se encuentra la primera posición con $\text{SNR} \neq 0$, sino continuar recorriendo el plano de imagen para almacenar todas las posiciones con SNR distinta de cero. De este modo, al finalizar el barrido, el receptor conoce todas las zonas en las que hay algún spot y, por tanto, en caso de bloqueo, puede desplazar rápidamente el fotodetector a un spot alternativo para, tras un pequeño ajuste, proseguir con la comunicación. Por el contrario, si el barrido no es completo, al no disponer de esta información, el algoritmo de búsqueda debe volver a ejecutarse desde el principio.

El número total de pasos que requiere un barrido completo del plano de imagen viene dado por la siguiente expresión

$$N_{\text{iter}} = \sum_j^Q 8j \quad (3.19)$$

donde el valor de Q viene dado por $Q = E[D_{\text{img}}/d_{\text{paso}}]$ y $E[\cdot]$ representa el operador parte entera. Por consiguiente, el número de pasos necesario para recorrer el plano de imagen

será tanto mayor cuanto más elevado sea el cociente entre $D_{\text{img}}/d_{\text{paso}}$. A modo de ejemplo, para un $D_{\text{img}} = 35$ mm y un $d_{\text{paso}} = 3$ mm, se necesitan 528 iteraciones.

Nótese que, aunque el número de iteraciones es elevado, como el tamaño de paso es pequeño, el tiempo de desplazamiento necesario para recorrer estas 528 posiciones también será muy corto. Tomando la misma referencia que se empleó con el algoritmo estadístico anterior, el barrido completo del plano de imagen requeriría, aproximadamente, 9 s. Por ello, el algoritmo de barrido es el más apropiado para la etapa de aproximación.

Etapa de ajuste

Una vez localizada la zona en la que se encuentra el máximo global, el siguiente paso consiste en llevar a cabo una búsqueda de precisión para acercarse lo más posible a las coordenadas óptimas.

En esta etapa se puede emplear una gran variedad de algoritmos. No obstante, dada la forma de la función $f = \text{SNR}$ analizada anteriormente, los algoritmos más apropiados son los que están basados en el gradiente. Estos algoritmos permiten ascender por la pendiente de las elevaciones de la SNR, aproximándose en cada iteración al máximo de la función. Así, dada una determinada posición definida por el vector $\vec{r}_{\text{det}} = (x_{\text{det}}, y_{\text{det}})$, las nuevas coordenadas se obtienen aplicando la siguiente ecuación

$$\vec{r}_{\text{det}}^{(n)} = \vec{r}_{\text{det}}^{(n-1)} + \alpha \nabla f^{(n-1)} \quad (3.20)$$

donde $\vec{r}_{\text{det}}^{(n)}$ representa las nuevas coordenadas del fotodetector, $\vec{r}_{\text{det}}^{(n-1)}$ son las coordenadas antiguas, α es un parámetro que define el tamaño del paso del algoritmo y $\nabla f^{(n-1)}$ es el gradiente de la función $f(x_{\text{det}}, y_{\text{det}})$ en la posición actual.

En la bibliografía existen distintos criterios para escoger el valor de α , que dan lugar a diferentes variaciones del algoritmo de búsqueda [83]. La situación más sencilla consiste en suponer α constante. De este modo, por ejemplo, se puede fijar $\alpha = D_{\text{det}}/10$. El valor de α determina el número máximo de iteraciones del algoritmo y el error máximo que se comete al obtener las coordenadas óptimas.

La ejecución del algoritmo de ajuste requiere estimar el gradiente de la función en cada iteración. Para ello, se debe evaluar la SNR en dos nuevas posiciones perpendiculares muy próximas a la posición actual. Por tanto, en cada iteración son necesarias tres evaluaciones de la función: dos para estimar el gradiente y una para obtener la SNR en las nuevas coordenadas.

En la Fig. 3.11 (a) y (b), los últimos pasos de las dos trayectorias mostradas se corresponden con las de un algoritmo de gradiente con $\alpha = D_{\text{det}}/10$. Como se puede apreciar, este algoritmo comienza a ejecutarse en las coordenadas en las que la SNR deja de ser nula, y realiza pasos muy cortos. Por ello, el tiempo de desplazamiento del fotodetector en esta etapa es

despreciable en comparación con los tiempos correspondientes a la etapa de aproximación. En consecuencia, es la primera etapa la que fija el tiempo de ejecución del algoritmo de búsqueda. El algoritmo de ajuste que se acaba de describir es también el más adecuado para el modo de seguimiento.

3.4.2. Bloqueos

La existencia de bloqueos constituye uno de los principales inconvenientes de los receptores propuestos en esta tesis. En este apartado se plantean algunas soluciones para combatirlos.

En general, los bloqueos pueden producirse bien por la obstrucción de los haces de emisión, o bien por la obstrucción de las direcciones de apuntamiento en recepción. Para combatirlos existen distintas alternativas. La más obvia consiste en buscar emplazamientos para los transmisores y receptores en lugares elevados, evitando así que los obstáculos fijos que puedan existir, como el propio mobiliario de la sala, bloqueen la trayectoria del haz escogido. Sin embargo, esto no evita que un objeto móvil, como una persona, pueda bloquear dicho haz. Estas situaciones con objetos móviles, además, son muy difíciles de modelar y analizar. Algunos estudios sobre bloqueos aplicados a enlaces ópticos se pueden encontrar en [86], [87].

Otra solución que no evita los bloqueos, pero puede mitigar sus efectos, consiste en diseñar conjuntamente el patrón del transmisor y el campo de visión del receptor de forma que se garantice que siempre existen, al menos, dos spots dentro del campo de visión total del receptor. De este modo, si se produce un bloqueo, el receptor puede apuntar al spot de reserva, manteniendo el enlace operativo, con una pequeña pérdida de SNR asociada. Esta misma idea ya ha sido empleada por distintos autores para sus diseños con receptores con diversidad [20], [58]. Su aplicación a los receptores propuestos en esta tesis se describe en la sección 4.3.

Como solución última para combatir los bloqueos, también es posible modificar la estructura de los receptores propuestos, duplicando los elementos de captación de su cabezal de entrada. Así, como se muestra en la Fig. 3.12 (a), en el Rx-AO se añadiría un cabezal óptico completo, con su sistema de apuntamiento independiente, mientras que en el Rx-CU se duplicaría el fotodetector y el sistema de posicionamiento (Fig. 3.12 (b)). En estas nuevas estructuras, cada cabezal o fotodetector se apuntaría hacia un spot diferente y su funcionamiento seguiría un esquema maestro-esclavo. Por tanto, la demodulación se realizaría únicamente en el elemento con mejor SNR. Así, en caso de bloqueo, el control pasaría inmediatamente al segundo elemento, reanudándose la demodulación de la señal, mientras que el elemento anterior tendría que reorientarse de nuevo.

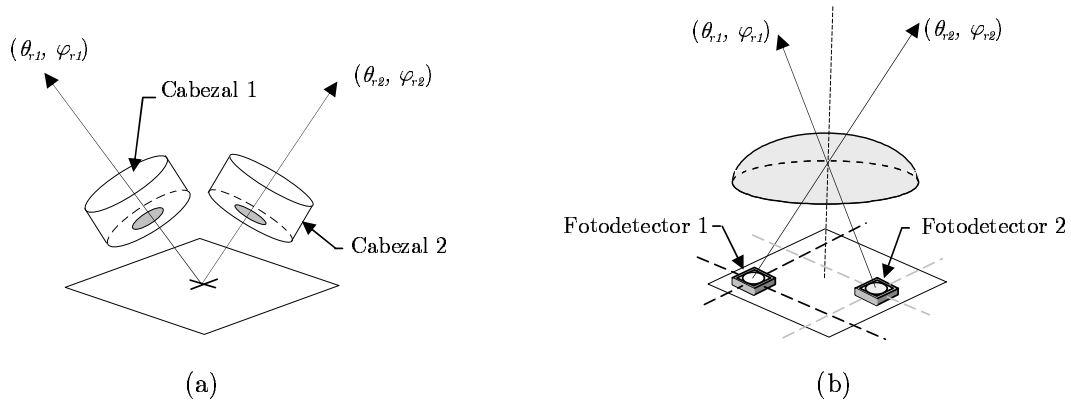


Figura 3.12: (a) Estructura de Rx-AO con cabezal auto-orientable adicional. (b) Estructura de Rx-CU con fotodetector y sistema de posicionamiento adicional.

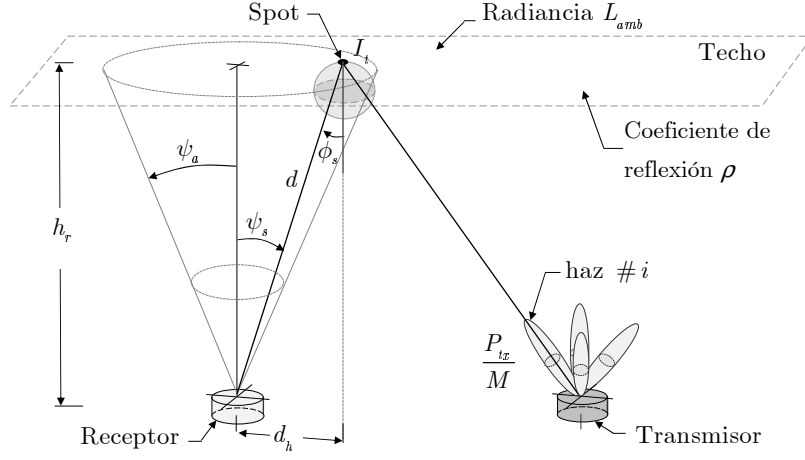
3.5. Análisis comparativo preliminar

El propósito de esta sección consiste en comparar el funcionamiento de los receptores propuestos con los receptores con diversidad angular convencionales descritos en el capítulo 2. Para ello, se han examinado un total de 4 enlaces (uno para cada receptor) en los que se han calculado analíticamente las expresiones de las potencias de señal, P_r , y de luz ambiental, P_{amb} , recibidas, así como la SNR eléctrica, en función de los parámetros de cada receptor y de los parámetros geométricos del enlace. Posteriormente, estas expresiones se han utilizado para evaluar el funcionamiento de cada receptor y constatar la superioridad de las estructuras propuestas frente a las estructuras convencionales.

Por cuestiones de afinidad, los receptores se han comparado de dos en dos. Así, en primer lugar se han analizado los enlaces correspondientes a los receptores Rx-AO y Rx-MC, y, posteriormente, los enlaces con los receptores Rx-CU y Rx-IMG. Por último, también se han examinado las diferencias de funcionamiento entre los dos receptores propuestos, el Rx-AO y el Rx-CU. El análisis comparativo de esta sección se completará en el capítulo 4, donde se estudiará el funcionamiento de los receptores en escenarios más reales, analizándose aspectos como el ancho de banda del enlace, el efecto de los bloqueos, etc., que no se tienen en cuenta en este capítulo.

3.5.1. Descripción del enlace

Para comparar el funcionamiento de los receptores se ha escogido un enlace de tipo No-LOS muy simple, constituido por un transmisor multispot, la estructura de receptor a analizar y un gran plano que modela el techo de una sala. Los detalles correspondientes a este enlace se ha representado en la Fig. 3.13.

**Figura 3.13:** Geometría del enlace.

Como se puede apreciar, el transmisor multispot está formado por M haces que emiten individualmente una potencia P_{tx}/M . De todos ellos, sólo uno proyecta su señal (spot) dentro del FOV_{total} del receptor, que se ha representado con el semiángulo ψ_a . Por simplicidad, se ha supuesto que el spot es puntual y se han despreciado las pérdidas de propagación desde el transmisor hasta el techo. Por tanto, en las coordenadas del spot se concentra toda la potencia emitida por el haz del transmisor. Teniendo en cuenta que el techo actúa como un reflector Lambertiano de primer orden, con un coeficiente de reflexión igual a ρ , la intensidad de radiación emitida por el spot se puede expresar utilizando la ecuación (2.28) como

$$I_t = \frac{\rho P_{tx}}{\pi M} \cos(\phi_s) \quad (3.21)$$

donde ϕ_s es el ángulo de emisión del reflector medido respecto a la normal. Este ángulo puede obtenerse de forma inmediata a partir de la geometría de la Fig. 3.13 en función de la distancia d y la altura h_r como $\phi_s = \cos^{-1}(h_r/d)$, por lo que la intensidad de radiación de la ecuación anterior también podría escribirse del siguiente modo

$$I_t = \frac{\rho P_{tx}}{\pi M} \frac{h_r}{d} \quad (3.22)$$

En lo que respecta al ruido del enlace, se ha supuesto que el ruido shot producido por la luz ambiental es el ruido dominante en los cuatro receptores². Por cuestiones de simplicidad, sólo se ha tenido en cuenta el efecto de la luz natural. Para ello, se ha supuesto que la superficie del techo, además de reflejar la señal transmitida, se comporta como una fuente de luz con radiancia constante igual a L_{amb} . Esta luz será filtrada por los cuatro receptores mediante un filtro de interferencia de banda estrecha y anchura B_{opt} , centrado en la longitud

²Dado que en el análisis realizado no se ha contemplado la contribución del ruido interno del receptor, los resultados de esta sección deben interpretarse como resultados potenciales que pueden alcanzar los receptores considerando únicamente las limitaciones que impone el canal.

de onda de emisión del transmisor. El ancho de banda de ruido que se ha considerado para los cuatro receptores viene dado por B_n .

3.5.2. Evaluación del receptor de cabezal auto-orientable

En primer lugar se evalúa el funcionamiento del receptor de cabezal auto-orientable (Rx-AO) tomando como referencia el receptor de múltiples cabezales (Rx-MC) descrito en el capítulo 2. La geometría del enlace, particularizada para los receptores analizados se muestra en el esquema de la Fig. 3.14.

Como se puede observar en la Fig. 3.14 (a), el Rx-AO está formado por un único cabezal con campo de visión FOV_{AO} , representado por el semiángulo $\psi_{a,\text{AO}}$, que está apuntando directamente en la dirección del spot (se supone que el receptor está orientado en la dirección óptima). El cabezal utiliza como concentrador una lente convergente de ganancia $g_{\text{IMG,AO}}$ y un fotodetector de área A_{det} .

Por otro lado, el Rx-MC, esquematizado en la Fig. 3.14 (b), está formado por N cabezales idénticos que apuntan hacia distintas direcciones del espacio. Cada cabezal tiene un campo de visión FOV_{MC} , representado por el semiángulo $\psi_{a,\text{MC}}$, escogido para que no exista solapamiento entre ramas. Todos los concentradores del receptor son del tipo no formador de imagen, con un índice de refracción igual a n y una ganancia $g_{\text{NIMG,MC}}$. El método de combinación empleado por el Rx-MC es el *select best*, o elección del mejor.

Para comparar ambos receptores en condiciones de igualdad se ha supuesto que las dos estructuras tienen el mismo $\text{FOV}_{\text{total}}$. Como en el receptor de múltiples cabezales el $\text{FOV}_{\text{total}}$ se obtiene combinando los FOV_{MC} de cada cabezal, el ángulo sólido que define este campo de visión es N veces mayor que el ángulo sólido correspondiente a cada rama, lo que matemáticamente se puede expresar como $\sin^2(\psi_a/2) = N \sin^2(\psi_{a,\text{MC}}/2)$. Por ello, en este receptor la relación entre el $\text{FOV}_{\text{total}}$, el número de ramas y el campo de visión de cada rama se puede expresar como

$$\psi_{a,\text{MC}} = 2 \sin^{-1} \left(\frac{1}{\sqrt{N}} \sin(\psi_a/2) \right) \quad (3.23)$$

Asimismo, a efectos de comparación, se ha supuesto que los dos receptores emplean el mismo tipo de fotodetector de área A_{det} , por lo que el Rx-MC, al tener más ramas, poseerá una superficie fotosensible N veces superior a la del Rx-AO.

Parámetros del enlace

Tal como se anticipó al comienzo de la sección, a continuación se deducen las expresiones analíticas que definen el comportamiento del receptor de cabezal auto-orientable y del receptor de múltiples cabezales en términos de potencia recibida y de relación señal-ruido.

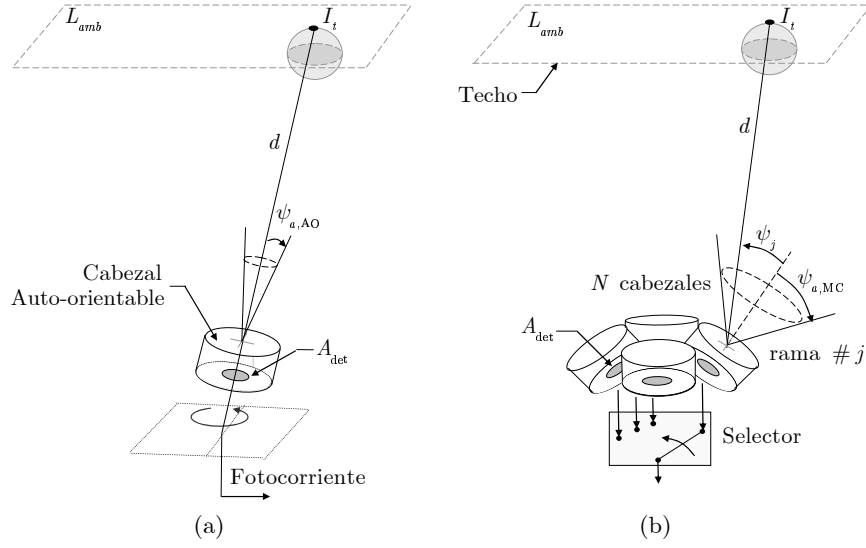


Figura 3.14: (a) Esquema del receptor de cabezal auto-orientable (b) Esquema del receptor de múltiples cabezales con selección del mejor.

a) Potencia óptica recibida

Conocida la intensidad de radiación del spot en la dirección de interés, I_t , y la distancia d , la potencia óptica recibida, P_r , se obtiene multiplicando la irradiancia producida por el spot en el punto de recepción, I_t/d^2 , por el área de efectiva, A_{ef} .

En el Rx-AO el cálculo del A_{ef} es muy simple, ya que éste está orientado en la dirección del spot. Por ello, de acuerdo con la ecuación (2.17), $A_{ef} = A_{det}g_{IMG,AO}$ y, por tanto, la potencia recibida viene dada por

$$P_{r,AO} = I_t \frac{A_{det}g_{IMG,AO}}{d^2} \quad (3.24)$$

Por el contrario, como se aprecia en la Fig. 3.14 (b), en el Rx-MC la orientación del cabezal seleccionado no coincide con la dirección de procedencia del spot. En este caso existe un pequeño error de apuntamiento que viene definido por el ángulo ψ_j . Por ello, el área efectiva del cabezal vendrá dada por $A_{ef} = A_{det}g_{NIMG,MC} \cos(\psi_j)$ y, en consecuencia, la potencia recibida por

$$P_{r,MC(rama\#j)} = I_t \frac{A_{det}g_{NIMG,MC} \cos(\psi_j)}{d^2} \quad (3.25)$$

No obstante, en la mayor parte de las situaciones de recepción, el ángulo ψ_j es muy pequeño y el término $\cos(\psi_j)$ se puede aproximar por la unidad. Lógicamente, esta aproximación es tanto mejor cuantas más ramas formen el receptor, pues al aumentar N se reduce el FOV de cada rama de acuerdo con la ecuación (3.23) y, en consecuencia, disminuye ψ_j . Comparando las ecuaciones (3.24) y (3.25) se constata que la diferencia existente entre los niveles de potencia de ambos receptores depende esencialmente del cociente de las ganancias

de los concentradores, es decir, $P_{r,AO}/P_{r,MC} \approx g_{\text{IMG},AO}/g_{\text{NIMG},MC}$. Por consiguiente, dado que el campo de visión del receptor de cabezal auto-orientable se puede hacer muy estrecho, entonces $g_{\text{IMG},AO} > g_{\text{NIMG},MC}$ y, en consecuencia, la potencia recibida con este receptor supera a la del Rx-MC, es decir, $P_{r,AO} > P_{r,MC}$.

Las ecuaciones de la potencia recibida se pueden completar sustituyendo en ellas los valores de la intensidad de radiación, I_t , y de las ganancias, $g_{\text{IMG},AO}$ y $g_{\text{NIMG},MC}$, definidos por las ecuaciones (3.22), (3.5) y (2.16), respectivamente. Así, las potencias recibas por ambos receptores pueden reescribirse del siguiente modo

$$P_{r,AO} = \frac{\rho P_{tx} A_{det} h_r}{4\pi M (f/\#)^2 d^3 \tan^2(\psi_{a,AO})} \quad (3.26)$$

$$P_{r,MC(\text{rama}\#j)} = \frac{\rho P_{tx} A_{det} n^2 h_r \cos(\psi_j)}{\pi M d^3 \sin^2(\psi_{a,MC})} \quad (3.27)$$

donde, como se puede apreciar, aparecen los datos correspondientes al transmisor, al receptor y a la geometría de los enlaces.

b) Potencia de luz ambiental

En condiciones de radiancia constante, la potencia de luz ambiental, P_{amb} , que capta cada receptor depende, fundamentalmente, de la abertura de su campo de visión, de modo que, cuanto mayor es su FOV, mayor es el ruido captado. Esta potencia se obtiene integrando dentro del FOV del receptor las distintas contribuciones de las fuentes de iluminación existentes.

Como se explicará en el capítulo 4, para las condiciones de radiancia descritas, un cabezal que apunte directamente hacia el techo con $\theta_r = 90^\circ$ recibirá una potencia de luz dada por $P_{amb} = \pi L_{amb} A_{det} g \sin^2(\psi_a)$, donde g y ψ_a representan la ganancia y el campo de visión del cabezal, respectivamente. Asimismo, cuando θ_r disminuye, la potencia captada se mantiene aproximadamente constante. Por tanto, se puede considerar que el ruido captado por los cabezales de los receptores Rx-AO y Rx-MC es independiente de su orientación, y su P_{amb} viene dada por la expresión anterior. En consecuencia, para los dos receptores analizados la potencia de luz ambiental se obtiene a partir de las siguientes ecuaciones

$$P_{amb,AO} \approx \pi L_{amb} A_{det} g_{\text{IMG},AO} \sin^2(\psi_{a,AO}) \quad (3.28)$$

$$P_{amb,MC(\text{rama}\#j)} \approx \pi L_{amb} A_{det} g_{\text{NIMG},MC} \sin^2(\psi_{a,MC}) \quad (3.29)$$

No obstante, dado que las ganancias de los concentradores dependen del campo de visión del cabezal, resulta conveniente sustituir su valor para obtener la expresión de la P_{amb} en función de los parámetros del receptor. Así, sustituyendo (3.5) y (2.16) en las ecuaciones anteriores, se obtiene

$$P_{amb,AO} \approx \frac{\pi L_{amb} A_{det} \cos^2(\psi_{a,AO})}{4 (f/\#)^2} \quad (3.30)$$

$$P_{amb,MC(rama\#j)} \approx \pi L_{amb} A_{det} n^2 \quad (3.31)$$

de donde se desprende que la potencia de luz recibida permanece aproximadamente constante independientemente del FOV del cabezal, ya que $\cos^2(\psi_{a,AO}) \approx 1$.

En lo que respecta al nivel de potencia recibido, el Rx-AO vuelve a mostrarse superior al Rx-MC, ya que $P_{amb,AO} < P_{amb,MC(rama\#j)}$ siempre que $n^2 > (2f/\#)^{-2}$, que es lo habitual ya que $n \approx 1.5$ y $f/\# > 0.5$.

c) Relación señal-ruido eléctrica

Una vez conocida la potencia óptica de señal, P_r , y la potencia de luz ambiental, P_{amb} , para cada receptor, la relación señal-ruido eléctrica se obtiene mediante la siguiente ecuación

$$SNR = \frac{(rP_r)^2}{2qrB_nP_{amb}} \quad (3.32)$$

donde r es la respuesta del fotodetector, q es la carga del electrón y B_n el ancho de banda de ruido del receptor.

Sustituyendo en (3.32) las expresiones de P_r y P_{amb} deducidas en los apartados previos y expresando la distancia d en función de la separación horizontal existente entre el spot y el receptor d_h , es decir, haciendo $d = (d_h^2 + h_r^2)^{1/2}$, se llega a las siguientes expresiones finales para la SNR de ambos enlaces

$$SNR_{AO} \approx \frac{r\rho^2 P_{tx}^2 A_{det} h_r^2 \cos^2(\psi_{a,AO})}{8\pi^3 q M^2 (f/\#)^2 L_{amb} B_n (d_h^2 + h_r^2)^3 \sin^4(\psi_{a,AO})} \quad (3.33)$$

$$SNR_{MC(rama\#j)} \approx \frac{r\rho^2 P_{tx}^2 A_{det} n^2 h_r^2 \cos^2(\psi_j)}{2\pi^3 q M^2 L_{amb} B_n (d_h^2 + h_r^2)^3 \sin^4(\psi_{a,MC})} \quad (3.34)$$

Resulta conveniente, a efectos de comparación, calcular la mejora de SNR que se obtiene al sustituir un Rx-MC por un Rx-AO. Esta mejora se calcula dividiendo las ecuaciones (3.33) y (3.34), es decir,

$$\frac{SNR_{AO}}{SNR_{MC(rama\#j)}} \approx \frac{\cos^2(\psi_{a,AO}) \sin^4(\psi_{a,MC})}{4(f/\#)^2 n^2 \cos^2(\psi_j) \sin^4(\psi_{a,AO})} \quad (3.35)$$

Como se puede apreciar, al dividir estas expresiones, se cancelan la mayor parte de los parámetros, por lo que la expresión de mejora de SNR queda muy simplificada. Nótese que, en la nueva ecuación (3.35) han desaparecido todos los parámetros asociados a la geometría del enlace y a los niveles de ruido ambiental, quedando sólo aquellos parámetros que tienen relación con los cabezales de los receptores. Por consiguiente, los resultados obtenidos con la expresión (3.35) pueden considerarse generales e independientes de las dimensiones de la sala y de las condiciones de iluminación empleadas.

Análisis comparativo de los parámetros del enlace

Para visualizar gráficamente los resultados obtenidos por las expresiones anteriores y analizar el funcionamiento de los receptores, se han fijado los siguientes valores para los parámetros de los enlaces examinados.

En lo que respecta al transmisor, se ha supuesto que éste emite una $P_{tx} = 200$ mW repartida equitativamente entre sus $M = 10$ haces, por lo que la potencia transmitida por haz es de 20 mW. En cuanto al ruido ambiental, se ha asumido que la sala está iluminada con una mezcla de luz solar y luz artificial que producen un valor de radiancia ambiental conjunta $L_{amb} = 1 \times 10^{-4}$ W/cm²/sr [67], medida en una anchura de 50 nm. El coeficiente de reflexión del techo se ha considerado igual a 0.7.

En lo que se refiere a los receptores, se ha supuesto que el Rx-AO utiliza una lente de 2 cm de diámetro y $f/2$. Para este receptor se han considerado tres tipos de fotodetector, con diámetros de 1.4 mm, 2.8 mm y 4.2 mm, respectivamente, que se corresponden con unos valores de FOV_{AO} de 1°, 2° y 3°. Por otro lado, se ha asumido que el Rx-MC utiliza concentradores no formadores de imagen ideales con $n = 1.5$ en cada rama. Para este receptor se han considerado tres valores de FOV_{MC}, de 10°, 15° y 20°, respectivamente. En ambos receptores se ha fijado el FOV_{total} = 45° lo que, para una $h_r = 2$ m, conduce a una separación horizontal máxima de 2 m. Para terminar, la respuesta de los fotodetectores es $r = 0.6$ y las anchuras de los filtros son $B_{opt} = 50$ nm y $B_n = 500$ MHz, respectivamente.

a) SNR

La Fig. 3.15 (a) muestra los resultados de SNR obtenidos para el receptor de cabezal auto-orientable, en función de la distancia de separación horizontal entre el receptor y el spot, d_h . Como se puede observar, la SNR obtenida para las tres estructuras analizadas es excelente. Incluso en el caso peor, correspondiente al receptor con FOV_{AO} = 3° y a la mayor separación, $d_h = 2$ m, la SNR es mejor que 13.2 dB. Este resultado se incrementa en 3.5 dB y 9.5 dB, si se reduce el FOV_{AO} a 2° y 1°, respectivamente, de modo que, para el Rx-AO con campo de visión más estrecho, la SNR siempre es mejor que 22.8 dB.

Los excelentes resultados obtenidos con el receptor propuesto contrastan con los correspondientes al Rx-MC con combinación *select best*, que se han representado en la Fig. 3.15 (b). Con este receptor, la SNR obtenida es mucho más baja en todos los casos analizados. Así, para la estructura con campos de visión más estrechos, FOV_{MC} = 10°, la SNR apenas alcanza los -1.5 dB para la mayor separación calculada, $d_h = 2$ m, es decir, 24.3 dB menos que el receptor propuesto con menor FOV. Por supuesto, para el resto de valores del FOV_{MC} los resultados son peores. En concreto, si el FOV_{MC} = 15°, la SNR es de tan solo -8.5 dB y, si el FOV_{MC} = 20°, la SNR se reduce hasta -13.3 dB. La explicación para los pobres resultados del receptor con diversidad reside en éste recibe menos potencia de señal y capta más ruido

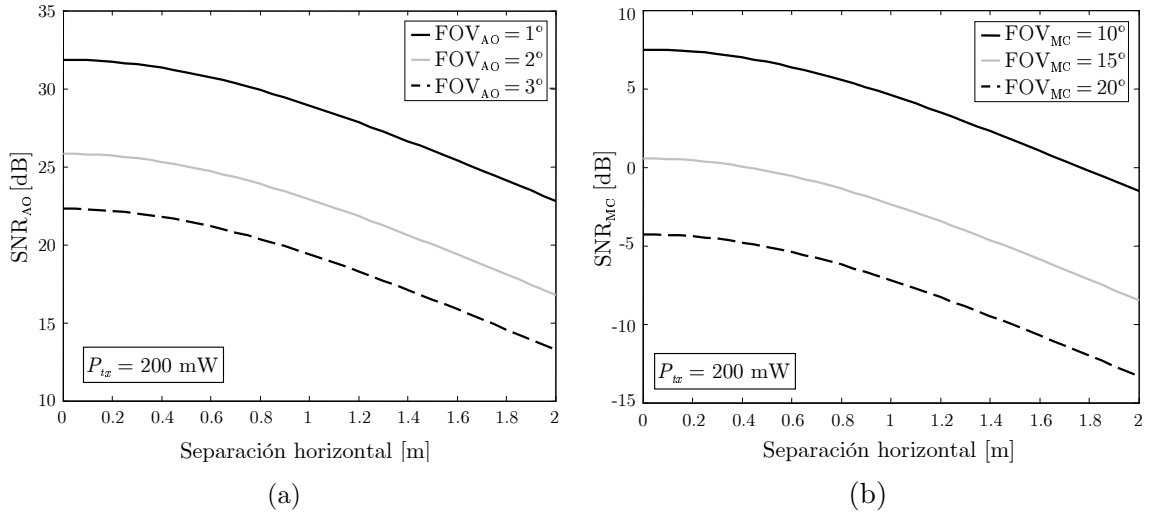


Figura 3.15: Relación señal-ruido para los receptores Rx-AO y Rx-MC, en función de la separación horizontal de receptor y el spot. (a) SNR en el Rx-AO. (b) SNR en el Rx-MC. Para calcular la SNR se ha supuesto una $P_{tx} = 200$ mW.

ambiental como consecuencia de la menor ganancia y mayor campo de visión que tienen los concentradores NIMG, en comparación con los IMG.

b) Potencia transmitida requerida

Otra forma de comparar el funcionamiento de los receptores consiste en obtener, para cada enlace, la potencia transmitida necesaria para superar un determinado umbral de SNR. Para calcular esta potencia sólo hay que despejar el valor de la potencia P_{tx} de las ecuaciones (3.33) y (3.34). En este caso, se ha tomado una SNR umbral de 15 dB.

En la Fig. 3.16 (a) se representa la potencia transmitida (por haz) que necesitan los enlaces que utilizan el receptor de cabezal auto-orientable para lograr una $SNR > 15$ dB, en función de la separación horizontal d_h . Sorprende comprobar que el uso del Rx-AO permite operar con valores de potencias extremadamente bajos. Nótese que para un $FOV_{AO} = 1^\circ$ sólo se requiere una potencia por haz de 8.1 mW, en el peor de los casos. Esta potencia, no obstante, debe doblarse si se usa un $FOV_{AO} = 2^\circ$ y triplicarse para un $FOV_{AO} = 3^\circ$. Por tanto, como el transmisor consta de 10 haces, su potencia total estará comprendida entre 80 mW y 240 mW, aproximadamente.

De nuevo, los resultados obtenidos para los enlaces con el Rx-MC, que se muestran en la Fig. 3.16 (b), son muy diferentes. Aquí, las potencias calculadas superan en algo más de un orden de magnitud a las obtenidas con el Rx-AO. Así, para un receptor con cabezales de $FOV_{MC} = 10^\circ$ se requiere una potencia por haz de hasta 134 mW, lo que implica un

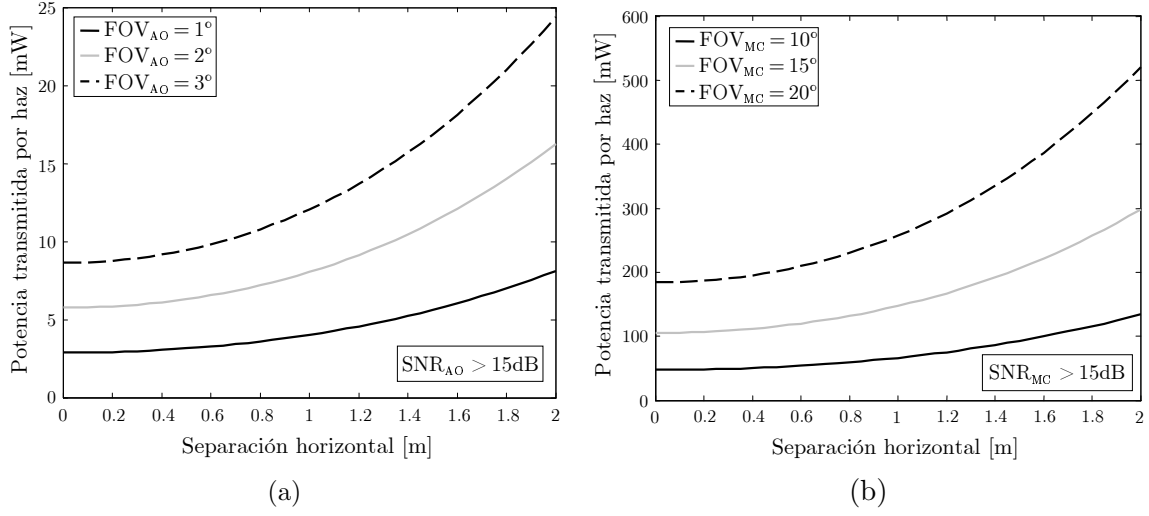


Figura 3.16: Potencia transmitida necesaria para superar una SNR umbral de 15 dB en enlaces que emplean el Rx-AO y el Rx-MC, en función de la separación entre el receptor y el spot. (a) Potencia transmitida por haz para enlaces basados en el Rx-AO. (b) Potencia transmitida por haz para enlaces basados en el Rx-MC.

transmisor con una $P_{tx} = 1.3 \text{ W}$. Evidentemente, si se aumenta el FOV de los cabezales, la potencia es aún mayor, llegándose a valores de más de 520 mW para los cabezales de $\text{FOV}_{\text{MC}} = 20^\circ$ y, por tanto, a transmisores de más de 5.2 W. Estas potencia obtenidas son completamente inviables a efectos prácticos.

c) Mejora de SNR

Finalmente, la mejora de SNR que se obtiene al reemplazar un receptor de múltiples cabezales por un receptor de cabezal auto-orientable se ha representado en la Fig. 3.17.

En concreto, en la Fig. 3.17 (a), la mejora se muestra en función del campo de visión de los cabezales del Rx-MC, mientras que, en la Fig. 3.17 (b), la mejora se ha representado en función del número de ramas del receptor. Por simplicidad, en ambas figuras se ha supuesto que el valor del $\cos^2(\psi_j)$ de la ecuación (3.35) es igual a 1.

En la Fig. 3.17 (a) se observa con claridad que la mejora de SNR obtenida por el Rx-AO aumenta a medida que crece la relación entre los FOV de los receptores. De este modo, si se sustituye un Rx-MC típico, con un $\text{FOV}_{\text{MC}} = 15^\circ$, por un Rx-AO, con un $\text{FOV}_{\text{AO}} = 3^\circ$, la mejora de SNR obtenida es de 12.2 dB, es decir, de más de un orden de magnitud. Obsérvese que esta diferencia pasará a ser de 19.2 dB y 31.2 dB para receptores de $\text{FOV}_{\text{AO}} = 2^\circ$ y $\text{FOV}_{\text{AO}} = 1^\circ$, respectivamente. Como se puede apreciar, los incrementos de SNR obtenidos son muy notables. Si además se aumenta FOV_{MC} , la mejora puede ser incluso mayor.

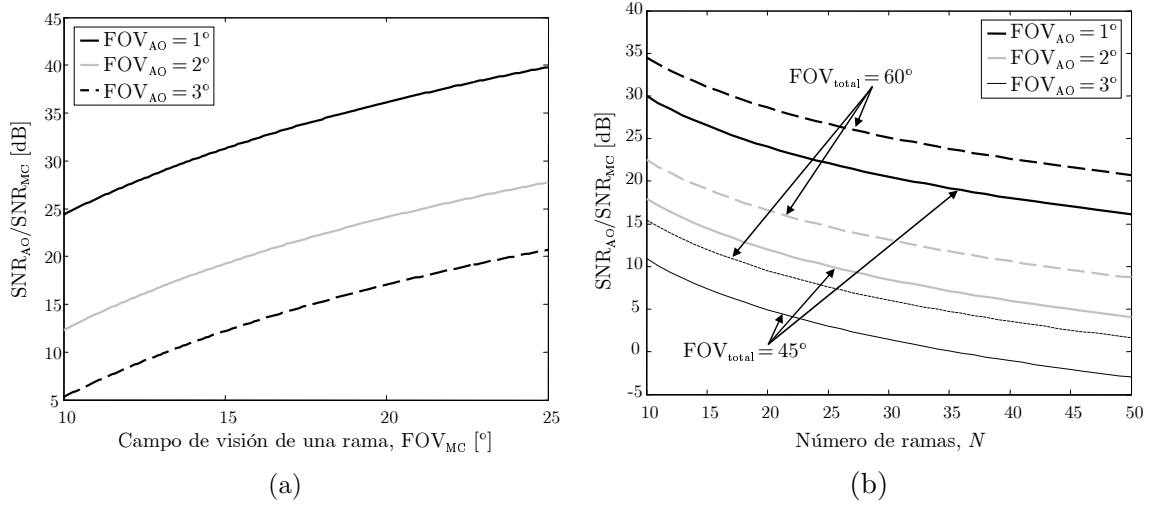


Figura 3.17: Mejora de la relación señal-ruido obtenida al sustituir un Rx-MC convencional por un Rx-AO. (a) Mejora de SNR en función del FOV de los cabezales del Rx-MC. (b) Mejora de SNR en función del número de ramas del Rx-MC.

Por último, en la Fig. 3.17 (b) se compara la diferencia de SNR obtenida por ambos receptores en función del número de ramas, N , del Rx-MC. Se han representado las curvas correspondientes a valores de FOV_{total} de 45° (trazo continuo) y 60° (trazo discontinuo). En esta figura puede observarse cómo el comportamiento de los dos receptores tiende a parecerse a medida que N aumenta. De este modo, en términos de SNR un Rx-AO de $FOV_{AO} = 3^\circ$ con $FOV_{total} = 45^\circ$ es equivalente a un Rx-MC formado por $N = 35$ ramas. Si se reduce el valor del FOV_{AO} , o se aumenta FOV_{total} , el número de ramas sería aún mayor. En cualquier caso se trata de valores de N completamente inviables para un Rx-MC.

3.5.3. Evaluación del receptor formador de imagen de canal único

En este apartado se evalúa el funcionamiento del receptor formador de imagen de canal único comparándolo con el receptor formador de imagen. La geometría correspondiente a los enlaces analizados se muestra en la Fig. 3.18.

Como se puede apreciar en la Fig. 3.18 (a), el Rx-CU está formado por un único fotodetector de área A_{det} que puede desplazarse a voluntad a lo largo del plano de imagen del receptor. Por simplicidad, se ha considerado que el sistema electro-mecánico permite tomar cualquier posición dentro de dicho plano, esto es, se ha despreciado el paso mínimo que suele ir asociado al movimiento de cualquier sistema posicionador.

Por otro lado, el Rx-IMG, representado en la Fig. 3.18 (b), está constituido por un conjunto de N fotodetectores (píxeles) idénticos, dispuestos en una estructura regular, ocupando el plano de imagen del receptor. Se ha considerado que estos píxeles tienen forma hexagonal

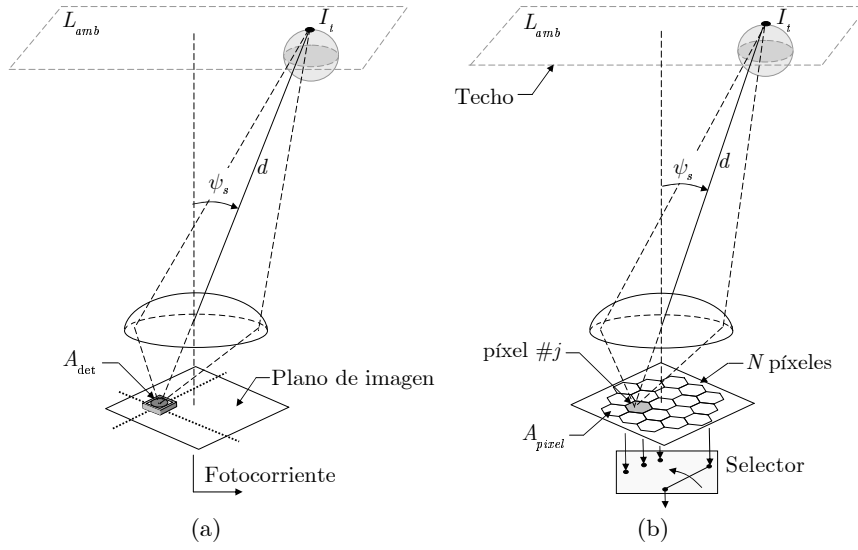


Figura 3.18: (a) Esquema del receptor formador de imagen de canal único (b) Esquema del receptor formador de imagen convencional.

y un área A_{pixel} . Al igual que en la evaluación anterior, el Rx-CU emplea el método de combinación SB, o elección del mejor.

Para comparar ambos receptores en condiciones de igualdad se ha supuesto el mismo FOV_{total} y el mismo sistema de lentes para las dos estructuras. En lo que respecta a los fotodetectores empleados, en el Rx-CU su tamaño se ajustará al de los spots proyectados en su plano de imagen, como se describió en el apartado 3.3.2, por lo que, generalmente, serán más pequeños que los de Rx-IMG, en los que el tamaño de los píxeles se escoge en función de su número y del FOV_{total} del receptor.

Parámetros del enlace

En este apartado se deducen las expresiones analíticas de la potencia recibida y de la relación señal-ruido que definen el comportamiento del receptor formador de imagen de canal único y del receptor formador de imagen.

a) Potencia óptica recibida

El procedimiento para calcular la potencia óptica, P_r , en ambos receptores es idéntico al descrito apartado anterior. Por tanto, la P_r se obtendrá multiplicando la irradiancia producida por el spot en el punto de recepción I_t/d^2 , por el área efectiva del receptor.

En este caso, como los dos receptores comparten el cabezal de entrada, también poseen

el mismo área efectiva $A_{ef} = A \cos(\psi_s)$ y, en consecuencia, la potencia óptica recibida se expresa como

$$P_{r,CU} = P_{r,IMG(pixel\#j)} = \frac{\rho P_{tx} A h_r^2}{\pi M d^4} \quad (3.36)$$

Nótese que en esta ecuación, se ha sustituido I_t por el valor de la expresión (3.22) y $\cos(\psi_s)$ por el cociente h_r/d .

De la observación de la ecuación (3.36) se puede concluir que, para las condiciones descritas, no existe diferencia alguna en el funcionamiento de ambos receptores en cuanto a captación de señal. En un escenario real, no obstante, sí existirán diferencias ya que dentro del FOV_{total} normalmente habrá más de un spot y, por tanto, lo habitual es que el Rx-IMG capte más potencia en su área fotosensible, que es considerablemente mayor que la del Rx-CU. Desafortunadamente para el Rx-IMG, debido a que la potencia recibida suele fraccionarse en un número indeterminado de píxeles, para captarla es necesario activar todos ellos, lo que incrementa considerablemente el nivel del ruido captado, degradando la SNR final.

b) Potencia de luz ambiental

En los receptores examinados cada fotodetector, o píxel, únicamente recibe la luz ambiental procedente de la región del techo dentro de su FOV. Esta región es un pequeño círculo de área $R_{FOV,det}$ en el Rx-CU y un hexágono de superficie $R_{FOV,pixel}$ para cada píxel en el Rx-CU. La potencia P_{amb} , en cada caso, se obtiene integrando la contribución de la potencia emitida por cada elemento diferencial de estas regiones.

Para simplificar los cálculos, en este apartado se ha supuesto que la potencia luz emitida por cada región, R_{FOV} , está concentrada en un único punto, situado en su centro geométrico. En estas condiciones, la intensidad de radiación de la luz emitida desde dicho punto vendrá dada por $I_{amb} = L_{amb} R_{FOV}$. Esta aproximación será válida siempre que las regiones involucradas sean lo suficientemente pequeñas como para que el ángulo ψ_s apenas varíe. En realidad, esto sucede en la mayor parte de las ocasiones, pues los fotodetectores que emplean ambos receptores suelen ser muy pequeños. El tamaño de las regiones del techo R_{FOV} se obtiene dividiendo el área del detector, o del píxel, por el cuadrado de la amplificación lateral del sistema óptico M_T , es decir, $R_{FOV,det} = A_{det}/M_T^2$ y $R_{FOV,pixel} = A_{pixel}/M_T^2$, respectivamente.

Con esta simplificación, la potencia de luz ambiental captada por el Rx-CU se obtiene multiplicando la irradiancia recibida, $I_{amb} \cos(\phi_s)/d^2$, por el área efectiva del receptor, $A \cos(\psi_s)$, lo que da lugar a la ecuación siguiente

$$P_{amb,CU} \approx L_{amb} R_{FOV,det} \cos(\phi_s) \frac{A \cos(\psi_s)}{d^2} \quad (3.37)$$

donde A es el área de apertura de la lente, y ϕ_s y ψ_s representan los ángulos de emisión y de

recepción, respectivamente, medidos con respecto a la normal. De acuerdo con la geometría de la Fig. 3.18 se tiene que $\cos(\phi_s) = \cos(\psi_s) = h_r/d$.

De forma análoga, la potencia de luz ambiental captada por el píxel seleccionado del Rx-IMG viene dada por

$$P_{amb,IMG(pixel\#j)} \approx L_{amb} R_{FOV,pixel} \cos(\phi_n) \frac{A \cos(\psi_n)}{d^2} \quad (3.38)$$

donde los ángulos ϕ_n y ψ_n son aproximadamente iguales que ϕ_s y ψ_s .

Aproximando el valor de la amplificación lateral como $M_T \approx f/h_r$ y sustituyendo en (3.37) y (3.38) los valores de los cosenos y del área de apertura de la lente, se llega a las siguientes expresiones para la potencia ambiental

$$P_{amb,CU} \approx \frac{\pi L_{amb} h_r^4 A_{det}}{4 (f/\#)^2 d^4} \quad (3.39)$$

$$P_{amb,IMG(pixel\#j)} \approx \frac{\pi L_{amb} h_r^4 A_{pixel}}{4 (f/\#)^2 d^4} \quad (3.40)$$

de donde se deduce que la relación entre las potencias de ambos receptores coincide con el cociente entre las áreas de los detectores empleados, es decir, $P_{amb,IMG}/P_{amb,CU} = A_{pixel}/A_{det}$ y, en consecuencia, cuanto menor es el tamaño del fotodetector del Rx-CU en comparación con los píxeles del Rx-IMG, mejor será el comportamiento del receptor propuesto.

Dada la crucial importancia que tiene el conocimiento de las áreas de los elementos fotodetectores para comparar adecuadamente el funcionamiento de ambos receptores, en las siguientes líneas se deduce, para el Rx-IMG, la relación existente entre el diámetro del plano de imagen, D_{img} , el número de píxeles, N , y el área de cada píxel, A_{pixel} , es decir, se obtiene la función $A_{pixel} = f(D_{img}, N)$. De este modo, una vez fijado el FOV_{total} del receptor y, por tanto, el tamaño del plano de imagen, a través de la ecuación (3.17), con esta función se podrá obtener el tamaño de los píxeles para distintos valores de N .

Como se puede intuir, un Rx-IMG no admite cualquier valor de N , sino que sólo son posibles aquellos valores de N que mantienen la forma hexagonal del mosaico de píxeles, como se muestra en la Fig. 3.19 (a). Los valores permitidos son los correspondientes a la siguiente secuencia $N = \{1, 7, 19, 37, 61, 91...\}$.

Para ilustrar el origen de esta secuencia, en la Fig. 3.19 (a) se muestra, a modo de ejemplo, la disposición de píxeles correspondiente a un Rx-IMG con $N = 91$. En esta estructura se puede observar que, para mantener la forma hexagonal, se deben añadir píxeles en capas sucesivas de forma que cada capa tenga 6 elementos más que la capa anterior. De este modo, si se parte de un único píxel, la primera capa añadida tendrá 6 elementos, la segunda 12, la tercera 18 y así sucesivamente, dando lugar a la serie $S = \{6, 12, 18, 24, 30...\}$. Por tanto, el número de píxeles de cada capa viene dado por el término general $a_k = 6k$, donde k indica la numeración de la capa. Una vez conocida la serie S , el número total de píxeles de

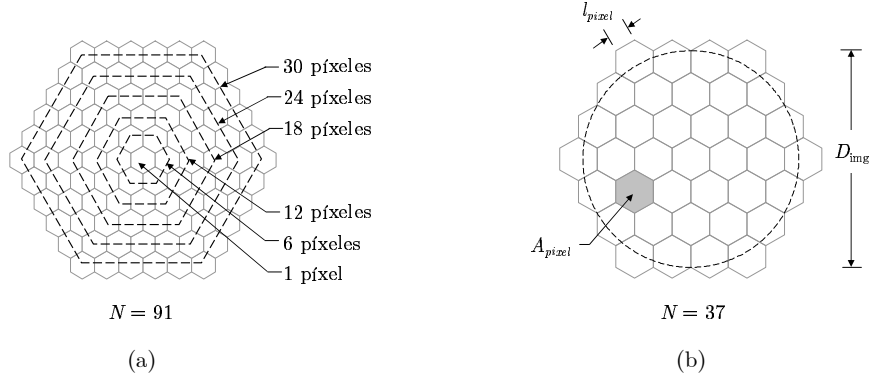


Figura 3.19: (a) Construcción por capas de la estructura hexagonal de fotodetectores (b) Detalle del plano de imagen para una estructura de receptor formador de imagen formada por 37 píxeles.

una estructura se calcula sumando los k primeros términos de la serie S más 1, es decir, $N = 1 + \sum_{j=1}^k 6j$. Como el segundo término de esta expresión se corresponde con la suma de los k primeros términos de una serie aritmética, éste se calcula como $k(a_k - a_1)/2$, donde $a_k = 6k$ y $a_1 = 6$. Por tanto, se puede reescribir el termino anterior como $N = 1 + k(6k + 6)/2$, que simplificado queda del siguiente modo

$$N = 3(k^2 - k) + 1 \quad k \geq 1 \quad (3.41)$$

Una vez calculado N , ya se está en condiciones de relacionar los tres parámetros comentados anteriormente, es decir, A_{pixel} , D_{img} y N , para lo cual se va a utilizar la estructura de píxeles de la Fig. 3.19 (b). Como se puede observar, esta estructura consta de 37 píxeles, cuyo número se obtiene a partir de la ecuación (3.41) haciendo $k = 4$. Geométricamente se puede comprobar que siempre que k sea par se cumple que $D_{img} = 2(\frac{3k}{2} - 1)l_{pixel}$, donde l_{pixel} es el lado de un píxel (ver Fig. 3.19 (b)). Para k impar se puede proceder de forma análoga, llegando a una expresión muy similar. Despejando de la ecuación anterior el valor de l_{pixel} , se obtiene que $l_{pixel} = \frac{D_{img}}{3k-2}$. No obstante, dado que lo que interesa es expresar el lado del píxel en función de N , en lugar de en función de k , es necesario resolver la ecuación de segundo grado $k^2 - k - \frac{N-1}{3} = 0$ resultante de reordenar la expresión (3.41), lo que proporciona como resultado las soluciones siguientes

$$k = \frac{1}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 + \frac{4}{3}(N-1)} \right) \quad (3.42)$$

de las cuales sólo es válida la solución de signo positivo. Así, finalmente, el lado del píxel l_{pixel} se puede expresar en función de N como

$$l_{pixel} = \frac{D_{img}}{\frac{3}{2} \left(1 + \sqrt{1 + 4\frac{N-1}{3}} \right) - 2} = \frac{2D_{img}}{-1 + 3\sqrt{1 + 4\frac{N-1}{3}}} \quad (3.43)$$

Por último, como el área de un píxel hexagonal viene dada por $A_{pixel} = \frac{3\sqrt{3}}{2} l_{pixel}^2$, sustituyendo el valor de l_{pixel} que se acaba de calcular se obtiene que

$$A_{pixel} = \frac{6\sqrt{3}D_{img}^2}{\left(-1 + 3\sqrt{1 + 4\frac{N-1}{3}}\right)^2} \quad (3.44)$$

Nótese que, según esta expresión, una vez fijado el tamaño de plano de imagen, D_{img} , si se aumenta el número de píxeles N , el área correspondiente a los píxeles se hace cada vez más pequeña, como corresponde.

c) Relación señal-ruido eléctrica

En ambos receptores la relación señal-ruido se obtiene a partir de la ecuación (3.32), por lo que para el Rx-CU esta relación viene dada por

$$SNR_{CU} \approx \frac{2r\rho^2 P_{tx}^2 A^2 (f/\#)^2}{\pi^3 q M^2 A_{det} L_{amb} B_n (d_h^2 + h_r^2)^2} \quad (3.45)$$

En el caso del Rx-IMG con combinación SB, la ecuación de la SNR es la misma, pero cambiando el A_{det} por el A_{pixel} . Por tanto, aplicando la ecuación (3.44), previamente deducida, la SNR queda

$$SNR_{IMG(pixel\#j)} \approx \frac{r\rho^2 P_{tx}^2 A^2 (f/\#)^2 \left(-1 + 3\sqrt{1 + 4\frac{N-1}{3}}\right)^2}{3\sqrt{3}\pi^3 q M^2 D_{img}^2 L_{amb} B_n (d_h^2 + h_r^2)^2} \quad (3.46)$$

A su vez, como ya se hizo previamente, dividiendo las ecuaciones (3.45) y (3.46) se obtiene la mejora de SNR que se produce al sustituir un Rx-IMG por un Rx-CU. En este caso, esta mejora viene dada por

$$\frac{SNR_{CU}}{SNR_{IMG(pixel\#j)}} \approx \frac{A_{det}}{A_{pixel}} \approx \frac{6\sqrt{3}(f/\#)^2 A \tan^2(\psi_a)}{\pi A_{det} \left(-1 + 3\sqrt{1 + 4\frac{N-1}{3}}\right)^2} \quad (3.47)$$

Análisis comparativo de los parámetros del enlace

Con el objetivo de representar gráficamente los resultados obtenidos por las expresiones anteriores y analizar el funcionamiento de los receptores, se han fijado los siguientes valores para los parámetros de los enlaces examinados.

En lo que respecta a los receptores, en ambos se ha empleado como concentrador óptico un sistema de lentes de 3 cm de diámetro y $f/1$. En este caso, el campo de visión total

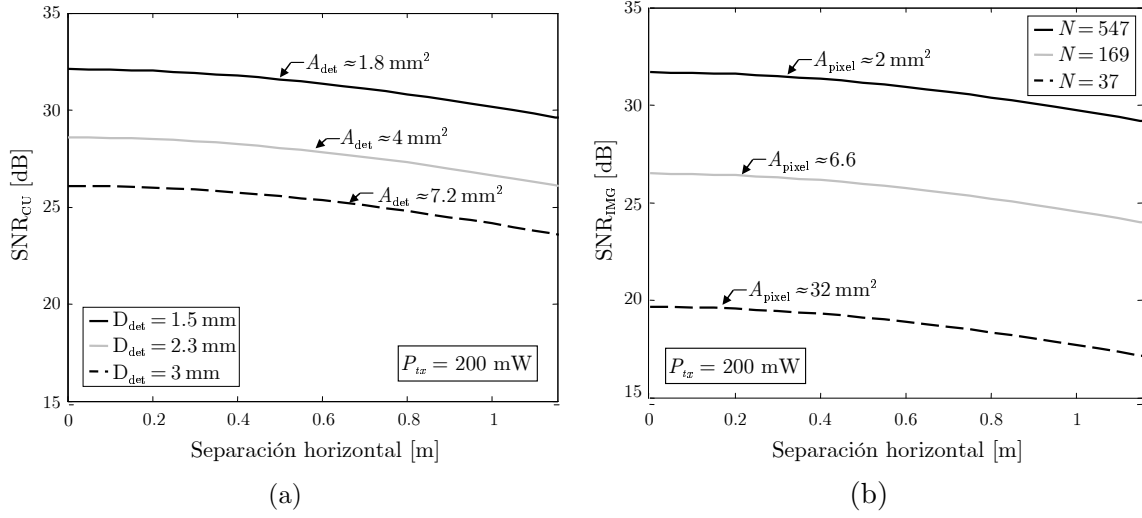


Figura 3.20: Relación señal-ruido obtenida con los receptores Rx-CU y Rx-IMG, en función de la separación horizontal de receptor y el spot. Para calcular la SNR se ha supuesto una $P_{tx} = 200$ mW. (a) SNR para los enlaces basados en el Rx-CU. (b) SNR para los enlaces que emplean en el Rx-IMG.

de los dos receptores es de 30° , en lugar de los 45° empleados en la comparación anterior. De este modo se tratan de evitar los problemas relativos a las aberraciones ópticas y al desplazamiento del filtro óptico paso banda, explicados en el apartado 3.3.1. Con este FOV, el plano de imagen tiene un diámetro $D_{img} = 35$ mm.

Para el Rx-CU se han considerado tres tamaños de fotodetector con diámetros de 1.5 mm, 2.3 mm y 3 mm, respectivamente, que están diseñados para spots de diámetros 10 cm, 15 cm y 20 cm. Por otro lado, para el Rx-IMG se ha trabajado con tres estructuras con distinto número de píxeles. En concreto, los receptores analizados tienen un número de píxeles $N = 37$, 169, y 547 que se corresponden con valores de $k = 4$, 8 y 14, respectivamente.

El resto de parámetros de configuración del enlace tienen los mismos valores que los empleados en la evaluación del receptor de cabezal auto-orientable, es decir, $P_{tx} = 200$ mW, $M = 10$, $L_{amb} = 1 \times 10^{-4}$ W/cm²/sr, $h_r = 2$ m, $\rho = 0.7$, $r = 0.6$ A/W, $B_{opt} = 50$ nm y $B_n = 500$ MHz.

a) SNR

La Fig. 3.20 (a) muestra los resultados de SNR obtenidos por el receptor formador de imagen de canal único. Se puede apreciar que, para las tres estructuras de receptor analizadas, la SNR obtenida es realmente extraordinaria. En todos los casos supera los 23.5 dB. Nótese que la SNR es bastante mejor que la del Rx-AO del apartado anterior, ya que el sistema de lentes utilizado en el Rx-CU es más grande y, además, tiene un $f/\#$ más pequeño. Se puede

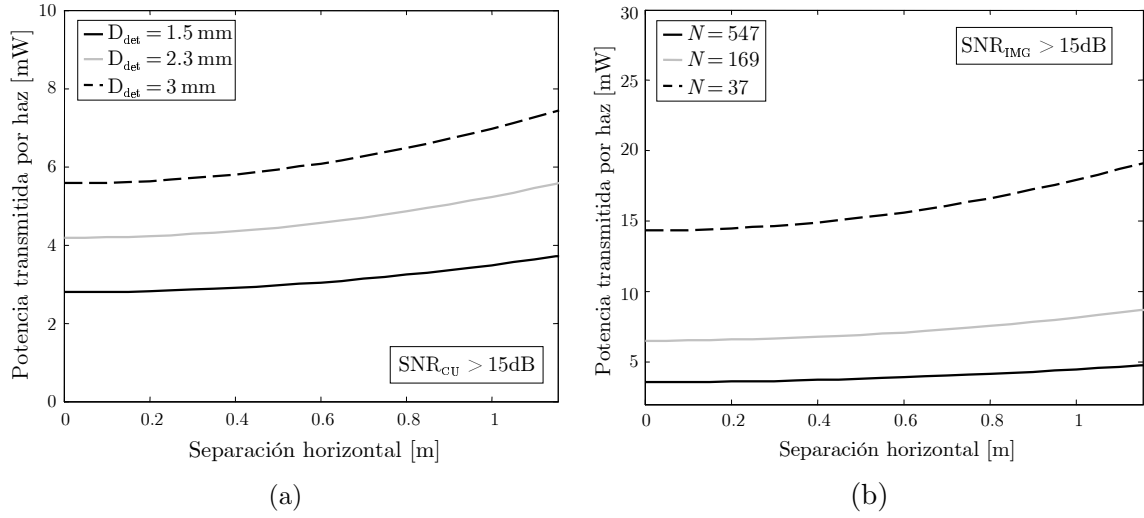


Figura 3.21: Potencia transmitida por haz para los receptores Rx-CU y Rx-IMG, en función de la separación horizontal de receptor y el spot. En ambos casos se ha considerado una SNR umbral de 15 dB. (a) Potencia transmitida por haz para los enlaces que emplean el Rx-CU. (b) Potencia transmitida por haz para los enlaces que emplean el Rx-IMG.

apreciar que, debido a que la SNR es inversamente proporcional al área del fotodetector, como se mostró en la ecuación (3.45), cada vez que se dobla el tamaño del fotodetector, la SNR se reduce en 3 dB. De este modo, pasar del fotodetector más grande, con $D_{\text{det}} = 3\text{ mm}$, al más pequeño, $D_{\text{det}} = 1.5\text{ mm}$, supone una mejora de 6 dB.

Los resultados de SNR obtenidos con el receptor formador de imagen se han representado en la Fig. 3.20 (b). Como se puede apreciar, en general, son inferiores a los del receptor propuesto. Así, por ejemplo, para el receptor formado por 37 píxeles, que es el más empleado en la bibliografía [18], [59], la SNR es siempre mayor de 17 dB, es decir, 6.5 dB peor que la SNR más baja de las estructuras de receptor formador de imagen de canal único de la figura anterior. De hecho, en el receptor formador de imagen hay que aumentar el número de píxeles hasta $N = 547$, para alcanzar una SNR comparable a la del mejor Rx-CU examinado, ya que sólo así se consiguen fotodetectores de áreas similares: 2 mm^2 en el Rx-IMG, frente a 1.8 mm^2 para el Rx-CU. Sin embargo, este elevado valor de N complica en exceso el diseño del receptor formador de imagen.

b) Potencia transmitida requerida

En la Fig. 3.21 (a) se muestra la potencia requerida por el Rx-CU para alcanzar una SNR umbral de 15 dB en función de la separación horizontal. Como se puede apreciar, con este receptor las potencias necesarias son extremadamente reducidas. Incluso, en el peor

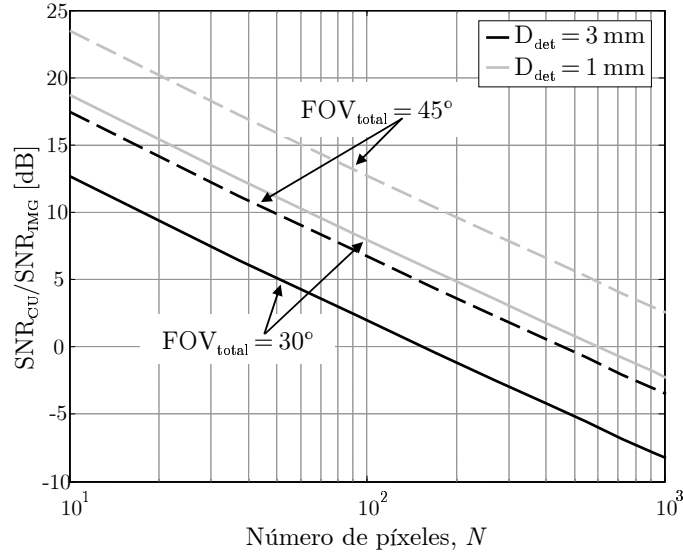


Figura 3.22: Mejora de la relación señal-ruido que se obtiene al sustituir un receptor formador de imagen convencional por un receptor formador de imagen de canal único en función del número de píxeles del Rx-IMG.

caso analizado, que se corresponde con la estructura con $D_{\text{det}} = 3 \text{ mm}$, la potencia por haz es siempre menor que 7.5 mW . Nótese que para la estructura con el fotodetector más pequeño, esta potencia se reduce hasta aproximadamente 3.7 mW . Por tanto, con el Rx-CU, la potencia total del transmisor estaría comprendida entre 37 mW y 75 mW , para el mejor y peor caso, respectivamente.

Por otro lado, la potencia necesaria para los enlaces con el Rx-IMG se ha representado en la Fig. 3.21 (b). De nuevo, las potencias son mayores que las del Rx-CU. En este caso, las potencias por haz están comprendidas entre 4.8 mW y 19 mW , aproximadamente. No obstante, para conseguir las potencias más bajas se necesita trabajar con estructuras demasiado complejas con N elevado.

c) Mejora de SNR

Para finalizar, en la Fig. 3.22 se muestra la mejora de la SNR obtenida al sustituir un receptor formador de imagen por un receptor formador de imagen de canal único, en función del número de píxeles del primero. Como se puede apreciar, ambos receptores operan con el mismo $\text{FOV}_{\text{total}}$. En concreto, se muestran resultados para valores de $\text{FOV}_{\text{total}}$ de 30° (línea continua) y 45° (línea discontinua), respectivamente. Para el Rx-CU se han considerado dos tamaños de fotodetector con diámetros de 1 mm y 3 mm , respectivamente. En el Rx-IMG, el tamaño de los píxeles depende de N . La Fig. 3.22 muestra de forma perceptible la superioridad del receptor propuesto frente al receptor formador de imagen. A modo de

ejemplo, obsérvese que, para un $\text{FOV}_{\text{total}} = 45^\circ$ (trazo discontinuo), la SNR del Rx-CU con $D_{\text{det}} = 3$ mm supera en más de 10 dB a la de un Rx-IMG compuesto por 50 píxeles. De hecho, son necesarios más de 450 píxeles para obtener una SNR similar. Si se reduce el $\text{FOV}_{\text{total}}$ a 30° , las diferencias entre ambos receptores también disminuyen y, para este caso, bastan unos 150 píxeles para igualar al Rx-CU. Lógicamente, la mejora de SNR es mayor si en el Rx-CU se trabaja con fotodetectores más pequeños. En la Fig. 3.22 se aprecia que, al pasar de diámetros de fotodetectores de 3 mm a 1 mm, la mejora de SNR se incrementa en 6 dB.

3.5.4. Evaluación conjunta

Una vez comparado el funcionamiento de los receptores propuestos con los receptores con diversidad angular más significativos, en este apartado se establece una comparación entre los dos receptores propuestos, empleando las expresiones de SNR de las ecuaciones (3.33) y (3.45). Para ello, se ha supuesto que ambos receptores utilizan idéntico sistema de lentes y el mismo tamaño de fotodetector.

La Fig. 3.23 muestra los resultados de la SNR obtenida en función de la separación horizontal d_h . Las curvas con trazo continuo representan la SNR del Rx-CU y las curvas de trazo discontinuo representan la SNR del Rx-AO. Se han considerado, para cada receptor, tres estructuras diferentes, con fotodetectores de 1.4 mm, 2.8 mm y 4.2 mm, respectivamente. En todos los casos el sistema de lentes empleado tiene un diámetro $D = 3$ cm y $f/1$. El $\text{FOV}_{\text{total}}$ de los receptores es de 45° .

En las curvas de la Fig. 3.23 puede apreciarse que, cuando $d_h = 0$ m, la SNR de los dos receptores coincide. Esto es lógico, pues en este punto la orientación de los cabezales es idéntica. Sin embargo, a medida que aumenta d_h las curvas correspondientes a ambos receptores comienzan a distanciarse, siendo el Rx-CU el que obtiene mejores resultados. La diferencia llega a alcanzar los 3 dB para la distancia de separación máxima $d_h = 2$ m.

Este comportamiento puede justificarse de la siguiente forma. Al aumentar d_h , la potencia óptica recibida en ambos receptores se reduce, como consecuencia del cambio del ángulo de emisión desde el techo. En el Rx-CU, además, también se reduce el área efectiva. No obstante, donde reside la diferencia de comportamiento entre ambos receptores es en el ruido, pues, como se explicó con anterioridad, en el Rx-AO el ruido captado es independiente de la inclinación del cabezal, por lo que se mantiene constante para todas las distancias analizadas. Por el contrario, el ruido captado por el Rx-CU disminuye a medida que d_h aumenta, provocando una SNR mayor. Aunque en los resultados de la Fig. 3.23 no se ha tenido en cuenta el efecto negativo de las aberraciones ópticas, en una situación real reducirían la ganancia óptica del Rx-CU, degradando su SNR. Por ello, en el caso de que existan aberraciones muy acusadas, el receptor con mejor comportamiento podría ser el Rx-AO.

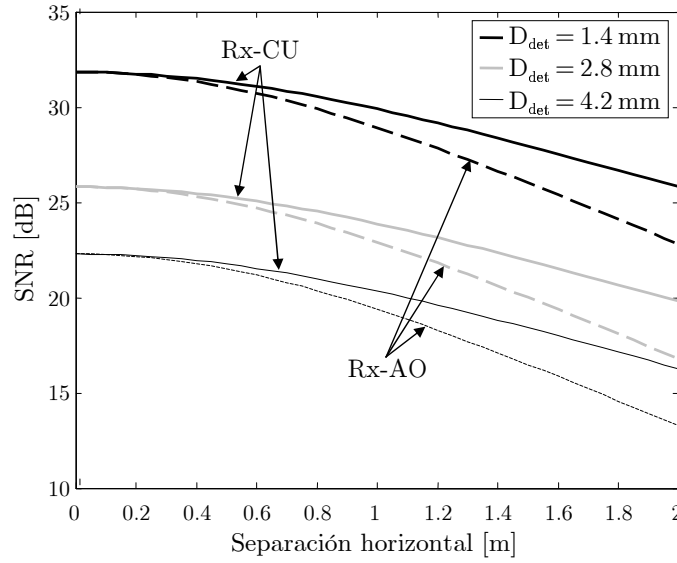


Figura 3.23: Relación señal-ruido obtenida para los dos receptores propuestos. En ambos casos se ha supuesto que los receptores emplean el mismo cabezal óptico de entrada. El campo de visión se ha fijado igual a 45° .

3.6. Conclusiones

En este capítulo se han presentado dos nuevas estructuras de receptores con diversidad angular para sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas. Ambas estructuras se proponen como alternativa a los receptores con diversidad convencionales, formados por múltiples elementos, descritos en el capítulo anterior. A continuación, se resumen los principales aspectos tratados en este capítulo.

Las dos estructuras propuestas se caracterizan por estar dotadas de capacidad de orientación propia, por lo que pueden apuntar automáticamente hacia la zona de la sala óptima en términos de SNR. La capacidad de orientación de ambos receptores, unida a su estrecho campo de visión, permite obtener excelentes resultados de SNR y BW, con un consumo de potencia y una complejidad electrónica menor que la de las estructuras con diversidad angular convencionales. El primero de los receptores propuestos, denominado receptor de cabezal auto-orientable (Rx-AO), realiza el apuntamiento mediante el uso de un sistema electro-mecánico que permite girar su cabezal óptico con movimientos en acimut y elevación. El segundo, conocido como receptor formador de imagen de canal único (Rx-CU), consigue la orientación desplazando el fotodetector sobre el plano focal de un sistema de lentes formador de imagen. En ambos casos, un sistema de control específico, constituido por un estimador de la relación señal-ruido y un algoritmo de búsqueda de máximos, se encarga de gobernar el receptor y de decidir, en cada momento, la dirección de apuntamiento óptima.

Para optimizar la SNR recibida, el Rx-AO debe diseñarse de forma que su campo de visión coincida con el ángulo subtendido por los spots cuando éstos se encuentran sobre el receptor. En el caso del Rx-CU, para alcanzar este mismo objetivo, se debe escoger el tamaño del fotodetector de forma que coincida con el tamaño de las proyecciones de los spots en el plano de imagen del receptor. El Rx-AO puede operar prácticamente con cualquier valor de $FOV_{total} < 90^\circ$, por lo que es apropiado para sistemas en los que interese maximizar la distancia de cobertura. Por el contrario, el campo de visión del Rx-CU total está limitado a valores inferiores a 30° . La enorme dificultad para conseguir filtros ópticos paso banda de gran FOV y los problemas asociados a las aberraciones del sistema de lentes son los responsables de esta limitación.

Los receptores propuestos emplean un algoritmo de orientación que consta de dos etapas diferenciadas, adaptadas a las características de la función SNR recibida. La primera etapa, denominada de aproximación, emplea un algoritmo de barrido en espiral, cuyo tamaño de salto debe ser menor que la suma del diámetro de la imagen del spot y del diámetro del propio fotodetector. La segunda etapa, denominada de ajuste fino, utiliza un algoritmo de gradiente de complejidad mínima. El tiempo de ejecución de estos algoritmos depende principalmente del tiempo que requiere el sistema electro-mecánico para mover el cabezal o el fotodetector.

El análisis comparativo preliminar que se ha llevado a cabo en este capítulo ha permitido mostrar la superioridad de los dos receptores propuestos frente a los receptores convencionales con combinación *select best*, tanto en términos de eficiencia de potencia como en SNR recibida. Esta superioridad es tanto más acusada cuanto mayor es la diferencia entre los FOV parciales de los receptores propuestos y los receptores convencionales. Asimismo, se ha verificado que el comportamiento de los receptores Rx-MC y Rx-IMG tiende a parecerse al de los receptores Rx-AO y Rx-CU cuando se incrementa el número de elementos empleados. Sin embargo, es necesario trabajar con un número muy elevado de dichos elementos para poder obtener resultados similares a los de los receptores propuestos, lo que da lugar a estructuras demasiado complejas, que no son viables a efectos prácticos.

Capítulo 4

Análisis de enlaces con los receptores propuestos

4.1. Introducción

A lo largo del capítulo anterior se dedujo la expresión analítica de la relación señal-ruido correspondiente a los enlaces que emplean los receptores propuestos y se comparó con la SNR de los enlaces basados en los receptores con diversidad convencionales y combinación *select best*. El análisis se realizó en una situación idealizada y sirvió para demostrar la superioridad de las estructuras propuestas frente a las convencionales en términos de eficiencia de potencia. No obstante, en dicho análisis no se consideraron, por simplicidad, algunos aspectos esenciales para comparar receptores como, por ejemplo, el efecto que producen las distintas estructuras en el BW del canal. Por ello, en este capítulo se pretende completar el análisis comparativo iniciado en el capítulo tres, incluyendo algunos efectos no considerados entonces. En concreto, se tendrán en cuenta los siguientes aspectos: (i) el efecto del tamaño de los spots en el BW del canal, (ii) la influencia de la luz artificial y natural en el funcionamiento de los receptores, (iii) el impacto de la presencia de aberraciones y bloqueos en la potencia óptica requerida, (iv) el efecto de la de las técnicas de combinación en los parámetros de los enlaces con los receptores convencionales y, finalmente, (v) la influencia del ruido interno del circuito receptor en el funcionamiento del enlace.

El contenido de este capítulo 4 se ha organizado del modo siguiente. La sección 4.2 se dedica a caracterizar el comportamiento del canal óptico no guiado. En ella se estudian y modelan los elementos que forman el canal y se describe el procedimiento para obtener la respuesta al impulso y la potencia de luz ambiental captada por los receptores. A continuación, en la sección 4.3, se analizan algunos aspectos de diseño del transmisor, como la elección del patrón de radiación y del tamaño de los spots. Posteriormente, en la sección 4.4, se realiza el análisis comparativo del funcionamiento de todos los receptores con diversidad, considerando

los cinco aspectos mencionados en el párrafo anterior. Para finalizar, en la última sección se resumen las principales conclusiones que se desprenden del análisis realizado.

4.2. Caracterización del canal

La Fig. 4.1 muestra un ejemplo típico de enlace de interior formado por un transmisor y un receptor situados arbitrariamente en el interior de una sala. Como se puede observar, el recinto está iluminado por luz artificial, que tiene su origen en cuatro lámparas incandescentes, y luz natural procedente del sol. Conocidas las posiciones del transmisor y del receptor en el recinto, el comportamiento del enlace se puede caracterizar de acuerdo con el modelo de canal banda base descrito en el capítulo 1, mediante la función respuesta al impulso $h(t)$ y el nivel de ruido shot inducido en el receptor por la luz ambiental.

En este apartado se describe el procedimiento para obtener estos dos parámetros. Debido a que tanto la función $h(t)$ como el ruido recibido dependen enormemente de las características propias de los elementos que forman el canal, se comienza modelando el comportamiento de estos elementos, es decir, los emisores, los receptores y las fuentes de iluminación ambiental. Una vez modelados todos ellos, se describirá cómo obtener la potencia de luz ambiental y la respuesta al impulso del canal. Finalmente, a partir de estos parámetros se calculará el ancho de banda, las pérdidas de propagación y la relación señal-ruido del enlace, que son los parámetros que se utilizarán en el análisis comparativo de la sección 4.4.

4.2.1. Elementos emisores y receptores

En las siguientes líneas se caracteriza el comportamiento del transmisor multispot y de los dos receptores propuestos en esta tesis: el receptor de cabezal auto-orientable y el receptor formador de imagen de canal único.

Transmisor multispot

La Fig. 4.2 (a) muestra el esquema genérico de un transmisor multispot. Como se puede observar, éste se caracteriza mediante los parámetros siguientes: posición, número de haces, potencia transmitida, orientación de cada haz y directividad de éstos.

La localización del transmisor en la sala se define a través de su vector de posición respecto al origen, $\vec{r}_t$, o lo que es lo mismo, de sus coordenadas cartesianas (x_t, y_t, z_t) . A estos efectos, el origen se ha ubicado en una de las esquinas del recinto, como se muestra en la Fig. 4.1. El transmisor emite un total de M haces, que se reparten de forma equitativa la potencia transmitida, P_{tx} , por lo que la potencia emitida por cada haz es P_{tx}/M . Para definir la dirección de apuntamiento de estos haces existen dos alternativas. La primera consiste en

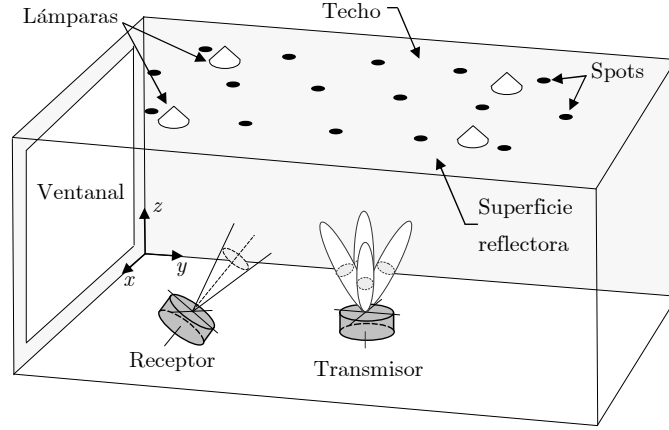


Figura 4.1: Ejemplo de recinto típico de interior.

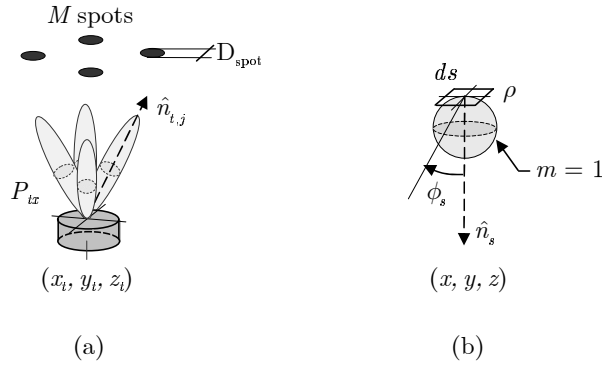


Figura 4.2: (a) Transmisor multispot. (b) Reflector elemental.

indicar sus vectores unitarios de orientación, $\hat{n}_{t,j}$, con $j = 1 \dots M$. La segunda opción consiste en definir directamente las coordenadas de sus proyecciones sobre el techo, es decir, las coordenadas de los spots, $(x_{\text{spot},j}, y_{\text{spot},j})$, donde $j = 1 \dots M$. Por comodidad, de estas dos opciones, se ha escogido la segunda. De este modo, el patrón de radiación del transmisor se definirá describiendo la geometría que forman los spots en el techo, lo que permite especificar con facilidad patrones de malla cuadrada, hexagonal o rómbica, como los descritos en el capítulo 2. Por otro lado, para indicar la directividad de los haces, en lugar de emplear el parámetro *half-power semi-angle*, como en los transmisores convencionales, se va a utilizar el tamaño de los spots del techo. De este modo, cuanto mas pequeños sean los spots, mayor será la directividad de los haces que los producen. Puesto que los spots son circulares e idénticos, su tamaño viene dado por su diámetro, D_{spot} , como se muestra en la Fig. 4.2 (a).

En lo que respecta al modelado del comportamiento del transmisor, dado que éste ilumina la sala tras reflejar sus haces en la superficie del techo, se van a modelar sus emisiones incluyendo el comportamiento de esta superficie reflectora, es decir, se va a modelar el

conjunto formado por el transmisor y el techo como si fuese un único elemento. Para ello, en la Fig. 4.2 (b) se muestra el esquema de un reflector elemental. Este reflector se caracteriza mediante cinco parámetros, que son: posición, orientación, tamaño, coeficiente de reflexión y orden Lambertiano.

La posición se define a través de las coordenadas cartesianas, (x, y, z) , aunque, como los reflectores siempre pertenecen al techo, no es necesario especificar la coordenada z . En realidad, la información de si un reflector pertenece, o no, al techo se encuentra en el vector unitario de orientación, $\hat{n}_s$, que, en este caso, será siempre $(0, 0, -1)$. El tamaño del reflector se describe mediante su área, ds . Por otro lado, en lo que se refiere la reflexión propiamente dicha, dado que los materiales que forman el techo suelen tener acabados de aspecto mate a la vista, las reflexiones que en ellos se producen puede considerarse que son de tipo difuso [16], [88]. Únicamente para ángulos de incidencia con respecto a la normal mayores de 70° puede aparecer, en la reflexión, cierta componente especular de importancia. Sin embargo, como estos ángulos son poco comunes, puede asumirse que el techo se comporta como un reflector Lambertiano puro de orden $m = 1$. La fracción de potencia incidente que se pierde en la reflexión se caracteriza mediante el coeficiente de reflexión ρ , que siempre es menor que la unidad.

Una vez caracterizados el transmisor y el reflector individualmente, el siguiente paso es modelar su comportamiento conjunto. Este modelado consiste en asumir que, en lugar de un único emisor (el transmisor), van a existir M emisores situados en el techo (los spots). Cada uno de estos emisores radia una potencia $\rho P_{tx}/M$, que es la potencia procedente del transmisor que alcanza cada spot y posteriormente se refleja por el techo. Esta potencia se ha obtenido despreciando las pérdidas del trayecto de subida al techo, lo que es posible gracias a la naturaleza directiva de los haces del transmisor [73]. Si además se asume que dicha potencia se distribuye uniformemente por toda la superficie del spot, R_{spot} , de área igual a $\pi D_{spot}^2/4$, entonces, cada elemento diferencial del techo iluminado por el transmisor podrá modelarse como un emisor Lambertiano planar con una intensidad de radiación dada por

$$I_{spot} = \frac{S_{spot} ds}{\pi} \cos(\phi_s) \quad [\text{W/sr}] \quad (4.1)$$

donde el parámetro $S_{spot} = 4\rho P_{tx}/(D_{spot}^2 M)$ representa la excitancia de la superficie ocupada por el spot, que se define como la potencia radiada por el spot por unidad de superficie [89]; ds es el área del reflector elemental y ϕ_s es el ángulo de emisión medido respecto a la normal, como se muestra en la Fig. 4.2 (b).

En definitiva, tal como se había anticipado, con la ecuación (4.1) se tiene un modelo de emisor que incluye tanto el comportamiento del transmisor como el de la superficie reflectora. Este modelo de emisor conjunto será el empleado en los siguientes apartados para obtener la respuesta al impulso del canal.

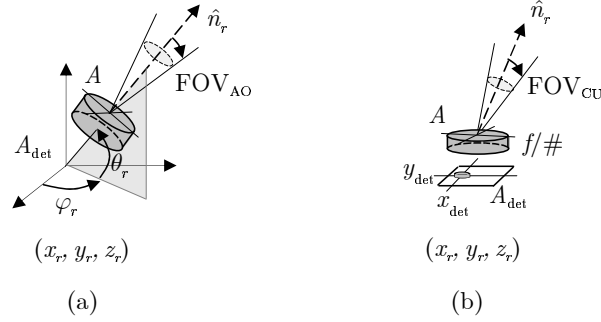


Figura 4.3: (a) Receptor de cabezal auto-orientable. (b) Receptor formador de imagen de canal único.

Receptores propuestos

En la Fig. 4.3 se muestran de forma esquemática los dos receptores propuestos en esta tesis, indicando sus parámetros principales. En este caso, para caracterizar el comportamiento de los receptores se utilizan seis parámetros, cinco de los cuales son comunes a ambas estructuras.

El receptor de cabezal auto-orientable, que aparece representado en la Fig. 4.3 (a), se caracteriza por los siguientes parámetros: posición, orientación, FOV total, área de apertura de la lente, área del fotodetector y FOV del cabezal, es decir, $\{\vec{r}_r, \hat{n}_r, \text{FOV}_{\text{total}}, A, A_{\text{det}}, \text{FOV}_{\text{AO}}\}$. La posición del receptor se define, como en el transmisor multispot, mediante el vector de posición, $\vec{r}_r = (x_r, y_r, z_r)$. Por otro lado, la orientación suele expresarse mediante los ángulos de acimut y elevación, (θ_r, φ_r) , aunque también es posible utilizar como orientación el vector unitario de orientación del receptor, $\hat{n}_r$. La relación entre ambos parámetros es inmediata a través de la ecuación

$$\hat{n}_r = \sin(\varphi_r) \cos(\theta_r) \hat{x} + \cos(\varphi_r) \cos(\theta_r) \hat{y} + \sin(\theta_r) \hat{z} \quad (4.2)$$

El significado de los cuatro parámetros restantes del receptor: $\text{FOV}_{\text{total}}$, A , A_{det} y FOV_{AO} ya se explicó con detalle en el capítulo anterior.

De forma análoga, el receptor formador de imagen de canal único, representado en la Fig. 4.3 (b), se caracteriza por su posición, orientación, FOV total, área de apertura de la lente, área del fotodetector y número-f de la lente, es decir, $\{\vec{r}_r, \hat{n}_r, \text{FOV}_{\text{total}}, A, A_{\text{det}}, f/\#\}$. Todos estos parámetros, excepto el último, son idénticos a los del Rx-AO y, por tanto, se definen de la misma forma. Puesto que el Rx-CU no tiene un FOV constante, sino que éste cambia en función de las coordenadas del fotodetector, $(x_{\text{det}}, y_{\text{det}})$, para poder proporcionar la información del campo de visión se ha incluido en la caracterización el número-f de la lente. De este modo, con los parámetros $f/\#$, A , A_{det} , y $\text{FOV}_{\text{total}}$ se puede obtener el margen de variación del campo de visión. Por otro lado, aunque en el receptor formador de imagen de canal único la dirección de apuntamiento viene determinada por las coordenadas $(x_{\text{det}}, y_{\text{det}})$,

como se vio en el capítulo anterior, con las ecuaciones (3.7) y (3.8), éstas coordenadas pueden convertirse en una dirección definida por los ángulos (θ_r, φ_r) como en el Rx-AO, de modo que ésta ha sido la opción finalmente empleada.

En cuanto al modelado de los receptores, tal como se describió en el capítulo 2, la potencia recibida por ambas estructuras se obtiene multiplicando la irradiancia recibida por el área efectiva del receptor, es decir, $P_r = E_r A_{ef}$.

4.2.2. Fuentes de luz ambiental

En esta sección se caracteriza el funcionamiento de las fuentes de iluminación ambiental. En concreto, se analizan las emisiones de las lámparas incandescentes y fluorescentes, y de la luz natural procedente del sol. Junto con la caracterización de estas fuentes, también se obtienen las expresiones que permiten calcular la potencia óptica de luz ambiental, P_{amb} , captada en los receptores propuestos procedente de estas fuentes de iluminación.

Fuentes artificiales

Las lámparas incandescentes y los tubos fluorescentes son las principales fuentes de luz artificial. En este apartado se modela su comportamiento para poder incluir su influencia en el análisis comparativo de los receptores propuestos que se llevará a cabo más adelante.

Las lámparas incandescentes con simetría esférica pueden modelarse como fuentes puntuales de radiación si se encuentran suficientemente alejadas del receptor. Este es el caso, por ejemplo, de las lámparas que se localizan en el techo de la sala, pues la distancia de separación con los receptores es siempre mayor que 2 m, que es muy superior al tamaño de las lámparas. Nótese que esta cifra está calculada suponiendo que los receptores se ubican sobre mesas de despacho a, aproximadamente 1 m del suelo, y que la altura de los recintos es de unos 3 m.

Para caracterizar el comportamiento de las lámparas incandescentes, Tavares *et al.* analizaron en [38] un juego de siete lámparas típicas de salas de reuniones, salas de conferencias y oficinas. Al medir los diagramas de radiación de estas lámparas, observaron que todos ellos se ajustaban con precisión a la función Lambertiana generalizada definida en la ecuación (2.28). De hecho, comprobaron que las diferencias entre los resultados que ofrecía el modelo Lambertiano y las medidas no superaban en ningún caso el 6 %. En consecuencia, de acuerdo con estos resultados, en este trabajo se modelará el comportamiento de las lámparas incandescentes como si fueran emisores Lambertianos puntuales con una intensidad de radiación que vendrá definida por la siguiente expresión

$$I_{lamp}(\phi) = P_l \frac{m_l + 1}{2\pi} \cos^{m_l}(\phi) \quad 0 \leq \phi \leq \pi/2 \quad (4.3)$$

donde el parámetro P_l es la potencia emitida por la lámpara en la banda de trabajo del receptor, m_l es el orden Lambertiano del diagrama y ϕ es el ángulo de emisión medido

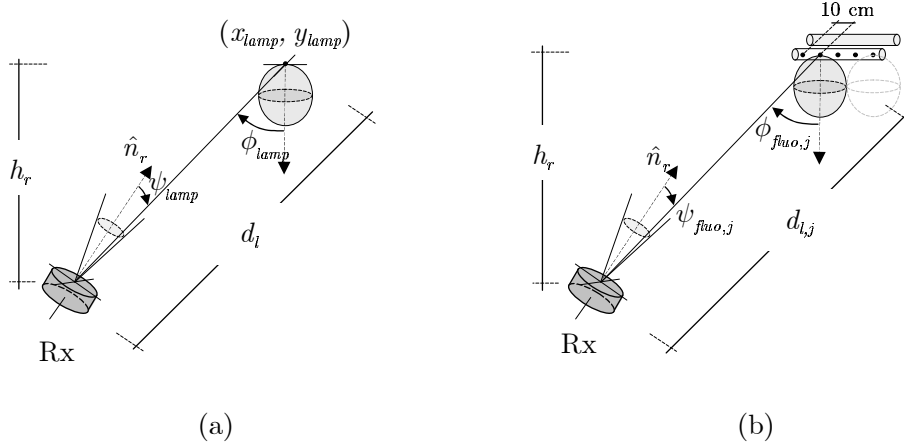


Figura 4.4: Geometría para el cálculo de la potencia de luz ambiental procedente de fuentes artificiales. (a) Lámpara incandescente. (b) Lámpara fluorescente.

respecto a la normal. Al igual que en los transmisores, el orden m_l está relacionado con la anchura del haz de emisión a través de la ecuación (2.29), de forma que, a mayor m_l , más directiva es la lámpara.

Empleando el patrón Lambertiano de la ecuación (4.3) se puede obtener la potencia óptica de luz que capta un cabezal receptor, como el que se muestra en el esquema de la Fig. 4.4 (a), procedente de una lámpara incandescente a través de la siguiente expresión

$$P_{lamp} = P_l \frac{m_l + 1}{2\pi} \cos^{m_l}(\phi_{lamp}) \frac{1}{d_l^2} A \cos(\psi_{lamp}) \quad (4.4)$$

donde d_l representa la distancia lámpara-receptor, A es el área de apertura del cabezal óptico, y ϕ_{lamp} y ψ_{lamp} representan los ángulos de emisión de la lámpara y de recepción del cabezal óptico, respectivamente.

En realidad, con la ecuación (4.4) lo que se obtiene es la componente principal de la potencia de luz captada, que es la recibida por la iluminación directa de la lámpara. No obstante, cualquier receptor también capta una pequeña componente residual procedente de las reflexiones en las paredes y en el techo del recinto. Para tener en cuenta dicha aportación, Tavares *et al.* añadieron en [21] un término exponencial a la ecuación anterior de valor

$$\Delta P_{lamp} = \alpha P_l A \cos(\psi_{lamp}) e^{-\lambda d_{h,lamp}} \quad (4.5)$$

En este término, $d_{h,lamp}$ es la distancia de separación horizontal lámpara-receptor, y α y λ son dos parámetros que dependen de las dimensiones del recinto. Mediante el término ΔP_{lamp} se consigue un ajuste más preciso entre los resultados reales y los del modelo. No obstante, esto se hace a costa de complicar en exceso la caracterización de la lámpara, que ahora requiere conocer dos términos más. Por este motivo, y dado que, al trabajar con

receptores de FOV reducido, el error cometido por despreciar ΔP_{lamp} es muy pequeño, en este trabajo no se ha considerado la influencia del término exponencial.

Por tanto, para caracterizar una lámpara incandescente, además de sus coordenadas de posición, (x_{lamp}, y_{lamp}) , habrá que conocer la potencia P_l y el orden Lambertiano m_l . Estos dos últimos parámetros suelen obtenerse, generalmente, a partir de medidas realizadas sobre la propia lámpara. Esto es así debido a que los fabricantes no suelen proporcionar información del comportamiento de las lámparas en la banda infrarroja. Téngase en cuenta que, puesto que el propósito principal de una lámpara es iluminar, es decir, radiar en el espectro visible, los fabricantes sólo las caracterizan en esta banda. No obstante, en la bibliografía existen distintos trabajos de los que se pueden extraer estos parámetros correspondientes a distintos tipos de lámparas incandescentes [19], [38], [44]. En dichos trabajos, el parámetro habitual que se suele medir es la fotocorriente, I_B , que la lámpara provoca en el fotodetector. No obstante, al estar la fotocorriente, I_B , relacionada con la potencia recibida, a través de la ecuación $P_{lamp} = rI_B$, se puede obtener P_l a partir de su valor.

En lo que respecta al trabajo que se realiza en esta tesis, se va a utilizar como modelo de lámpara el empleado por Carruthers en [19]. Se trata de una lámpara de tungsteno de 100 W que radia en el margen comprendido entre 780 y 830 nm una potencia de $P_l = 1.85$ W con un patrón Lambertiano de orden $m_l = 2$. Si se considera que esta potencia está uniformemente distribuida en los 50 nm de emisión, se obtiene que la lámpara emite una densidad espectral de potencia $\rho_{lamp} = 0.037$ W/nm.

En los casos en los que exista más de una lámpara dentro del FOV del cabezal del receptor, la potencia total de luz ambiental se obtendrá sumando las contribuciones de cada una de ellas, es decir, utilizando la expresión

$$P_{art,lamp} = \sum_{k=1}^K P_{lamp,k} \quad (4.6)$$

donde K representa el número total de lámparas dentro del FOV del receptor y $P_{lamp,k}$ es la aportación de potencia de la lámpara k -ésima a la potencia total, calculada con la ecuación (4.4).

En lo que respecta a las lámparas fluorescentes, éstas se pueden caracterizar de forma similar a las lámparas incandescentes que se acaban de describir. En este caso, al carecer de simetría esférica, los tubos pueden modelarse como dos arrays lineales de fuentes Lambertianas equiespaciadas entre sí, como se muestra en la Fig. 4.4 (b). De este modo, cada tubo equivale a un conjunto de lámparas incandescentes, cuyo número dependerá de las dimensiones del fluorescente empleado. En la práctica, una separación de 10 cm entre los elementos del array permite obtener suficiente resolución [21]. Sin embargo, por simplicidad, y por no aportar novedad conceptual relevante, las lámparas fluorescentes no se han considerado en este trabajo.

Fuentes naturales

Como se anticipó en el capítulo anterior, puesto que la luz natural suele alcanzar el receptor tras reflejarse en el techo o en las paredes de la sala, ésta se caracteriza trabajando con las superficies del recinto como si fueran emisores secundarios de luz. El parámetro que se suele utilizar para caracterizar la emisión distribuida de luz natural en estos casos es la radiancia. La radiancia de una fuente, L , se define como la potencia emitida por dicha fuente por unidad de ángulo sólido y por unidad de área [89], teniendo en cuenta, además, que este área debe interpretarse como la proyección del área de la superficie emisora sobre el plano perpendicular a la dirección de emisión en cada caso. La radiancia se expresa en $\text{W}/\text{sr}/\text{cm}^2$.

En una sala bien iluminada puede considerarse que la luz solar se refleja uniformemente por el techo del recinto con una radiancia constante igual a L_{nat} . En estas condiciones de iluminación, la potencia de luz captada por un cabezal receptor puede obtenerse analíticamente resolviendo la siguiente integral

$$P_{nat} = L_{nat} \int_{R_{FOV}} A \cos(\psi) d\Omega \quad (4.7)$$

donde R_{FOV} representa la superficie del techo comprendida dentro del FOV del cabezal, A es el área de apertura del elemento receptor, ψ es el ángulo que define la dirección de recepción de la luz recibida medido respecto a la normal y $d\Omega$ es el diferencial de ángulo sólido que presenta la superficie emisora vista desde la posición del receptor.

Cuando el cabezal apunta directamente hacia el techo con $\theta_r = 90^\circ$, la geometría del problema permite resolver la integral (4.7) de forma analítica. Para ello, como se muestra en el esquema de la Fig. 4.5 (a), se divide la superficie de integración en anillos diferenciales de superficie ds , y se calcula la contribución de potencia ambiental que produce cada uno de ellos en recepción. El ángulo sólido que presentan los anillos se puede expresar como $d\Omega = ds \cos(\psi) / d_r^2$, donde $ds \cos(\psi)$ es la superficie del anillo perpendicular a la dirección de recepción ψ (ver detalle en la Fig. 4.5 (a)) y d_r es la distancia de separación entre el anillo y el receptor. Por consiguiente, sustituyendo el valor de $d\Omega$ en la ecuación (4.7) la integral queda como

$$P_{nat} = L_{nat} \int_{R_{FOV}} \cos(\psi) \frac{A \cos(\psi)}{d_r^2} ds \quad (4.8)$$

Se pretende ahora que el ángulo ψ pase a ser la variable de integración. Para ello, se sustituye ds por el área del anillo diferencial, $ds = 2\pi r dr$, donde r representa el radio del anillo y dr su grosor, como se indica en la Fig. 4.5 (a). Ambos parámetros, a su vez, pueden expresarse en función del ángulo de recepción, ψ , y de la separación entre el receptor y el techo h_r como $r = h_r \tan(\theta)$ y $dr = h_r \cdot d\psi / \cos^2(\psi)$, respectivamente. De este modo, sustituyendo ds , junto con la distancia $d_r = h_r / \cos(\psi)$, en la ecuación (4.7) se llega a la nueva integral

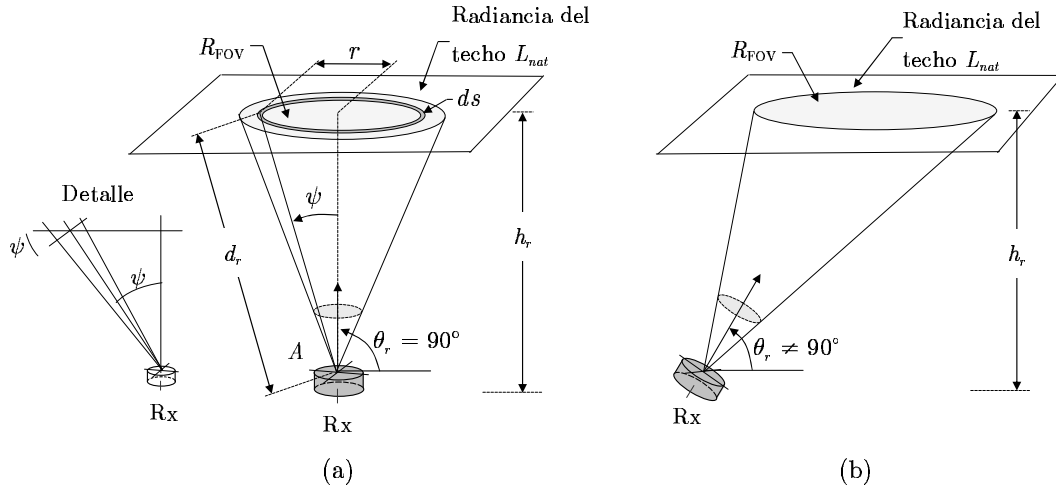


Figura 4.5: Geometría para el cálculo de la potencia de luz ambiental recibida. (a) Cabezal orientado con $\theta_r = 90^\circ$. (b) Cabezal inclinado con $\theta_r \neq 90^\circ$.

siguiente

$$P_{nat} = L_{nat} A \int_0^{\psi_a} 2\pi \cos(\psi) \sin(\psi) d\psi \quad (4.9)$$

en la que los límites de integración están comprendidos entre 0 y ψ_a , siendo ψ_a el semiángulo que define el campo de visión del cabezal. Operando, se obtiene finalmente que

$$P_{nat} = L_{nat} A \pi \sin^2(\psi_a) \quad (4.10)$$

de donde se deduce que la potencia de luz ambiental captada en un cabezal, en condiciones de radiancia constante, con $\theta_r = 90^\circ$, depende únicamente del FOV y del área A . Si, además, en el cabezal se emplea un concentrador no formador de imagen con ganancia $g_{NIMG} = n^2 / \sin^2(\psi_a)$, la potencia captada es $P_{nat} = L_{nat} A_{det} \pi n^2$, con lo que también se hace independiente del FOV. Nótese que la expresión (4.10) es la que se utilizó en la evaluación preliminar del receptor de cabezal auto-orientable que se llevó a cabo en el capítulo 2.

La geometría del problema a resolver cuando la elevación $\theta_r \neq 90^\circ$ se muestra en la Fig. 4.5 (b). Como se puede apreciar, en esta nueva situación, el contorno que define la superficie de integración, R_{FOV} , es una elipse en lugar de una circunferencia. El tamaño del eje mayor de dicha elipse depende de la inclinación del cabezal, y aumenta rápidamente cuando se reduce el valor del ángulo θ_r . La resolución analítica de la integral (4.7) se complica enormemente con esta nueva geometría elíptica, al no darse las condiciones de simetría del problema anterior. Por este motivo, para resolver la integral se recurre a técnicas numéricas.

Por cuestiones de uniformidad, dado que para modelar las emisiones del techo procedentes del transmisor multispot se utilizó el parámetro excitancia, a partir de este punto, se va

a emplear este mismo parámetro también para caracterizar las emisiones de la luz natural reflejada por el techo. La conversión es sencilla. Dado que, por definición, una superficie con radiancia constante es, a su vez, una superficie emisora Lambertiana, se puede considerar que cada elemento diferencial de dicha superficie actúa como un radiador Lambertiano ($m = 1$), emitiendo una potencia igual a $S_{nat} \cdot ds$, siendo S_{nat} la excitancia de la superficie y ds la superficie del elemento diferencial emisor.

Por tanto, si se conoce la excitancia del techo dentro de la región definida por el FOV del cabezal, R_{FOV} , la potencia de luz ambiental captada se puede calcular integrando las contribuciones de cada uno de los elementos diferenciales que forman el techo, es decir,

$$P_{nat} = \int_{R_{FOV}} S_{nat} \frac{\cos(\psi)}{\pi} \cdot \frac{A \cos(\psi)}{d_r^2} \cdot ds \quad (4.11)$$

donde el primer término de la integral, $S_{nat} \frac{1}{\pi} \cos(\psi) ds$, representa la intensidad de radiación Lambertiana emitida por el elemento diferencial ds ; y el segundo término, $A \cos(\psi) / d_r^2$, es el ángulo sólido del cabezal visto desde la superficie ds . Nótese que las ecuaciones (4.8) y (4.11) son iguales sin más que hacer $L_{nat} = S_{nat} / \pi$, que es la relación existente entre radiancia y excitancia. Resulta conveniente destacar aquí que, en la ecuación (4.11), la excitancia se podría hacer cambiar con la posición, permitiendo, de este modo, modelar las situaciones en las que la luz ambiental es más intensa en las zonas próximas a las ventanas.

En los trabajos presentados por Carruthers y Djahani en [19] y [58], respectivamente, se emplearon medidas de la excitancia espectral de las paredes y el techo de un recinto de oficina para calcular la potencia ambiental recibida. En lo que respecta al techo, se consideró que a 833 nm éste presentaba una excitancia espectral variable comprendida entre $S_{nat,\lambda} = 0.03 \text{ W/m}^2/\text{nm}$, para la zona más próxima a un gran ventanal y, $S_{nat,\lambda} = 0.01 \text{ W/m}^2/\text{nm}$, para la zona más alejada. Estos valores de excitancia se utilizarán más adelante, en la sección 4.4, cuando se realice el análisis comparativo de los receptores propuestos.

Una vez planteada la integral (4.11) con el parámetro excitancia, para resolverla es necesario calcular la superficie de integración, R_{FOV} . La Fig. 4.6 muestra la geometría correspondiente a este problema, particularizada para los dos receptores propuestos. Como se puede apreciar, en ambos casos la región de integración, R_{FOV} , se ha dividido en pequeñas piezas cuadradas de área diferencial ds . En el receptor formador de imagen de canal único, la región que define el FOV es un pequeño círculo de diámetro a_1 , centrado en las coordenadas (x_o, y_o) , como se muestra en la Fig. 4.6 (a). El valor de a_1 es independiente de la orientación del receptor, y se calcula a partir del tamaño del fotodetector y de la amplificación lateral del sistema de lentes a través de la expresión $a_1 = D_{det} / |M_T|$. A su vez, M_T puede obtenerse con los parámetros A , $f/\#$ y h_r . Las coordenadas del centro del círculo, (x_o, y_o) , se calculan fácilmente a partir de las coordenadas de apuntamiento del receptor y de la distancia al techo, h_r .

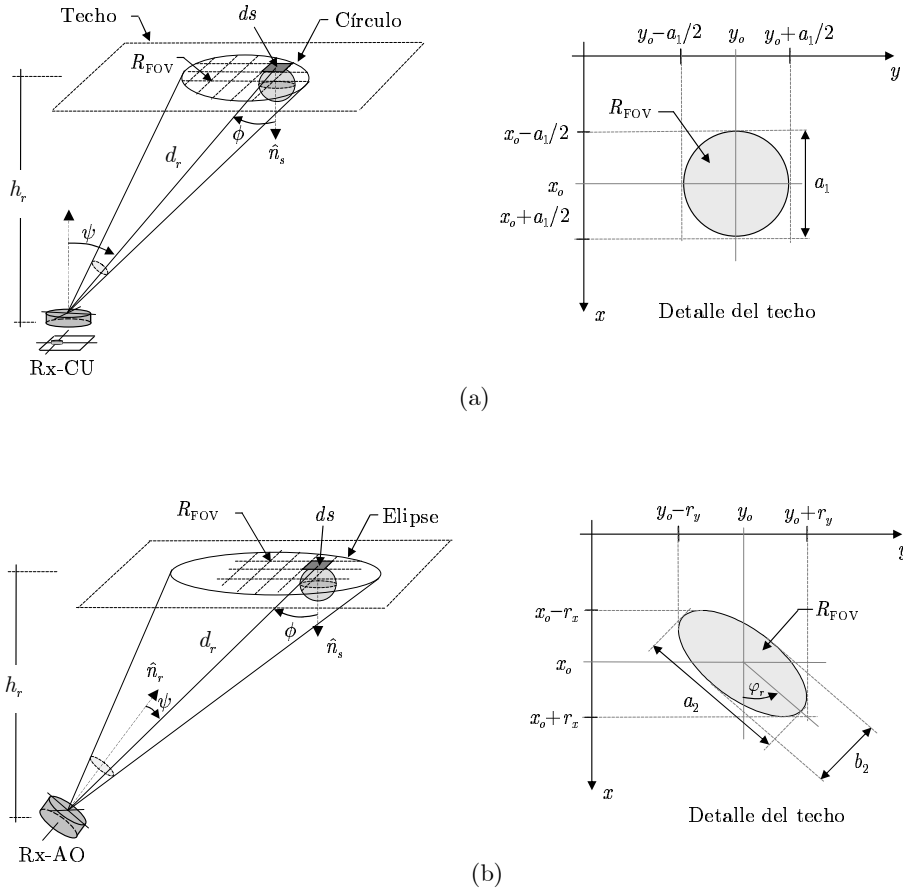


Figura 4.6: Geometría empleada en el cálculo de la potencia de luz natural. (a) Enlace con Rx-AO (b) Enlace con Rx-CU.

La distancia comprendida entre cada reflector elemental, ds , y el receptor, d_r , puede expresarse en función de las coordenadas de los reflectores (x, y) , de la posición del receptor (x_r, y_r) y de h_r como

$$d_r = \sqrt{(x - x_r)^2 + (y - y_r)^2 + h_r^2} \quad (4.12)$$

Asimismo, de acuerdo con la geometría de la Fig. 4.6 (a), $\cos(\psi) = h_r/d_r$. Por tanto, sustituyendo las expresiones de d_r y $\cos(\psi)$ en la ecuación (4.11), se obtiene que la potencia ambiental captada por el receptor formador de imagen de canal único viene dada por la siguiente expresión

$$P_{nat,CU} = \int_{(x,y) \in R_{FOV}} \frac{S_{nat}(x, y) h_r^2 A}{\pi \left[(x - x_r)^2 + (y - y_r)^2 + h_r^2 \right]^2} \cdot dx dy \quad (4.13)$$

donde $S_{nat}(x, y)$ representa la excitancia del techo en las coordenadas (x, y) .

La resolución de la integral de la ecuación (4.11) se complica en el caso de emplear un Rx-AO,

pues como se vio en párrafos anteriores, con este receptor, la superficie de integración R_{FOV} es una elipse en lugar de un círculo. La geometría correspondiente a este problema se ha representado en la Fig. 4.6 (b). Como se puede apreciar, en este caso, a_2 y b_2 representan los ejes de la elipse y (x_o, y_o) su centro que, en este caso, no coincide con las coordenadas del techo a las que apunta el receptor. Aunque los valores de a_2 , b_2 y (x_o, y_o) pueden obtenerse geoméricamente a partir de la orientación (θ_r, ϕ_r) y del valor del FOV_{AO} , su cálculo no es, en absoluto, inmediato y, por simplicidad, no se han incluido en este apartado. Para el Rx-AO, la potencia de luz ambiental captada viene dada por

$$P_{\text{nat,AO}} = \int_{(x,y) \in R_{\text{FOV}}} \frac{S_{\text{nat}}(x,y) h_r A \cos(\psi)}{\pi \left[(x - x_r)^2 + (y - y_r)^2 + h_r^2 \right]^{3/2}} \cdot dx dy \quad (4.14)$$

donde el valor del $\cos(\psi)$ se obtiene geoméricamente a partir de la Fig. 4.6 (b) como $\cos(\psi) = \hat{n}_r (\vec{r}_s - \vec{r}_r) / d_r$, siendo $\hat{n}_r$ el vector de orientación del receptor y $\vec{r}_s$ y $\vec{r}_r$ los vectores de posición del reflector y del receptor, respectivamente. Sustituyendo $\vec{r}_s$ y $\vec{r}_r$ por sus coordenadas correspondientes y la orientación del receptor por el valor de la ecuación (4.2), la expresión anterior queda como

$$\cos(\psi) = \frac{(x - x_r) \cos(\varphi_r) \cos(\theta_r) + (y - y_r) \sin(\varphi_r) \cos(\theta_r) + h_r \sin(\theta_r)}{d_r} \quad (4.15)$$

Las expresiones de potencia ambiental que se acaban de deducir, descritas en las ecuaciones (4.13) y (4.14) se emplearán en las secciones siguientes para realizar el análisis comparativo de los receptores propuestos.

Una vez deducidas las expresiones numéricas que determinan el nivel de potencia de luz natural recibida por los receptores propuestos en esta tesis, en las siguientes líneas se realizan una serie de cálculos con el fin de verificar las aproximaciones realizadas en el capítulo 3 para calcular el nivel de ruido ambiental. De este modo, empleando las ecuaciones (4.14) y (4.13), se ha obtenido en los dos receptores propuestos la variación de la potencia de luz natural con el ángulo de elevación. Los resultados de las potencias calculadas se muestran normalizadas en la Fig. 4.7.

En primer lugar, en la Fig. 4.7 (a) se muestran los resultados de potencia ambiental obtenidos mediante un cabezal receptor con campos de visión de 1° , 2° , 3° , 10° , 15° y 20° , respectivamente. Nótese que junto con la curva calculada resolviendo la integral (4.14) (trazo discontinuo) también se muestran las curvas aproximadas obtenidas a partir de la ecuación (4.10) (trazo continuo). Como se puede apreciar, ambas curvas arrojan valores muy similares, lo que constata la validez de la aproximación realizada. Obsérvese que como se había explicado en el capítulo anterior, el nivel de potencia de luz captada por el cabezal es independiente de la elevación, θ_r . Por otro lado, en la Fig. 4.7 (b) se muestra el nivel de potencia de luz normalizada obtenido con un receptor formador de imagen de canal único para distintos tamaños de fotodetector. En concreto, se han representado cuatro curvas correspondientes a valores de D_{det} de 1 mm, 2 mm, 3 mm y 6.3 mm, respectivamente. En esta figura se muestra, con trazo discontinuo, la potencia de luz calculada mediante la integral (4.13) y, con

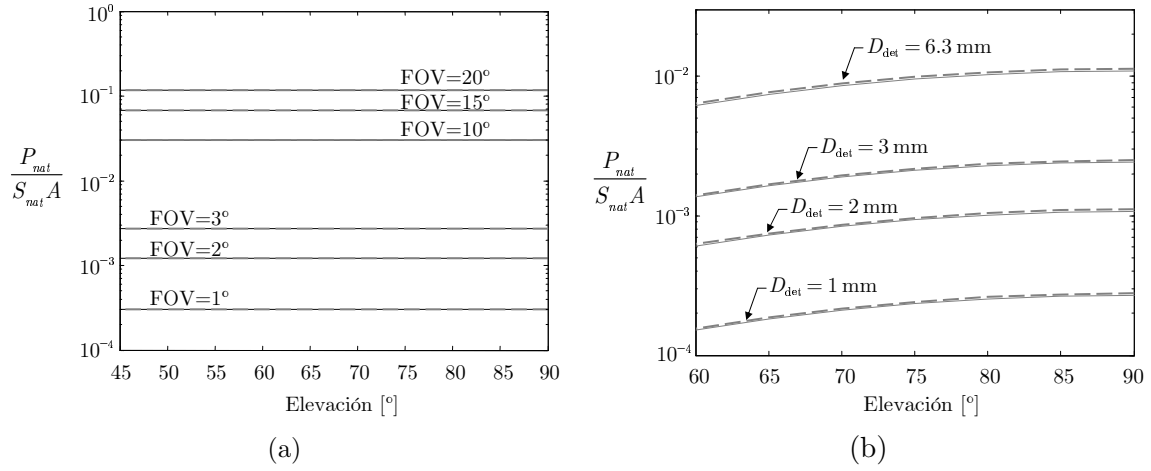


Figura 4.7: Potencia de luz ambiental normalizada en función del ángulo de elevación del receptor. (a) Resultados obtenidos para un cabezal con distintos valores de FOV. Los campos de visión de 1° , 1.5° y 2° son los correspondientes a un Rx-AO, mientras que el FOV de 10° , 15° y 20° son los de las ramas de un Rx-MC. (b) Resultados obtenidos por el Rx-CU para diferentes tamaños del fotodetector.

trazo continuo, la potencia obtenida con la aproximación aplicada en el capítulo 3. Como se puede apreciar, a diferencia de lo que ocurría en la figura anterior, ahora la potencia de luz captada aumenta con el ángulo de elevación, de modo que, cuanto mayor es la elevación, mayor es el ruido recibido. Nótese que, al igual que con el Rx-AO, existe un buen ajuste entre los resultados simulados y los aproximados, por lo que en este caso también se constata la validez de la aproximación realizada en el capítulo 3.

4.2.3. Obtención de la respuesta al impulso

En la última década se han propuesto una gran variedad de métodos que permiten determinar la respuesta al impulso de canales ópticos de interior, constituidos por un transmisor y un receptor arbitrariamente situados en el interior de una sala [17], [19], [49], [90], [91]. De entre todos ellos, destaca por su gran precisión el algoritmo recursivo propuesto por Barry *et al.* en [17] que, en contraste con los métodos publicados con anterioridad, permite evaluar la respuesta al impulso de canales ópticos de interior, considerando un número arbitrario de reflexiones en los contornos de la sala. De este modo, al tener en cuenta las señales que llegan al receptor tras reflejarse varias veces en las paredes y en el techo del recinto, el algoritmo obtiene la función $h(t)$ con una gran exactitud. Esta exactitud es necesaria en aplicaciones basadas en enlaces no directivos que operan a altas velocidades de transmisión pues, en ellas, las señales reflejadas que alcanzan el receptor atenuadas y retardadas son las que, finalmente, determinan el ancho de banda del enlace y, por tanto, el máximo régimen binario de transmisión.

Sobre el algoritmo original de Barry se han propuesto, en los últimos años, distintas modificaciones que lo han completado y mejorado. Entre ellas, por su importancia, se pueden destacar las realizadas por Fernández-Navarro y Carruthers en [92] y [19], respectivamente. Por un lado, la modificación propuesta por Fernández-Navarro [49], [92] consistió en incorporar al algoritmo de Barry el efecto de las reflexiones especulares que se producen en las ventanas y otras superficies brillantes de la sala. Por otro lado, Carruthers [19], [93] generalizó el algoritmo de Barry para poder contemplar sistemas con diversidad angular, es decir, incluyó el efecto de los transmisores multihaz y los receptores formados por distintos elementos en la respuesta final.

En la bibliografía también se han propuesto otras estrategias para determinar la respuesta al impulso de canales ópticos de interior, con enfoques diferentes al seguido por el algoritmo de Barry. En este sentido, destacan, por ejemplo, los trabajos de López-Hernández [90], [94], en los que se proponen algoritmos que están basados en el trazado de rayos y que permiten considerar modelos de reflexión de tipo no Lambertiano, por lo que pueden incluir el efecto de las reflexiones especulares en la respuesta final. Asimismo, estos algoritmos también permiten considerar el efecto de concentradores y lentes, como se describe en [95]. La principal ventaja que ofrecen estos métodos alternativos de corte estadístico es una menor complejidad de cálculo computacional, por lo que pueden obtener la función $h(t)$ con simulaciones más cortas. Su principal inconveniente es la pérdida de precisión en los resultados obtenidos [96].

En principio, la obtención de la respuesta al impulso de los enlaces que emplean los receptores propuestos en esta tesis podría llevarse a cabo empleando el algoritmo de Barry con las extensiones propuestas por Carruthers, ya que, como se ha comentado, permiten trabajar con transmisores multihaz y receptores con concentradores ópticos. Sin embargo, dadas las especiales características que presentan los enlaces formados por los receptores propuestos, el procedimiento para obtener la función $h(t)$ que se ha seguido aquí es mucho más simple y no requiere del uso de este algoritmo. Estas particularidades se describen seguidamente. En primer lugar, en estos enlaces se pueden despreciar, sin pérdida de precisión, las contribuciones debidas a las reflexiones de orden superior pues, la gran directividad de los haces del transmisor, combinada con el estrecho FOV de los receptores empleados, impide que las señales con más de una reflexión puedan alcanzar el receptor con niveles significativos. Por otro lado, como ya se había descrito en la caracterización del emisor, al trabajar con haces directivos se puede suponer que los spots del techo son circulares y de tamaño conocido, de forma que al realizar los cálculos de la respuesta al impulso sólo se tendrá que considerar la zona del spot, R_{spot} , dentro del campo de visión del receptor, en lugar de la totalidad de la región R_{FOV} . Por último, aunque el transmisor emite múltiples haces, en los cálculos con los receptores propuestos sólo habrá que considerar el haz correspondiente al spot escogido por el receptor.

Teniendo en cuenta las simplificaciones mencionadas, el procedimiento de cálculo de la respuesta al impulso particularizado para los receptores propuestos en esta tesis se puede sintetizar en los siguientes pasos:

- En primer lugar, se deben obtener las coordenadas de orientación del receptor, localizando, para ello, el spot del techo que proporciona la mejor SNR recibida.
- Una vez conocidas estas coordenadas, se divide la región del techo ocupada por dicho spot en N_s reflectores elementales lo suficientemente pequeños para que su tamaño no afecte a los cálculos realizados.
- Posteriormente, como se describió en la sección 4.2.1, se considera que estos reflectores actúan como nuevos emisores de señal y se obtiene su contribución individual a la potencia total recibida. Junto con esta aportación, también se calcula el retardo asociado a los trayectos de propagación de la señal comprendidos entre el transmisor y el receptor.
- Una vez conocidas las N_s parejas de potencias y retardos correspondientes a cada reflector, las potencias obtenidas se agrupan, por orden de llegada, en ventanas temporales de anchura dt . A continuación, se suman y dividen por el valor de la anchura de la ventana y por la potencia total transmitida. El resultado obtenido es la respuesta al impulso del canal.

En los apartados siguientes se detallan los principales cálculos que hay que realizar en la obtención de $h(t)$.

Contribución de un reflector elemental

Dado un reflector elemental perteneciente a la región del techo ocupada por el spot escogido, la potencia que produce dicho reflector en un receptor situado a una distancia d_r se calcula mediante la siguiente expresión

$$dP_r = \frac{I_{\text{spot}}}{d_r^2} \cdot A_{ef} \quad (4.16)$$

donde el primer término, I_{spot}/d_r^2 , representa la irradiancia que provoca el reflector elemental en el punto de recepción y A_{ef} es el área efectiva que presenta el receptor. En esta expresión, el valor de la distancia d_r se calcula con la ecuación (4.12).

De acuerdo con el modelo de emisor descrito en el apartado 4.2.1, la intensidad de radiación emitida por el reflector, I_{spot} , viene dada por la ecuación (4.1), por lo que la potencia recibida anterior podría reescribirse como

$$dP_r = \frac{4\rho P_{tx}}{\pi^2 M D_{\text{spot}}^2} ds \cos(\phi_s) \cdot \frac{A_{ef}}{d_r^2} \quad (4.17)$$

donde todos los parámetros son conocidos, excepto el área efectiva, $A_{ef} = A \cos(\psi)$, y el valor del $\cos(\phi_s)$, que dependen de la geometría concreta del enlace.

En la Fig. 4.8 se ha representado esta geometría, particularizada para los dos receptores propuestos en esta tesis. Como se puede apreciar, la única diferencia que existe entre los dos

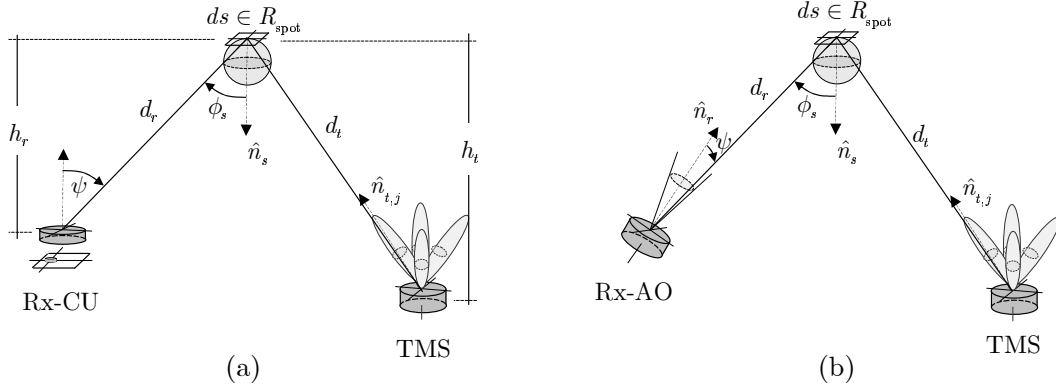


Figura 4.8: Geometría para el cálculo de la contribución de un reflector elemental. (a) Esquema correspondiente al receptor formador de imagen de canal único. (b) Esquema correspondiente al receptor con cabezal auto-orientable.

receptores en el cálculo de dP_r reside en el valor del ángulo ψ , que es diferente para cada receptor. De este modo, cuando se trabaja con el receptor formador de imagen de canal único, dicho ángulo se puede obtener fácilmente a partir de la información geométrica de la Fig. 4.8 (a) como $\psi = \cos^{-1}(h_r/d_r)$. En este caso, además, $\phi_s = \psi$, por lo que la potencia recibida del reflector vendrá dada por

$$dP_{r,CU} = \frac{4\rho P_{tx} h_r^2 A}{\pi^2 M D_{spot}^2 d_r^4} ds \quad (4.18)$$

Análogamente, en el receptor de cabezal auto-orientable la potencia recibida procedente del reflector elemental se puede expresar como

$$dP_{r,AO} = \frac{4\rho P_{tx} h_r A}{\pi^2 M D_{spot}^2 d_r^3} \cos(\psi) ds \quad (4.19)$$

donde, ahora, el valor de $\cos(\psi)$ se obtiene a partir de la ecuación (4.15), que se dedujo en apartados previos.

Por otro lado, en lo que respecta al tiempo de propagación que necesita la señal transmitida para recorrer el trayecto comprendido entre el transmisor y el receptor, éste se obtiene de forma inmediata a partir las distancias recorridas y de la velocidad de la luz como

$$t_p = \frac{(d_t + d_r)}{c} \quad (4.20)$$

En esta ecuación, la distancia d_r se calcula con la expresión (4.12) y d_t se obtiene a partir de las coordenadas de posición del transmisor y de la altura h_t como

$$d_t = \sqrt{(x - x_t)^2 + (y - y_t)^2 + h_t^2} \quad (4.21)$$

Contribución de toda la superficie del spot

Una vez obtenida la contribución de la potencia recibida, dP_r , y del retardo, t_p , correspondiente a un reflector elemental, el siguiente paso consiste en calcular la contribución de la totalidad de la superficie ocupada por el spot escogido.

Para ello, se debe discretizar la región del spot en N_s piezas cuadradas de área ds , como se muestra en la Fig. 4.9. El tamaño de estas piezas debe escogerse lo suficientemente pequeño para que la región ocupada por el spot quede definida con precisión por dichos elementos. De igual modo, el tamaño debe ser lo suficientemente grande para que el número de cálculos a realizar no sea excesivamente elevado. En este sentido, dado que, como se verá, los spots suelen tener un diámetro de 10 cm, se ha escogido como reflectores piezas cuadradas de dimensiones $1 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$.

Tras discretizar la región del spot, se procede a computar las contribuciones de potencia y retardo de cada reflector mediante las expresiones deducidas en el apartado anterior. De este modo, la respuesta al impulso del enlace podría expresarse en una primera aproximación como una suma de N_s deltas de peso $dP_{r,i}$ retardadas tiempos diferentes de valor $t_{p,i}$, es decir,

$$h(t) = \sum_i^{N_s} dP_{r,i} \cdot \delta(t - t_{p,i}) \quad (4.22)$$

donde $\delta(t)$ representa la función delta de Dirac.

Se da la circunstancia de que, aunque los N_s elementos en los que se ha dividido la superficie del spot están equiespaciados, los retardos $t_{p,i}$ correspondientes a los trayectos de propagación que unen el transmisor y el receptor no lo están en absoluto. Este hecho provoca una distribución desigual de las deltas calculadas en el eje de tiempos, que da lugar a una expresión de $h(t)$ completamente inmanejable. A modo de ejemplo, en la Fig. 4.10 (a) se ha representado esquemáticamente el aspecto que puede adoptar este tipo de respuesta. La circunstancia que se acaba de explicar, unida al hecho de que la función $h(t)$ debe ser una función continua, hace necesario procesar la señal obtenida con la ecuación (4.24) para que el resultado final se parezca lo más posible a una respuesta al impulso real. Para llevar a cabo este procesado se han seguido las pautas marcadas por Fernández-Navarro en [49].

Para ello, en primer lugar, se divide el eje de tiempos en intervalos fijos de duración dt , como se muestra en la Fig. 4.10 (b). De este modo, en cada ventana temporal, definida por dt , podrá recibirse un número indeterminado de deltas que, denominaremos $k_{\text{máx}}$. El intervalo l que corresponde a cada delta se calcula como $l = E[t_{p,i}/dt]$, donde, como se describió anteriormente, $E[\cdot]$ representa el operador parte entera.

Tras la discretización temporal, se suman las potencias, dP_r , contenidas en cada intervalo de tiempo, lo que da lugar a una señal continua, aunque escalonada, con dimensiones de potencia. No obstante, siempre que se haya escogido el valor de dt lo suficientemente pequeño,

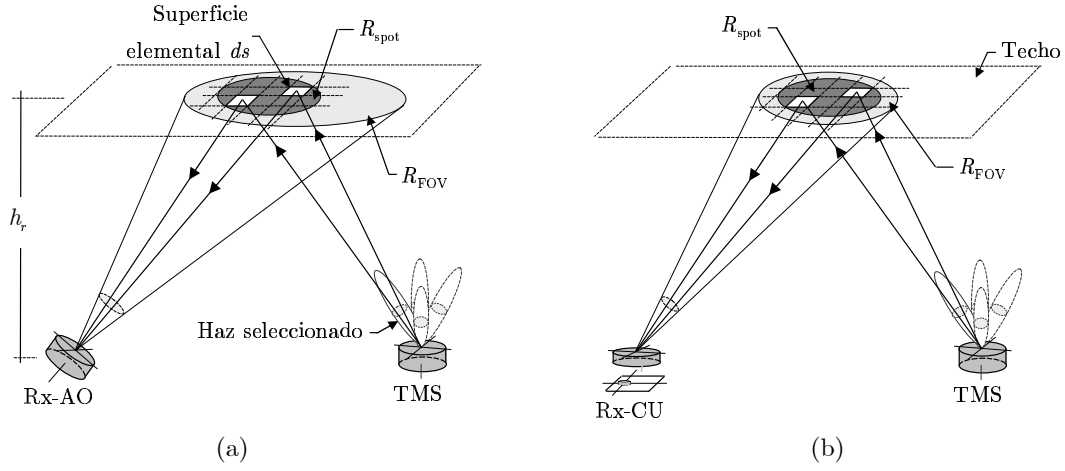


Figura 4.9: Geometría para el cálculo de la contribución de toda la superficie de spot. (a) Esquema para el Rx-AO. (b) Esquema para el Rx-CU. Nótese que las superficies de la figura se han dibujado arbitrariamente grandes para aumentar la claridad de la representación.

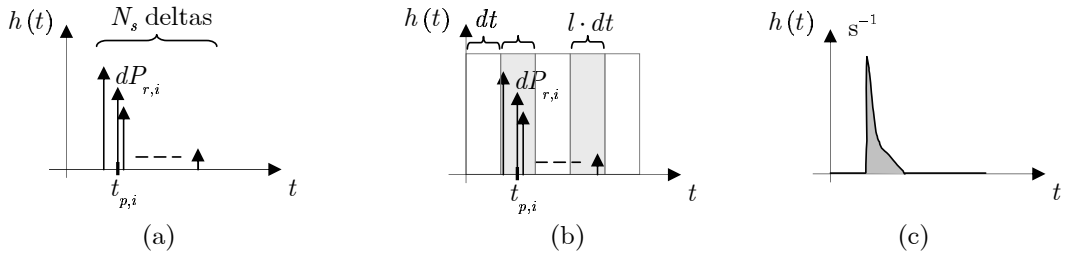


Figura 4.10: (a) Respuesta al impulso original. (b) Respuesta al impulso con la discretización temporal. (c) Respuesta al impulso procesada.

el escalonamiento producido será inapreciable. Distintos resultados experimentales presentados en [17] aconsejan una elección del intervalo igual a $dt = dl/c$, donde dl es la longitud del lado de la celda diferencial. Nótese que este valor de dt es el tiempo que emplea la luz en recorrer el espacio comprendido entre dos piezas consecutivas.

Finalmente, a partir de los valores obtenidos en el paso anterior, se calcula la potencia media de cada intervalo, dividiendo dichos valores por el tamaño del intervalo, dt . Asimismo, con el fin de ajustar las unidades de la respuesta para que concuerden con el modelo descrito en el capítulo 1, se divide también por la potencia total transmitida, P_{tx} . En consecuencia, el valor de la función $h(t)$ en cada intervalo l vendrá dado por la siguiente expresión extraída de [49]

$$h_l(t) = \frac{\sum_k^{k_{\text{máx}}} dP_{r,k}}{P_{tx} dt} (u[(l-1) \cdot dt] - u[l \cdot dt]) \quad (4.23)$$

donde $u[t]$ representa la función escalón. Por tanto, la suma de todos los intervalos de tiempo

definidos por la ecuación (4.23) proporciona la respuesta al impulso continua deseada, que tiene dimensiones de s^{-1} , es decir,

$$h(t) = \sum_{l=1}^{l_{\text{máx}}} h_l(t) \quad (4.24)$$

En la Fig. 4.10 (c) se ha representado el aspecto final de la respuesta calculada. Como se puede apreciar, en general, las contribuciones de la respuesta al impulso se suelen concentrar en un pequeño intervalo de tiempo, cuyo tamaño depende fundamentalmente del diámetro de los spots del techo de tal modo que, cuánto menores sean los spots, más estrecha será la $h(t)$ y mayor será el BW del enlace, como se verá más adelante.

4.2.4. Ancho de banda, pérdidas y relación señal-ruido

Como se anticipó al comienzo de la sección, una vez obtenida la respuesta al impulso, $h(t)$, y la potencia de luz ambiental recibida, P_{amb} , se está en condiciones de calcular los parámetros ancho de banda, pérdidas de propagación y la relación señal-ruido del enlace.

En primer lugar, para obtener el ancho de banda del canal es necesario calcular previamente la respuesta en frecuencia, que se obtiene aplicando la transformación de Fourier a la función $h(t)$, lo que matemáticamente se expresa como

$$H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (4.25)$$

A modo de ejemplo, en la Fig. 4.11 se muestra la respuesta obtenida para un enlace formado por un receptor formador de imagen de canal único y un transmisor multispot. En concreto, esta $H(f)$ se corresponde con la función $h(t)$ que aparece representada en la parte superior de la figura. Como se puede apreciar, se trata, esencialmente, de un impulso retardado un tiempo aproximado de 21 ns. El hecho de que las respuestas de los canales de interior sean todas de tipo paso bajo, como la de la figura, facilita el cálculo del ancho de banda de tres decibelios.

En realidad, en los enlaces ópticos existen dos formas posibles para definir el ancho de banda de 3 dB del canal. Por un lado, si se parte de la función $10 \log |H(f)|$ y se obtiene la anchura de tres decibelios, al resultado se le conoce como ancho de banda óptico del canal, B . Por otro lado, si la función de partida es $10 \log |H(f)|^2$, entonces la anchura de 3 dB se denomina ancho de banda eléctrico del canal, B_e . Ambos anchos de banda (óptico y eléctrico) aparecen indicados en la Fig. 4.11 para el ejemplo anterior. Nótese que el ancho de banda óptico es siempre mayor que el eléctrico, cumpliéndose, además, que $B_{1.5\text{dB}}(\text{óptico}) = B_{3\text{dB}}(\text{eléctrico})$. A lo largo de este capítulo se van a utilizar indistintamente ambas definiciones de ancho de banda.

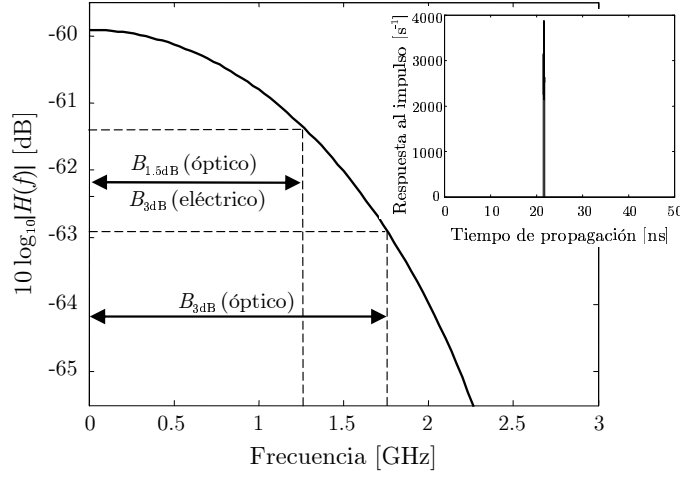


Figura 4.11: Módulo de la función de transferencia y respuesta al impulso del canal.

En lo que respecta a las pérdidas de propagación, éstas se calculan a partir de la respuesta en frecuencia del canal mediante la ecuación

$$L = -10 \log |H(0)| \quad (4.26)$$

donde $H(0)$ es la ganancia en continua del enlace, que se calcula como $H(0) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) dt$. Nótese que, al definir las pérdidas de propagación del enlace, también es posible distinguir entre pérdidas ópticas y pérdidas eléctricas. Las pérdidas ópticas son las definidas por la ecuación (4.26), mientras que las pérdidas eléctricas se obtienen como $L_e = -20 \log |H(0)|$, de manera que se cumple que $L(\text{dB}) = 2 \times L_e(\text{dB})$.

El valor de la ganancia en continua, $H(0)$, puede expresarse en función de las contribuciones individuales de potencia $dP_{r,i}$ deducidas en el apartado anterior, como $H(0) = \frac{1}{P_{tx}} \int_{R_{\text{spot}}} dP_r$, donde R_{spot} representa la región del techo ocupada por el spot. Por tanto, empleando esta integral y sustituyendo dP_r por la ecuación (4.19), y d_r por la expresión (4.12), se obtiene que la ganancia en continua correspondiente a los enlaces que empleen el Rx-AO viene dada por

$$H(0)_{\text{AO}} = \frac{4\rho h_r A}{\pi^2 M D_{\text{spot}}^2} \cdot \int_{(x,y) \in R_{\text{spot}}} \frac{\cos(\psi) dx dy}{\left[(x - x_r)^2 + (y - y_r)^2 + h_r^2 \right]^{3/2}} \quad (4.27)$$

donde el $\cos(\psi)$ que aparece en la integral se calcula con la ecuación (4.15) y el resto de parámetros ya se definieron en el apartado 4.2.1. De forma análoga, para los enlaces que empleen el Rx-CU, la ganancia en continua se puede expresar como

$$H(0)_{\text{CU}} = \frac{4\rho h_r^2 A}{\pi^2 M D_{\text{spot}}^2} \cdot \int_{(x,y) \in R_{\text{spot}}} \frac{dx dy}{\left[(x - x_r)^2 + (y - y_r)^2 + h_r^2 \right]^2} \quad (4.28)$$

Por último, la relación señal-ruido eléctrica del enlace se puede obtener a partir de $H(0)$ y de la potencia de luz ambiental, P_{amb} , como:

$$\text{SNR} = \frac{(rP_{tx}H(0))^2}{2qrB_nP_{amb}} \quad (4.29)$$

Nótese que en esta expresión la ganancia en continua viene dada por las ecuaciones (4.27) o (4.28), dependiendo del tipo de receptor empleado, y la potencia de luz ambiental por

$$P_{amb} = P_{art,lamp} + P_{nat} \quad (4.30)$$

donde $P_{art,lamp}$ es la potencia de luz recibida procedente de las lámparas del techo, que se obtiene a partir de la ecuación (4.6), y P_{nat} es la potencia de luz recibida procedente del sol que se calcula con las ecuaciones (4.13) o (4.14), dependiendo de la estructura del receptor.

4.3. Aspectos de diseño del transmisor

En el capítulo 3 se analizaron algunos aspectos de diseño relativos a los cabezales ópticos de los dos receptores propuestos en esta tesis. Como resultado de este análisis se propusieron, para ambas estructuras, un conjunto de criterios o reglas que permitían elegir de forma adecuada algunos parámetros, como el tamaño del fotodetector, el diámetro de la lente, el FOV_{total} o los algoritmos de búsqueda. En esta sección se pretende completar este análisis, extendiéndolo también a los transmisores. De este modo, en los párrafos siguientes se examina la influencia que tienen aspectos tales como la geometría del patrón de radiación o el tamaño de los spots en el funcionamiento del enlace. Como se hizo con los receptores, en esta sección también se sugieren algunos criterios que pretenden servir de guía para escoger el tipo de transmisor que mejor se adecuaba a las características de los receptores propuestos.

4.3.1. Elección del patrón de radiación

En la bibliografía publicada en los últimos años, se han presentado una gran variedad de transmisores diseñados para operar en combinación con receptores difusos o con diversidad angular [36], [43], [58], [68], [71], [97]. En este sentido, se han sugerido geometrías de lo más heterogéneas, que abarcan desde el clásico patrón de spots en retícula cuadrada, propuesto por Jivkova en [71], hasta patrones con formas más elaboradas, como los diseños propuestos por Al-Ghamdi, que incluyen configuraciones de spots en línea [43] o en forma de diamante [36]. Todos estos diseños, aunque son adecuados para trabajar con receptores con diversidad angular, presentan carencias cuando se emplean directamente en combinación con los receptores propuestos en esta tesis. Por ello, en este apartado se analizan las propiedades que debe presentar el patrón del transmisor para optimizar el funcionamiento de los enlaces que emplean los receptores propuestos. Como se verá, la elección del patrón de radiación

afecta a parámetros esenciales del enlace, como la eficiencia de potencia o la robustez frente a bloqueos.

En primer lugar, una consideración esencial que se debe tener en cuenta para elegir el tipo de patrón a emplear es la forma que tienen los receptores propuestos de detectar la señal procedente de los spots. Y es que, a diferencia de lo que ocurre con los receptores con diversidad, los receptores propuestos en esta tesis reciben únicamente señal de uno de los spots del transmisor (el spot escogido), y no de varios simultáneamente. Por ello, dado que la potencia emitida se reparte por igual entre todos los haces del patrón, para minimizar las pérdidas conviene reducir el número de haces. De este modo, cuantos menos spots tenga el patrón, menor será el reparto y, por consiguiente, mayor será la potencia concentrada en el spot elegido. Sin embargo, existen determinadas situaciones en las que el aumento del número de spots del patrón puede resultar ventajoso pues, al emplear patrones más densos se pueden obtener anchos de banda más elevados y potencias recibidas más uniformes. Además, en estos casos, el aumento de pérdidas que se produce como consecuencia del mayor reparto de potencia puede compensarse en parte gracias al acercamiento de los spots.

Un segundo aspecto que se debe considerar al diseñar el patrón del transmisor, y que tiene una importancia crucial en la elección del número de spots, es la robustez frente a bloqueos. Para lograr que los enlaces de interior funcionen en condiciones de bloqueo se debe diseñar el patrón del transmisor de manera que se garantice que, para cualquier posición del receptor, existan al menos dos spots dentro de su $\text{FOV}_{\text{total}}$. De este modo, en caso de producirse la obstrucción de un spot, el receptor puede apuntar hacia el spot de repuesto, sin que se produzca un fallo en el funcionamiento del enlace. En la práctica, esta condición limita la elección del patrón a unas geometrías muy concretas que se verán más adelante.

No obstante, antes de describir estas geometrías conviene resaltar que, dado que el $\text{FOV}_{\text{total}}$ de los Rx-AO puede ser bastante mayor que el de los Rx-CU, los patrones que se diseñen para los primeros tendrán, a igualdad de condiciones, un menor número de spots que los patrones diseñados para los Rx-CU. Por ello, los enlaces que empleen Rx-AO serán, en general, más eficientes en términos de potencia transmitida que los enlaces con Rx-CU, pero, por el contrario, alcanzarán menores anchos de banda. Este comportamiento se verificará en la siguiente sección, dedicada al análisis de enlaces con los receptores propuestos.

Aunque existen distintas geometrías que garantizan la robustez frente a bloqueos, en este apartado se han seleccionado las dos más representativas. La primera geometría se muestra en la Fig. 4.12 (a). Como se puede apreciar, se trata de un patrón formado por una malla cuadrada de M spots circulares de diámetro D_{spot} , separados entre sí una distancia ΔD . Obsérvese que, para garantizar que siempre hay al menos dos spots dentro del $\text{FOV}_{\text{total}}$ del receptor, el valor de ΔD se debe escoger de forma que se cumpla la condición $h_r \tan(\psi_a) \geq \Delta D + D_{\text{spot}}/2$, donde h_r es la distancia vertical entre el receptor y el techo y ψ_a representa el $\text{FOV}_{\text{total}}$ del receptor. Por tanto, despejando ΔD se obtiene que la

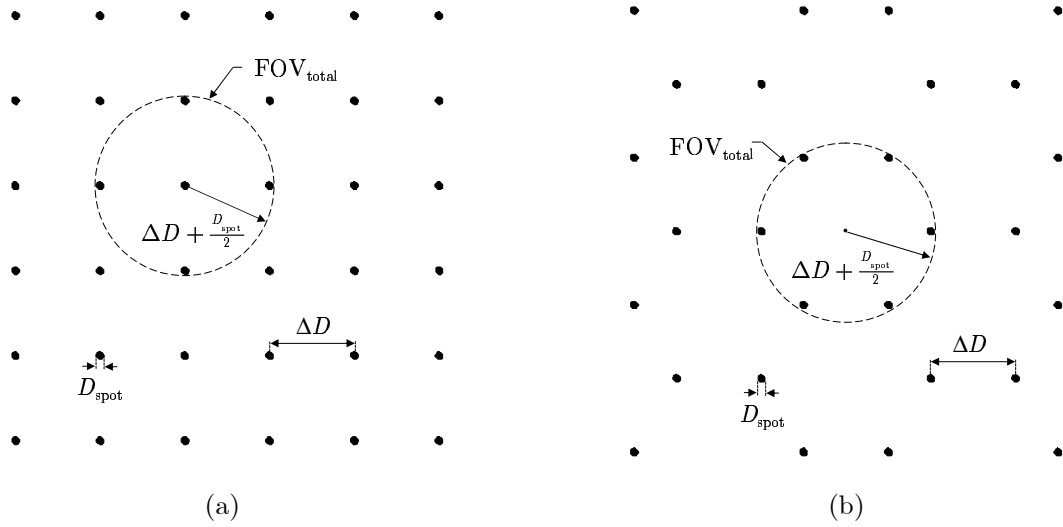


Figura 4.12: Tipos de patrones multispot. (a) Patrón de retícula cuadrangular formada por 36 spots. (b) Patrón de retícula hexagonal con 28 spots.

separación máxima entre spots debe cumplir

$$\Delta D \leq h_r \tan(\psi_a) - \frac{D_{\text{spot}}}{2} \quad (4.31)$$

El patrón de la Fig. 4.12 (a) tiene la ventaja de que, gracias a su geometría, puede adaptarse con precisión a la forma de los recintos convencionales, que suelen ser de planta rectangular o cuadrada.

En la Fig. 4.12 (b) se ha representado el segundo tipo de patrón seleccionado. En este caso se trata de un patrón formado por una configuración de spots en retícula hexagonal. Aquí, los spots también son círculos de diámetro D_{spot} . Como se puede observar, la separación entre spots adyacentes en este patrón viene dada de nuevo por ΔD . El valor máximo de ΔD que garantiza que existen al menos dos spots dentro del $\text{FOV}_{\text{total}}$ del receptor se obtiene, al igual que en el patrón anterior, mediante la ecuación (4.31). La principal ventaja que ofrece esta estructura sobre la anterior reside en el hecho de que, para proporcionar la misma cobertura, el patrón de malla hexagonal suele requerir un menor número de spots. Nótese que en el ejemplo de la Fig. 4.12 la configuración hexagonal utiliza sólo 28 spots, mientras que el patrón de retícula cuadrada requiere 36. Por tanto, a priori, esta configuración de spots parece ser más eficiente en el uso de la potencia óptica que la anterior.

Aunque ambos patrones son adecuados para trabajar en combinación con los receptores propuestos en esta tesis, pues cumplen los requisitos descritos, en este epígrafe se ha realizado un estudio adicional con el fin de evaluar hasta qué punto una de esas estructuras puede ser mejor que la otra. Para ello, se ha calculado, haciendo uso de las expresiones deducidas en las secciones anteriores, las pérdidas y el ancho de banda óptico de distintos enlaces en una

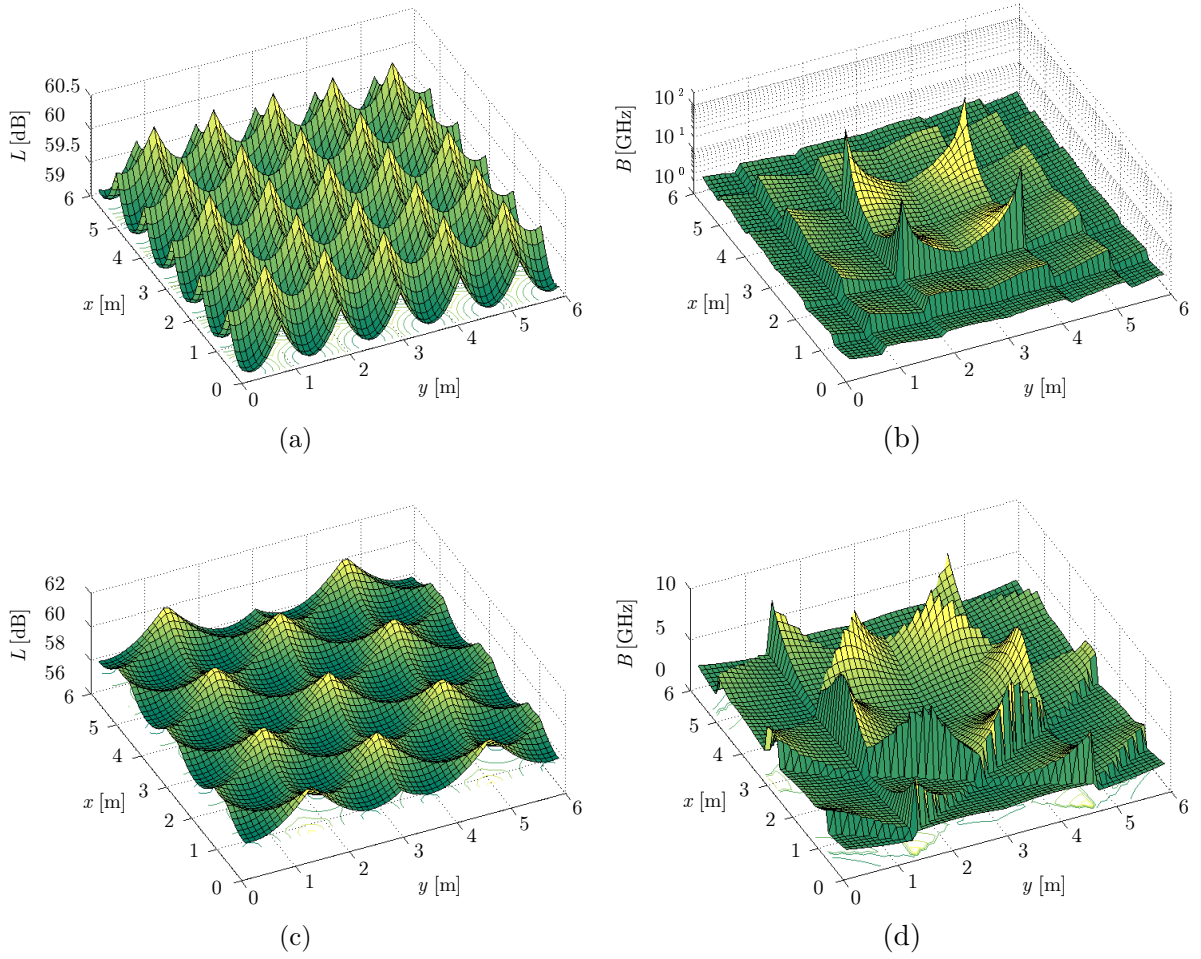


Figura 4.13: (a) Pérdidas ópticas del canal para el patrón de retícula cuadrada. (b) Ancho de banda óptico para el patrón de retícula cuadrada. (c) Pérdidas ópticas del canal para el patrón hexagonal. (d) Ancho de banda óptico para el patrón hexagonal.

sala vacía de dimensiones $6 \text{ m} \times 6 \text{ m} \times 3 \text{ m}$, en la que el transmisor se ha fijado en el centro del recinto, a una altura de 1 m , y el receptor se ha ido desplazando por toda su superficie, a una distancia del techo $h_r = 2 \text{ m}$. El coeficiente de reflexión considerado es $\rho = 0.7$. Para calcular los parámetros del canal se ha trabajado con un Rx-CU formado por una lente de área $A = \pi \frac{9}{4} \text{ cm}^2$ y $f/\# = 1$, y un fotodetector circular de $D_{\text{det}} = 1.5 \text{ mm}$. El $\text{FOV}_{\text{total}}$ del receptor se ha hecho igual a 30° . Los patrones de radiación analizados, son iguales a los representados en la Fig. 4.12, con spots de 10 cm diámetro y una distancia de separación $\Delta D \approx 1.1 \text{ m}$, obtenida tras sustituir en la ecuación (4.31) los datos de configuración ya mencionados.

Los resultados de pérdidas y anchos de banda obtenidos en el análisis se han representado en la Fig. 4.13. En primer lugar, en la Fig. 4.13 (a) y (c) se muestran las pérdidas ópticas

correspondientes a los dos patrones seleccionados. En ambos casos se puede observar que las superficies obtenidas tienen tantos mínimos como spots tiene el patrón empleado, es decir, 36 mínimos para el patrón de malla cuadrada y 28 para el de malla hexagonal. Como era de esperar, las coordenadas de estos mínimos coinciden con las de los spots del techo. Asimismo, las pérdidas máximas se producen, en ambos casos, en las coordenadas correspondientes a los centros de las retículas del patrón, es decir, en los centros de los cuadrados o hexágonos que forman la malla en cada caso. Este resultado es lógico, pues éstas son las posiciones más alejadas de los spots. En lo que respecta a los valores numéricos de los resultados, las pérdidas mínimas obtenidas con el patrón hexagonal son de 57.9 dB, algo mejores que los 59 dB correspondientes al patrón de retícula cuadrada. Las pérdidas máximas coinciden en ambos patrones con un valor de 60.2 dB. Obsérvese que, al trabajar con un número elevado de spots, el comportamiento del canal es muy estable en términos de pérdidas. De este modo, la máxima variación de pérdidas en el patrón de retícula cuadrada es de tan solo 1.2 dB en toda la sala, mientras que en hexagonal esta variación aumenta hasta los 2.3 dB.

En segundo lugar, en la Fig. 4.13 (b) y (d) se muestran los resultados de ancho de banda óptico. Ahora, a diferencia de lo que sucedía con las pérdidas, los resultados obtenidos no coinciden con lo que se esperaba a priori. Y es que, en principio, parecería lógico pensar que las coordenadas con mejores anchos de banda fueran las coordenadas con menos pérdidas, que son las que están más cerca de los spots. Sin embargo, esto no ocurre así, pues en el valor del BW no sólo influye la proximidad al spot escogido, sino también la cercanía de éste al transmisor, de modo que los diferentes trayectos de propagación producen superficies de BW con formas muy particulares.

Así, como se aprecia en la Fig. 4.13 (b), la superficie correspondiente al patrón de retícula cuadrada presenta cuatro máximos muy pronunciados, de aproximadamente 150 GHz, alrededor de los cuales el BW disminuye drásticamente. En términos generales, el BW tiende a disminuir a medida que el receptor se aleja del centro de la sala. No obstante, la reducción se produce de forma escalonada, con transiciones bruscas que coinciden con las posiciones de máximas pérdidas, que son las posiciones en las el receptor cambia de orientación. Obsérvese además que los escalones están ligeramente inclinados hacia el centro del recinto, lo que quiere decir que, partiendo del centro, el ancho de banda aumenta hasta que se cambia de spot. La explicación para este incremento se encuentra en los retardos asociados a la propagación de la señal desde el transmisor al receptor, ya que estos retardos son los responsables del ensanchamiento de la respuesta al impulso y, en consecuencia, de la reducción del BW. De este modo, cuando el receptor apunta hacia el centro de la sala, la diferencia de retardos que provoca el tamaño de los spots tiende a reducirse si el receptor se aleja de éstos. Por el contrario, cuando el receptor apunta en dirección opuesta al centro de la sala, la diferencia de retardos aumenta si el receptor se aproxima al spot seleccionado.

De forma análoga, la variación del BW correspondiente al patrón hexagonal de la Fig. 4.13 (d) sigue las mismas pautas que el patrón de retícula cuadrada. En este caso, la superficie presenta 6 máximos, de aproximadamente 9 GHz, que destacan frente al resto,

aunque no tanto como en el patrón anterior. De nuevo, el BW disminuye a medida que el receptor se aleja del centro de la sala, con cambios escalonados que coinciden con los cambios de orientación del receptor. Si se comparan los BW mínimos de ambas figuras, se observa que, en la primera, éste es de 1.77 GHz, y en la segunda de 1.66 GHz, es decir, como era de esperar, el patrón de retícula cuadrada presenta un mejor comportamiento en términos de BW que el hexagonal.

Tras analizar las características de ambos patrones se puede concluir que, aunque los dos son adecuados para operar en combinación con los receptores propuestos en esta tesis, el patrón de retícula cuadrada se muestra ligeramente superior que el hexagonal. En efecto, de acuerdo con los resultados de la Fig. 4.13, el patrón de retícula cuadrada alcanza mayores BW que el hexagonal con las mismas pérdidas máximas, que son las que determinan el nivel mínimo de potencia transmitida. Por estos motivos, en adelante, se trabajará con este patrón.

4.3.2. Elección del tamaño de los spots

Como ya se adelantó al comienzo del capítulo, el tamaño de los spots afecta directamente a los resultados de BW y SNR del enlace, así como al tiempo de búsqueda de los algoritmos de orientación. Por este motivo, para elegir adecuadamente el tamaño de los spots es necesario evaluar previamente su impacto en las prestaciones del sistema en su conjunto.

Con este objetivo, en este apartado se han calculado los principales parámetros correspondientes a cinco enlaces ópticos en los que se ha modificado el diámetro de los spots. Los enlaces se han escogido para que sean representativos de las condiciones habituales de trabajo del receptor, por lo que se ha tomado el caso peor de los enlaces analizados en el apartado anterior con el patrón de malla cuadrada, es decir, se ha escogido para el receptor la posición correspondiente al enlace con peor ancho de banda. En dicha posición la distancia de separación horizontal entre el spot escogido y el receptor es de 0.77 m, y la distancia del receptor al techo es de 2 m. El receptor empleado es un Rx-CU con las mismas características que se describieron en el apartado anterior y con un $B_{opt} = 50$ nm. La potencia del transmisor se ha fijado en 200 mW. En lo que respecta al ruido, se ha supuesto un valor de radiancia espectral $L_{amb} = 0.03$ W/sr/m². Finalmente, en lo que respecta al tamaño de los spots, en los enlaces analizados se ha variado su diámetro en pasos de 5 cm desde $D_{spot} = 5$ cm hasta $D_{spot} = 25$ cm. Los resultados obtenidos se han recogido en la tabla 4.1.

De la observación de los resultados de la tabla se desprenden algunas conclusiones interesantes. En primer lugar, se aprecia con claridad cómo al reducir el tamaño del spot se mejora notablemente tanto el BW como la SNR del enlace. En lo que respecta al BW, los datos indican que la mejora producida es inversamente proporcional al decremento del diámetro del spot. Obsérvese que el BW se dobla, aproximadamente, al reducir el spot de 20 cm a 10 cm, aumentando de 952 MHz a 1.76 GHz, y sucede lo mismo al pasar de 10 cm a 5 cm, donde el BW se incrementa de 1.76 GHz a 3.42 GHz. Por otro lado, en lo que se refiere a

TABLA 4.1: Impacto del tamaño de los spots en el funcionamiento del sistema.

Diámetro del spot	5 cm	10 cm	15 cm	20 cm	25 cm
Ancho de banda óptico	3.42 GHz	1.76 GHz	1.22 GHz	952 MHz	796 MHz
Pérdidas ópticas	60.1 dB	59.9 dB	59.7 dB	59.5 dB	59.3 dB
Relación señal-ruido	24.1 dB	18.5 dB	15.2 dB	12.5 dB	11.1 dB
Nº iteraciones de barrido	2024	528	224	120	80
Tiempo de barrido	17.2 s	8.9 s	5.6 s	4 s	3.3 s

las pérdidas, se aprecia que, a diferencia de lo que ocurre con el BW, éstas apenas cambian con el tamaño del spot. De hecho, la variación máxima obtenida es menor que 1 dB para los cinco tamaños de spots considerados. En consecuencia, se verifica que la aproximación realizada en el capítulo tres, donde se consideraron spots puntuales, era una aproximación acertada para calcular niveles de potencia recibidos.

En cuanto a la evolución de la SNR con el tamaño del spot, se aprecia que los valores obtenidos en cada caso son inversamente proporcionales al área de los spots, por lo que la SNR se cuadruplica (aumenta 6 dB) al pasar de 20 cm a 10 cm, o de 10 cm a 5 cm. La explicación para este aumento reside en el incremento del ruido captado, pues al trabajar con spots mayores, también se aumenta el tamaño del fotodetector, y esto se traduce en una mayor potencia de luz captada. Por consiguiente, spots mayores conducen a SNR más bajas.

A la vista de los datos expuestos hasta ahora, relativos a la SNR y al BW, podría concluirse que conviene trabajar con tamaños de spots muy pequeños, de hecho, cuanto más reducidos mejor. Sin embargo, existen otros factores como el tiempo de búsqueda y la seguridad ocular que parecen indicar precisamente lo contrario, por lo que en la práctica habrá que alcanzar un compromiso.

En lo que respecta al primero de estos factores, como se explicó en el apartado 3.4.1, a medida que se reduce el tamaño de los spots, más lento se vuelve el algoritmo de búsqueda, pues tiene que probar más posiciones hasta encontrar el mejor spot. En la tabla 4.1 se muestra que el número de iteraciones del algoritmo para la etapa de aproximación evoluciona desde tan solo 80, para spots de 20 cm, a 2024, para spots de 5 cm, es decir, el aumento es enorme. Si se traduce este dato a tiempo de barrido, tomando la información descrita en el apartado 3.4.1, éste pasaría de, aproximadamente, 3.3 s, para spots de 20 cm, a 17.2 s, para spots de 5 cm, es decir, mas de cinco veces mayor. Por ello, no parece recomendable trabajar con spots demasiado pequeños. Además, otro motivo que avala esta misma idea es la mejora de la seguridad ocular, pues los spots más pequeños requieren el uso de haces más directivos, que son potencialmente más dañinos, como se explicó en el apartado 2.3.1. Por todo ello, parece razonable trabajar con tamaños de compromiso que estén comprendidos entre 10 cm y 20 cm de diámetro.

4.4. Análisis comparativo detallado

Como se anticipó en la introducción del capítulo, en esta sección se realiza un análisis comparativo detallado del funcionamiento de los dos receptores propuestos en esta tesis frente a los receptores con diversidad angular convencionales, que se han venido describiendo a lo largo de este trabajo. Con este análisis se pretende completar la evaluación preliminar que se realizó en el capítulo anterior, incluyendo aspectos no considerados entonces, como la influencia de la luz ambiental, los bloqueos del spot escogido, las aberraciones del sistema de lentes que utilizan los receptores formadores de imagen y el funcionamiento de otros métodos de combinación distintos del SB.

Para poder realizar este análisis comparativo se ha desarrollado un conjunto de programas de simulación que, mediante la aplicación de las expresiones deducidas en los apartados anteriores, permiten obtener los principales parámetros que caracterizan el comportamiento de canales ópticos de interior de tipo No-LOS. Los programas desarrollados permiten simular enlaces formados con cualquier tipo de estructura de transmisor y receptor con diversidad angular y diferentes condiciones de iluminación ambiental (natural y artificial) que pueden darse en una sala. En los párrafos siguientes se describen algunos aspectos clave de las simulaciones realizadas. Los detalles concretos de configuración de cada simulación se especificarán más adelante.

Al igual que en el capítulo 3, para llevar a cabo la comparación, los receptores se han analizado por parejas. Así, en primer lugar se ha analizado el funcionamiento de los enlaces que emplean el receptor de cabezal auto-orientable, comparándolos con los que utilizan el receptor de múltiples cabezales, es decir, el Rx-AO vs. Rx-MC. Posteriormente, tras este análisis, se han examinado las prestaciones de los enlaces que usan el receptor formador de imagen de canal único frente a los que emplean el receptor formador de imagen, esto es, el Rx-CU vs. Rx-IMG.

Como métrica de comparación se han escogido tres parámetros, que son: la relación señal-ruido eléctrica, el ancho de banda de 3 dB eléctrico y la potencia transmitida necesaria para alcanzar una SNR umbral de 15 dB. En los dos receptores propuestos (el Rx-AO y el Rx-CU) el cálculo de estos tres parámetros es inmediato a partir de las expresiones que se recogen en el apartado 4.2.4. Sin embargo, para los receptores con diversidad angular convencionales (Rx-MC y Rx-IMG) el cálculo es algo más complejo, como se describe a continuación.

En lo que se refiere al Rx-MC, para calcular los parámetros mencionados se ha supuesto que cada una de sus ramas actúa individualmente como si se tratase de un Rx-AO, aunque con un FOV mayor. De este modo, para obtener la potencia de señal y de ruido de las N ramas del receptor se utilizan las mismas expresiones que se dedujeron para el Rx-AO, es decir, la ecuación (4.30), para la potencia de luz ambiental, $P_{amb,j}$, y la expresión $P_{r,j} = P_{tx}H_j(0)$, para la potencia de señal. Nótese que aquí $H_j(0)$ representa la respuesta en continua correspondiente a la rama j -ésima del receptor y viene dada por la integral de

la ecuación (4.27), cambiando la superficie de integración R_{spot} por $R_{\text{FOV},j} \cap R_{\text{spot},m}$, donde $R_{\text{spot},m}$ representa la región del spot m -ésimo visto por el cabezal. A partir de los valores de $P_{r,j}$ y $P_{\text{amb},j}$ de cada rama se calculan los pesos, w_j , correspondientes a la combinación escogida y, con ellos, se obtiene la SNR total empleando las expresiones descritas en el apartado 2.2.3.

Por otro lado, para calcular el ancho de banda de los enlaces basados en el receptor de múltiples cabezales, se obtendrá en primer lugar la respuesta al impulso total del canal, que viene dada por la expresión $h_{\text{total}}(t) = \sum_{j=1}^N w_j h_j(t)$, donde $h_j(t)$ representa la respuesta al impulso correspondiente al cabezal j -ésimo. Esta respuesta parcial se obtiene del mismo modo que la $h(t)$ del Rx-AO, pero considerando como superficie iluminada $R_{\text{FOV},j} \cap R_{\text{spot},m}$. Una vez obtenida la $h_{\text{total}}(t)$, el ancho de banda se calcula tal como se explicó en el apartado 4.2.4.

En lo que respecta al Rx-IMG, el procedimiento seguido para obtener los parámetros del canal es análogo al que se acaba de explicar para el Rx-MC, pero utilizando las expresiones del Rx-CU en lugar de la del Rx-AO. En este caso, las regiones de integración correspondientes a cada pixel serán hexágonos, en lugar de círculos como en el Rx-CU.

Resulta conveniente recordar que, puesto que en la deducción de la respuesta al impulso del canal realizada en el apartado 4.2.3 sólo se consideró la primera reflexión, en ninguno de los enlaces que se van a analizar en esta sección se ha tenido en cuenta la aportación de las reflexiones de orden superior. Ello conducirá a un pequeño error en el cálculo del BW en los enlaces que emplean receptores con diversidad convencionales cuando éstos se encuentren cerca de las paredes o de las esquinas del recinto, de modo que el BW obtenido en estas situaciones será ligeramente superior al real.

Akhavan *et al.* mostraron en [73] que, para un receptor formado por 7 ramas con un FOV de 7° , el efecto de estas reflexiones de segundo y tercer orden es insignificante, por lo que la primera reflexión es suficiente para estimar el BW del canal. Por consiguiente, dado que en la mayor parte de las simulaciones realizadas los campos de visión son inferiores a estos 7° , el error cometido será despreciable. Únicamente en los casos en los que el campo de visión sea mayor de 7° , la comparación realizada podrá ser ligeramente favorable para los receptores con diversidad convencionales.

4.4.1. Descripción del escenario

La Fig. 4.14 muestra el esquema del recinto escogido para llevar a cabo las simulaciones. Como se puede observar, se trata de una sala vacía de planta cuadrada con dimensiones $6 \text{ m} \times 6 \text{ m} \times 3 \text{ m}$, en la que un gran ventanal ocupa la mayor parte de la pared oeste. A efectos de cálculo del nivel de señal, se ha supuesto que el material del que está constituido el techo se comporta como un reflector Lambertiano de primer orden, con un coeficiente de reflexión $\rho = 0.7$.

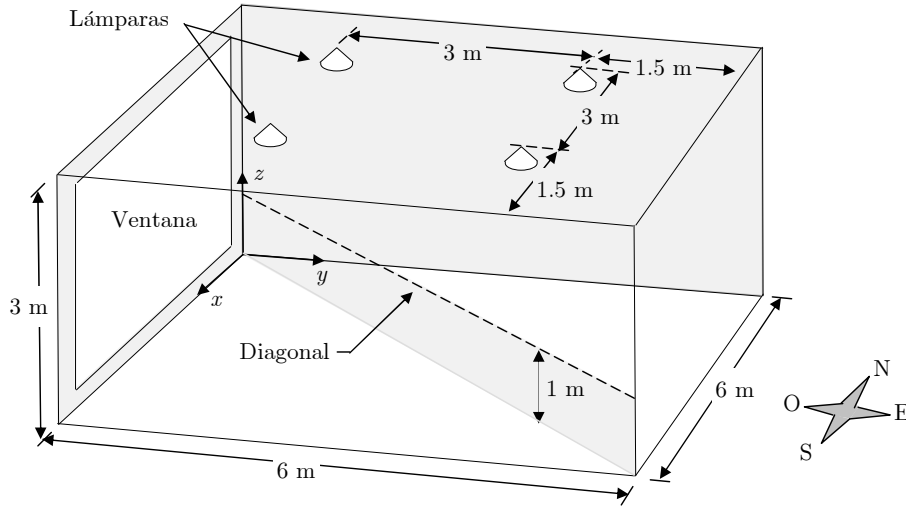


Figura 4.14: Configuración de la sala.

En los enlaces analizados se ha asumido que el ruido shot causado por la luz ambiental (natural y artificial) es el ruido dominante en los receptores. La influencia del ruido interno se examinará posteriormente en el apartado 4.4.4. El efecto de la luz natural que ilumina la sala a través del ventanal se ha considerado modelando cada superficie elemental del techo como un emisor secundario de luz con patrón Lambertiano de primer orden, tal como se describió en el apartado 4.2.2. La excitancia espectral correspondiente a cada una de estas superficies elementales viene dada por $S_{nat,\lambda}(x, y)$. Por otro lado, para tener en cuenta que la luz natural es más intensa en las proximidades de la ventana y más débil cuando el receptor se aleja de ésta, se ha supuesto que $S_{nat,\lambda}$ varía linealmente desde $0.03 \text{ W/m}^2/\text{nm}$, en el extremo oeste del techo, hasta $0.01 \text{ W/m}^2/\text{nm}$, en el extremo este. Estos valores se han tomado de medidas realizadas por Carruthers, publicadas en [19].

Por otro lado, para tener en cuenta la influencia de la luz artificial, se han incluido en la sala cuatro lámparas incandescentes situadas en el techo del recinto en las coordenadas $(x_{lamp}, y_{lamp}) = (1.5, 1.5)$, $(1.5, 4.5)$, $(4.5, 1.5)$ y $(4.5, 4.5)$, expresadas en metros, tal como se muestra en la Fig. 4.14. De acuerdo con la explicación realizada en el apartado 4.2.3, estas lámparas se han modelado como emisores Lambertianos de orden $m_l = 2$, con una densidad espectral de potencia $p_{lamp} = 0.037 \text{ W/nm}$, medida en la longitud de onda de trabajo del transmisor en una anchura de 50 nm.

En lo que respecta a la configuración de los enlaces a analizar, en principio, pueden definirse tantos enlaces como posiciones distintas puedan tomar el transmisor y el receptor en el interior del recinto. Dado que no resulta factible realizar un análisis exhaustivo de todos ellos, en esta sección se ha adoptado una configuración representativa, similar a la utilizada por otros autores en [19], [20], [42], [71], [98], en la que el transmisor se ha fijado en el centro de la sala, a una altura de 1 m, mientras que el receptor ha ido cambiando de posición

siguiendo tres recorridos distintos, también a una altura de 1 m.

En el primer recorrido, el receptor se ha desplazado a lo largo de la diagonal que recorre la sala de noroeste a sudeste, con saltos entre posiciones consecutivas de 10 cm. Esta trayectoria diagonal aparece representada en la Fig. 4.14. En el segundo recorrido, se ha modificado la posición del receptor para que éste realice un barrido completo de la superficie de la sala, con una distancia de salto de 10 cm. Por último, en el tercer recorrido, la posición del receptor se ha variado aleatoriamente, de tal modo que cualquier posición del recinto tiene la misma probabilidad de ser escogida. Los resultados obtenidos para estas tres trayectorias se presentan en los apartados siguientes para los transmisores y receptores analizados.

4.4.2. Análisis de enlaces con el receptor de cabezal auto-orientable

En este apartado se analizan los enlaces que emplean el receptor de cabezal auto-orientable (Rx-AO) y los que utilizan el receptor de múltiples cabezales convencional (Rx-MC). Para poder comparar las prestaciones de ambos receptores en condiciones de igualdad, se ha supuesto que tanto el campo de visión total como el área de los fotodetectores empleados en ambas estructuras son iguales. En concreto, el $\text{FOV}_{\text{total}}$ se ha fijado en 45° , mientras que los fotodetectores escogidos tienen un área $A_{\text{det}} = 3.44 \text{ mm}^2$ y una respuesta $r = 0.6 \text{ A/W}$. A continuación se describen los detalles correspondientes al transmisor y a los receptores simulados.

Configuración de las simulaciones

En lo que respecta al transmisor, siguiendo los criterios de diseño que se describieron en la sección anterior, se ha escogido una estructura multispot que proyecta sobre el techo de la sala un patrón de malla cuadrada, como el representado en la Fig. 4.15. El diámetro de los spots del patrón se ha fijado en $D_{\text{spot}} = 10 \text{ cm}$. La separación entre spots, ΔD , se ha calculado mediante la ecuación (4.31) a partir del $\text{FOV}_{\text{total}}$ y del diámetro D_{spot} , obteniéndose como resultado 1.95 m. Por tanto, para cubrir las dimensiones de la sala, el transmisor resultante necesitará un total de 16 spots. De este modo, asumiendo una potencia total emitida de 200 mW, a cada haz le corresponde una potencia parcial $P_{tx}/M = 12.5 \text{ mW}$.

Por otra parte, el receptor de cabezal auto-orientable seleccionado está formado por una lente convergente de 2 cm de diámetro de apertura ($A = 3.14 \text{ cm}^2$) y $f/2$. Esta lente, junto con el fotodetector anteriormente descrito ($A_{\text{det}} = 3.44 \text{ mm}^2$), proporciona un campo de visión parcial $\text{FOV}_{\text{AO}} = 1.5^\circ$ y una ganancia óptica $g_{\text{IMG}} = 91.5$. Nótese, que el FOV_{AO} obtenido por el Rx-AO es ligeramente superior al necesario para cubrir la zona ocupada por los spots de 10 cm del transmisor que, de acuerdo con la ecuación (3.1), es de 1.43° , es decir, se cumple que $R_{\text{FOV}} > R_{\text{spot}}$. Este aspecto se aprecia en la Fig. 4.15 (a) donde se

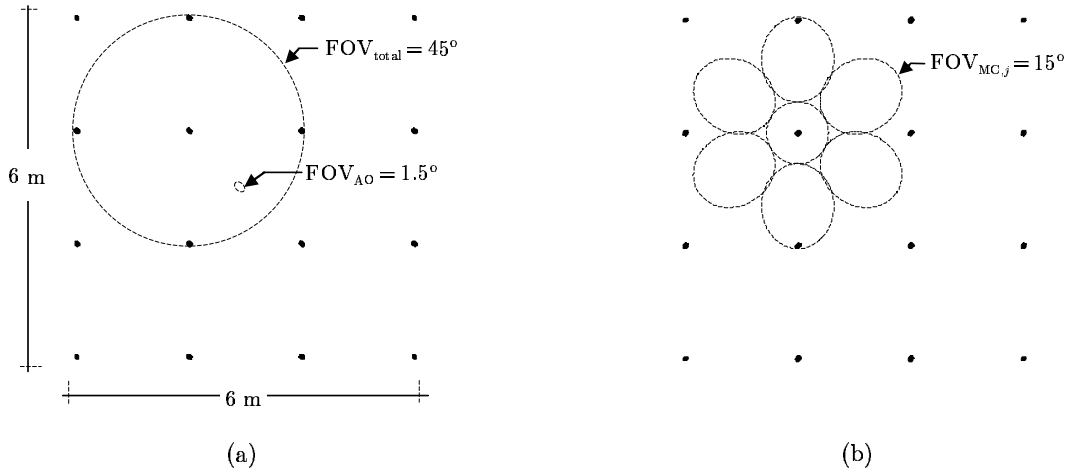


Figura 4.15: Patron del transmisor formado por 16 spots. (a) Proyección en el techo del FOV_{total} y del FOV del cabezal del Rx-AO. (b) Proyección en el techo de los FOV_j de las 7 ramas del Rx-MC.

muestra las proyecciones del FOV_{total} y del FOV del cabezal auto-orientable sobre el techo de la sala.

En lo que se refiere al receptor de múltiples cabezales, para la comparación se ha escogido una estructura de receptor convencional constituida por 7 cabezales idénticos, similar a la utilizada por otros autores en [20], [71], [73]. En esta estructura, la rama central apunta directamente hacia al techo con una elevación de 90° , mientras que las seis ramas restantes tienen una elevación de 60° y una separación acimutal de 30° . Cada rama posee su propio concentrador ideal no formador de imagen con un índice de refracción $n = 1.5$ y un $FOV_{MC} = 15^\circ$. Con estos datos, los concentradores obtienen una ganancia óptica $g_{NIMG} = 33.5$. En la Fig. 4.15 (b) puede apreciarse que la combinación de los siete FOV individuales del receptor equivale, aproximadamente, a un $FOV_{total} = 45^\circ$. Se constata, así, que la zona del techo que cubre el Rx-MC es muy similar, aunque algo menor, que la del Rx-AO, que está dibujada en la Fig. 4.15 (a). En lo que se refiere a los métodos de combinación empleados, se han considerado las técnicas MRC, SB y EGC, descritas en el apartado 2.2.3.

A efectos de cálculo del nivel de ruido recibido, se ha supuesto que tanto el cabezal del Rx-AO como el Rx-MC utilizan en sus cabezales filtros ópticos paso banda ideales, con una anchura $B_{opt} = 50$ nm. Asimismo, se ha supuesto que el ancho de banda equivalente de ruido de ambos receptores es $B_n = 500$ MHz.

Resultados de las simulaciones

Una vez descrita la configuración de la simulación, a continuación se analizan los resultados obtenidos para las tres situaciones seleccionadas anteriormente, es decir, para el movimiento en la diagonal, el movimiento de barrido y las posiciones aleatorias.

a) Movimiento diagonal

En la Fig. 4.16 se presentan los resultados de los parámetros obtenidos por el receptor auto-orientable y el receptor de múltiples cabezales a lo largo de la diagonal de la sala. En concreto, en la Fig. 4.16 (a) se muestra la SNR y en la Fig. 4.16 (b) el BW, ambos en función de la separación diagonal entre el receptor y el transmisor. Los valores de separación diagonal negativos ($-$) se corresponden con posiciones del receptor situadas en la mitad oeste del recinto, y los positivos ($+$) con posiciones del receptor localizadas en la mitad este. Obsérvese que, en el caso del receptor de múltiples cabezales, se muestran tres curvas que se corresponden con los tres métodos de combinación simulados, es decir, el método MRC, SB y EGC.

En lo que respecta a la SNR, en la Fig. 4.16 (a) se aprecia con nitidez que los resultados obtenidos con el receptor de cabezal auto-orientable (Rx-AO) son muy superiores a los correspondientes al Rx-MC de 7 ramas, en todas las posiciones de la diagonal e independientemente del método de combinación empleado. Nótese que, incluso en la peor situación posible, la diferencia de SNR entre ambos receptores es mayor que 19 dB. Conviene recordar aquí que, de acuerdo con la ecuación (3.35), deducida en el capítulo 3, la diferencia de SNR entre los dos receptores, para la combinación SB, debía ser 24 dB. En la figura se constata que, para este método, la diferencia mínima de SNR entre receptores es de 23.6 dB, es decir, prácticamente el valor estimado.

Como se puede observar, las curvas de SNR presentan en los enlaces correspondiente a los dos receptores una ligera asimetría oeste-este, que está causada por la luz natural procedente del ventanal. De hecho, esta luz produce una variación de la SNR entre los extremos de la sala de aproximadamente 4.6 dB en ambos receptores, excepto para la combinación EGC, en la que la variación es de tan sólo 1.3 dB. Nótese que la luz artificial que producen las lámparas del techo no parece afectar a los resultados de ninguno de los dos receptores analizados.

En lo que se refiere a la forma de las curvas de SNR, la del Rx-AO presenta 4 máximos que se corresponden con los 4 spots que se seleccionan a lo largo del desplazamiento por la diagonal. Nótese que los cambios suaves de la SNR del Rx-AO contrastan con las variaciones abruptas que se observan en las tres curvas del Rx-MC. Existen dos razones que explican estos cambios bruscos. La primera es el fraccionamiento de los spots entre las ramas del receptor. Este fraccionamiento es debido a que, en cada posición del receptor, los spots se reparten de forma diferente entre los 7 cabezales, lo que provoca variaciones de los pesos

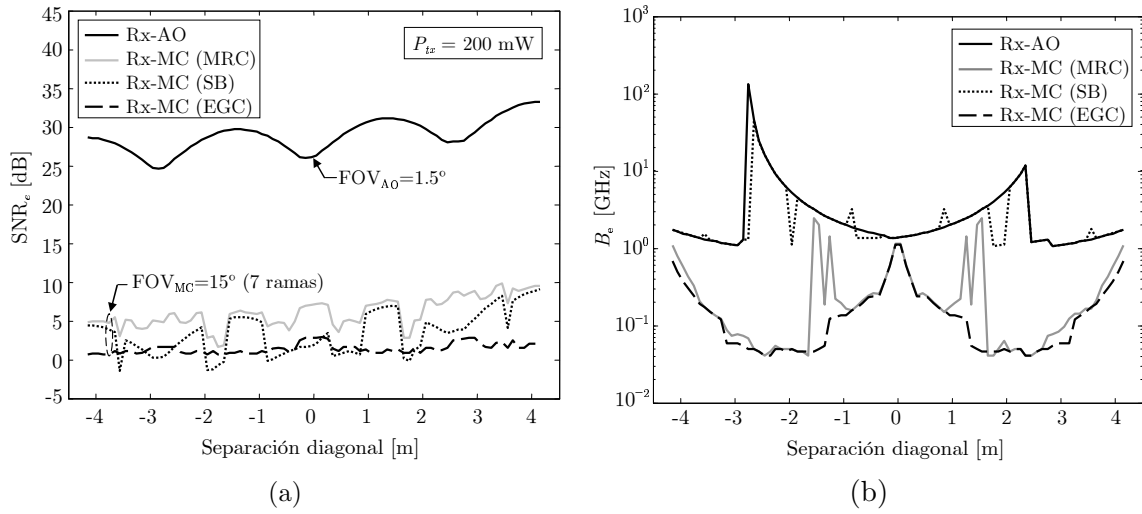


Figura 4.16: (a) Relación señal-ruido eléctrica en función de la posición del receptor en la diagonal. (b) Ancho de banda eléctrico en función de la posición de receptor en la diagonal. Los receptores se mueven por la diagonal desde el noroeste (−) hacia el sureste (+) a 1 m del suelo.

de cada rama, que afectan a la SNR. El segundo motivo que explica los cambios bruscos de SNR es la variación del número total de spots que caen dentro del FOV_{total} del receptor. La inspección de la Fig. 4.16 (a) muestra que este número puede oscilar entre 1 y 4, dependiendo de la posición del receptor, lo que afecta de forma notable a los niveles de SNR recibidos.

En cuanto a los resultados obtenidos utilizando los distintos métodos de combinación, tal como ya se había anticipado en el capítulo 2, la mejor SNR se obtiene con la combinación MRC, seguida por la combinación SB y, finalmente, por la EGC. En la Fig. 4.16 (a) la diferencia máxima que se aprecia entre las tres técnicas no llega a superar los 8 dB en ningún caso. Aunque esta cifra podría aumentar si se incrementara el número de ramas del receptor, ya que, con este aumento, las diferencias entre los distintos métodos se harían más evidentes. Obsérvese que la SNR absoluta obtenida por el receptor de múltiples cabezales es relativamente baja. Nunca supera los 10 dB, pese a que este receptor posee un área fotosensible que es siete veces mayor que la del receptor de cabezal auto-orientable.

Por último, la Fig. 4.16 (b) muestra el ancho de banda eléctrico obtenido por los enlaces de los dos receptores analizados. Como era de esperar, el BW correspondiente a los enlaces basado en el Rx-AO es extraordinariamente elevado. Nótese que, incluso en la peor de las posiciones de la diagonal, el BW supera 1 GHz. De nuevo, en el caso del receptor propuesto, la luz natural provoca una curva de BW asimétrica. No obstante, a diferencia de lo que ocurría con la SNR, ahora, son las coordenadas que se encuentran más próximas a la ventana las más favorecidas y en las que obtiene un BW mayor. Esto es debido a que el Rx-AO para rechazar la luz natural tiende a apuntar hacia los spots que están situados en la dirección opuesta a la ventana, que son los que presentan una mejor SNR, lo que en la mitad oeste

de la sala conduce a un aumento del BW y en la mitad este a una reducción.

Nótese que el comportamiento de la curva de BW de los enlaces basados en el Rx-MC con combinación SB es muy similar a la curva de BW del receptor propuesto. De hecho, ambas coinciden en la mayor parte de las posiciones de la diagonal e, incluso, en algunas localizaciones la curva del Rx-MC supera a la del Rx-AO. Caso muy distinto es el de las otras dos combinaciones (la MRC y la EGC) que proporcionan resultados de BW muy pobres. Con estas dos combinaciones en la peor posición de la diagonal el ancho de banda obtenido apenas supera los 40 MHz. La explicación para estos BW tan bajos está en la distorsión por multitrayecto. Esto es debido a que el Rx-MC suele recibir señal de múltiples spots del techo, lo que degrada en ancho de banda obtenido. Obsérvese que únicamente en los extremos de la diagonal, en los que se sólo recibe señal de un spot, los resultados de los tres métodos tienden a parecerse.

b) Movimiento de barrido

Con el fin de obtener una perspectiva más completa de la variación de los parámetros de los enlaces a lo largo de la superficie de la sala, se han obtenido distintos mapas de barrido en los que el receptor se ha movido entre posiciones separadas entre sí una distancia de 10 cm. Por tanto, para confeccionar estos mapas, se ha simulado un total de 3481 enlaces para cada receptor en los que se ha calculado los parámetros SNR y BW. Los resultados obtenidos se explican a continuación.

En la Fig. 4.17 se muestran los mapas de barrido de la SNR y el BW correspondientes a los dos receptores analizados. Por simplicidad, en el Rx-MC sólo se han dibujado los mapas de los métodos de combinación que proporcionaron mejores resultados en el análisis diagonal, es decir, la combinación MRC para la SNR, y la SB para el BW. Es decir, en total de los 6 mapas correspondientes al Rx-MC se han representado sólo dos.

Como cabía esperar, la SNR correspondiente al receptor de cabezal auto-orientable (Rx-AO), que se muestra en la Fig. 4.17 (a), presenta 16 máximos locales, que coinciden con las coordenadas de los spot proyectados por el transmisor, y que emergen de una superficie ligeramente inclinada por la acción de la luz natural. Las variación obtenida entre el valor máximo y mínimo de la SNR en la superficie es idéntico al observado en la diagonal, con lo que estos resultados eran realmente representativos. No sucede lo mismo en el caso del receptor de múltiples cabezales, cuya SNR para la combinación MRC se ha representado en la Fig. 4.17 (b). En esta figura se aprecian variaciones de SNR mucho más pronunciadas que las que se observaron en la diagonal. En concreto, estas variaciones de SNR están comprendidas entre 9.8 dB, para el caso mejor, y -19.8 dB, para el peor. Esta enorme diferencia de 28 dB contrasta con la máxima variación obtenida con el Rx-AO que es de tan sólo 8.6 dB. La explicación para estos niveles tan bajos de SNR del Rx-MC es la existencia de *zonas ciegas* dentro del FOV_{total} del receptor.

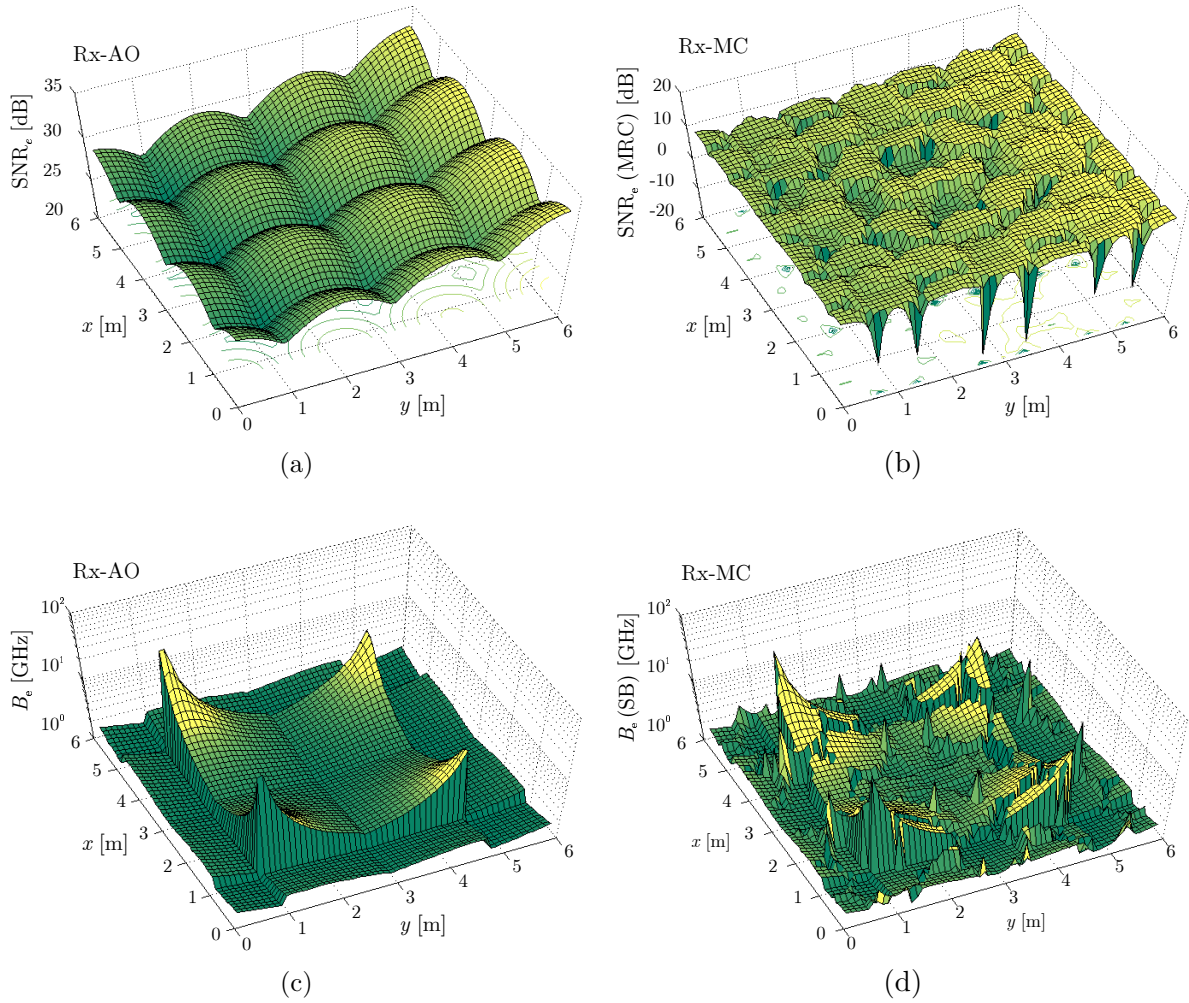


Figura 4.17: Mapas de barrido de los parámetros del enlace. (a) SNR eléctrica para el Rx-AO. (b) SNR eléctrica para el Rx-MC de 7 ramas con combinación MRC. (c) Ancho de banda eléctrico para el Rx-AO. (d) Ancho de banda eléctrico para el Rx-MC de 7 ramas con combinación SB. En todos los casos la $P_{tx} = 200$ mW.

Las *zonas ciegas* son regiones del techo que no son vistas por ninguna de las ramas del receptor. En la Fig. 4.15 pueden apreciarse estas regiones, fundamentalmente alrededor del FOV de la rama central. Cuando al desplazar el receptor por la superficie de la sala los spots del techo caen en las *zonas ciegas*, se produce una variación brusca de la SNR que da lugar a resultados de SNR muy reducidos. Por tanto, a la vista de los resultados de los mapas de SNR que se acaban de describir, se constata que el uso del Rx-AO, además de mejorar la SNR de los enlaces basados en el Rx-MC, también produce canales más uniformes y robustos frente a los cambios de posición del receptor.

Los resultados de BW eléctrico obtenidos con ambos receptores se muestran en la

Fig. 4.17 (c) y (d). Obsérvese que en el caso del receptor de cabezal auto-orientables (ver Fig. 4.17 (c)) se aprecian claramente 4 máximos con valores de BW muy elevado, alrededor de los cuales el BW disminuye drásticamente de forma escalonada hacia el borde de la sala, y de forma gradual hacia el centro, tal como se describió en la sección 4.3.1. No obstante, a pesar de este descenso, en todos los casos el ancho de banda supera 1 GHz. Nótese que el mapa de barrido del BW obtenido con el Rx-MC con combinación SB, representado en la Fig. 4.17 (d), es muy parecido al del Rx-AO, aunque su aspecto es más abrupto. Al igual que en la diagonal, con esta técnica de combinación se obtiene un BW excelente que incluso supera al BW del Rx-AO en ciertas posiciones. En la figura, las variaciones bruscas de BW entre posiciones próximas son debidas al fraccionamiento de spots, ya mencionado, ya que cuando se reduce la superficie del spot, como consecuencia del fraccionamiento, se empeora la SNR, pero a cambio se mejora el BW, ya que la dispersión que produce la señal fraccionada es menor.

c) Posiciones aleatorias

Aunque la información obtenida de los análisis previos (diagonal y barrido) es suficiente para mostrar la superioridad del Rx-AO frente al Rx-MC, en este apartado se lleva a cabo un análisis adicional con el objetivo de caracterizar estadísticamente el comportamiento de los parámetros de los enlaces que emplean estos receptores. Mediante este análisis, se pretende obtener el valor de potencia transmitida necesaria para superar una SNR umbral, así como el BW excedido en función del porcentajes de ubicaciones del receptor. Para ello, se han simulado un total de 10^3 enlaces para cada tipo de receptor en los que las posiciones de éstos se han escogido de forma aleatoria, uniformemente distribuidas a lo largo de la superficie de la sala. Los resultados del análisis estadístico se muestran en las Fig. 4.18 y Fig. 4.19

En concreto, en la Fig. 4.18 (a) se muestra la potencia transmitida necesaria para superar una SNR de 15 dB en función del porcentaje de ubicaciones del receptor, para los enlaces que emplean las dos estructuras analizadas (el Rx-AO y el Rx-MC). En el caso del Rx-MC se han representado sólo las curvas correspondientes a las combinaciones MRC y SB. La figura muestra muy claramente que los enlaces basados en el receptor propuesto (Rx-AO) requieren niveles de potencia mucho menores que los basados en el Rx-MC. Así, para el 95 % de la ubicaciones, con el receptor propuesto se necesita transmitir 11.8 dB menos potencia que con el Rx-MC con combinación MRC, y 13.2 dB menos potencia que con el mismo receptor con combinación SB. Nótese que los enlaces basados en el receptor propuesto sólo necesitan transmitir una potencia de 17.5 dBm (56.2 mW), para superar la SNR umbral de 15 dB, lo que traducido a potencia por haz resulta 3.5 mW. Por el contrario, para el mismo porcentaje de ubicaciones los enlaces que emplean el Rx-MC necesitan una potencia total mucho mayor, 29.7 dBm (851 mW), si se se emplea la combinación MRC y 2 dB más 30.7 dBm (1175 mW), para la combinación SB. En este caso, la potencia por haz es de 53.2 mW y 73.4 mW, para las combinaciones MRC y SB, respectivamente.

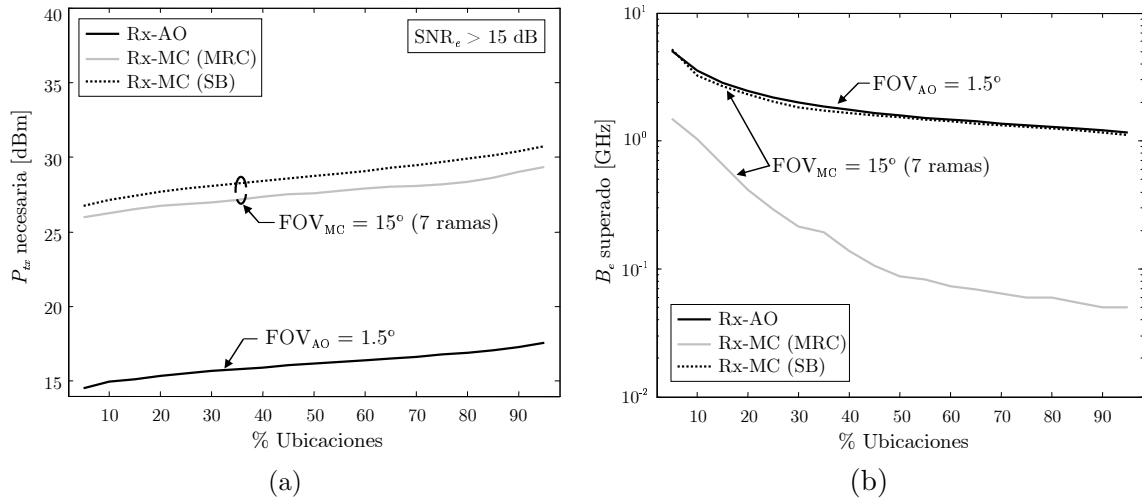


Figura 4.18: (a) Potencia transmitida necesaria para superar una SNR de 15 dB, en función del porcentaje de ubicaciones. (b) Ancho de banda eléctrico superado para distintos porcentajes de ubicaciones.

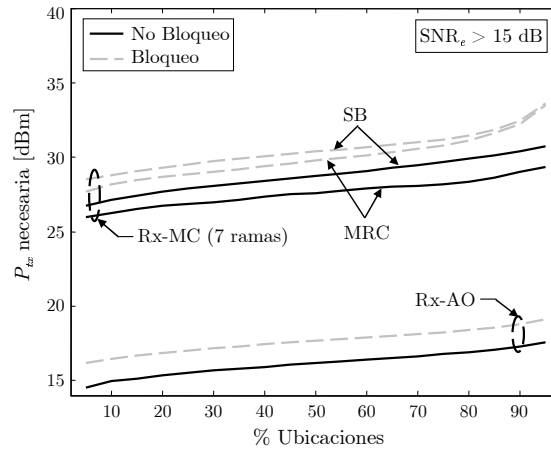


Figura 4.19: Influencia de los bloqueos en el nivel de potencia transmitida.

En lo que respecta a los resultados de BW, éstos se muestran en la Fig. 4.18 (b). Obsérvese que en esta figura las curvas correspondientes al receptor propuesto (Rx-AO) y al receptor de múltiples cabezales (Rx-MC) prácticamente se solapan, aunque la correspondiente al Rx-AO alcanza un BW ligeramente mayor. En concreto, para el 95 % de la ubicaciones del receptor, el BW de los enlaces que emplean el Rx-AO es mayor que 1.09 GHz, mientras que el BW correspondiente al Rx-MC con combinación SB supera 1.03 GHz. Por otro lado, la distorsión por multitrayecto reduce enormemente el BW de los enlaces del Rx-MC con combinación MRC, que para el 95 % de la ubicaciones apenas superan los 40 MHz.

Por último, la Fig. 4.19 ilustra la variación de la potencia transmitida que provocan las obstrucciones o bloqueos del haz escogido. Los bloqueos se han modelado eliminado en cada una de las posiciones del receptor simuladas el spot que da lugar a la mejor SNR. De este modo, al desaparecer el spot óptimo, el Rx-AO se ve obligado a apuntar hacia otro spot alternativo. Por otro lado, en el Rx-MC la desaparición del spot óptimo produce una redistribución de los pesos de cada rama que cambia la SNR total.

Como se puede apreciar en la Fig. 4.19, para el 95 % de las ubicaciones, los bloqueos provocan en el receptor propuesto un incremento de potencia transmitida de sólo 1.6 dB, mientras que en el Rx-MC, los incrementos son de 2.9 dB y 4.2 dB, para las combinaciones SB y MRC, respectivamente. Ello implica que los Rx-MC se ven afectados por los bloqueos en mayor medida que los Rx-AO. Además, hay que recordar que en el caso de los Rx-MC, los incrementos de potencia transmitida se producen sobre niveles de potencia transmitida ya muy elevados.

4.4.3. Análisis de enlaces con el receptor formador de imagen de canal único

En este apartado se analizan las prestaciones del receptor formador de imagen de canal único (Rx-CU) comparándolo con un receptor formador de imagen (Rx-IMG) formado por 37 píxeles. A efectos de comparación se ha supuesto que en este caso ambos receptores emplean el mismo cabezal óptico de entrada con un $\text{FOV}_{\text{total}} = 30^\circ$. En cambio, en este análisis los tamaños de los fotodetectores que emplean las dos estructuras serán generalmente distintos. Los datos concretos del tipo de transmisor empleado y de los receptores a comparar se describen a continuación.

Configuración de las simulaciones

El transmisor escogido para las simulaciones de este apartado es un transmisor multispot de malla cuadrada que proyecta sobre el techo spots circulares de 10 cm de diámetro. La potencia del transmisor es $P_{tx} = 200$ mW. Se ha fijado, para garantizar la robustez de los enlaces frente a bloqueos, una separación entre spots de $\Delta D \approx 1.1$ m, lo que para las dimensiones de la sala conduce a un patrón formado por un total de $M = 36$ spots, como el mostrado en la Fig. 4.20. Por tanto, la potencia transmitida por cada haz es de 5.5 mW.

En lo que respecta a los receptores analizados (el Rx-CU y el Rx-IMG), se ha escogido como cabezal para ambas estructuras un sistema de lentes de 3 cm de diámetro de apertura ($A \simeq 7 \text{ cm}^2$) y $f/1$. Dicho sistema es muy similar a los diseños empleados por Djahani y Jivkova en [58] y [59], respectivamente. Dado que la separación entre los receptores y el techo es de 2 m, y que la distancia focal es de 3 cm, la imagen del sistema de lentes se formará a aproximadamente la distancia focal. En concreto, de acuerdo con la ecuación (4.31), esta

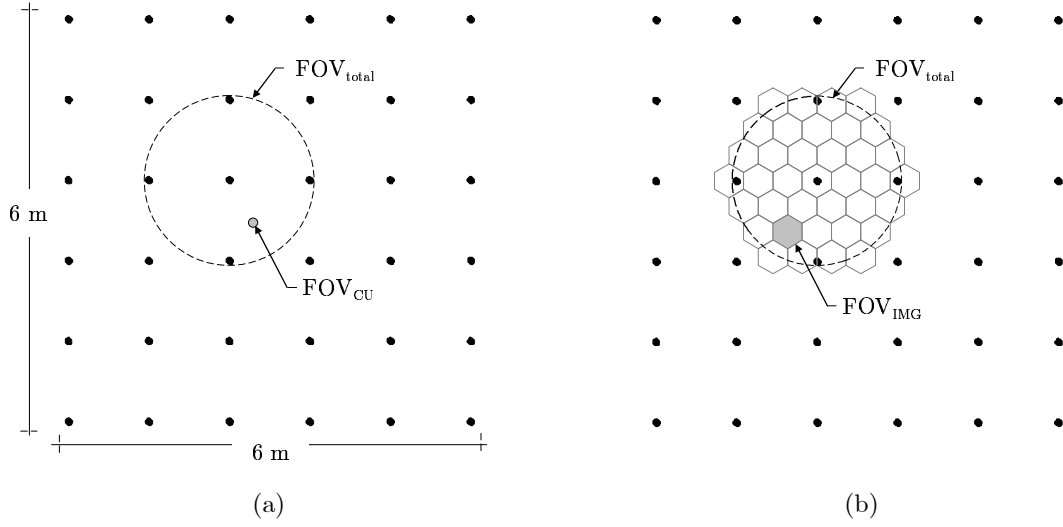


Figura 4.20: Patron del transmisor formado por 36 spots. (a) Proyección en el techo del FOV_{total} y del FOV parcial del Rx-CU. (b) Proyección en el techo de los FOV de los 37 píxeles del Rx-IMG.

distancia es $d_{img} = 3.05$ cm. Con estas dimensiones, la amplificación lateral del sistema óptico es $M_T = -1.52 \cdot 10^{-2}$. No hay que olvidar que esta amplificación es la que determina el factor de reducción de las imágenes. Por ello, teniendo en cuenta el valor de M_T los spots del techo de 10 cm de diámetro quedarán reducidos a un tamaño de 1.52 mm en el plano de imagen.

Puesto que, como se explicó en el capítulo 3, el tamaño óptimo del fotodetector del Rx-CU es aquél que coincide con el la imagen de los spots, se ha escogido para el Rx-CU un fotodetector circular de diámetro $D_{det} = 1.52$ mm ($A_{det} \simeq 1.8$ mm²). Para alcanzar el FOV_{total} de 30°, antes mencionado, el sistema de posicionamiento del Rx-CU podrá desplazar el fotodetector dentro de un círculo de diámetro $D_{img} = 35.2$ mm contenido en el plano de imagen. En la Fig. 4.20 se ha representado la proyección en el techo del FOV_{total} y del FOV parcial del Rx-CU, para una determinada posición del receptor en la sala. En cuanto al receptor formador de imagen, éste está formado por un mosaico de N píxeles hexagonales idénticos y dispuestos en una estructura regular, como se describió en el capítulo 3. Al emplear la forma hexagonal se garantiza que, en la mayor parte de las situaciones, un spot no cae en más de tres píxeles simultáneamente. El diámetro del mosaico de píxeles se ha fijado en todos los casos igual a 35.2 mm. En las simulaciones, se ha trabajado con seis estructuras de Rx-IMG diferentes en las que se ha cambiado el número de píxeles empleados. En concreto, se han utilizado receptores constituido por $N = 37, 91, 169, 271, 397$ y 547 píxeles. En estas seis estructuras el número de píxeles N se ha obtenido, a partir de la expresión (3.41), para valores pares de k comprendidos entre 4 y 14. A medida que se aumenta el valor de N se reduce el tamaño de los píxeles empleados, para mantener constante el diámetro del mosaico. Por consiguiente, de acuerdo con la ecuación (3.44) el área de los píxeles empleados, A_{pixel} ,

estará comprendida entre 32 mm^2 y 2 mm^2 , aproximadamente. En los análisis realizados se han considerado los métodos de combinación MRC, SB y EGC. Como con el receptor anterior, en la Fig. 4.20 (b) se muestra la proyección en el techo de la sala del $\text{FOV}_{\text{total}}$ y de los FOV parciales correspondientes a los píxeles de un Rx-CU formado por 37 elementos.

Por último, a efectos del cálculo del nivel de ruido, se ha asumido que el sistema de lentes de ambos receptores está precedido de un filtro óptico paso banda ideal con una anchura $B_{\text{opt}}=50 \text{ nm}$. Asimismo, se ha supuesto que el ancho de banda equivalente de ruido para ambos receptores es $B_n = 500 \text{ MHz}$.

Resultados de las simulaciones

Los resultados obtenidos en los tres tipos de simulación realizada (movimiento en la diagonal, movimiento de barrido y posiciones aleatorias) se analizan en los epígrafes siguientes.

a) Movimiento diagonal

En la Fig. 4.21 se muestran los resultados de SNR y BW obtenidos a lo largo de la diagonal por los enlaces basados en el Rx-AO y en el Rx-CU de 37 píxeles.

La simple observación de la Fig. 4.21 (a) muestra la clara superioridad del receptor formador de imagen de canal único (Rx-CU) frente al receptor formador de imagen (Rx-IMG) en términos de SNR. Sin embargo, esta superioridad no es tan acusada como la que se observó entre los Rx-AO y Rx-MC. En este caso, la diferencia mínima de SNR obtenida entre ambos receptores es de 7.2 dB, que está lejos de los 19 dB que se midieron con la pareja de receptores antes mencionados. Esta reducción es debida, fundamentalmente a que el Rx-IMG utiliza un mayor número de ramas que el Rx-MC (37 frente a 7). De este modo, al aumentar el número de ramas de la estructura, se consigue un ajuste más preciso de los niveles de señal y ruido recibidos, lo que mejora la SNR. Lógicamente, cuantos más píxeles utilice el Rx-IMG, más se acercará su SNR a la del Rx-CU. Asimismo, el incremento del número ramas hace más evidentes las diferencias entre las tres técnicas de combinación analizadas.

Al igual que en la sección anterior, las curvas de SNR de la Fig. 4.21 (a) presentan una ligera asimetría oeste-este que es debida a la luz procedente de la ventana. En el receptor formador de imagen de canal único y en el receptor formador de imagen con combinaciones MRC y SB esta asimetría es algo mayor de 4 dB, mientras que, con el Rx-IMG y la combinación EGC, la variación es de tan solo 1 dB. Nótese que a pesar de utilizar un sistema de lentes de mayor apertura, en términos generales, el Rx-CU obtiene una SNR ligeramente inferior que la alcanzada por el Rx-AO en la sección anterior. La explicación para esta reducción de SNR reside en el mayor reparto de potencia que se produce al trabajar con más spots. Sin embargo, el hecho de emplear más haces también produce un canal más uniforme y

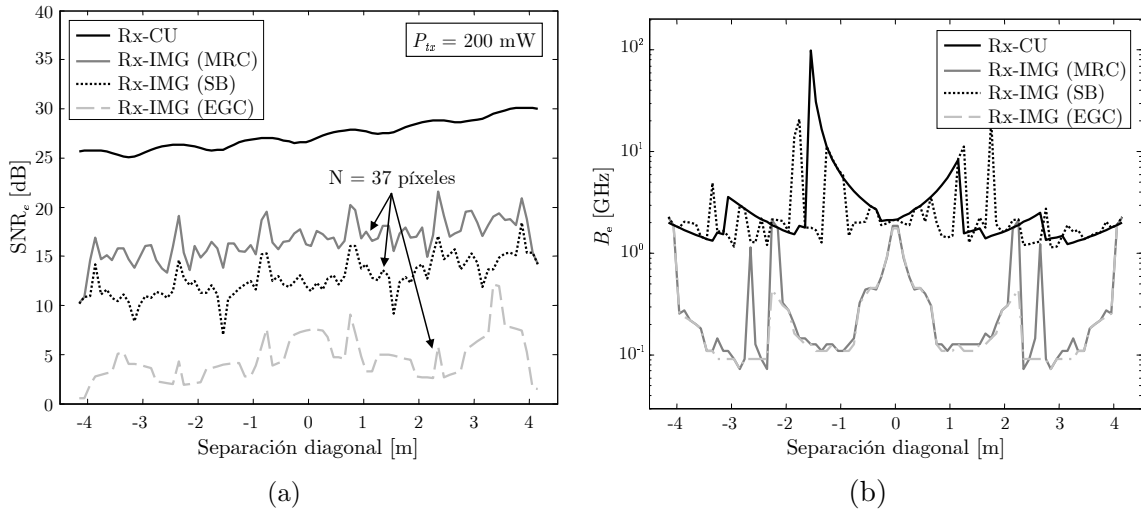


Figura 4.21: (a) Relación señal-ruido en función de la posición del receptor en la diagonal. (b) Ancho de banda eléctrico en función de la posición de receptor en la diagonal. Los receptores se mueven por la diagonal desde el noroeste (−) hacia el sureste (+) a 1 m del suelo.

predecible. En esta línea, se puede comprobar que la variación de SNR correspondiente al Rx-CU, descontando el efecto de la luz natural, es de apenas 0.6 dB, mientras que en los enlaces basados en el Rx-AO esta variación era de 5 dB. El incremento del número de spots, unido al aumento de ramas del receptor, provoca en el Rx-IMG una gran variación de la SNR. Como ya sucedía en el Rx-MC, estos cambios bruscos y frecuentes de SNR son debidos, fundamentalmente, al fraccionamiento de spots entre distintos píxeles detectores. De igual modo, en este caso la variación del número de spots recibidos puede oscilar entre 1 y 5, dependiendo de la posición del receptor, lo que también influye en la SNR obtenida.

En lo que respecta al ancho de banda eléctrico (Fig. 4.21 (b)), de nuevo, los resultados obtenidos por el receptor propuesto son excelentes. Incluso en la peor posición de la diagonal el BW del Rx-CU es siempre mejor que 1.2 GHz. Nótese que este ancho de banda es superior al obtenido por el receptor de cabezal auto-orientable analizado en la sección anterior, que era de 1 GHz. En el Rx-CU, el mayor BW obtenido es debido a que en estas simulaciones la configuración de transmisor escogida utiliza 36 spots en lugar de 16, de modo que, ahora, los spots seleccionados están generalmente más cerca del receptor y, en consecuencia, sufren una menor dispersión. Es digno de resaltar que el BW obtenido por el receptor formador de imagen con combinación SB es también excelente, superando en el peor de los casos el valor de 1.1 GHz. Sin embargo, este BW presenta un comportamiento un tanto anómalo que le lleva a superar el BW del Rx-CU en ciertas posiciones y obtener resultados inferiores en otras. La explicación para este comportamiento reside, de nuevo, en el fraccionamiento de los spots y es la siguiente. Cuando como consecuencia del fraccionamiento, el pixel escogido recibe sólo una parte del mejor spot, el BW obtenido es mayor que el del Rx-CU. Por

el contrario, cuando el fraccionamiento provoca que el píxel con mejor SNR no recibe del mismo spot que el escogido por el Rx-CU, el BW obtenido es menor que el del receptor propuesto. Este comportamiento, se describirá con más detalle en los párrafos siguientes. Nótese que el excelente BW obtenido con la técnica SB contrasta con los pobres resultados de las combinaciones MRC y EGC, que en las peores posiciones de la diagonal apenas alcanzan un BW de 80 MHz. Ello es debido a que, a diferencia de lo que ocurría con la técnica SB, en estas técnicas la ponderación de señales procedentes de varios spots del techo provoca la aparición de distorsión multitrayecto, reduciendo el BW disponible.

Finalmente, de la observación de la Fig. 4.21 (b) se desprende que la luz natural tiene una enorme influencia sobre los resultados de BW obtenidos por ambos receptores. Esta influencia es especialmente perceptible en el caso del Rx-CU y del receptor formador de imagen con combinación SB, cuyas curvas de BW son claramente asimétricas. Por el contrario, en las combinaciones MRC y EGC, apenas se aprecia esta asimetría. Se puede afirmar que, en términos generales, la luz natural provoca un incremento del BW del enlace en aquellas posiciones más próximas a la ventana, es decir, en las posiciones que tienen peor SNR. Como ya se explicó en la sección anterior, esto es debido a que los receptores tienden a escoger los spots más alejados de la ventana, de modo que, en la mitad este de la sala se eligen los spots más cercanos al centro que son los que proporcionan mejor BW, mientras que en la mitad oeste se escogen los spot más alejados del centro que tienen un BW peor.

Para poder explicar con mayor detalle las diferencias de funcionamiento entre los dos receptores, en la Fig. 4.22 se ha representado el plano de imagen del receptor formador de imagen de canal único y de receptor formador de imagen para tres posiciones situadas sobre la diagonal de la sala. En concreto, las posiciones escogidas se corresponden con las separaciones de -4.15 m, -3.05 m y -2.45 m, respectivamente. Obsérvese que en el plano del receptor formador de imagen (Rx-CU) se han marcado en color gris todos los píxeles que captan señal de algún spot. Además se ha marcado en oscuro el píxel que recibe con mejor SNR. Por otro lado, en el plano de imagen del receptor formador de imagen de canal único (Rx-CU), el fotodetector aparece desplazado en las coordenadas correspondientes al spot óptimo. En ambos casos el círculo representado con trazo discontinuo marca el límite de recepción, es decir, las señales situadas más allá de dicho límite no se han considerado en las simulaciones.

Como se puede apreciar, en la primera posición, que se corresponde con la separación diagonal de -4.15 m, existe un único spot dentro del FOV_{total} de los receptores (Fig. 4.22 (a)). Además, este spot aparece, en el Rx-IMG, fraccionado en dos píxeles, aunque en su mayor parte se encuentra contenido en el píxel más oscuro. En esta situación, los pesos de los métodos MRC y SB son prácticamente idénticos y, en consecuencia, la SNR y el BW que se obtienen en ambos casos son también muy similares. En la tabla adjunta puede comprobarse, no obstante, que la SNR obtenida con la combinación MRC es ligeramente superior a la SNR del método SB. Nótese que en términos de SNR el Rx-CU se muestra muy superior al Rx-IMG independientemente del método empleado. Esta superioridad se justifica por la gran

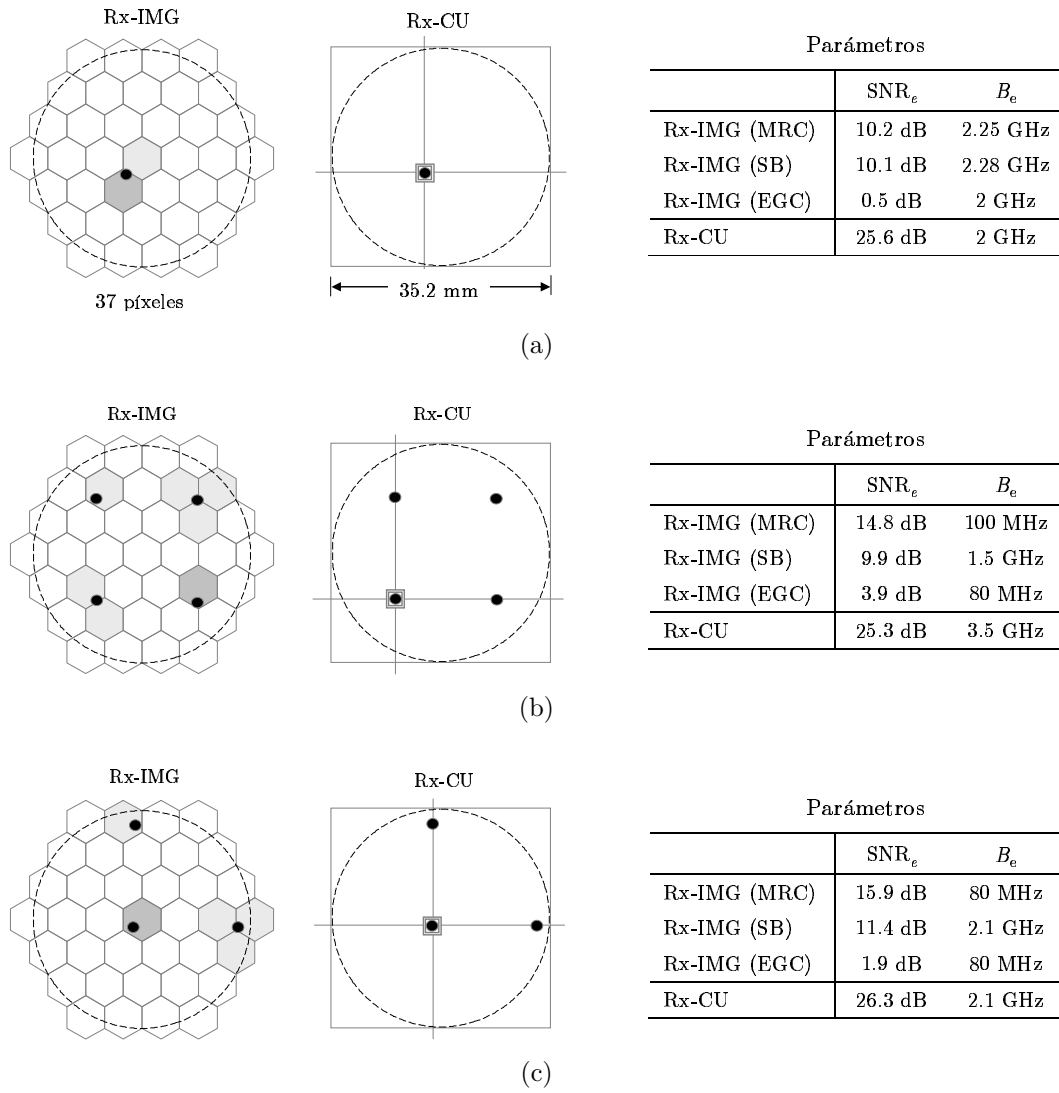


Figura 4.22: Plano de imagen del Rx-IMG y del Rx-CU para distintas posiciones de la diagonal. (a) Posición con separación diagonal de -4.15 m. (c) Posición con separación diagonal de -3.05 m. (d) Posición con separación diagonal de -2.45 m.

diferencia existente entre las áreas de detección de ambos receptores, que son las responsables de que el Rx-IMG capte un ruido mucho mayor.

Obsérvese que, como ya se había anticipado, el BW de los métodos MRC y SB es casi idéntico, aunque, en este caso, es la técnica SB la que supera a la MRC. Nótese que en ambos casos el BW es enorme, mayor que 2.2 GHz, y sobresale frente al BW obtenido por el Rx-CU que es de 2 GHz. Esta pequeña diferencia entre los BW de los receptores es debida al fraccionamiento del spot entre los dos píxeles. Dicho fraccionamiento provoca que tras aplicar los pesos en las combinaciones MRC y SB, el receptor formador de imagen vea esencialmente la parte del spot proyectada sobre el píxel oscuro, es decir, una señal más pequeña que la captada por el Rx-CU y, por tanto, con mejor BW. En cambio, en la combinación EGC, que tiene pesos idénticos, el ancho de banda coincide con el del Rx-CU.

La segunda posición escogida se muestra en la Fig. 4.22 (b). En esta posición existen cuatro spots dentro del FOV_{total} de los receptores. Como se puede apreciar, el aumento del número de spots con respecto a la posición anterior mejora significativamente la SNR del Rx-IMG con combinación MRC y, al tiempo, reduce drásticamente su BW. La reducción de BW también se aprecia en la combinación EGC. Tal como se apuntó anteriormente, los pobres resultados de BW que se obtienen con estas dos combinaciones son debidos a la distorsión multitrayecto que provoca la recepción de múltiples spots. Nótese que los cambios de SNR y BW son menos drásticos en la combinación SB que, de hecho, mantiene unos resultados bastante aceptables para ambos parámetros. Curiosamente, en este caso, como consecuencia del efecto del fraccionamiento, el spot correspondiente al píxel con mejor SNR no coincide con el spot óptimo escogido por el Rx-CU. Por ello, en esta posición el BW del Rx-IMG es peor que el BW del Rx-CU.

Finalmente en la última posición seleccionada, representada en la Fig. 4.22 (c), existen tres spots dentro del FOV_{total} de los receptores. En esta posición, el multitrayecto es, de nuevo, el responsable de la degradación del BW correspondiente a las combinaciones MRC y SB. Ahora, la mejora de SNR que se aprecia en la técnica MRC respecto a la posición anterior se debe la reducción del ruido natural que se produce por considerar una posición más alejada de la ventana. Nótese que en este caso tanto el receptor con combinación SB como el Rx-CU reciben del mismo spot y, por ello, sus anchos de banda son idénticos. La gran diferencia entre la SNR obtenida por ambos receptores se debe, de nuevo, a que el área de los píxeles que emplea el receptor formador de imagen es mucho mayor que el área del fotodetector del receptor formador de imagen de canal único.

b) Movimiento de barrido

En la Fig 4.23 se muestran los mapas de barrido correspondientes a la SNR y el BW obtenidos por los dos receptores analizados. Para confeccionar estos mapas, se ha simulado para cada receptor un total de 3481 enlaces en los que se ha desplazado el receptor en saltos de 10

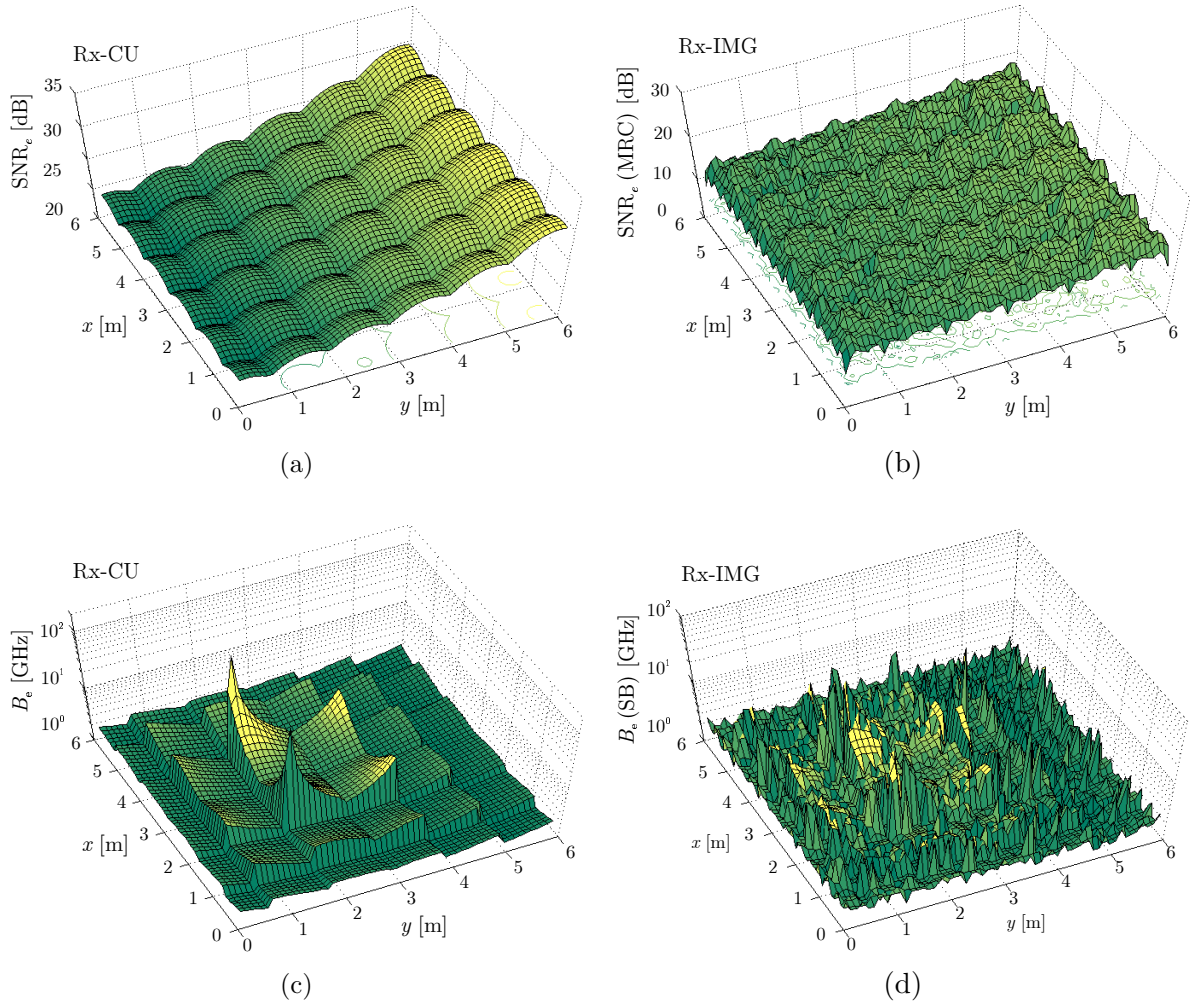


Figura 4.23: Mapas de barrido de los parámetros del enlace. (a) SNR eléctrica del Rx-CU. (b) SNR eléctrica del Rx-IMG de 37 píxeles con combinación MRC. (c) Ancho de banda eléctrico del Rx-CU. (d) Ancho de banda eléctrico del Rx-IMG de 37 píxeles con combinación SB. En todos los casos la $P_{tx} = 200$ mW.

cm. En el caso del receptor formador de imagen sólo se han representado los mapas de las técnica que ofrecieron mejores resultados en el análisis diagonal, es decir, la técnica MRC para la SNR, y la SB para el BW.

Como se puede apreciar, la superficie correspondiente a la SNR del receptor formador de imagen de canal único, representada en la Fig 4.23 (a), muestra una clara inclinación este-oeste causada por efecto de la luz natural. La superficie presenta 36 máximos locales situados en las coordenadas correspondientes a los spots del techo. Los valores máximos y mínimos absolutos de la SNR son de 30.1 dB y 24.8 dB, respectivamente. Por otro lado, como era de esperar tras el resultado de la diagonal, la superficie correspondiente a la SNR del receptor

formador de imagen con combinación MRC, representada en la Fig 4.23 (b), presenta un aspecto muy accidentado con variaciones de SNR comprendidos entre 21.8 dB y 8.4 dB, respectivamente. Nótese que este margen de 13.3 dB es muy inferior que los 28 dB que se midieron con el receptor de múltiples cabezales en la sección anterior. La razón para ello es que, a diferencia de lo que ocurría con el Rx-MC, el receptor formador de imagen no presenta zonas *ciegas* dentro su campo de visión total, que son las que daban lugar a las variaciones de SNR más pronunciadas en el Rx-MC.

En lo que respecta al BW obtenido por ambos receptores, los resultados son los esperados. En el Rx-CU (Fig 4.23 (c)), se puede observar que el ancho de banda aumenta gradualmente a medida que el receptor se desplaza desde el centro de la sala hacia los bordes. No obstante, con cada cambio de orientación del receptor, este BW experimenta una caída brusca que provoca el aspecto escalonado de la superficie de la Fig 4.23 (c). Pese a ello, en todas las posiciones el ancho de banda es siempre mejor que 1.2 GHz. Por otro lado, en lo que respecta al Rx-IMG con combinación SB (Fig 4.23 (d)), aunque se aprecia con dificultad, la superficie obtenida se parece a la del Rx-CU. Sin embargo, el elevado grado de fraccionamiento de los spots provoca cambios bruscos de BW en cada posición, lo que da lugar al escabroso aspecto de la Fig 4.23 (c). En este caso, el ancho de banda mínimo es de 1.1 GHz.

c) Posiciones aleatorias

Con el fin de obtener una caracterización estadística de los parámetros del canal, en este epígrafe se han simulado un total de 10^3 enlaces para cada estructura de receptor, en los que la posición de éstos se ha escogido aleatoriamente, uniformemente distribuida a lo largo de la superficie de la sala. Los parámetros que se han calculado en estos enlaces son la potencia transmitida necesaria para superar una SNR umbral y el ancho de banda eléctrico. Así, en la Fig 4.24 (a) se muestra la potencia mínima que se exige al transmisor para que SNR recibida supere los 15 dB, con distintos porcentajes de ubicaciones, y la Fig 4.24 (b) muestra el ancho de banda eléctrico superado para los mismos porcentajes de ubicaciones anteriores. En estas dos figuras, sólo se han considerado para el Rx-IMG las técnicas de combinación MRC y SB.

Como se puede apreciar en la Fig 4.24 (a), en los tres casos representados la potencia del transmisor aumenta con el porcentaje de ubicaciones. Esto es lógico pues a medida que se incrementa dicho porcentaje se tienen en cuenta posiciones con SNR más bajas. Por este motivo, es digno de resaltar que incluso para el mayor de los porcentajes de ubicaciones simulado (el 95 %), los enlaces basados en el Rx-CU sólo necesitan una potencia de transmisión de 17.8 dBm para superar la SNR de 15 dB, es decir, aproximadamente 60 mW. Por el contrario, para el mismo porcentaje del 95 %, los enlaces basados en el Rx-IMG necesitan 23.8 dBm ($\simeq$ 240 mW) y 25.3 dBm ($\simeq$ 345 mW), para las combinaciones MRC y SB, respectivamente. A la vista de estos resultados, el ahorro de potencia que proporciona el Rx-CU es evidente. Las simulaciones muestran que los enlaces con el receptor propuesto

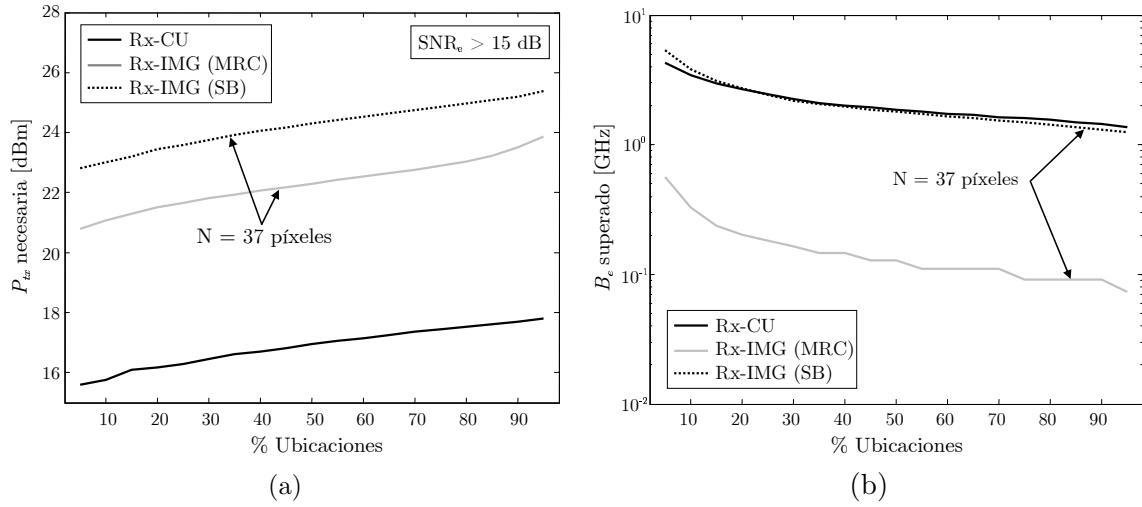


Figura 4.24: (a) Potencia transmitida necesaria para superar una SNR umbral de 15 dB, en función del porcentaje de ubicaciones. (b) Ancho de banda eléctrico superado para distintos porcentajes de ubicaciones.

necesitan transmitir entre 6 dB y 7.5 dB menos potencia óptica que los enlaces que emplean el Rx-IMG de 37 píxeles. Nótese que la potencia de 17.8 dBm correspondiente a los enlaces con el Rx-CU es prácticamente idéntica, aunque algo mayor, que la potencia obtenida en la sección anterior con el Rx-AO que era de 17.5 dBm.

Volviendo a los resultados de la Fig 4.24 (a), obsérvese que si se divide la potencia total de 17.8 dBm por el número de haces del transmisor ($M = 36$), se obtiene que el nivel de potencia emitida por haz es de tan solo 1.67 mW, que es lo suficientemente bajo para que pueda emitirse sin problemas cumpliendo los requisitos de seguridad ocular mediante un transmisor VCSEL como el descrito en la sección 2.3. Por otro lado, en los enlaces que utilizan el Rx-IMG estas potencias son de 6.6 mW y 9.6 mW para la combinaciones MRC y SB, respectivamente, que aunque bajas, requieren de un transmisor con un área de emisión demasiado elevada.

La Fig 4.24 (b) muestra el ancho de banda superado por los enlaces que utilizan los dos receptores analizados para distintos porcentajes de ubicaciones. Esta figura muestra con nitidez las diferencias entre los anchos de banda de las distintas estructuras. Se observa la enorme distancia de más de un orden de magnitud que separa la curva de BW obtenida con el receptor formador de imagen con combinación MRC de las otras dos curvas de BW. De hecho, el BW correspondiente a los enlaces que emplean el Rx-CU y el Rx-IMG con combinación SB arrojan resultados muy parejos. Obsérvese que para los porcentajes de ubicaciones más bajos el Rx-IMG (SB) es el que presenta mejores resultados. Sin embargo, esto cambia a medida que se aumentan los porcentajes simulados, de modo que, para el caso peor (el 95 % de ubicaciones) el Rx-CU supera ligeramente al Rx-IMG (SB). En concreto, los

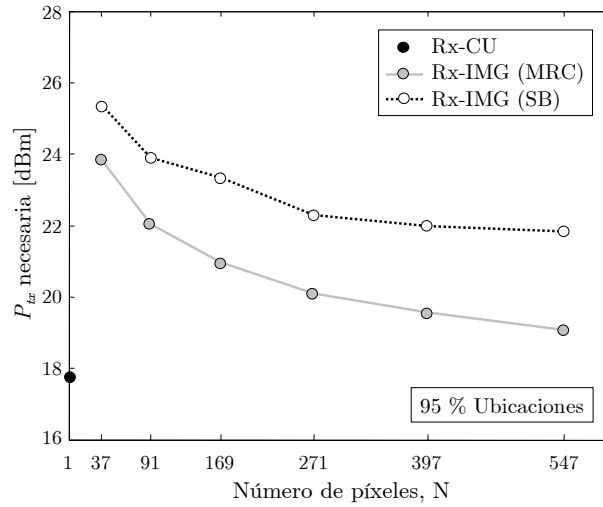


Figura 4.25: Potencia transmitida necesaria para superar una SNR umbral de 15 dB, en función del número de píxeles del receptor formador de imagen. En los cálculos se ha supuesto que la SNR se supera en el 95 % de ubicaciones.

valores obtenidos para cada receptor son de 1.3 GHz y 1.2 GHz, respectivamente. Nótese que para este mismo porcentaje, el Rx-IMG con combinación MRC apenas alcanza los 80 MHz.

Aunque, como se explicó en el capítulo 2, existen distintas limitaciones de tipo tecnológico que complican el desarrollo de estructuras de Rx-IMG con un número elevado de píxeles para enlaces No-LOS de alta velocidad, en este apartado se ha tratado de analizar hasta que punto el incremento del número de píxeles del receptor puede mejorar las prestaciones del enlace. Para ello, se han llevado a cabo nuevas simulaciones en las que se ha examinado el comportamiento de un total de seis estructuras de receptor formador de imagen formadas por $N = 37, 91, 169, 272, 397$ y 547 píxeles, respectivamente.

Los resultados de potencia necesaria para superar la SNR de 15 dB en el 95 % de las ubicaciones obtenidos en estas simulaciones se muestran en la Fig 4.25. De la observación de esta figura se pueden extraer los siguientes comentarios. En primer lugar, se constata, como no podía ser de otra forma, que, al aumentar el número de píxeles, se reducen de forma significativa los niveles de potencia necesaria en los enlaces con el receptor formador de imagen. En concreto, al incrementar N desde 37 a 547 píxeles, la reducción de potencia óptica es de 4.8 dB para la combinación MRC y de 3.5 dB para la combinación SB. No obstante, pese a esta mejora de eficiencia, hay que destacar que el Rx-CU sigue requiriendo 1.2 dB menos potencia que el Rx-IMG de 547 píxeles y combinación MRC. Esto es debido fundamentalmente a que el tamaño del fotodetector del Rx-CU ($A_{\text{det}} = 1.8 \text{ mm}^2$) sigue siendo menor que el tamaño de los píxeles del Rx-IMG ($A_{\text{pixel}} = 2 \text{ mm}^2$).

Por otra parte, la simple inspección de la Fig 4.25 muestra que conforme aumenta N , se incrementa la separación entre las curvas correspondientes a las técnicas MRC y SB, que para

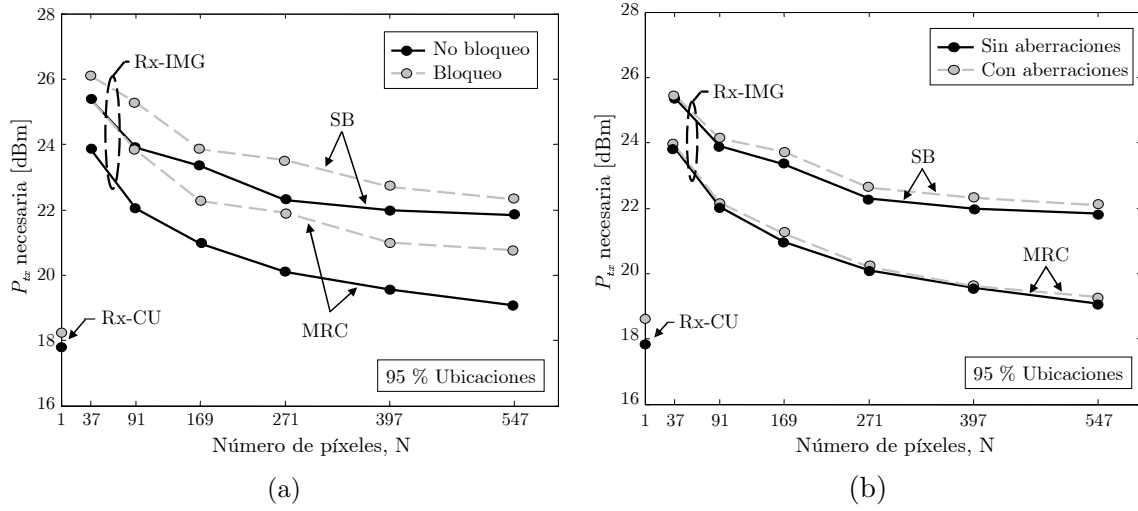


Figura 4.26: Potencia transmitida necesaria para superar una SNR umbral de 15 dB, en función del número de píxeles del receptor formador de imagen. (a) Efecto de los bloqueos. (b) Efecto de las aberraciones ópticas del sistema de lentes. En los cálculos se ha supuesto que la SNR se supera en el 95 % de ubicaciones.

las estructuras analizadas pasa de 1.5 dB para el receptor de 37 píxeles, hasta 2.8 dB para el receptor de 547 elementos. Estos resultados concuerdan con los presentados por Djahani en [58], donde con una configuración parecida y $N = 1141$ se observó una diferencia entre métodos de 2.6 dB.

Para concluir el análisis comparativo entre el receptor formador de imagen de canal único y el receptor formador de imagen, se ha evaluado la influencia que tienen los bloqueos y las aberraciones ópticas en la potencia transmitida del enlace. Tal como se hizo en el análisis de los receptores Rx-AO y Rx-MC, para incluir el efecto de los bloqueos en las simulaciones, se ha eliminado artificialmente el spot que proporciona la mejor SNR en cada posición del receptor simulada.

Los resultados obtenidos para la potencia transmitida necesaria de estos nuevos enlaces se han representado en la Fig 4.26 (a) para el Rx-CU y para las 6 estructuras de Rx-IMG descritas en el párrafo anterior. Como se puede apreciar, en el caso del Rx-CU el bloqueo apenas incrementa la potencia necesaria 0.4 dB, como consecuencia de la gran proximidad entre los spots del patrón. En términos generales este incremento es ligeramente mayor en el Rx-IMG. Nótese que el bloqueo parece afectar más a la combinación MRC que a la SB. De hecho, para la estructura formada por 547 píxeles el incremento de potencia que provoca el bloqueo es de 1.7 dB para la combinación MRC, mientras que con la técnica SB este incremento es de tan sólo 0.5 dB. De estos resultados se desprende que ambos receptores son robustos frente a bloqueos, aunque el Rx-CU la degradación provocada es algo menor que en el Rx-IMG.

Finalmente, para incluir el efecto de las aberraciones en las simulaciones realizadas, se ha asumido que las imágenes de los spots se deforman siguiendo una ley parabólica que las incrementa a medida que aumenta el ángulo de incidencia de la señal recibida, ψ . Esta deformación provoca que las imágenes de los spots tomen formas elípticas en lugar de circulares. A efectos de cálculo, se ha supuesto que el semieje mayor de las elipses varía entre 1.52 mm y 2.28 mm para valores de ψ comprendidos entre 0° y 30° , respectivamente, lo que supone un incremento del 50 %. Por otra parte, el semieje menor se ha variado entre 1.52 mm y 1.82 mm, para los mismos ángulos de incidencia. En este caso el aumento es del 20 %. Hay que indicar que estos incrementos son muy similares al los empleados por Jivkova en [59]. Los resultados obtenidos en las simulaciones se muestran en la Fig 4.26 (b). De la observación de estos resultados se desprende que la existencia de aberraciones provoca incrementos de potencia relativamente reducidos en los dos receptores analizados. No obstante, este incremento es algo mayor en el receptor propuesto, donde las aberraciones provocan un aumento de la potencia transmitida de aproximadamente 0.7 dB.

4.4.4. Efecto del ruido interno del receptor

Como se ha descrito anteriormente, los resultados obtenidos a lo largo de este trabajo han partido de la premisa de que el ruido shot provocado por la luz ambiental es el ruido dominante del receptor. Esta es la razón que explica que, hasta ahora, se haya despreciado sistemáticamente la contribución del ruido interno. Si bien esta suposición suele cumplirse en las estructuras de recepción tradicionales, cuando se emplean receptores con fotodetectores extremadamente reducidos, la enorme disminución de ruido ambiental resultante puede llegar a invalidar dicha premisa. Por ello, en este apartado se va a examinar la influencia que tiene el ruido interno del receptor en el análisis comparativo realizado hasta ahora entre los receptores propuestos y los receptores con diversidad angular convencionales.

Al tratarse de un ruido enormemente dependiente de la tecnología empleada en la etapa de amplificación, ya sea Bipolar, FET o HEMT, para poder evaluar la influencia del ruido interno es necesario fijar de antemano una determinada estructura de recepción. En este trabajo, por simplicidad y a modo de referencia, se ha escogido la misma configuración de receptor empleada por Tang y Djahani en sus análisis del receptor formador de imagen publicados en [67] y [58], respectivamente. Dicha configuración está basada en una etapa preamplificadora de transimpedancia construida con tecnología FET. Para calcular el ruido del receptor en esta configuración se han seguido las pautas marcadas por Smith y Personick en [51]. De este modo, en el análisis realizado se ha asumido transmisión OOK con pulsos rectangulares de duración igual al periodo de bit y un filtrado en recepción que proporciona pulsos con espectro con forma de coseno alzado y un 100 % de exceso de ancho de banda. En estas condiciones, para un receptor constituido por un único fotodetector, la varianza de

ruido total referido a la entrada viene dada aproximadamente por

$$i_{n,\text{total}}^2 \approx 2qrP_{amb}I_2R_b + \frac{4kT}{R_f}I_2R_b + \frac{16\pi^2kT\Gamma}{g_m}(C_{\text{det}} + C_g)^2 I_3R_b^3 \quad (4.32)$$

En esta expresión, el primer término representa el ruido shot inducido por la luz ambiental, que ha sido la única contribución considerada hasta el momento en el cálculo del ruido. En dicho término, q es la carga del electrón, r es la respuesta del fotodiodo, P_{amb} es la potencia de luz detectada por el fotodetector, I_2 es una constante de valor 0.562 y R_b es el régimen binario de transmisión. El segundo término de la ecuación (4.32) contempla el ruido térmico que introduce la resistencia de realimentación del circuito preamplificador. Aquí, k es la constante de Boltzmann, T la temperatura absoluta y R_f la resistencia de realimentación. Finalmente, el tercer y último termino describe el ruido térmico de la resistencia de canal del transistor FET, siendo, en este caso, Γ el factor de ruido del canal, g_m la transconductancia, C_{det} la capacidad del fotodetector, C_g la capacidad de puerta, e I_3 una constante de valor 0.0868. Como ya se adelantó en el apartado 2.2.1, las constantes I_2 e I_3 que se acaban de describir sirven para relacionar el ancho de banda equivalente de ruido del cabezal receptor con el régimen binario, y deben ser calculadas para cada tipo de pulso empleado. En concreto, en [51], [52], aparecen los valores de estas constantes para las formas de pulso más habituales.

Para incluir en la ecuación (4.32) la dependencia con el tamaño del fotodetector se ha supuesto que éste presenta una capacidad constante por unidad de área dada por η , de tal modo que $C_{\text{det}} = \eta A_{\text{det}}$. Asimismo, se ha asumido que $C_{\text{det}} \gg C_g$. Por otro lado, para que la frecuencia de corte de 3 dB del preamplificador coincida con el R_b de transmisión se ha impuesto que $R_f = G/(2\pi R_b C_{\text{det}})$, donde G representa la ganancia en bucle abierto del amplificador de transimpedancia [58]. Teniendo en cuenta todas estas consideraciones, la ecuación (4.32) queda expresada del siguiente modo

$$i_{n,\text{total}}^2 \approx 2qrP_{amb}I_2R_b + \frac{8\pi kT}{G}\eta A_{\text{det}}I_2R_b^2 + \frac{16\pi^2kT\Gamma}{g_m}\eta^2 A_{\text{det}}^2 I_3R_b^3 \quad (4.33)$$

Una vez obtenida la expresión del nivel de ruido total del receptor, se ha calculado para distintos tipos de enlaces la potencia requerida por haz del transmisor para superar una SNR umbral de 15 dB. Para realizar estos cálculos se han escogido los mismos valores de los parámetros del preamplificador empleados en [58], es decir, se ha tomado $\eta = 112 \text{ pF/cm}^2$, $g_m = 30 \text{ mS}$, $\Gamma = 1.5$ y $G = 10$. Los resultados obtenidos para los cuatro receptores analizados en las secciones previas se muestran en la Fig. 4.27, en función de la tasa binaria de transmisión.

En los enlaces correspondientes a los receptores Rx-AO y Rx-MC, representados en la Fig. 4.27 (a), se ha considerado una distancia de separación entre los receptores y el mejor spot $d_h = 2 \text{ m}$. Asimismo, se ha supuesto que los cabezales del Rx-MC tienen un FOV de 15° y un $n = 1.7$. En el Rx-AO el FOV considerado es 1.5° . En ambos receptores se ha

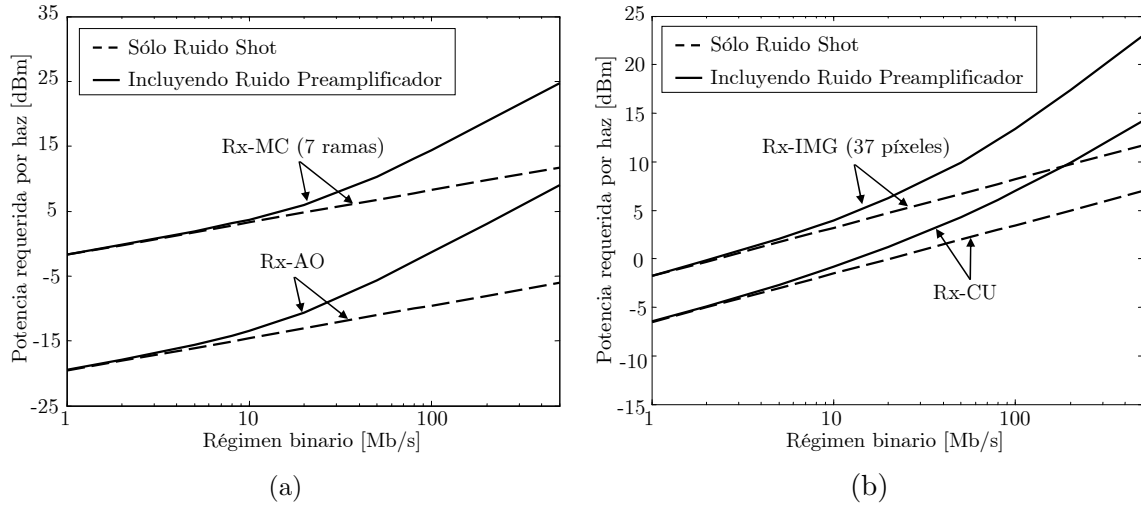


Figura 4.27: Potencia requerida por haz para superar una SNR umbral de 15 dB, en función del régimen binario de transmisión. (a) Enlaces basados en el Rx-AO y en el Rx-MC de 7 cabezales. (b) Enlaces basados en el Rx-CU y en el Rx-IMG de 37 píxeles. En todos los casos se ha considerado combinación SB .

asumido un tamaño de fotodetector $A_{\text{det}} = 3.44 \text{ mm}^2$. En los enlaces correspondientes a los receptores Rx-CU y Rx-IMG (Fig. 4.27 (b)) la distancia de separación entre los receptores y el spot se ha fijado igual a $d_h = 1.1 \text{ m}$. En este caso, el tamaño del fotodetector del Rx-CU es de $A_{\text{det}} = 1.8 \text{ mm}^2$, mientras que en el Rx-IMG de 37 píxeles, dicho tamaño es de $A_{\text{pixel}} = 32 \text{ mm}^2$. El sistema de lentes de ambos receptores tiene un diámetro de apertura de 3 cm. La respuesta del fotodiodo y el número-f de las lentes empleadas se han asumido en todos los casos igual a $r = 0.6 \text{ A/W}$ y 0.54 [58], respectivamente.

De la observación de las curvas representadas en la Fig. 4.27 se pueden extraer los siguientes comentarios. En primer lugar, se aprecia con claridad que, independientemente del tipo de receptor empleado, cuando el régimen binario de transmisión es menor que 10 Mb/s, la contribución debida al ruido interno es prácticamente despreciable. Sólo para velocidades superiores a 10 Mb/s se observa un incremento de la potencia requerida por efecto del ruido interno del preamplificador. El valor de dicho incremento varía en función del tipo de receptor empleado. De este modo, como se puede observar en la Fig. 4.27 (a), con el Rx-AO el incremento de potencia producido es algo mayor que el que se obtiene con el Rx-MC de 7 ramas, es decir, en estos dos receptores el aumento de la velocidad de transmisión tiende a reducir las diferencias existentes entre ambas estructuras. No obstante, esta reducción, al no ser muy severa, no va a afectar al estudio comparativo realizado en las secciones previas, a menos que se consideren velocidades de transmisión extremadamente altas.

Por otro lado, en la Fig. 4.27 (b) se aprecia que, en el caso de los receptores formadores de imagen (el Rx-CU y el Rx-IMG), el incremento de potencia que se obtiene con el Rx-CU es

menor que el incremento correspondiente al Rx-IMG de 37 píxeles. Es decir, en estos dos receptores, a diferencia de lo que ocurría en la figura anterior, el aumento del régimen binario de transmisión tiende a incrementar las diferencias existentes entre ambas estructuras, en favor del receptor propuesto. Sin embargo, como se puede observar, en este caso el efecto de ruido interno apenas altera las diferencias entre los receptores comparados.

4.5. Conclusiones

A modo de resumen, a partir del análisis realizado a lo largo de este capítulo se pueden extraer las conclusiones que se exponen a continuación de forma breve.

En lo que respecta al diseño del transmisor multispot, se ha constatado que los patrones de radiación que se muestran más apropiados para trabajar en combinación con los receptores propuestos son aquellos que garantizan que siempre existen al menos dos spots dentro del FOV total del receptor ya que, de este modo, se mitiga uno de los principales inconvenientes asociados a estos receptores que es su vulnerabilidad frente a los bloqueos. En este sentido, las simulaciones realizadas muestran que los patrones de malla cuadrada obtienen prestaciones ligeramente superiores a las de los patrones de malla hexagonal en recintos convencionales con planta cuadrada. Asimismo, se ha comprobado que el tamaño de los spots proyectados en el techo afecta enormemente a los parámetros SNR y al BW del enlace, así como al tiempo de búsqueda de los algoritmos de orientación de los receptores. Los resultados obtenidos en este caso indican que para mantener la mayor parte de los parámetros del sistema dentro de márgenes razonables lo más aconsejable es utilizar tamaños de spots con diámetros comprendidos entre 10 y 20 cm, respectivamente.

En lo que se refiere a los receptores propuestos, el análisis comparativo realizado ha permitido verificar su enorme superioridad frente a los receptores con diversidad angular convencionales en todos los aspectos analizados. En este sentido, los resultados obtenidos en las simulaciones muestran que el receptor de cabezal auto-orientable (Rx-AO) puede mejorar en más de 23 dB la SNR obtenida con el Rx-MC convencional de 7 ramas con combinación MRC, y en más de un orden de magnitud su ancho de banda, bajo las mismas condiciones de trabajo. Únicamente cuando el Rx-MC utiliza la combinación SB puede alcanzar anchos de banda similares, aunque inferiores, a los del Rx-AO.

La comparación entre el receptor formador de imagen de canal único (Rx-CU) y el receptor formador de imagen (Rx-IMG) arroja conclusiones similares. En este caso, los resultados indican que el Rx-CU puede mejorar en más de 12 dB la SNR obtenida por el Rx-IMG de 37 píxeles con combinación MRC, y en más de un orden de magnitud su BW. Asimismo, se ha comprobado que, cuando se aumenta el número de píxeles del Rx-IMG, sus prestaciones tienden a parecerse a las del Rx-CU. Sin embargo, para poder superar al Rx-CU se requiere emplear un número enorme de píxeles, mayor que 547, lo que, además de ser tecnológicamente complicado, implica consumos de potencia muy elevados.

En cuanto a la eficiencia en el uso de la potencia transmitida, el análisis realizado indica que los enlaces que emplean los receptores propuestos pueden operar con niveles de potencia extremadamente reducidos. De hecho, las simulaciones muestran que las potencia requeridas por haz, para superar una SNR de 15 dB en el 95 % de las ubicaciones, son de 3.5 mW en el caso del Rx-AO, y de 1.67 mW en el caso del Rx-CU. Estos niveles de potencia tan reducidos facilitan el cumplimiento de las limitaciones impuestas por la normativa de seguridad ocular descrita en el capítulo 2. Por el contrario, cuando se utilizan los receptores con diversidad convencionales, se necesita transmitir potencias mucho mayores, que no son compatibles con los límites de emisión establecidos.

Por último, se ha comprobado que ni los bloqueos del spot principal del transmisor, ni las aberraciones que introduce el sistema de lentes en el caso del Rx-CU, degradan de forma significativa las prestaciones de los enlaces basados en los receptores propuestos. De hecho, los resultados obtenidos indican que, en algunos casos, esta degradación es incluso menor que la que sufren los enlaces formados con los receptores convencionales. Asimismo, se ha constatado que cuando se considera la contribución del ruido interno del receptor, éste introduce un incremento de la potencia transmitida que aumenta con el régimen binario. No obstante, dicho incremento únicamente afecta al análisis comparativo realizado para velocidades de transmisión extremadamente altas.

Capítulo 5

Conclusiones y líneas futuras de investigación

5.1. Conclusiones generales

En este apartado se recogen las principales aportaciones y conclusiones que se han presentado a lo largo de esta tesis, que quedan resumidas en los puntos que se enumeran a continuación.

En primer lugar, y como aportación principal de esta tesis, se han propuesto dos nuevos diseños de receptores con diversidad angular para su uso en enlaces ópticos de tipo No-LOS. Ambos receptores comparten una misma idea de diseño, que consiste en dotar a su cabezal óptico de capacidad de orientación propia. En ambos casos, un sistema de control específico se encarga de gobernar la orientación del cabezal y de decidir, en todo momento, la dirección de apuntamiento del receptor. Dicho apuntamiento se lleva a cabo mediante un sistema de orientación electro-mecánico, que es diferente en cada receptor.

En la primera estructura propuesta, denominada receptor de cabezal auto-orientable (Rx-AO), el apuntamiento se consigue mediante un sistema electro-mecánico que permite el movimiento angular del cabezal óptico del receptor en acimut y elevación. En el segundo receptor, denominado receptor formador de imagen de canal único (Rx-CU), el apuntamiento se logra mediante un mecanismo que permite mover el fotodetector a lo largo del plano de imagen del sistema de lentes del receptor. La capacidad de orientación de ambos receptores, unida al estrecho campo de visión empleado, permite obtener excelentes resultados tanto de SNR como de BW.

Junto a los receptores propuestos, se han presentado un conjunto de criterios o reglas a seguir que permiten diseñar adecuadamente los principales parámetros que caracterizan el funcionamiento de dichos receptores, a saber: el tamaño del fotodetector, el diámetro de apertura de la lente, el campo de visión del cabezal, etc. Asimismo, a partir de las estruc-

turas de estos receptores originales, se han planteado algunas modificaciones que permiten operar en condiciones de obstrucción o bloqueo de la señal procedente del spot escogido. En este sentido, se ha propuesto emplear receptores con elementos ópticos y mecanismos de orientación duplicados que operarían siguiendo el esquema maestro-esclavo, de modo que, en caso de bloqueo, el control pasaría de un elemento al otro, evitando la caída del enlace.

En lo que respecta a los algoritmos que gobiernan la orientación de los receptores, se ha propuesto emplear un algoritmo de búsqueda dividido en dos etapas diferenciadas: una primera etapa de aproximación y una segunda de ajuste fino. Para la etapa de aproximación se ha sugerido utilizar un algoritmo de barrido en espiral, cuyo tamaño de salto debe escogerse en función del tamaño de los spots y del tamaño del fotodetector. Se ha comprobado que, debido a los cortos desplazamientos entre iteraciones consecutivas, este algoritmo de barrido es el método más rápido de aproximación a las coordenadas de orientación óptimas. Por otro lado, para la etapa de ajuste se ha planteado utilizar un algoritmo basado en el gradiente de la función a maximizar. En este caso, de las posibles variaciones del algoritmo se sugiere trabajar con aquélla que requiera un menor esfuerzo computacional.

Por otro lado, en cuanto al transmisor, para mitigar el problema de los bloqueos se ha propuesto emplear patrones de radiación que garanticen que siempre existe más de un spot dentro del campo de visión de los receptores. De este modo, si se produce un bloqueo, las estructuras propuestas pueden apuntar a un spot alternativo. Se ha comprobado que, en salas convencionales, los patrones uniformes con malla cuadrada presentan características ligeramente superiores a los de malla hexagonal, por lo que son los más apropiados para su uso en combinación con los receptores propuestos. También se ha constatado que el tamaño de los spots del transmisor tiene una gran influencia, tanto en los parámetros de SNR y BW del enlace como en el tiempo de búsqueda de los algoritmos de orientación. En esta línea, tras analizar su influencia, se ha propuesto emplear patrones que produzcan spots con tamaños comprendidos entre 10 y 20 cm de diámetro.

Con el fin de mostrar la superioridad de los receptores propuestos frente a los receptores con diversidad convencionales descritos en la bibliografía, se han desarrollado, para un escenario idealizado, expresiones analíticas originales que permiten obtener la SNR correspondiente a enlaces basados en los receptores propuestos (el Rx-AO y el Rx-CU), así como la SNR correspondiente a enlaces que utilizan los receptores con diversidad angular más significativos (el Rx-MC y el Rx-IMG) con combinación SB. Estas expresiones han servido para comprobar la mejora de prestaciones en términos de SNR y de eficiencia de potencia que ofrecen los receptores propuestos frente a los convencionales.

Tras esta evaluación preliminar de las prestaciones que ofrecen los receptores propuestos, en el capítulo 4 se ha completado el análisis del funcionamiento de estos receptores incluyendo en el estudio comparativo aspectos tales como: el efecto del tamaño de los spots en el BW del canal, la influencia de la luz artificial y natural en el funcionamiento de los receptores, el impacto de la presencia de aberraciones en el concentrador y bloqueos de los haces en la

potencia óptica requerida, el efecto de las técnicas de combinación en los parámetros de los enlaces con los receptores convencionales y, finalmente, la influencia del ruido interno del circuito receptor en el funcionamiento del enlace.

Con la finalidad de realizar simulaciones que tengan en cuenta todos estos aspectos se ha desarrollado un conjunto de programas que permiten obtener los principales parámetros que caracterizan el comportamiento de una gran variedad de enlaces ópticos de tipo No-LOS. En concreto, los programas elaborados permiten simular enlaces formados por transmisores y receptores con diversidad angular de cualquier tipo, en sala iluminadas con fuentes de luz natural y artificial. La elaboración de estos programas ha requerido adaptar los procedimientos de obtención de la respuesta al impulso del enlace y del cálculo de la potencia de luz ambiental a los receptores propuestos.

Los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas con estos programas, además de verificar las conclusiones extraídas en la evaluación preliminar, también han puesto de manifiesto la superioridad de los receptores propuestos en términos de ancho de banda. Asimismo, se ha comprobado que la penalización de potencia que provocan los bloqueos es menor en las estructuras propuestas que en los receptores con diversidad convencionales. Por el contrario, la penalización de potencia que introducen las aberraciones ópticas es mayor en el receptor formador de imagen de canal único propuesto que en el receptor formador de imagen convencional.

En los apartados siguientes se resumen las conclusiones más importantes relativas a las estructuras receptoras propuestas y a los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas en este trabajo.

5.1.1. Conclusiones sobre las estructuras propuestas

La extraordinaria mejora de prestaciones que ofrecen los receptores aquí propuestos frente a los receptores con diversidad convencionales está fundamentada en una serie de características propias de estas nuevas estructuras, que se resumen a continuación.

En primer lugar, una de las principales razones por la que las estructuras propuestas se muestran superiores a las convencionales reside en que las primeras consiguen combinar en un mismo diseño la gran ganancia óptica, propia del cabezal, con el elevado campo de visión global que se obtiene mediante el movimiento del sistema electro-mecánico. Esta combinación de parámetros contrapuestos permite a los nuevos receptores descritos obtener una excelente SNR en cualquier posición de la sala. Y es que el hecho de poder independizar el campo de visión total del campo de visión del cabezal permite a estas estructuras reducir extraordinariamente su FOV, adaptándolo al tamaño de los spots del transmisor, con lo que se optimiza la relación entre el nivel de señal y el nivel de ruido captado. Además, al estrecharse el FOV, la distorsión multitrayecto se hace prácticamente despreciable, obteniéndose un canal virtualmente sin distorsión y, por tanto, con un elevadísimo BW.

Otro aspecto esencial a favor de los receptores propuestos es la gran reducción en el volumen de su electrónica de recepción pues, al trabajar con un sólo fotodetector, estas estructuras emplean un circuito receptor único, en lugar de los múltiples circuitos que necesitan los receptores con diversidad convencionales. Esta gran simplicidad de la etapa de entrada, además de abaratar el coste del receptor y facilitar su implementación, también permite disminuir de forma muy notable el consumo de energía, aspecto de especial relevancia en equipos portátiles.

Las estructuras propuestas presentan, no obstante, dos inconvenientes. El primero es su vulnerabilidad frente a bloqueos del haz transmitido, pues, si se produce una obstrucción en la trayectoria del haz seleccionado, el enlace se pierde y el receptor debe buscar una nueva dirección para poder restablecerlo. No obstante, este inconveniente puede resolverse de manera eficaz, como se ha comentado anteriormente, mediante el uso de un elemento óptico adicional funcionando junto con el elemento principal en modo maestro-esclavo. El segundo inconveniente de las estructuras propuestas es la necesidad de un tiempo de establecimiento al comienzo de la comunicación para poder buscar la orientación óptima del cabezal. No obstante, un diseño adecuado del transmisor y del algoritmo de búsqueda de la mejor orientación contribuyen a mitigar estos inconvenientes.

Por último, aunque los dos receptores propuestos poseen propiedades similares, existen algunas diferencias que es necesario puntualizar. La primera radica en el campo de visión total que pueden alcanzar ambas estructuras. Así, mientras que el Rx-AO puede operar con valores de FOV_{total} muy elevados, de hasta 90° , en el Rx-CU este FOV está limitado a valores del orden de 30° . Esta limitación conduce a que las coberturas de los Rx-AO puedan ser mayores que las de los Rx-CU, y a que los Rx-AO puedan operar con transmisores que emplean menos haces, lo que da lugar a enlaces más eficientes. Por otro lado, la implementación del sistema de orientación del Rx-CU es similar a algunos sistemas existentes, como los empleados en las cabezas lectoras de los CDRM; por ello, su construcción está más acorde con la tecnología actualmente disponible y, por tanto, constituye una solución más realista para construir receptores.

5.1.2. Conclusiones sobre los resultados obtenidos

Del análisis de los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas en este trabajo se desprenden las siguientes conclusiones.

En primer lugar, se ha constatado que, en todas las situaciones analizadas, los enlaces que utilizan los receptores propuestos obtienen excelentes resultados de BW y SNR, muy superiores a los que alcanzan los receptores con diversidad convencionales. El altísimo ancho de banda obtenido en las simulaciones realizadas, siempre superior a 1 GHz, convierte a los receptores propuestos en estructuras idóneas para aplicaciones en las que se requieran elevadas tasas de transmisión. Asimismo, la excelente SNR obtenida permite que los enlaces basados

en los receptores propuestos puedan trabajar con potencias extremadamente reducidas en transmisión (del orden de algunos mW), que son compatibles con las estrictas limitaciones que impone la normativa de seguridad ocular

Las simulaciones han puesto de manifiesto que el tamaño de los spots afecta a las prestaciones finales de los enlaces basados en los receptores propuestos. De este modo, si se reduce el tamaño de los spots del transmisor se mejora tanto la SNR como el BW del enlace. No obstante, esto se consigue a costa de operar con haces más estrechos, que son potencialmente más dañinos, y de complicar el proceso de búsqueda de la mejor orientación. En consecuencia, como solución de compromiso, se ha propuesto trabajar con tamaños de spots comprendidos entre 10 y 20 cm.

Por otro lado, se ha comprobado que utilizando las estructuras convencionales con diversidad angular, empleando la técnica SB, pueden obtenerse anchos de banda extraordinariamente elevados, similares a los de los receptores propuestos. No obstante, esto se consigue a costa de utilizar potencias de transmisión elevadas. Por el contrario, cuando se emplea la combinación MRC se pueden obtener enlaces eficientes, pero con un BW muy pobre. Es decir, utilizando los receptores convencionales es posible conseguir un buen resultado de BW o de SNR, pero no ambos simultáneamente. En el caso del Rx-IMG, es posible mejorar la eficiencia del enlace incrementando el número de píxeles empleados. Sin embargo, este aumento complica y encarece el diseño final del receptor, además de incrementar su consumo.

En lo que respecta a la influencia de la luz ambiental, los resultados obtenidos en las simulaciones indican que las variaciones espaciales que provoca la luz natural afectan tanto a la SNR como al BW de los enlaces basados en los receptores propuestos. En concreto, en las situaciones habituales en las que la luz procede de una zona concreta de la sala, por ejemplo de una ventana, el efecto que ésta produce sobre los parámetros SNR y BW del enlace es contrapuesto. De este modo, la SNR tiende a reducirse a medida que el receptor se acerca a la ventana, mientras que el BW tiende a aumentar. Este mismo efecto también se ha observado en los receptores con diversidad convencionales con combinación SB.

En las simulaciones se ha verificado que, en los cuatro tipos de receptores simulados, el incremento de potencia óptica transmitida que introducen los bloqueos y las aberraciones ópticas es relativamente reducido. En caso de bloqueo, los enlaces basados en los receptores con diversidad convencionales requieren incrementos de potencia mayores que los basados en los receptores propuestos. Por el contrario, las aberraciones ópticas provocan una degradación mayor en los receptores formadores de imagen de canal único que en los receptores formadores de imagen convencionales.

Por último, se ha comprobado que, en los receptores simulados, el efecto del ruido interno es despreciable frente al del ruido ambiental para velocidades de transmisión moderadas de hasta aproximadamente 10 Mb/s. A partir de esta velocidad, el ruido interno provoca en todos los casos un incremento de la potencia transmitida que aumenta con el régimen binario

de transmisión. No obstante, debido a que este aumento se produce en los cuatro receptores analizados, el efecto del ruido interno apenas afecta al análisis comparativo realizado.

5.2. Líneas futuras de investigación

A continuación se presentan brevemente algunas de las líneas futuras de trabajo, que han surgido en el desarrollo de los temas que aquí se han estudiado.

En primer lugar, la línea de continuación de este trabajo que se plantea como más inmediata consiste en continuar el desarrollo y montaje de prototipos para las dos estructuras de receptor que se han propuesto en esta tesis. De este modo, se podrán validar de forma experimental lo más completa posible los resultados de simulación que aquí se han presentado. En esta línea ya se han realizado algunos trabajos en [99], en el contexto del Proyecto TIC03-05012, relativos al montaje de un prototipo del receptor formador de imagen de canal único.

Relacionado con el desarrollo de prototipos, otra línea de estudio a seguir consiste en analizar sobre DSPs reales el comportamiento de los algoritmos de búsqueda de la orientación del receptor propuestos en este trabajo. Una primera aproximación a este desarrollo se inició en [100], donde se programaron algoritmos de búsqueda estadísticos sobre un DSP de la familia TMS320C6000 de Texas Instruments. La idea sería extender este estudio a los algoritmos de búsqueda de barrido y de gradiente que se han descrito en este trabajo. También podría incluirse dentro de esta misma línea el análisis de distintos algoritmos para la gestión de la orientación en los receptores constituidos por dos elementos ópticos que operan según el esquema maestro-esclavo y solucionan el problema de los bloqueos.

Otra posible línea de trabajo, complementaria con el montaje de receptores, consiste en completar el estudio de los enlaces basados en los receptores propuestos, investigando aquellos esquemas de señalización que se adapten mejor a las condiciones propias de estos enlaces.

Finalmente, aunque los receptores con diversidad angular propuestos en esta tesis se han desarrollado para aplicaciones de interior, podría plantearse la idea de trasladar las técnicas investigadas en este trabajo, tanto de diversidad como de apuntamiento, a otro tipo de aplicaciones como, por ejemplo, los sistemas de comunicaciones inalámbricos en el interior de satélites, o los sistemas ópticos para comunicaciones atmosféricas.

Referencias

- [1] *IEEE 802.11 Standard*. Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos, <http://ieeexplore.ieee.org>.
- [2] *IEEE 802.3 Standard*. Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos, <http://ieeexplore.ieee.org>, 2003.
- [3] *IrDA Physical Layer Specification*. IrDA. Infrared Data Association, <http://www.irda.org>.
- [4] *CNAF. Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias*. Ministerio de Industria, Turismo y Comercio, 2005.
- [5] *Bluetooth Specification version 2.1*. Bluetooth Special Interest Group, <http://www.bluetooth.com>.
- [6] D. R. Wisely, "A 1 Gbit/s optical wireless tracked architecture for ATM delivery," in *Proc. Inst. Elect. Eng. Coll. Opt. Free Space Commun. Links*, London, UK, 1996, pp. 14/1–14/7.
- [7] D. Heatley and I. Neild, "Optical wireless-the promise and the reality," in *IEE Colloquium on Optical Wireless Communications (Ref. No. 1999/128)*, 22 June 1999, pp. 1/1–1/6.
- [8] M. Castillo-Vázquez and A. Puerta-Notario, "Single-channel imaging receiver for optical wireless communications," *IEEE Communications Letters*, vol. 9, no. 10, pp. 897–899, October 2005.
- [9] J. Barry, *Wireless Infrared Communications*, R. Gallager, Ed. Kluwer Academic Publishers, 1994.
- [10] J. Kahn and J. Barry, "Wireless infrared communications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, no. 2, pp. 265–298, Feb. 1997.
- [11] *IEC-60825-1 Standard*. Comisión Electrotécnica Internacional (IEC), 1998, <http://www.iec.ch>.

- [12] I. Arruego, J. Martinez, S. Rodriguez, and H. Guerrero, "Optical wireless techniques demonstration on board Nanosat-01," in *Optical Wireless On-board Communications Workshop ESA/ESTEC*, Noordwijk, 29-30 September 2004.
- [13] M. Castillo-Vázquez, Puerta-Notario, and G.-R. A., "Single-channel optical receivers for intra-satellite wireless data communications," in *Wireless for Space Applications Workshop ESA/ESTEC*, Noordwijk, 10-13 July 2006.
- [14] J. Garrido-Balsells, A. García-Zambrana, and A. Puerta-Notario, "Variable weight MPPM technique for rate-adaptive optical wireless communications," *IEE Electronics Letters*, vol. 42, pp. 43–44, 2006.
- [15] O. González, R. Pérez-Jiménez, S. Rodriguez, J. Rabadán, and A. Ayala, "OFDM over indoor wireless optical channel," *IEE Proc.-Optoelectron.*, vol. 152, no. 4, pp. 199–204, August 2005.
- [16] F. Gfeller and U. Bapst, "Wireless in-house data communications via diffuse infrared radiation," *Proceedings of the IEEE*, vol. 67, pp. 1474–1486, 1979.
- [17] J. Barry, J. Kahn, W. J. Krause, E. A. Lee, and D. G. Messerschmitt, "Simulation of multipath impulse response for wireless optical channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 11, no. 3, pp. 367–379, April 1993.
- [18] J. M. Kahn, R. You, P. Djahani, A.G.Weisbin, B. K. Teik, and A. Tang, "Imaging diversity receivers for high-speed infrared wireless communications," *IEEE Communications Magazine*, vol. 36, pp. 88–94, 1998.
- [19] J. Carruther and J. Kahn, "Angle diversity for nondirected wireless infrared communication," *IEEE Transactions on Communications.*, vol. 48, no. 6, pp. 960–969, June 2000.
- [20] S. Jivkova and M. Kavehrad, "Receiver designs and channel characterization for multi-spot high-bit-rate wireless infrared communications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 12, pp. 2145–2153, Dec. 2001.
- [21] A. Tavares, R. Valadas, R. L. Aguiar, and A. O. Duarte, "Angle diversity and rate-adaptive transmission for indoor wireless optical communications," *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, no. 3, pp. 64–73, Mar. 2003.
- [22] M. Castillo-Vázquez, A. García-Zambrana, and A. Puerta-Notario, "Angle diversity with rate-adaptive transmission using repetition coding and variable silence periods for wireless infrared communications," in *IEEE 59th Vehicular Technology Conference, VTC '04-Spring*, vol. 1, 17-19 May 2004, pp. 415–419Vol.1.
- [23] —, "Self-orienting receiver using rate-adaptive transmission based on OOK formats with memory for optical wireless communications," in *IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '04*, vol. 2, 29 Nov.-3 Dec. 2004, pp. 1225–1229Vol.2.

- [24] —, “Power-efficient wireless infrared communications using self-orienting imaging receivers and rate-adaptive transmission,” in *9th World Multi-Conference on Systems, Cybernetics and Informatics*, vol. 5, Orlando, USA, July 2005, pp. 29–34.
- [25] J. Garrido-Balsells, A. García-Zambrana, and A. Puerta-Notario, “Novel block coding method for rate-adaptive optical wireless communications systems,” in *IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '05.*, vol. 1, 28 Nov.-2 Dec. 2005, p. 5pp.
- [26] F. Gfeller, M. D. Lange, W. Hirt, and B. Weiss, “Wireless infrared transmission: How to reach all office space,” in *IEEE Vehicular Technology Conf.*, Atlanta, USA, Apr. 1996, pp. 1535–1539.
- [27] F. Gfeller and W. Hirt, “Advanced Infrared (AIr): physical layer for reliable transmission and medium access,” in *Proc. International Zurich Seminar on Broadband Communications*, Zurich, Switzerland, Feb. 2000, pp. 77–84.
- [28] A. García-Zambrana and A. Puerta-Notario, “Large change rate-adaptive indoor wireless infrared links using variable silence periods,” *Electronics Letters*, vol. 37, no. 8, pp. 524–525, 2001.
- [29] —, “Rate-adaptive modulation techniques for indoor wireless infrared links at bit rates of wide dynamic range,” in *IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference, VTC '01-Spring.*, vol. 4, 6-9 May 2001, pp. 2313–2317vol.4.
- [30] —, “Novel approach for increasing the peak-to-average optical power ratio in rate-adaptive optical wireless communications systems,” *IEE Proc.-Optoelectron.: Special Issue on Optical Wireless Communications*, vol. 150, no. 5, pp. 439–444, 2003.
- [31] O. Gonzalez, R. Perez-Jimenez, S. Rodriguez, J. Rabadan, and A. Ayala;, “Adaptive OFDM system for communications over the indoor wireless optical channel,” *IEE Proc.-Optoelectron.*, vol. 153, pp. 139–144, 2006.
- [32] G. Yun and M. Kavehrad, “Spot-diffusing and fly-eye receivers for indoor infrared wireless communications,” in *IEEE Conf. on Sel. Topics in Wireless Communications*, Vancouver, Canada, June 1992, pp. 286–292.
- [33] B. Mendoza, S. Rodriguez, R. Perez-Jimenez, O. Gonzalez, and E. Poves, “Considerations on the design of sectorized receivers for wireless optical channels using a Monte-Carlo-based ray-tracing algorithm,” *IEE Proc.-Optoelectron.*, vol. 1, pp. 226 – 232, 2007.
- [34] R. Valadas and A. Duarte, “Sectorized receivers for indoor wireless optical communications systems,” in *IEEE 5th Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Commun, PIMRC '94.*, The Hague, Netherlands, Sept. 1994, pp. 1090–1095.

- [35] V. Jungnickel, A. Forck, T. Haustein, U. Kruger, V. Pohl, and C. von Helmolt, "Electronic tracking for wireless infrared communications," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, no. 5, pp. 989–999, Sept. 2003.
- [36] A. Al-Ghamdi and J. Elmirghani, "Spot diffusing technique and angle diversity performance for high speed indoor diffuse infra-red wireless transmission," *IEE Proc.-Optoelectron.*, vol. 151, pp. 46–52, 2004.
- [37] S. Hranilovic and F. Kschischang, "A pixelated MIMO wireless optical communications system," *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 12, no. 4, pp. 859–874, August 2006.
- [38] A. Tavares, R. Valadas, and A. de Oliveira Duarte, "Performance of an optical sectorized receiver for indoor wireless communications systems in presence of artificial and natural noise sources," in *SPIE's Photonics East '95 International Symposium*, Philadelphia, October 1995.
- [39] A. Tavares, R. Valadas, R. Aguilar, and A. O. Duarte, "Experimental characterization of rate-adaptive transmission and angle diversity reception techniques," *IEEE Wireless Communications*, pp. 36–44, April 2003.
- [40] A. Boucouvalas, "Indoor ambient light noise and its effect on wireless optical links," *IEE Proc.-Optoelectron.*, vol. 143, pp. 334–338, June 1996.
- [41] K. Sterckx, J. Elmirghani, and R. Cryan, "Sensitivity assessment of a three-segment pyramidal fly-eye detector in a semidisperse optical wireless communication link," *IEE Proc.-Optoelectron.*, vol. 147, no. 4, pp. 286–294, Aug. 2000.
- [42] A. Al-Ghamdi and J. Elmirghani, "Optimization of a triangular PFDR antenna in a fully diffuse OW system influenced by background noise and multipath propagation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 12, pp. 2103–2113, 2003.
- [43] —, "Line strip spot-diffusing transmitter configuration for optical wireless systems influenced by background noise and multipath dispersion," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 01, pp. 37–45, 2004.
- [44] A. Moreira, R. Valadas, and A. O. Duarte, "Optical interference produced by artificial light," *Wireless Networks*, vol. 3, no. 2, pp. 131–140, 1997.
- [45] A. García-Zambrana and A. Puerta-Notario, "RZ-Gaussian pulses reduce the receiver complexity in wireless infrared links at high bit rates," *IEE Electronics Letters*, vol. 35, no. 13, pp. 1059–1061, 1999.
- [46] A. García-Zambrana, "Técnicas de modulación en enlaces ópticos no guiados de alta velocidad para redes de área local," Tesis Doctoral, E.T.S.I. Telecomunicación, Universidad de Málaga, 1998.

- [47] S. Karp, R. Gagliardi, S. Moran, and L. Stotts, *Optical Channels*. Plenum Press, 1988.
- [48] R. Otte, L. de Jong, and A. van Roermund, *Low-Power Wireless Infrared Communications*. Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [49] M. Fernández-Navarro, “Caracterización del canal en sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas por difusión total,” Tesis Doctoral, E.T.S.I. Telecomunicación, Universidad de Málaga, 1999.
- [50] G. Keiser, *Optical Fiber Communications*. McGraw-Hill, Inc., 1991.
- [51] R. Smith and S. Personick, “Receiver design for optical fiber communications,” *Topics in Applied Physics*. Springer-Verlag, vol. 39, pp. 89–159, 1987.
- [52] S. Alexander, *Optical Communication Receiver Design*. SPIE Optical Engineering Press and Institution of Electrical Engineering, 1997.
- [53] W. Weldford and R. Winston, *High Collection Nonimaging Optics*. Academic Press, 1989.
- [54] K. Ho and J. Kahn, “Compound parabolic concentrators for narrowband wireless infrared receivers,” *Optical Engineering*, vol. 34, no. 5, pp. 1385–1395, 1995.
- [55] R. Ramirez-Iniguez and R. Green, “Optical antenna design for indoor optical wireless communications systems,” *International Journal of Communication Systems*, pp. 229–245, 2005.
- [56] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, T. Kailath, Ed. Prentice-Hall International, Inc., 1991.
- [57] E. J. Góngora Cañada, “Receptor por diversidad angular para comunicaciones ópticas no guiadas,” Proyecto Fin de Carrera, E.T.S. Telecomunicación, Universidad de Málaga, 2001.
- [58] P. Djahani and J. Kahn, “Analysis of infrared wireless links employing multibeam transmitters and imaging diversity receivers,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 12, pp. 2077–2088, Dec. 2000.
- [59] S. Jivkova, B. Hristov, and M. Kavehrad, “Power-efficient multispot-diffuse multiple-input-multiple-output approach to broad-band optical wireless communications,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 53, no. 3, pp. 882–889, May 2004.
- [60] D. O’Brien, G. Faulkner, K. Jim, E. Zyambo, D. Edwards, M. Whitehead, P. Stavrinou, G. Parry, J. Bellon, M. Sibley, V. Lalithambika, V. Joyner, R. Samsudin, D. Holburn, and R. Mears, “High-speed integrated transceivers for optical wireless,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, pp. 58–62, 2003.

- [61] D. O'Brien, G. Faulkner, and E. Z. et al., "Integrated transceiver for optical wireless communications," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 173–183, February 2005.
- [62] V. Joyner, D. Holburn, D. O'Brien, and G. Faulkner, "A CMOS imaging diversity receiver chip with a flip-chip integrated detector array for optical wireless links," in *IEEE Lasers & Electro-Optics Society.*, Oct. 2006, pp. 927–928.
- [63] F. Parand, G. Faulkner, and D. O'Brien, "Cellular tracked optical wireless demonstration link," *IEE Proc.-Optoelectron.*, vol. 150, no. 5, pp. 490–496, October 2003.
- [64] V. Jungnickel, T. Haustein, A. Forck, and C. V. Helmolt, "155 Mbit/s wireless transmission with imaging infrared receiver," *IEE Electronics Letters*, vol. 37, no. 5, pp. 314–315, 2001.
- [65] B. Leibowitz, B. Boser, and K. Pister, "A 256-element CMOS imaging receiver for free-space optical communications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, pp. 1948–1956, 2005.
- [66] K. Kagawa, T. Ikeuchi, J. Ohta, and M. Nishino, "An image sensor with a photoreceiver function for indoor optical wireless LANs fabricated in 0.8- μm BiCMOS technology," in *Proc. of IEEE Sensors*, vol. 1, 2004, pp. 288–291.
- [67] A. Tang, J. Kahn, and K.-P. Ho, "Wireless infrared communication links using multi-beam transmitters and imaging receivers," in *IEEE International Conference on Communications, ICC 96, Conference Record, Converging Technologies for Tomorrow's Applications.*, vol. 1, 23–27 June 1996, pp. 180–186vol.1.
- [68] S. Jivkova and M. Kavehrad, "Transceiver design concept for cellular and multispot diffusing regimes of transmission," *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, vol. 1, pp. 30–38, 2005.
- [69] P. L. Eardley, D. R. Wisely, D. Wood, and P. McKee, "Holograms for optical wireless LANs," *IEE Proc.-Optoelectron.*, vol. 143, no. 6, pp. 365–369, December 1996.
- [70] S. Jivkova and M. Kavehrad, "Indoor wireless infrared local access, multi-spot diffusing with computer generated holographic beam-splitters," in *IEEE International Conference on Communications, ICC 99.*, vol. 1, 1999, pp. 604 – 608.
- [71] 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.
- [72] G. M. Marsh and J. M. Kahn, "Performance evaluation of experimental 50-Mb/s diffuse infrared wireless link using on-off keying with decision-feedback equalization," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, pp. 1496–1504, November 1996.

- [73] K. Akavan, M. Kavehrad, and S. T. Jivkova, "High-speed power-efficient indoor wireless infrared communication using code combining-Part I," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 7, pp. 1098–1109, July 2002.
- [74] Y. Alqudah and M. Kavehrad, "MIMO characterization of indoor wireless optical link using a diffuse-transmission configuration," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no. 9, pp. 1554–1560, September 2003.
- [75] A. Al-Ghamdi and J. Elmirghani, "Analysis of diffuse optical wireless channels employing spot-diffusing techniques, diversity receivers, and combining schemes," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, pp. 1622 – 1631, 2004.
- [76] —, "Performance evaluation of a triangular pyramidal fly-eye diversity detector for optical wireless communications," *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, no. 3, pp. 80–86, March 2003.
- [77] —, "Performance evaluation of a piramidal fly-eye diversity antenna in an indoor optical wireless multipath propagation enviorement under very directive noise sources," *IEE Proc-Optoelectron.*, vol. 150, pp. 482–489, 2003.
- [78] J. Bellon, M. Sibley, D. Wisely, and S. Greaves, "Hub architecture for infra-red wireless networks in office enviroments," *IEE Proc.-Optoelectron.*, vol. 146, no. 2, pp. 78–82, April 1999.
- [79] A. Tavares, R. Valadas, and A. de Oliveira Duarte, "Design and implementation of a maximal-ratio angle-diversity receiver for optical wireless communication systems," in *Conference on Wireless Technologies and Systems: Millimeter wave and Optical. SPIE's International Symposium on Voice, Video and Data Communications.*, Dallas (EEUU), 1997.
- [80] R. L. Aguiar, A. Tavares, J. L. Cura, E. D. Vaaconcelos, L.Ñ. Alves, R. Valadas, and D. M. Santos, "Considerations on the design of transceivers for wireless optical LANs," *IEE Colloquium on Optical Wireless Communications (Ref. No. 1999/128)*, pp. 2/1–2/31, 1999.
- [81] L. Alves, R. Aguiar, E. de Vasconcelos, and J. Cura, "A sectored receiver for infrared wireless networks," in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Geneva, May 2000, pp. 429–432.
- [82] M. Castillo-Vázquez and A. Puerta-Notario, "Self-orienting receiver for indoor wireless infrared links at high bit rates," in *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC '03-Spring*, vol. 3, Jeju, Korea, Apr. 2003, pp. 1600–1604.
- [83] W. H. Press, S. A. Teulosky, W. T. Vetterling, and B. P. Flannery, *Numerical Recipes in C*. Cambrigdge University Press, 1996.

- [84] S. Rao, *Engineerin Optimization Theory and Practice*. John Wiley & Sons, Inc., 1996.
- [85] *CD-ROM Drive SH-C522C Guía de Usuario*, Samsung.
- [86] A. Sato, T. Ohtsuki, and I. Sasase, "Effects of shadowing on nondirected LOS indoor infrared wireless systems with site diversity," in *IEEE Vehicular Technogy Conf.*, 2000, pp. 1550–1554.
- [87] S. Jivkova and M. Kavehrad, "Shadowing and blockage in indoor optical wireless communications," in *IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '03.*, San Francisco, USA, Dec. 2003, pp. 3269–3273.
- [88] C. Lomba, R. Valadas, and A. d. O. Duarte, "Experimental characterisation and modelling of the reflection of infrared signals on indoor surfaces," *IEE Proc. Optoelectron.*, vol. 145, no. 3, pp. 191–197, June 1998.
- [89] H. Gross, *Handbook of Optical Systems: Vol. 1. Fundamentals of Technical Optics*. Wiley-VCH, 2005.
- [90] F. López-Hernández, R. Pérez-Jiménez, and A. Santamaría, "Monte Carlo calculation of impulse response on diffuse IR wireless indoor channels," *IEE Electronics Letters*, vol. 34, no. 12, pp. 1260–1261, June 1998.
- [91] J. Carruthers and P. Kannan, "Iterative site-based modeling for wireless infrared channels," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, pp. 759–765, 2002.
- [92] M. Fernandez-Navarro and A. Puerta-Notario, "Effects of specular surfaces of finite thickness on wireless optical communication channel response," *IEE Electronics Letters*, vol. 35, pp. 1652 – 1653, 1999.
- [93] J. B. Carruthers, S. Carrol, and P. kannan, "Propagation modelling for indoor optical wireless communications using fast multi-receiver channel estimation," *IEE Proc.-Optoelectron.*, vol. 150, no. 5, pp. 473–481, October 2003.
- [94] F. López-Hernández, R. Pérez-Jiménez, and A. Santamaría, "Modifed Monte Carlo scheme for high-efficiency simulation of the impulse response on diffuse IR wireless indoor channels," *IEE Electronics Letters*, vol. 34, no. 19, pp. 1819–1820, September 1998.
- [95] S. R. Pérez and O. B. R. Pérez Jiménez, "Concentrator and lens models for calculating the impulse response on IR-wireless indoor channels using a ray-tracing algorithm," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 36, no. 4, pp. 262–267, February 2003.
- [96] O. González, S. Rodríguez, R. Pérez-Jiménez, B. Mendoza, and A. Ayala, "Error analysis of the simulated impulse response on indoor wireless optical channels using a Monte Carlo-based ray-tracing algorithm," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 1, pp. 124–130, 2005.

- [97] D. W. K. Wong and G. C. K. Chen, "Optimization of spot pattern in indoor diffuse optical wireless local area networks," *Optics Express*, vol. 13, pp. 3000–3014, 2005.
- [98] M. Kavehrad and S. Jivkova, "Indoor broadband optical wireless communications: optical subsystems design and their impact on channel characteristics," *Optical Wireless Communications*, pp. 30–35, 2003.
- [99] A. E. Gallego Roji, "Diseño y realización de un enlace óptico inalámbrico para sistema de con diversidad angular mediante cabezal auto-orientable," Proyecto Fin de Carrera, E.T.S.I. Telecomunicación, Universidad de Málaga, 2006.
- [100] A. D. Martínez, "Algoritmos de control para su aplicación en cabezales auto-orientables en sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas," E.T.S.I. Telecomunicación, Universidad de Málaga. Trabajo de Investigación, Programa de Doctorado en Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones, 2007.