UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA

DEPARTAMENTO DE SEÑALES Y COMUNICACIONES

TESIS DOCTORAL

CONTRIBUCIÓN AL ESTUDIO DE LAS COMUNICACIONES ÓPTICAS DIFUSAS DE ALTA VELOCIDAD MENDIANTE SEÑALES DE ESPECTRO ENSANCHADO

JOSÉ ALBERTO RABADÁN BORGES

Las Palmas de Gran Canaria, Octubre de 2000

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

17/2000-01

UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA
UNIDAD DE TERCER CICLO Y POSTGRADO

Reunido el día de la fecha, el Tribunal nombrado por el Excmo. Sr. Rector Magfco. de esta Universidad, el/a aspirante expuso esta TESIS DOCTORAL.
Terminada la lectura y contestadas por el/a Doctorando/a las objeciones formuladas por los señores miembros del Tribunal, éste calificó dicho trabajo con la nota de SOBRESALIENTE CUM LAUDE P.U.

Las Palmas de Gran Canaria, a 15 de diciembre de 2000.

El/a Presidente/a: Dr. D. José Antonio Martín Pereda,

El/a Secretario/a: Dr.D. Pablo Dorta Naranjo,

El/a Vocal: Dr.D. Francisco J. López Hernández,

El/a Vocal: Dr.D. Juan C. Miñano Domínguez,

El/a Vocal: Dr.D. Alejandro Ayala Alfonso,

El Doctorando: D. José Alberto Rabadán Borges,

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA
Departamento de Señales y Comunicaciones

Tesis Doctoral

Contribución al Estudio de las Comunicaciones Opticas Difusas de Alta Velocidad Mediante Señales de Espectro Ensanchado

BIBLIOTECA UNIVERSITARIA
LAS PALMAS DE G. CANARIA
N.º Documento 240289
N.º Copia 651717

Autor: José Alberto Rabadán Borges
Tutor: Dr. Rafael Pérez Jiménez
Octubre de 2000

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

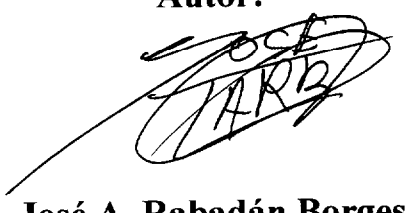
UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA
Departamento de Señales y Comunicaciones
Programa de doctorado: Tecnologías de las Telecomunicaciones

Tesis Doctoral

Contribución al Estudio de las Comunicaciones Opticas Difusas de Alta Velocidad Mediante Señales de Espectro Ensanchado

Tesis doctoral presentada por José Alberto Rabadán Borges y dirigida por el doctor Rafael Pérez Jiménez.

Autor:



José A. Rabadán Borges

Director:

Dr. Rafael Pérez Jiménez

Las Palmas de Gran Canaria, Octubre 2000

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

A Tere
A mi familia

Con perseverancia la tortuga llegó al Arca de Noé

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Agradecimientos

Tras el camino recorrido hasta la consecución de este trabajo, tengo presentes a todas aquellas personas que de un modo u otro, han intervenido en esta labor.

En primer lugar, quiero agradecer a mis padres y a toda mi familia el cariño que me han dado y el apoyo constante a lo largo de toda mi vida. Gracias por ayudarme a ser lo que soy.

Mención especial merece mi mujer, Teresa, por soportarme desde novios y por prestarme la fuerza de voluntad cuando a mí me faltaba. Gracias por darme felicidad, cariño y comprensión.

Quiero darle las gracias también a Miguel Angel, que estuvo conmigo codo con codo en el último tramo, aunque fuera desde Alemania. Gracias por tu entusiasmo y por poder discutir contigo a base de geris y giaku-gotes.

No puedo olvidarme del "buque insignia" del grupo, Paco, con el que comparto trabajo, ideas, ordenador y limonadas simpáticas.

Gracias a DXTN y a Raúl, el comando Madrid, que me abrieron las puertas del cacharreo y me dieron un espaldarazo para terminar esta Tesis. Realmente, "la verdad está en el laboratorio".

Quiero recordar aquí a Manolo Betancor, que comenzó todo esto y nos dejo un gran vacío y un ejemplo a seguir.

A mi tutor, Rafa, le debo estar donde estoy, sin su ayuda, esfuerzos y exigencias este trabajo no existiría. Gracias por llevar el timón con buen rumbo y por demostrarme que el trabajo siempre da fruto. Lo ves Rafa, tus espumarajos no han sido en vano.

Gracias también a Rufo y a Richard por compartir conmigo un verano de libros, tecla y soldador. Y a la "becaria" por darle emoción al último tramo de este trabajo.

Gracias en fin, a todos aquellos que han compartido conmigo los momentos de este ciclo y me han apoyado y animado.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Resumen

En este trabajo se analiza la introducción de técnicas de modulación de espectro ensanchado en los sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas de alta velocidad. Con ello se pretende comprobar si las características de estas técnicas suponen alguna mejora en las prestaciones de los enlaces por infrarrojos no guiados.

En este sentido, se estudia el efecto de las interferencias, debidas a la iluminación y otros sistemas de comunicación por infrarrojos, sobre estos sistemas ópticos con espectro ensanchado; así como las perturbaciones producidas por la propagación multicamino de la radiación infrarroja en un recinto cerrado. En ambos casos se comprueba una importante mejora de los sistemas propuestos, consistente en una reducción de las interferencias y en un aumento de la tasa de bit máxima del canal. Además, se introducen nuevas posibilidades, como el uso de acceso múltiple por división en código (CDMA en inglés) en las redes ópticas no guiadas en interiores.

Dentro de esta Tesis, se proponen diferentes metodologías de diseño de los sistemas de transmisión y recepción de las señales de espectro ensanchado en el enlace infrarrojo. Se presenta un esquema de propósito general y también, se ha desarrollado un nuevo esquema de espectro ensanchado síncrono, más sencillo y fácil de implementar, para su implantación en sistemas de comunicaciones no guiadas en interiores (válido para aplicaciones en el medio óptico y en radiofrecuencia).

Por otra parte, se obtienen nuevos resultados, en relación con las técnicas de espectro ensanchado y CDMA, que introducen nuevas posibilidades a la metodologías aquí propuestas y a los sistemas de espectro ensanchado en general. Así, se estudia el uso del mismo código con distinta velocidad para codificar dos canales distintos de la misma red. También se ha comprobado que es posible obtener información de los datos transmitidos a partir de las imperfecciones del sistema de sincronismo, y de las perturbaciones ocasionadas por el jitter.

Por último, se estudian diferentes técnicas de conformación de pulsos, para su incorporación a los sistemas propuestos en este trabajo. De este análisis, se ha podido deducir que la conformación introduce algunas nuevas ventajas a los sistemas de espectro ensanchado; si bien, a costa de una mayor complejidad de los sistemas. Se ha desarrollado un prototipo de conformación de pulso de baja complejidad y se presentan los resultados obtenidos.

También se presentan las posibles líneas abiertas para futuros trabajos que partan de esta Tesis.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Summary

In this work, the application of Spread Spectrum (SS) modulation techniques in high-speed wireless optical channels is analyzed. The purpose of this study is to check if these techniques introduce any significant improvement in the wireless infrared links.

We also study the effect of interference produced by illumination and other infrared systems. We have paid special attention to multipath propagation on the in-house infrared channel. In both cases, we can conclude that using SS systems implies an interference reduction and an increasing of the robustness against time-dispersion of the channel. Besides, they introduces new possibilities, as the use of code division multiple access (CDMA) in the in-house wireless optical networks.

In this Thesis we propose different design techniques of the Spread Spectrum signal transmission and reception systems over the infrared channel. A general purpose scheme is presented. We have also developed a new synchronous SS scheme, simpler and easier to implement, for in-house wireless communications applications. These techniques are also suitable for radiofrequency transmissions.

In the other hand, we have obtained new results in SS and CDMA techniques, introducing new possibilities to the previously proposed techniques and to the general SS systems. In this way, we study the use of the same spreading code but with different chip clock, for the spreading of two different channels in the same network. We have also verified that it is possible to obtain information related to data bits through synchronism system imperfections and jitter produced distortion.

Finally, we have studied different pulse conformation techniques, in order to be incorporated in this work. From this analysis, we can conclude that there is a compromise between the increasing on complexity, needed for pulse conformation, and the high frequency reduction on the spread signal, while maintaining the process gain. We have developed a low-complexity prototype for testing, and extensive measurements are presented and comented. New guidelines for future works are also presented.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Índice

1. Introducción I.1

1.1. Comunicaciones ópticas frente a comunicaciones por radio I.3

2. Antecedentes II.1

2.1. Introducción II.1
2.2. Sistemas no guiados de transmisión de datos II.1
2.2.1. Redes punto a punto por radiofrecuencia II.2
2.2.2. Redes locales no guiadas por radiofrecuencia II.2
2.2.3. Sistemas de espectro ensanchado y redes CDMA II.4
2.3. Sistemas no guiados de transmisión de datos por enlace infrarrojo en Interiores II.5
2.3.1. Enlaces punto a punto de alta velocidad II.5
2.3.2. Enlaces punto a punto de baja/media velocidad II.6
2.3.3. Redes en difusión II.7
2.4. Características generales de las redes ópticas no guiados II.9
2.4.1. Circuitos y componentes de un transceptor óptico II.9
2.4.2. Caracterización de canales II.12
2.4.3. Estándar 802.11 ..... II.12

3. Fundamentos de los sistemas de espectro ensanchado III.1

3.1. Introducción III.1
3.2. Concepto de espectro ensanchado III.2
3.3. Respuesta a las interferencias III.4
3.4. Señales de código III.7
3.4.1. Secuencias con registros de desplazamiento III.8
3.4.2. Autocorrelación de secuencias pseudoaleatorias III.9
3.4.3. Otros códigos III.17
3.5. Respuesta a la mutipropagación III.18
3.6. CDMA III.20
3.7. Otras propiedades III.22
3.7.1. Reducción de la densidad de energía III.22
3.7.2. Alta resolución de medida de retardos III.22
3.8. Tipos de sistemas de SS III.23
3.9. Sistemas DSSS III.25
3.9.1. Método de ensanche III.25
3.9.2. Respuesta a las interferencias III.27
3.9.3. Acceso múltiple III.30
3.10. Componentes de un sistema DSSS III.32
3.10.1. Generación y demodulación de la señal ensanchada III.32
3.10.2. Sincronización III.33
3.10.2.1. Adquisición III.34
3.10.2.2. Seguimiento III.35
3.10.3. Efecto de los errores de sincronización III.37
3.11. Conclusiones III.39

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

4. Evaluación de los sistemas DSSS en el canal óptico no guiado IV.1

4.1. Introducción IV.1
4.2. Componentes de un enlace IR no guiado IV.1
4.2.1. Emisor óptico IV.2
4.2.2. Receptor óptico IV.3
4.2.3. Reflector IV.4
4.3. Respuesta impulsional del canal infrarrojo IV.5
4.3.1. Cálculo de la respueste h(t) IV.5
4.3.2. Clasificación de los canales IR no guiados IV.8
4.3.2.1. Canal con línea de visión directa o punto a punto IV.8
4.3.2.2. Canal en difusión IV.9
4.3.2.3. Canal en quasi-difusión IV.9
4.4. Ruido en el canal óptico no guiado IV.10
4.5. Aplicación de sistemas DSSS al canal infrarrojo no guiado IV.12
4.5.1. Respuesta ante interferencias de banda estrecha IV.13
4.5.2. Respuesta a la multipropagación IV.14
4.5.3. Acceso múltiple CDMA en el canal IR IV.15
4.6. Conclusiones IV.16

5. Conformación de señales DSSS V.1

5.1. Introducción V.1
5.2. Conformación senoidal V.2
5.2.1. Conformación de los datos V.3
5.2.2. Conformación del código V.3
5.2.3. Conformación de la señal ensanchada V.4
5.2.4. Conformación de las señales de código y datos V.4
5.3. Conformación gaussiana V.5
5.3.1. Filtrado gaussiano V.5
5.3.2. Conformación gaussiana V.9
5.4. Respuesta frente al ruido blanco e interferencias de banda estrecha V.10
5.5. Sistema de conformación V.12
5.6. Efectos de la conformación en la función de correlación de las señales DSSS V.16
5.7. Demodulación de señales conformadas V.19
5.8. Correlación de señales conformadas con señales sin conformar V.22
5.9. Conclusiones V.26

6. Sistemas DSSS síncronos VI.1

6.1. Introducción VI.1
6.2. Red CDMA con piloto de sincronización VI.2
6.3. Sistema de sincronización VI.3
6.4. Interferencia producida por el piloto VI.10
6.4.1. Interferencia de pilotos realizados con portadora VI.11
6.4.2. Interferencia de pilotos realizados con el reloj de código VI.13
6.5. Evaluación de las prestaciones del sistema VI.15
6.6. Extensión del número de canales disponibles VI.17
6.7. Conclusiones VI.19

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

7. Metodología de diseño VII.1

7.1. Introducción VII.1
7.2. Sistema para comunicaciones WIR-DSSS VII.2
7.2.1. Especificaciones generales del sistema VII.2
7.2.2. Diagrama de bloques VII.3
7.2.3. Transmisor DSSS VII.4
7.2.4. Emisor óptico VII.6
7.2.5. Receptor óptico VII.7
7.2.6. Demodulador DSSS VII.8
7.3. Sistema de conformación de pulsos VII.10
7.3.1. Descripción general VII.10
7.3.2. Diagrama de bloques VII.12
7.3.3. Conformador VII.13
7.3.4. Otros elementos VII.14

8. Medidas y resultados VIII.1

8.1. Introducción VIII.1
8.2. Sistema WIR-DSSS VIII.2
8.2.1. Transmisor DSSS VIII.2
8.2.2. Receptor DSSS VIII.3
8.2.3. Enlace óptico no guiado VIII.6
8.3. Sistema de conformación de señales DSSS VIII.8
8.4. Conclusiones VIII.11

9. Conclusiones y líneas abiertas IX.1

9.1. Conclusiones IX.1
9.2. Líneas abiertas IX.5

Referencias bibliográficas: libros, artículos y ponencias en congresos
Referencias bibliográficas: direcciones en la red

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

GLOSARIO

A/D	Analógico/Digital
ACI	Adjacent Carrier Interference
APD	Avalanche PhotoDiode
ASK	Amplitude Shift Keying
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
CSMA	Collision Sense Multiple Access
D/A	Digital/Analógico
DAC	Digital/Analog Converter
DDS	Direct Digital Synthesizer
DEP	Densidad Espectral de Potencia
DLL	Delay Locked Loop
DSP	Digital Signal Processor
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FEC	Fowar Error Correction
FH/DS SS	Frequency Hopping / Direct Sequence Spread Spectrum
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
FM	Frecuencia Modulada
FOV	Field Of View
FQPSK	Filtered Quadrature Phase Shift Keying
GMSK	Gaussina Minimun Shift Keying
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System Mobile
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineer
IJF	Interference Jitter Free
ILD	Infrared Laser Diode
IR	InfraRed
IrDA	Infrared Data Association
IRED	InfraRed Emitter Diode
LED	Light Emitter Diode
LOS	Line Of Sight
LPD	Low Probability of Detection
MAI	Multiple Access Interference
MLS	Maximum Length Sequence
MUI	Multi User Interference
NRZ	Non Return to Zero
OOK	On Off Keying
PIN	Positive Intrinsic Negative
PLL	Phase Locked Loop
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RF	RadioFrecuencia
SSC	Sliding Series Correlator
TDMA	Time Division Multiple Access
TH/FH SS	Time Hopping / Frequency Hopping Spread Spectrum

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

THSS	Time Hopping Spread Spectrum
VCO	Voltage Controlled Oscillator
WIR-DSSS	Wireless InfraRed Direct Sequence Spread Spectrum
WIR-LAN	Wireless InfraRed Local Area Network

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

BIBLIOTECA GENERAL

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

1. Introducción

Los sistemas de transmisión de datos no guiados han experimentado un gran desarrollo en los últimos años. Tal desarrollo ha estimulado la demanda de estos servicios por parte de los usuarios de ordenadores y otros sistemas informáticos, en pos de conseguir dotar a las redes informáticas de una mayor flexibilidad y dinamismo. Dicha demanda ha provocado el desarrollo de diferentes estándares, tanto en el caso de telefonía (GSM y DECT entre otros), como en el de redes locales no guiadas (IEEE 802.11, 802.15, HIPERLAN, etc).

Como soporte de este tipo de comunicaciones se contó, en primer lugar, con los sistemas de radiofrecuencia, que aportan una tecnología muy fiable y probada desde hace tiempo y con amplias zonas de cobertura para los usuarios. Sin embargo, tienen el problema de la asignación de frecuencias, un recurso escaso y de dominio público; y sobre todo se ven afectados por interferencias provenientes de emisiones externas. Por tanto, la instalación de estos sistemas esta condicionada a la disponibilidad de espectro radioeléctrico.

Por otro lado, los sistemas de comunicaciones ópticas están ganando terreno dentro del ámbito de los sistemas no guiadas en interiores, donde las distancias a cubrir son moderadas y están dentro de su margen de operación. Además, introducen las ventajas de un reducido coste y tamaño, que permiten integrarlos en casi cualquier sistema, por pequeño y de bajo coste que éste sea (por ejemplo: calculadoras o teléfonos

móviles). A todo esto se pueden añadir otras ventajas que se comentan más adelante. Sin embargo, los sistemas ópticos no guiados también presentan algunas deficiencias, comparados con los sistemas de transmisión por radio. El canal óptico difuso en interiores se ve afectado por fuentes de ruido e interferencia, como las debidas a iluminación y a otros sistemas infrarrojos [Santamaría93]; además de presentar un fuerte efecto de multipropagación [Carruthers96] [Kahn94], debido a que cada una de las superficies reflectantes actúa a su vez como un emisor.

En este trabajo, se pretende proponer una metodología de diseño para circuitos emisores y receptores en redes no guiadas, con enlaces ópticos basados en técnicas de espectro ensanchado. Con ello se pretende mejorar las características que presentan las comunicaciones ópticas no guiadas en la actualidad; circunscritas a enlaces de corto alcance, baja velocidad y transmisiones en banda base [Pérez-Jiménez95] [Harris94]. Con este trabajo, se busca acercar las prestaciones de los sistemas infrarrojos no guiados a los de los sistemas de radiofrecuencia. Además, se aportan nuevas características que pueden ser interesantes desde el punto de vista de las diferentes aplicaciones, como por ejemplo: entornos de alto ruido electromagnético, servicios que precisan altos grados de seguridad y confidencialidad, o sistemas de reducido coste.

Se busca la posibilidad de aumentar la velocidad de transmisión, que en los sistemas actuales, está lejos de cumplir los requisitos que los usuarios de redes de ordenadores solicitan; como en el caso de las comunicaciones multimedia, o de los sistemas distribuidos. Enlaces adecuados para las aplicaciones anteriores precisan velocidades en torno a los 10 Mbps, que exigen medios de comunicación con buenas prestaciones. Para conseguir esto, se intenta reducir los efectos y perturbaciones del canal óptico infrarrojo, como la multipropagación o las interferencias introducidas por las fuentes de luz. La metodología propuesta en esta Tesis, hace uso de señales de espectro ensanchado, que ya se han utilizado con profusión en radiofrecuencia y que presentan algunas características que contribuyen a la mejora de las prestaciones de los enlaces ópticos no guiados.

La propiedad fundamental de los sistemas de espectro ensanchado es su elevado rechazo a las interferencias de banda estrecha incorreladas con la señal codificada (ensanchada) [Mistein88][Iqbal91]. En el caso particular de enlaces ópticos no guiados, existen interferencias de este tipo en el canal y están ocasionadas por la iluminación (lámparas incandescentes o fluorescentes) o por otros sistemas de comunicación por infrarrojos, como los controles remotos de distintos equipos (sonido, TV, aire acondicionado, etc). Por otra parte, mediante sistemas de espectro ensanchado es posible reducir el efecto de la propagación multicamino [Sklar88], lo cual supone mejorar sus prestaciones respecto de los sistemas de comunicaciones ópticas convencionales. Además, introduce una nueva característica, propia de los sistemas de espectro ensanchado: la capacidad de acceso múltiple mediante división en código o CDMA, que permite que varios usuarios accedan y compartan el mismo canal al mismo tiempo y con las mismas frecuencias.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Por supuesto, todas estas mejoras tienen un coste. En este caso, viene dado por el elevado ancho de banda utilizado por la codificación de espectro ensanchado. Este ancho de banda podría ser utilizado para la transmisión de datos a mayor velocidad, pero entonces las características del medio óptico infrarrojo exigirían el uso de sistemas más complejos para la recepción, como ecualizadores[Kahn97][Barry94].

1.1. Comunicaciones ópticas frente a comunicaciones por radio

En un principio, la tecnología de los sistemas ópticos no guiados estaba orientada hacia sistema de bajas prestaciones como los mandos a distancia, o a sistemas de fibras ópticas: de mayores prestaciones, pero con tecnologías nocivas para las personas. Esto se debe al uso de emisores láser, cuyos efectos en los tejidos humanos, sobre todo en los ojos, pueden ser de muy graves consecuencias [Matthews95]. Existen diferentes clasificaciones de los láseres según su peligrosidad en EEUU y Europa y en todas ellas, los láseres utilizados en sistemas de comunicación están considerados altamente peligrosos [Winburn90].

Las primeras redes ópticas no guiadas se realizaron con los componentes que se utilizaban para las aplicaciones antes mencionadas. Así que se podían clasificar en dos tipos:

- **Redes con terminales fijos y enlaces punto a punto:** donde, mediante la utilización de emisores láser y la directividad de los sistemas de emisión, se obtenían características de canal similares a una fibra óptica. Estos sistemas permitían comunicaciones de alta velocidad, pero sus aplicaciones estaban limitadas por los riesgos de posibles daños a personas. Constituyeron una alternativa a los sistemas de radioenlaces, por su menor coste y elevado ancho de banda. Aplicaciones típicas de estos sistemas son: la conexión de redes de ordenadores situadas en distintos edificios [de Miranda97], incluso alejados grandes distancias (varios Km.)[Presmanes99], o sistemas de alarma perimetrales [Muñoz95].

- **Redes con terminales móviles y enlaces difusos:** donde se hacía uso de diodos emisores, mucho menos peligrosos que los láseres, para conectar terminales situados a distancias relativamente cortas (2-3 m). En este caso, las características tecnológicas de los sistemas de transmisión limitan la velocidad de comunicación a valores muy inferiores a las conseguidas con los sistemas anteriores. Estas se han incorporado a los entornos de oficinas para constituir redes de datos Ad-hoc; lugar donde se estaban demandando las redes no guiadas. Una aplicación en expansión de esta tecnología, se contempla en el estándar de facto del consorcio de empresas *Infrared Data Association* (IrDA) [IRDA00], que desarrolla sistemas de este tipo para comunicar terminales informáticos, y sistemas de todo tipo (calculadoras de bolsillo, agendas electrónicas, teléfonos móviles...).

La figura 1.1 muestra un ejemplo de las distintas configuraciones de las redes ópticas no guiadas, basadas en los enlaces descritos anteriormente.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

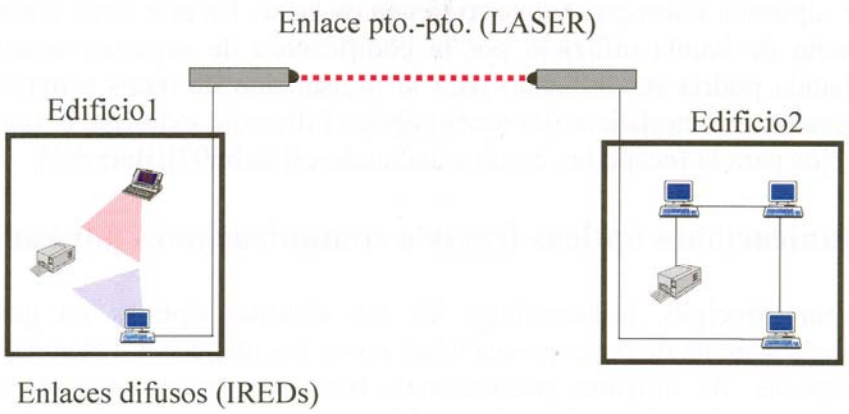


Figura I.1. Distintos tipos de enlaces ópticos

En ninguno de los dos casos anteriores se cubrían las expectativas de los usuarios, los cuales esperaban unos servicios similares a los ofrecidos por los sistemas de radiocomunicación, con mayores velocidades y alcances. El peligro de los láseres impedía su uso en entornos donde su radiación podía afectar a personas [Winburn90] y la potencia y velocidad de conmutación de los diodos emisores (IREDs) impedían unos enlaces competitivos con los sistemas de radio.

La mejora de las prestaciones de los elementos que intervienen en los sistemas ópticos no guiados provocó que, de aquellos primeros sistemas de corto alcance y baja velocidad, se pasara a sistemas con unas prestaciones más acordes con las expectativas de los usuarios. Además, los sistemas ópticos presentaban unas ventajas adicionales frente a los sistemas de radio: su elevado ancho de banda, o su confinamiento dentro de la sala que los aloja. Esto supone un elevado grado de confidencialidad y la no interferencia a otros sistemas exteriores. De esta forma, se dispone de un espectro antes no utilizado y mucho mayor, que además, no está regulado por la administración, desapareciendo las trabas burocráticas a las que están sujetos los sistemas de radiocomunicación.

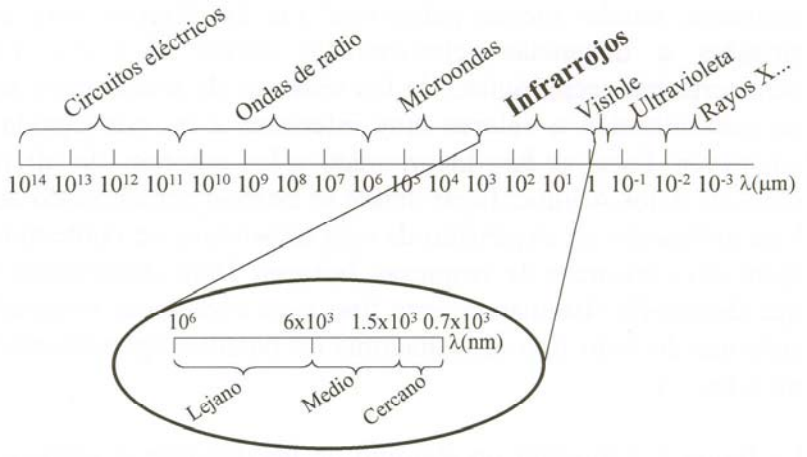


Figura I.2. Distribución del espectro radioeléctrico y detalle de la banda de infrarrojos

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Estas mejoras consistieron entre otras cosas en:

- Fabricación de diodos emisores de mayor velocidad y potencia.
- Desarrollo de receptores con mayor sensibilidad y velocidad como el fotodiodo de avalancha APD [Jones87] [McCullagh94].
- Obtención de métodos para eliminar la coherencia espacial de láser, principal causante de los daños que produce, con lo cual se dispone de un emisor de muy alta velocidad (Gbps) y potencia (hasta centenas de mW).

Aún con las mejoras tecnológicas en los componentes ópticos, los sistemas no guiados siguen teniendo que enfrentarse al canal óptico y sus malas prestaciones. Es por esta razón y aprovenchando el gran ancho de banda disponible, por lo que en esta Tesis se propone introducir las técnicas de espectro ensanchado en los sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas.

Hasta ahora se han utilizado sistemas de espectro ensanchado ópticos, en la implementación de redes de ordenadores por fibra óptica [Parham92] [Kwong91] [Lee92]. En estas redes se contemplan los sistemas de espectro ensanchado como una nueva técnica de acceso múltiple (CDMA), a considerar a la hora de diseñar el control de acceso al medio [Salehi89.1] [Salehi89.2]; es por tanto una nueva alternativa junto con otras anteriores como detección de colisiones (CSMA) o paso de testigo(*token*) [Tanenbaum96].

En el trabajo que aquí se presenta, se pretende comprobar la eficacia de estas técnicas CDMA en aplicaciones con otros tipos de enlaces ópticos [Elmirghani94], como son las redes ópticas no guiadas. Además, se busca hacer uso de las otras características de las técnicas de ensanchamiento del espectro, como las ya mencionadas de reducción de los efectos de las interferencias y la multipropagación. Y otras posibilidades, como el establecimiento de nuevos enlaces ópticos sin introducir interferencias en los sistemas ópticos no guiados ya existentes (técnica conocidad como *overlaying* [Milstein96]).

La presente Tesis se organiza de la siguiente manera: tras esta introducción, en el capítulo 2, se pasa revista a los antecedentes: todas aquellas técnicas que sirven de base para el trabajo realizado en esta Tesis. Así se estudia la evolución de las comunicaciones ópticas y las particularidades de su aplicación a las comunicaciones no guiadas en interiores; contempladas a través de los diferentes estándares que han ido surgiendo.

En el capítulo 3, se hace un análisis exhaustivo de las características de los sistemas de espectro ensanchado: conceptos generales, técnicas de generación, y propiedades a cumplir por las señales de ensanche entre otras. Este estudio no se diferencia en absoluto de los análisis de sistemas de espectro ensanchado realizados para los sistemas de radiofrecuencia. En esta Tesis se parte de las mismas bases, pero se cambia sus aplicaciones y las conclusiones obtenidas; de hecho gran parte de los nuevos resultados obtenidos son directamente aplicables en el medio radioeléctrico.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

En el capítulo 4, se introducen los sistemas de espectro ensanchado en los enlaces ópticos no guiados. Se comprueban las prestaciones de estos enlaces frente a las perturbaciones presentes en el medio óptico, como el ruido blanco, las interferencias de banda estrecha o la multipropagación. También se estudia la posibilidad de incorporar técnicas de acceso CDMA a las redes ópticas.

El capítulo 5 introduce, como primera aportación de esta Tesis, la incorporación de sistemas de conformación a los sistemas de espectro ensanchado utilizados en este trabajo. Se analizan los diferentes métodos de conformación y sus resultados en el enlace. Se consigue, principalmente, la reducción de los lóbulos secundarios, lo que evita la interferencia a canales adyacentes. Además el método propuesto puede ser implementado con sistemas digitales de bajo coste, con lo que se evita la complicación de los filtros analógicos de banda ancha, o el coste de los procesadores digitales de señal (DSP).

Una segunda aportación, es el estudio teórico sobre la implementación de sistemas de espectro ensanchado con una señal de referencia para la sincronización de los nodos de la red, que se analiza en el capítulo 6. Se consiguen de esta manera dos objetivos: simplificar los circuitos de sincronización de los receptores, punto más crítico de los sistemas de espectro ensanchado; y obtener una red síncrona, lo que supone una serie de ventajas, como el aumento de canales CDMA o la reducción de la interferencia por acceso múltiple (*Multiple Access Interference* o MAI).

En el capítulo 7 se presentan diferentes ejemplos de sistemas que siguen las pautas de los resultados obtenidos en los puntos anteriores. Concretamente se proponen dos sistemas: un modem óptico para realizar enlaces con señales de espectro ensanchado, y un sistema transmisor con capacidad para realizar conformaciones de las señales ensanchadas. El primero supone una solución general a la problemática estudiada en esta Tesis, las comunicaciones ópticas con espectro ensanchado. Mientras que la segunda es una aplicación práctica de la teoría de la conformación de señales de espectro ensanchado propuesta en el capítulo 5.

El siguiente capítulo resume los resultados obtenidos con los prototipos explicados con anterioridad y establece las comparaciones pertinentes con los análisis llevados a cabo en los capítulos de teoría.

Por último el tema 9 hace una recopilación de todos los estudios y aportaciones realizadas; así como de las líneas abiertas que deja esta Tesis para futuros trabajos de investigación.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

2. Antecedentes

2.1. Introducción

Como se ha comentado en el capítulo de introducción, los sistemas de comunicación de datos no guiados representan un sector de rápido crecimiento y creciente importancia en el conjunto de la industria de las comunicaciones. En este capítulo, se va a realizar una breve revisión de la situación actual de dichos sistemas, describiendo primero las generalidades de los sistemas no guiados, para después, estudiar el caso particular de las redes de datos en interiores, su evolución histórica, y una comparación de prestaciones entre las dos tecnologías principales para este tipo de enlaces: redes en radiofrecuencia y redes de enlace infrarrojo.

Después, se analizan las características de los sistemas de comunicación bajo estudio: fuentes de señal, características del canal y receptores. Se describen también los principales estándares de comunicación (IEEE 802.11 e IrDA) y las principales tendencias que sigue la investigación en este campo

2.2. Sistemas no guiados de transmisión de datos

En general, cuando se habla de sistemas no guiados, se piensa en aplicaciones de telefonía vocal, como son las redes celulares (basadas en las normas *GSM -Global System for Mobile-*, *IS-54* o *IS 95*) [ETSI] .

Un campo complementario a estos sistemas son las redes locales no guiadas (*WLAN*) que, al contrario de las anteriores, se diseñan para funcionar en interiores (oficinas, plantas industriales) y se distinguen de las anteriores en que se diseñan para trabajar con un número pequeño de usuarios, fijos o con baja movilidad, pero que buscan velocidades mayores (> 1Mb/s) con tasas de error similares a las de las redes de datos de área metropolitana (10^{-6}) mucho menores que las de telefonía vocal (10^{-3}) [Pahlavan94].

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

2.2.1 Redes punto a punto por radiofrecuencia

Dentro de los sistemas punto a punto para la inteconexión de equipos informáticos y/o de uso doméstico, sin duda el estándar más importante es el denominado *Bluetooth*[1] [Bluetooth]. Este protocolo, que se conoció originalmente como 802.15, es una especificación de la industria que describe la manera en que teléfonos móviles, ordenadores y PDA´s pueden conectarse entre si de una forma sencilla con cualquier otro tipo de dispositivo utilizando radio frecuencia. El alcance máximo es de unos 10 metros. Las transmisiones de datos alcanzan tasas de hasta 1Mbps en la banda de 2.45 GHz. Cada uno de los dispositivos tiene una dirección única de 48 bits siguiendo el formato estándar IEEE 802. El protocolo también proporciona encriptación y verificación de los datos transmitidos. Los primeros equipos comerciales son del primer semestre del 2000, así como el primer *chipset* comercial de desarrollo que ha desarrollado ERICSSON. El consorcio *Bluetooth SIG (Special Interest Group)*, formado por NOKIA, ERICSSON, IBM, INTEL Y TOSHIBA, tiene ya más de 650 empresas asociadas en todo el mundo, entre ellas algunas muy destacadas como 3COM [3com], COMPAQ, DELL, HP, LUCENT, MOTOROLA, PHILIPS, SIEMENS [SIEMENS] o TEXAS INSTRUMENTS [TI].

Un sistema dotado con un dispositivo *Bluetooth*, al encenderse, inicia un protocolo de gestión de enlace (*Link Manager*) que buscará cualquier servicio ofrecido por otros servicios *Bluetooth* (como puede ser un PDA, una impresora, otro ordenador....). La comunicación se realiza entonces usando un sistema FHSS. El sistema soporta también una limitada capacidad de encriptación para asegurar la privacidad del enlace.

2.2.2. Redes locales no guiadas en radiofrecuencia

En el proceso de definición de las RF-WLAN (*RadioFrequency Wireless Local Area Networks*) coexisten dos zonas de trabajo distintas: sistemas en espectro ensanchado en bandas ISM (902-928 MHz, 2,4-2,5 GHz y 5,7 GHz) y sistemas en la banda de 17-19 GHz. En las bandas ISM más altas se pueden conseguir velocidades de

---

Esta denominación, un tanto sorprendente, hace mención al rey Harald I Blatand de Dinamarca, llamado Diente Azul (Bluetooth) , que unificó los reinos de Dinamarca y Noruega y cuyo hijo Sweyn (Sven) I completó la unificación de los antiguos reinos vikingos con la ocupación de Gran Bretaña en 1013.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

hasta 5 Mb/s. El estándar IEEE 802.11 soporta para este tipo de sistemas dos modelos de espectro ensanchado: secuencia directa (*DSSS* o *Direct-Sequence Spread Spectrum*) con modulación BPSK o QPSK y tasas de 1 o 2 Mb/s. Y *Frequency Hopping* (*FHSS*) con modulación GFSK y también tasas de 1 o 2 Mb/s. Estas redes se planifican para un número pequeño de usuarios (como máximo 10-12 canales actuando simultaneamente) repartidos a lo largo de varias plantas de un edificio, por lo que la potencia emitida es mayor que en otras redes por radiofrecuencia (≈1W). Actualmente disponen de tarjetas 802.11 una amplia gama de fabricantes entre los que cabe destacar LUCENT TECHNOLOGIES [LUCENT], 3COM Y CISCO. Por otra parte HARRIS [HARRIS] permite adquirir sistemas de desarrollo para el diseño de placas para evaluación y docencia en este tipo de tecnologías.

Como alternativa, las redes basadas en el estándar HIPERLAN desarrollado en Europa por el comité RES10 de ETSI no usan esquemas de espectro ensanchado, trabajan en las bandas de 5,1-5,5 y 17,1-17,3 GHz [ETSI]. y usan técnicas de ecualización y recepción en diversidad para evitar el efecto de la multipropagación en los canales en interiores. En la década de los 90, la Comisión Europea desarrolló, dentro del V Programa Marco el proyecto BRAN (*Broadband Access Network* o Red de Acceso de Ancho de Banda), dos tipos de estándares: HiperLAN/1 e HiperLAN/2. El objetivo es crear sistemas de comunicaciones por radio para pequeños recintos, como una oficina, una escuela o un hospital, dado que la distancia máxima que pueden cubrir es de unos 150 metros. El primero técnicas de espectro ensanchado, mientras que el estándar HiperLAN/2 utiliza multiplexado por división ortogonal de frecuencia (MDOF). La comercialización de sistemas basados en HiperLAN/2, diseñados para alcanzar hasta 54 Mb/s, acaba de iniciarse, aunque ya hay algunos dispositivos en el mercado español. Esto supone un importante avance sobre las actuales redes HiperLAN/1 que apenas alcanzan los 20 Mb/s. Hay previstos otras dos mejoras en la especificación de ETSI, que corresponden a las denominaciones HiperLAN/3 y 4. De ellas, la más interesante es esta última que permitirá el enlace a través de radio de enlaces ATM básicos a 155 Mb/s. Además de estos esquemas, existen sistemas propietarios como el estándar WINFORUM [112] propuesto por Apple y otros fabricantes, que utiliza una banda dedicada, de unos 40 Mhz. en la que coexisten comunicaciones vocales isócronas (*User-PCS, Personal Communications services*) y comunicaciones de datos asíncronas (*Data-PCS*) con velocidades entre 4 y 10 Mb/s. El estándar HomeRF, definido por el llamado *Home RF Working Group* es un protocolo basado en los sistemas IEEE 802.11 en el que se han eliminado parte de los requisitos que impone su protocolo de acceso. Con ello se consigue una versión aligerada del sistema, que permite el establecimiento de redes *Ad-hoc* con una tasa de transferencia efectiva algo mayor que la versión básica. Este protocolo ha recibido su aprobación por el FCC en agosto del 2000, y se espera que las empresas participantes (entre las que están también 3com, Intel e IBM) lancen sus primeras versiones en la primavera del 2001. Por último, el estándar IEEE 802.16 [IEEE] está actualmente definiendo los protocolos para redes de banda ancha en interiores. Para este sistema se han estudiado bandas de trabajo entre los 10 y los 66 GHz. El grupo que desarrolla este protocolo para frecuencias de portadora entre 10 y 15 GHz se denomina IEEE HUMAN (*High-Speed Unlicensed Metropolitan Area Network*) y se espera que establezca un documento definitivo en la segunda mitad del año 2001. En bandas superiores este protocolo entronca directamente con las redes LMDS, que caen fuera del ámbito de estudio de esta Tesis.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

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

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

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

2.2.3. Sistemas de espectro ensanchado y redes CDMA

Uno de los problemas más acuciantes a la hora de realizar la planificación de servicios en redes de comunicaciones mediante enlace RF es la escasez de frecuencias disponibles. Por ello se hacen necesarios nuevos métodos de explotación del espectro, lo cual, da paso a técnicas como las utilizadas en los sistemas de Acceso Múltiple por División en el Código (CDMA) [Tsui94]. Estos sistemas están basados en las técnicas de transmisión de espectro ensanchado [Pickholtz82], que utilizan un ancho de banda mucho mayor que el necesario, pero permiten compartir dicho ancho de banda entre varias comunicaciones simultáneas, con lo que al final se consigue economizar este recurso. Además, los sistemas CDMA introducen una serie de mejoras en las prestaciones del sistema, como son un mayor rechazo a las interferencias y una disminución del efecto de la multipropagación [Milstein88] [Iqbal91] [Laster97].

Esta tecnología se está aplicando en varias facetas, que aprovechan sus características de diversas maneras. Así por ejemplo, se están desarrollando sistemas de bucle de abonado por radio en Europa, más concretamente en Gran Bretaña [Bacon95]. También se están implantado redes de telefonía celular, como la propuesta por el *CDMA Development Group*, denominada CDMAONE y que se basa en la norma IS-95 de la *Telecommunication Industry Association(TIA)* [cdg99]. Existen redes de este tipo en varios países del mundo [LaForge99.1], y los proyectos CDMA2000 de la TIA y W-CDMA del *European Telecommunication Standard Institute (ETSI)*, han sido propuesto a la *International Telecommunication Union (ITU)* como partes del proceso IMT-2000, para el desarrollo de la telefonía celular de tercera generación [LaForge99.2].

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

También se están utilizando las comunicaciones con CDMA para realizar transmisiones en una banda ocupada por otros sistemas sin que se deterioren las prestaciones de ninguno de los dos sistemas. Este método se conoce con el nombre de *overlaying* [Milstein96], término que se podría traducir por solapamiento, y tiene la ventaja de que no hace necesario una reasignación de frecuencias para introducir un servicio nuevo. En la actualidad se están desarrollando comunicaciones con *overlaying* en las bandas asignadas a los radioenlaces [Marshall96] y a los sistemas de telefonía celular analógica [Filis93]. Incluso se utilizan transmisiones de este tipo en comunicaciones acústicas submarinas, donde el canal de comunicaciones presenta fuertes efectos de multipropagación [Stojanovic98]. Por otra parte, se están utilizando sistemas de espectro ensanchado para mejorar la fiabilidad de las medidas obtenidas en los hospitales, de los pacientes (electrocardiogramas, encefalogramas...) [Kyoso96]. Con ello se intenta mantener la integridad de los datos frente a las altas interferencias provocadas, entre otros, por los bisturís eléctricos. De estas forma es posible tener acceso a las constantes de un paciente mientras se le opera, sin perderlas en los instantes en los que actúa el bisturí.

Desde otro punto de vista, se pueden utilizar técnicas de espectro ensanchado para medir distancias y en esta característica se basan los sistemas de posicionamiento global (GPS) [Getting93], que son la base para una gran gama de aplicaciones en la navegación, cartografía y toda aquella actividad que precise de un conocimiento exacto de la posición [Qingyan96] [Brown94] [De Taeye92].

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

Como una primera aproximación, se pueden establecer tres grandes familias de sistemas de transmisión de datos mediante enlaces ópticos no guiados:

- Enlaces punto a punto de alta velocidad para la interconexión de redes, para el acceso a edificios o para unir puntos remotos como pueden ser cámaras de vigilancia o establecimientos de control.

- Enlaces punto a punto para la interconexión de dispositivos a baja/media velocidad.

- Enlaces en difusión para el establecimiento de redes de datos.

En este apartado seguiremos esta clasificación para hacer un breve recorrido por los sistemas actualmente comercializados o bajo desarrollo.

2.3.1 Enlaces punto a punto de alta velocidad

Esta familia de aplicaciones comprende varios subapartados:

- Redes de acceso de edificios: como pueden ser los enlaces no guiados ATM a velocidades de 155 Mbps, [Acampora96] o loa que ha presentado recientemente SIEMENS [Siemens], o los que ha desarrollado de forma experimental la UPM, para interconexión de placas cableadas [López-hernández00] o los nodos a

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

velocidades aún mayores que desarrollan empresas como AIR FIBER [AirFiber]

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

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

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

2.3.2. Enlaces punto a punto de baja/media velocidad

Los sistemas punto a punto, o por visión directa, también se denominan enlaces *DBC* (*Directive Beam Configuration*) [Hasehmi94.1][Hashemi94.2][Hashemi94.3], o *DBIR* (*Directed beam infrared*) [Chu87][Yen85]. El mayor inconveniente que presentan es el requerir una alineación muy estricta. Por el contrario, permiten una mayor velocidad de transmisión (ya que no presentan fenómenos de multipropagación al no producirse reflexiones) y por tanto son adecuados para enlaces a velocidades mayores que los sistemas difusos para interconectar estaciones de trabajo en posiciones fijas. En estas aplicaciones pueden emplearse emisores láser [Santamaría93] o IRED [IrDA][Siemens] ya que al ser enlaces fijos es más sencillo diseñarlos de modo que no se produzcan reflexiones que puedan afectar al ojo humano, evitando, simultáneamente, que la presencia de obstáculos interrumpa la comunicación.

El sistema comercial más conocido es el desarrollado por el consorcio IrDA (*Infrared Data Association*) [Goldberg95][IrDA]. Se trata de sistemas baratos (entre 600 y 1000 pesetas), de alcance limitado (1 a 3 metros), con velocidades que van entre los 115 Kb/s y 16 Mb/s, y con muy bajo consumo de potencia. Estas características hacen que este sistema haya sido adoptado por los mayores fabricantes de sistemas informáticos (Canon, DEC, Hewlett-Packard, IBM) y que esté soportado por los principales sistemas operativos (Microsoft, LINUX, MAC), coexistiendo con los actuales puertos serie RS-232 y USB.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

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

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

Existe, sobre esta estructura básica, toda una gama de protocolos soportados desarrollados por los fabricantes individuales y que permiten realizar funciones específicas. Esto se debe a la estructura "comercial" y no oficial de este estándar, que permite colocar el distintivo de IrDA a cualquier protocolo que sea capaz de comunicarse con los niveles más bajos del estándar. Entre estos sistemas cabe destacar:

- *IrCOMM*: protocolo de emulación los puertos serie y paralelo del PC.

- *IrTRAN-P*: protocolo orientado a la transferencia de imágenes a través del canal IR, esta aplicación también esta dentro del protocolo Ir-OBEX, que es un sistema más general de transferencia de objetos

- *IrDAPNP*: que permite realizar una instalación sencilla de los sistemas IrDA mediante un sistema *Plug and Play*.

- *IrDA AIR* e *IrDA VFIR*: protocolos de alta velocidad (AIR para sistemas a 4 Mb/s y VFIR a 16 Mb/s) utilizando modulación PPM y fundamentalmente con la misma estructura del IrDA básico (IrDA *SIR*).

Finalmente, se debe mencionar el protocolo IrDA *LITE*, que permite realizar las utilidades de transferencia de ficheros con unos requerimientos de software considerablemente menor que la versión IrDA básica. Esto lo hace especialmente adecuados para dar servicio de transferencia de ficheros mediante enlace óptico para sistemas de bajo coste como son los PDA's o, incluso, para teléfonos móviles.

2.3.3 Redes en difusión

Como se ha dicho antes, una de las características que deben tener las redes WLAN es asegurar una cierta movilidad de los equipos. Esto hace necesario trabajar con sistemas que trabajen en difusión (*broadcast*). Para sistemas infrarrojos, esto significa que el equipo no se basa en la componente de visión en línea directa (componente LOS, por *Line of Sigth*, línea de visión) si no que aprovecha las múltiples reflexiones sobre los obstáculos que encuentra en su camino, fundamentalmente las paredes y el techo. De acuerdo con esto, se pueden separar tres modelos distintos de

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

propagación, *punto a punto* (a la que corresponden los enlaces del apartado anterior), *difuso* (que usa las reflexiones en todas las paredes) y *quasidifuso* (o *Q-difuso*) que utiliza sólo las reflexiones en una cierta superficie reflectora, que puede ser el techo de la habitación. Esto conlleva la necesidad de cierta directividad tanto en el emisor como en el receptor, sin embargo, los niveles de potencia óptica necesaria son mucho menores y disminuye el efecto de las sucesivas reflexiones sobre la señal.

Más aplicación tienen los enlaces en difusión, también llamados sistemas *DIC* (*Diffuse Infrared Configuration*) [Hashemi94.1][Hashemi94.2], o *DFIR* (*Diffuse Infrared*) [Pahlavan94].No requieren una componente de visión directa entre emisor y receptor, lo que les hace más apropiados para redes de datos ya que no es necesario reapuntar los equipos. sin embargo, tienen un gran consumo de potencia, una velocidad de transmisión limitada por el fenómeno de multipropagación y, además, generan una nueva fuente de ruido que son las propias reflexiones de la señal sobre el emisor. Los primeros antecedentes del empleo de enlaces infrarrojos por difusión total, para redes de datos de alta velocidad en interiores, fuero publicadas por F.R. Gfeller en 1979 [Gfeller79]. En ese artículo se describe una red de área local por difusión total, en la que cada emisor óptico enviaba señal en todas direcciones de forma que fuese recibida por todos los receptores simultáneamente. Esta topología es similar a la de un bus de datos. Los inconvenientes que presentaba esta red eran los altos niveles de potencia optica requerida, lo que conlleva un alto consumo, en equipos móviles, y dificultades de diseño en los circuitos de excitación debido a los altos niveles de corriente a conmutar en periodos de tiempo muy cortos. También se planteaba la posibilidad de usar un array de LEDs en el emisor, esto hace que se produzca propagación por distintos caminos, lo que limita la máxima velocidad de transmisión de datos utilizable. Además, se proponía una estructura circuital para emisores y receptores.

Los sistemas en Quasidifusión o Q-difusos [Betancor-Garcia92] [Gabiola92][Santamaría94] [Pérez-Jiménez95.1] a los que mayoritariamente se refiere este trabajo, también son conocidos como sistemas *QDIR* (*Quasidiffuse Infrared*) [Pahlavan94][Hashemi94.1] y forman una solución de compromiso entre los sistemas punto a punto y los enlaces difusos ya que usan un enlace de alta directividad (punto a punto, aunque en un solo sentido) para la conexión emisor-superficie reflectora (que podría llamarse *uplink* de acuerdo con la terminología de comunicaciones) y otro difuso para la conexión superficie reflectora-receptor (*downlink*). Pueden distinguirse también una subdivisión entre aquellos sistemas que usan un reflector activo, en los que un repetidor, llamado generalmente *satélite,* regenera y reenvía la señal; o pasivo, que son los más utilizados, que se limitan a reflejar la señal y que no precisan ningún tipo de mantenimiento. También se ha desarrollado un creciente interés por el desarrollo de aplicaciones de láser para sistemas en interiores, usando técnicas que permitan reducir su peligrosidad en entornos cerrados. Este tema está actualmente bajo desarrollo en grupos de la Universidad Politécnica de Madrid.

Desde esos primeros trabajos, se ha venido manifestando un creciente interés por este tipo de tecnologías, esto se manifiesta en publicación de artículos tutoriales y libros monográficos [Barry94][Kahn97][Santamaría93][López-Hernández00.2]. También se tiene han publicado números especiales en revistas como el *IEEE Journal on Selected Areas in Communications, IEEE Communications Magazine o IEEE Personal Communications Magazine* además de la aparición de revistas de nueva creación sobre redes de datos no guiadas (como *Wireless Networks* de ACM, *Personal*

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Communications de Kluwer Publishers o *Optical Nertworks* patrocinada por SPIE). También en artículos tutoriales sobre redes no guiadas se hace especial mención a este tipo de sistemas [Pahlavan95][Bluetooth][IrDA]. De estas publicaciones puede extraerse una clasificación, dentro del tema de las redes locales no guiadas via enlace infrarrojo, de varias sub-lineas de investigación, como podrían ser: circuitos emisores y receptores, estudio de fuentes de ruido, propagación en interiores (que puede estudiarse tanto de forma determinista como mediante modelos estadísticos), esquemas de codificación/modulación (donde se incluirían las técnicas de espectro ensanchado), y el estudio de modelos de acceso múltiple (CDMA, TDMA...), etc. A continuación se hace un breve apunte sobre el "estado del arte" de estas líneas de trabajo, si bien esta Tesis explora sobre todo las áreas de acceso múltiple y codificación/modulación.

Los sistemas infrarrojos inalámbricos que se describen en esta estudio, presentan, además de su utilización en redes de datos de alta velocidad en interiores, una amplia gama de aplicaciones. Como es bien sabido, dominan el mercado de sistemas de control remoto a baja velocidad en electrónica de consumo. También tienen aplicación en otros sistemas más sofisticados: sistemas de audio [JVC][BANG], transmisión de datos de baja velocidad [SIEMENS][HAMAMATSU], control industrial [HAMAMATSU], sistemas de seguridad [Decker90] y aplicaciones en medicina [Hok88][articulo del ieee].

2.4. Características generales de las redes ópticas no guiadas

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

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

- Un canal de comunicaciones, atmosférico, que eventualmente puede incluir una superficie difusora, que se supone lambertiana, caracterizada por su coeficiente de reflexión. Esta superficie crea el equivalente a un *bus óptico* de transmisión

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

2.4.1 Circuitos y componentes de un transceptor óptico

Para estudiar el primer bloque del diagrama antes expuesto, se revisan las fuentes de señal, que se van a suponer formadas por un codificador, un modulador y un emisor óptico con su circuitería asociada.

Los sistemas de transmisión IR más extendidos pueden dividirse en dos subgrupos principales: sistemas que trabajan en banda base y sistemas paso banda. En ambos casos suele realizarse una transformación de la señal binaria original para aprovechar mejor las propiedades del canal (ancho de banda limitado, multipropagación, etc.). Para el primer grupo es más exacto hablar de codificación que

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

de modulación, ya que en sistemas con portadora se supone que no se trata de la portadora óptica, sino de una portadora eléctrica sobre la que se superpone la señal.

En banda base, las codificación más sencilla es *On-Off Keying* OOK (también llamados IM o *intensity modulation* [Barry91][Chen91][Kahn94][Audeh95]), en la que la señal binaria ataca directamente al IRED. Si se introduce un codificador, los sistemas más extendidos son L-PPM (Pulse-Position Moduation) en los que la información se transmite según la posición de un pulso dentro de una palabra de longitud *L* [Barry94.1][Chen94.1][Chen94.2][Moreira93][Moreira94.1-4][IrDA][Tsaur94][Velidi95] [Eletters1][Audeh96]. También se han propuesto sistemas con subportadora eléctrica, que permiten un mejor aprovechamiento del espectro, si bien presentan complicaciones adicionales en el diseño del circuito emisor. Se han propuesto como alternativas fundamentales varios esquemas derivados del modelo QPSK básico. Estos son OQPSK [Kato93], FQPSK [Pérez96], GMSK [Pérez00] y MSM *(Multi Sub-carrier Modulation)* [Chayat93.1 y 2][Kahn95][Kahn97].

Por último, en la línea de trabajo de la que es partícipe esta Tesis Doctoral, en los últimos años se han propuesto algunas aplicaciones en sistemas ópticos no guiados por espectro ensanchado, entre ellos cabe destacar los que ha realizado la Universidad Politécnica de Madrid [Vento98][Vento99] en colaboración con la Universidad de Las Palmas de Gran Canaria [Delgado00].

Otro aspecto muy importante, aunque no suficientemente estudiado, para caracterizar el canal, es el tema de las fuentes de ruido que afectan a este tipo de sistemas. Se ha publicado gran cantidad de estudios sobre el tema [Betancor91][Leeb89][Pauluzzi92]. Una buena síntesis sobre el tema del efecto de la luz ambiental sobre estos sistemas puede encontrarse en [Chu87] en la que se caracteriza el efecto tanto de lámparas de tungsteno como el de tubos fluorescentes, en función de la longitud de onda considerada. Otro grupo que ha venido trabajando en este tema es el de C.J. Georgopoulos, que ha publicado trabajos tanto acerca de su caracterización, como sobre métodos para reducir su efecto mediante filtrado óptico [Georgopoulos87] [Georgopoulos88].

El diseño de emisores y receptores ópticos para este tipo de sistemas se basa en trabajos realizados inicialmente por S.D. Personick [Personick93], J.E. Goell [Goell74.1][Goell74.2], continuados por J.L. Hullet [Hullet81] y T.V. Muoi [Muoi83]. En los últimos años se han producido nuevas aportaciones, estudiadas en los grupos formados en las Universidades de California-Berkeley [Barry90] y Georgia-Tech [Barry94.1] y en empresas como BRITISH TELECOM [McCullagh94.1 y 94.2], SIEMENS y HAMAMATSU que se refieren a sistemas de velocidad de transmisión más allá de los 100 Mb/s. Grupos de la Universidad Politécnica de Madrid [Gabiola92][Santamaría94][López-Hernández00.1] y la Universidad Tsing-Hua de Taiwan [Chen92][Chen94][Tsaur94] también trabajan en esta línea. También en la Universidad de Las Palmas se han generado Tesis Doctorales [Melián97] y Proyectos de Investigación en esta línea.

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

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Un receptor óptico básico consta de un dispositivo sensor de radiación IR y una etapa adicional de amplificación. El dispositivo sensor puede ser del tipo fotoconductivo o fotovoltaico y se encarga de realizar la conversión potencia luminosa-corriente eléctrica (o tensión). Los dispositivos más utilizados son fotodiodos del tipo PIN o APD, entre los que la diferencia básica consiste en que el primero no presenta ganancia y el segundo sí.

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

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

B.- *Amplificadores de Baja Impedancia*: Presentan un elevado ancho de banda y un amplio margen dinámico, si bien su sensibilidad es deficiente. Se aplican en diseños para transmisores de alta velocidad y entornos de bajo nivel de ruido.

C.- *Amplificadores de Transinpedancia*: Constituyen una solución de compromiso para mejorar la sensibilidad manteniendo el ancho de banda y el margen dinámico. Usan un bucle de realimentación (transimpedancia) que puede ser pasiva (una simple resistencia), activa (con microFET o integrador y capacidad) o una realimentación óptica (con fotodiodo sensor).

D.- *Amplificadores con Circuito Resonante*: la filosofía de diseño no difiere de los sistemas heterodinos convencionales. Se diseñan para mejorar la relación señal-ruido en una banda determinada (IF), para lo que se utiliza un circuito resonante o tanque.

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

Es de destacar que estas dos últimas topologías presentan un problema común: Elevada inestabilidad y dificultad de sintonización, lo que hace que deban ser descartados en muchas aplicaciones.

Una de las maneras tradicionales de tratar de mejorar la probabilidad de error de un sistema de comunicaciones que trabaja en un medio muy dispersivo, y que se ve afectado por fenómenos como la multipropagación y el *jitter*, consiste en introducir un

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

dispositivo que disminuya la influencia de la función de transferencia del canal sobre la señal recibida. Los sistemas de ecualización tratan de estimar la función de transferencia del canal (de forma estática o adaptativa) y, mediante operaciones de filtrado, eliminar su efecto y, de acuerdo con ello, realizar una detección subóptima sobre la señal recibida. De las diversas estructuras de ecualización, la que más extensamente ha sido estudiada es la *DFE* (*Decision Feedback Equalizer*), que se compone de dos filtros (en general FIR, con una longitud media de 3-4 ceros) uno directamente sobre la señal recibida (*forward*) y otro de realimentación (*backward*) además de un decisor (que puede soportar decisión binaria o decisión por bloques, denominándose entonces el ecualizador *BDFE, Block-Decision Feedback Equalizer*). Se han publicado estudios sobre la utilización de estructuras BDFE para mejorar las prestaciones de sistemas 4-PPM [Barry94.1 y 2].

2.4.2 Caracterización de canales

Otro aspecto importante es la caracterización del canal infrarrojo en interiores. Para esto se han propuesto dos grandes familias de métodos de aproximación: la primera se basa en la discretización espacial del recinto donde se realiza la transmisión, suponiéndose entonces que cada una de estas subdivisiones (celdas) constituye un diferencial de área en el cual pueden considerarse homogéneas las características de reflexión y refracción. Esta línea fue iniciada por Barry [Barry93] y ha dado lugar a toda una gama de estudios sobre casos particulares de propagación en interiores con distintos parámetros de reflexión [Lomba93][Pérez95.1 y 2][López-Hernández97]. Derivando de ellos, se han realizado estudios sobre la evolución de los parámetros estadísticos de transmisión, fundamentalmente de los parámetro τ_{rms} y τ_m, para realizar una estimación basada en la distribución de *Rayleigh* del ancho de banda disponible en el canal [Pérez97]. Una segunda línea tiene que ver con la discretización de la fuente de emisión, utilizando para ello técnicas de trazado de rayos y modelos de MonteCarlo para la simulación de la respuesta temporal del canal. Este modelo se ha desarrollado en colaboración entre las Universidades Politécnica de Madrid y de Las Palmas de Gran Canaria (ésta última en colaboración también con un grupo de la Universidad de La Laguna) y ha dado lugar a diversas publicaciones [López-Hernández98.1 y 2][López-Hernández00.3][Rodríguez00] .

2.4.3 Estándar 802.11

Como aplicación de lo visto hasta ahora, a continuación se realiza una breve exposición sobre la estructura del estándar IEEE 802.11 [Estándar IEEE]. Éste describe las características físicas y de transmisión de las redes de datos no guiadas en interiores. En el se recogen recomendaciones para sistemas infrarrojos y en radiofrecuencia, y, en concreto, sus especificaciones del nivel físico. Para el nivel físico de los enlaces infrarrojos se especifica un rango de longitudes de onda entre 850 y 950 nm (coexistiendo con las bandas que usan los sistemas de control remoto o los modelos IrDA). Las interferencias con mandos a distancia u otra instrumentación son fáciles de evitar debido a que emiten de forma esporádica. Más difícil sería hacer coexistir equipos IEEE 802.11 e IrDA, no estando prevista esta situación en el estándar. Por otro lado, este tipo de sistemas no está, hasta la fecha, sujeto a ninguna regulación (salvo las normativas de seguridad IEC 825-1 y ANSI Z-136.1) por lo que no hay que contender

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

con ninguna normativa de regulación de espectro (como serían las FCC para sistemas RF).

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

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

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

Los campos de la trama *PLCP* (también llamada *PDU* o *Physical Data Unit*) se estructuran como sigue:

- Un **preámbulo**, compuesto de una señal de sincronismo (*SYNC*) y un campo de principio de trama (*SFD*). El campo *SYNC* es de longitud variable (de 57 a 73 *slots*) y se alternan slots con y sin pulsos de señales ("1" y "0" en lo sucesivo), esto permite al receptor generar una señal de sincronismo en la transmisión duplex, además de permitir funciones de control de ganancia y estimación de los niveles de relación señal a ruido. El campo *SFD* es una secuencia de 4 *slots* (1001) y permite realizar una sincronización de símbolo (*STR* o *Symbol-Time Recovery*) para la recuperación de la señal L-PPM

- Una **cabecera**, que se compone de cuatro campos distintos: *DR* (*Data Rate* o tasa de datos), *DCLA* (*DC Level Adjustement* o ajuste del nivel de continúa), *LENGTH* (longitud de la señal de datos) y un *CRC* del campo anterior. El campo *DR* indica la velocidad de transmisión de datos que usarán los campos siguientes, se compone de 3 *slots*, donde 000 indica 1 Mb/s (16-PPM) y 001 corresponde a 2 Mb/s (4-PPM). El campo *DCLA* tiene una duración de 32 *slots* y permite ajustar el nivel de offset. Se usan dos palabras distintas según sea señal 16-PPM a 1 Mb/s (00000000100000000000000010000000) o bien sea 4-PPM a 2Mb/s (en ese caso es 00100010001000100010001000100010).

  El campo *LENGTH* corresponde a un entero, dado por una palabra de 16 bits codificada en L-PPM, que será la longitud del campo de datos de la trama *PLCP*. Este campo viene protegido por un código de redundancia cíclica (*CRC*) dado por el resto de la división en módulo 2 del campo *LENGTH* por la función:

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

- Un **Campo de Datos** (*PSDU* o *Physical Sublayer Data Unit*) con una longitud entre 0 y 2500 palabras L-PPM, con el bit menos significativo transmitido en primer lugar. El formato de estas palabras sigue un código gray, de modo que un error de un bit en recepción se corresponda a un sólo error en la señal decodificada. La potencia de pico emitida estará alrededor de 2 W con una tolerancia del 20%.En cuanto a la eficiencia espectral de la modulación, se permite un límite de 15 Mhz para esta banda, con una atenuación de 20 dB respecto de la potencia de pico, si bien la señal de energía detectada (*ED*) que activa la recepción en la capa *PLCP* solo considera la banda de 0 a 10 Mhz para evaluar si hay transiciones de potencia recibida (en concreto, que superen $1\mu W/cm^2$). Otras limitaciones del nivel físico del estándar se refieren al receptor, este se especifica que debe soportar un margen dinámico de 30dB, con una probabilidad de error de trama *(FER*, o probabilidad de trama rechazada) de $2 \cdot 10^{-5}$ para 16-PPM a 1Mb/s y de $8 \cdot 10^{-5}$ para 4-PPM a 1Mb/s.

Además de estos sistemas, que pueden denominarse modelos en banda base, quedan todavía sin determinar las características de los sistemas que actuarán en una zona de transmisión con portadora que se ha propuesto que ocupe la banda entre 15 y 30 MHz. Gran parte de lo ya expuesto (niveles de irradiancia, tasas de error, márgenes dinámicos) es directamente aplicable a esa banda de trabajo.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

3. Fundamentos de los sistemas de espectro ensanchado

3.1. Introducción

Los sistemas de espectro ensanchado, también conocido por su nombre anglosajón *Spread Spectrum* (SS), comenzaron su desarrollo durante la Segunda Guerra Mundial, dentro del campo de las comunicaciones militares y de los sistemas de guiado de armas (torpedos, misiles) [Scholtz83][Price83]. Estos sistemas ofrecían interesantes características para ese tipo de aplicaciones, como es el rechazo a las interferencias o la alta resolución en la medida de distancias entre otras. Con el paso del tiempo estas investigaciones salieron a la luz pública y comenzaron a ser aplicadas en sistemas comerciales, que utilizaban las características antes mencionadas para mejorar sus prestaciones respecto a otros sistemas.

En este capítulo se pasa revista a los fundamentos y propiedades principales de la teoría de espectro ensanchado, las distintas configuraciones posibles y los esquemas de los circuitos necesarios para la transmisión y recepción de estas señales. Se hace especial hincapié en los sistemas de espectro ensanchado por secuencia directa (*Direct Sequence Spread Spectrum*, DSSS), por ser la técnica seleccionada en esta Tesis para su aplicación a los enlaces ópticos no guiados.

3.2. Concepto de espectro ensanchado

Se puede considerar a las modulaciones de espectro ensanchado como la aplicación del concepto general de diversidad, utilizado para distinguir dos emisiones independientes. El uso de frecuencias portadoras diferentes, instantes de tiempo de emisión no simultáneos o señales con fases en cuadratura, son casos particulares de señales ortogonales. Los sistemas de espectro ensanchado utilizan otro tipo de señales ortogonales, denominadas códigos, que permiten distinguir distintas comunicaciones, aunque éstas coincidan en frecuencia, tiempo o fase [Brown94].

A diferencia de otras técnicas de modulación, que buscan optimizar el ancho de banda ocupado por la señal, los sistemas de espectro ensanchado presentan mejores características cuanto mayor es el ancho de banda utilizado. Un sistema se dice que es de espectro ensanchado cuando cumple [Sklar88]:

- La señal ocupa un ancho de banda muy superior al mínimo necesario para enviar la información.

- El ensanche espectral se realiza mediante una señal de gran ancho de banda, denominada señal de código, y que debe ser independiente a la señal de información.

- La recepción de la señal de datos se lleva a cabo a través de un proceso de desensanche, mediante la correlación de la señal recibida con una réplica de la señal utilizada en el proceso de ensanche.

Existen técnicas de modulación clásicas, como FM [Pérez-Jiménez99], que también utilizan un ancho de banda superior al mínimo, y que obtienen mejoras en las prestaciones del sistema. Sin embargo, el ensanche depende de la señal de datos y no existe una señal de código independiente que realice este proceso. Por tanto, no se consideran como técnicas de espectro ensanchado.

La base de los sistemas de SS está en la ecuación de la capacidad de un canal propuesta por Shannon.

$$C = W \log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right) \qquad \text{III.1}$$

Donde C es la capacidad del canal, W es el ancho de banda y S/N es la relación señal a ruido. Esta ecuación puede simplificarse, para valores pequeños de la relación señal a ruido (S/N≤ 0,1), a la siguiente [Dixon84].

$$W = \frac{NC}{1.44S} \qquad \text{III.2}$$

Con ella se hace patente que es posible variar la capacidad de un canal (máxima velocidad de transmisión de datos sin errores), modificando el ancho de banda o la S/N. Generalmente el ancho de banda de un canal es un valor fijo y la expresión III.2 se utiliza para calcular la máxima S/N admisible para que un canal de ancho de banda W

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

permita una capacidad *C*. En los sistemas de espectro ensanchado sin embargo, se parte de la capacidad deseada y de la relación señal a ruido existente en el canal, para calcular el ancho de banda que asegure la correcta comunicación. Así por ejemplo, para transmitir de 10 Mbps en un medio con una S/N=0.01 (-20 dB), se precisa un ancho de banda de $W = \frac{100 \cdot 1 \times 10^7}{1.44} = 695 MHz$.

Una señal transmitida puede contemplarse como un vector dentro de un campo vectorial, cuya base está compuesta por un número finito de coordenadas ortogonales que pueden ser utilizadas para componer la señal [Pickholtz82].

$$x_D(t) = \sum_{i=1}^{M} \alpha_i \cdot S_i(t)$$
$$\alpha_i = \int_0^T x_D(t) \cdot S_i(t)\, dt \qquad \text{III.3}$$
$$\{S_i(t), 0 \le t \le T, 1 \le i \le M\}$$

Donde $x_D(t)$ es la señal en estudio y α_i las componentes del vector que describe a la señal dentro del espacio vectorial. $S_i(t)$ corresponde a cada una de las M señales de la base, con una duración T igual a la de la señal de comunicaciones. Según Shannon [Shannon91], para una señal con un ancho de banda W_D y una duración T la dimensión del espacio vectorial es de $M=2W_DT$.

El proceso de ensanche espectral supone introducir esta señal en un campo vectorial de mayor dimensión. Para ello se utiliza la señal de ensanche, de forma que la nueva señal $x_{SS}(t)$ se puede descomponer en combinaciones de los elementos de la base del nuevo espacio de dimensiones Z. La señal de código, de carácter aleatoria (así se considera en este estudio, aunque en la realidad esto es una aproximación), codifica las señales $S_i(t)$ dentro del nuevo espacio de señal ensanchada, tal y como se muestra en la ecuación III.4. Donde se descomponen cada una de las antiguas bases del espacio vectorial **S** en un vector de dimensión Z, cuyas bases son las funciones $f(t)$.

$$S_i(t) = \sum_{k=1}^{Z} S_{ik} \cdot f_k(t)$$
$$S_{ik} = \int_0^T S_i(t) \cdot f_k(t)\, dt \qquad \text{III.4}$$
$$\{f_k(t), 0 \le t \le T, 1 \le k \le Z\}$$

Esta codificación produce unas nuevas $S_i(t)$ aleatorias como la señal de código, con los S_{ik} independientes entre sí, de media cero y correlación.

$$\overline{S_{ik} \cdot S_{il}} = \frac{E_S}{Z} \delta_{kl} \qquad \text{III.5}$$

Donde E_S es la energía total de la señal $S_i(t)$, es decir la energía de la señal original se distribuye de forma uniforme entre todas las componentes del espacio vectorial de dimensión Z. Sólo en el caso de que se conozca exactamente los valores de los diferentes S_{ik} será posible recuperar la señal original. Puesto que la dimensión del

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

nuevo espacio es mayor que la del original, la nueva señal $x_{SS}(t)$ tiene un ancho de banda que cumple $Wss = \frac{N}{2T}$, y de ahí el ensanche espectral. La figura III.1 muestra el efecto de la expansión espectral con una señal aleatoria pura, donde la distribución aleatoria de la señal ensanchada confiere a su DEP unos niveles constantes para todo el ancho de banda (característico de una señal aleatoria). En los casos reales la señal se aproxima a este resultado.

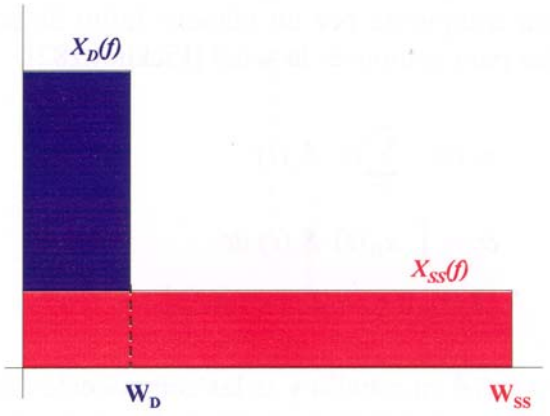


Figura III.1. Proceso de Ensanche con una señal aletoria pura

La nueva señal dispone de un espacio de señal de dimensión mucho mayor que el original para enviar la misma información, por lo que el resultado es que en cada instante de tiempo se utiliza un subconjunto de estas bases, que además son seleccionadas aleatoriamente. De esta forma se consiguen las propiedades de reducción de las interferencias o de baja probabilidad de detección con las que cuentan los sistemas de espectro ensanchado, y que serán estudiadas con más detalle dentro de este mismo capítulo.

3.3. Respuesta a las interferencias

Dos de las principales fuentes de perturbación en un sistema de comunicación son el ruido blanco y las interferencias.

El ruido blanco gaussiano aditivo (*Aditive White Gaussian Noise*, AWGN) se modela mediante una señal con una densidad espectral de potencia de ancho de banda infinito y nivel N_0. Esto equivale a una señal que tiene componentes del mismo valor en todas las coordenadas de un espacio infinito. A la hora de evaluar la perturbación que introduce el ruido en una señal, solamente se tiene en cuenta la energía de ruido de aquellas componentes de frecuencia en las que la señal tiene distribuida de su energía (o más exactamente, en el ancho de banda del filtro de canal del sistema receptor).

Según lo anterior, los sistemas de espectro ensanchado no introducen ninguna mejora frente al ruido blanco. De nada sirve cambiar aleatoriamente de unas coordenadas a otras del espacio de señal ensanchado, como se vio en el apartado 3.2, puesto que en todas ellas está presente el ruido blanco con la misma intensidad [Sklar88].

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

No ocurre lo mismo con las interferencias de potencia finita. Si la interferencia está ubicada permanentemente en una zona del espectro, o lo que es lo mismo, en una coordenadas del espacio de señal, solamente influirá en aquellas componentes que coincidan con las usadas con la señal. Como en los sistemas de SS las componentes de la señal cambian con el tiempo, la interferencia influye más en unos momentos que en otros (no siempre con la misma intensidad, como ocurría en los sistemas clásicos), por lo que se mejora la relación señal a ruido del sistema. Otra posibilidad es que la interferencia aumente también su dimensionalidad para ocupar todas las coordenadas del espacio ensanchado, en tal caso la energía de la interferencia se ve reducida en una proporción igual a la que exista entre el ancho de banda original de la interferencia y el ancho de banda de la señal ensanchada. Por tanto también se reduce la influencia de la perturbación en el sistema. La figura III.2 muestra ambas situaciones.

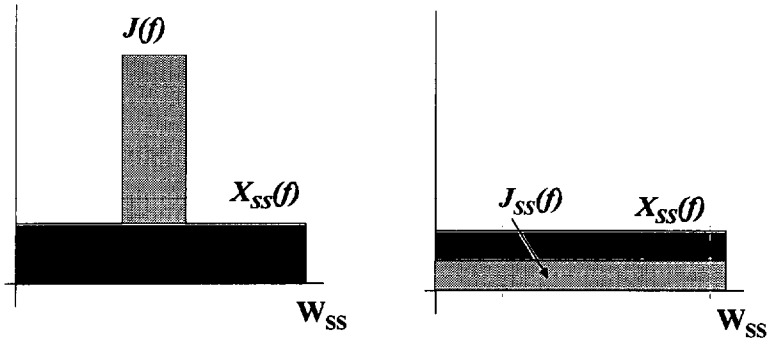


Figura III.2. Tipos de interferencia en sistemas SS

Matemáticamente esta propiedad se deduce a partir de las ecuaciones anteriores III.3 a III.5. De ellas se dedujo que la señal de datos consiste en una señal de dimensión M, donde la base de su espacio de señal ha sido codificada por la señal de código dentro del espacio de señal ensanchada de dimensión *Z*. Una interferencia cualquiera *J(t)* puede representarse en función de sus proyecciones J_k sobre el espacio de señal ensanchada según III.6.

$$J(t) = \sum_{k=1}^{Z} J_k \cdot f_k(t)$$
$$J_k = \int_0^T J(t) \cdot f_k(t)\, dt \qquad \text{III.6}$$
$$\{f_k(t), 0 \le t \le T, 1 \le i \le N\}$$

Que sumada a la señal deseada forma la siguiente señal recibida: $r(t)=S_i(t)+J(t)$. Donde $S_i(t)$ es la señal enviada cada intervalo de duración *T*. Una vez en el receptor la señal pasa a través de filtros adaptados a cada una de las señales $S_i(t)$, que únicamente son conocidas por el emisor y el receptor y que, como ya se comentó, se obtienen a partir de la señal de código. La salida del correlador correspondiente a la señal $S_i(t)$ que llega en ese momento será.

$$y_i(t) = \int_0^T r(t) \cdot S_i(t)\, dt = \int_0^T \left(S_i(t) \cdot S_i(t) + J(t) \cdot S_i(t)\right) dt = \sum_{k=1}^{Z} \left(S_{ik}^2 + J_k S_{ik}\right) \qquad \text{III.7}$$

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Puesto que $S_i(t)$ es una señal aleatoria de dimensión Z, produce sobre $J(t)$ un efecto equivalente al de la señal de código sobre la de datos. Pasa de $J(t)$ a una $J_{SS}(t)$ comprendida en un espacio de dimensión Z y carácter aleatorio con media igual a 0. Por tanto, el resultado de la esperanza de $y_i(t)$, considerando las señales $S_i(t)$ equiprobables, será.

$$E(y_i \mid S_i) = \sum_{k=1}^{Z} \overline{S_{ik}^2} = E_S$$
$$E(y_i) = \frac{E_S}{M} \qquad \text{III.8}$$

Si la señal interferente consiste en un ruido blanco, la operación de producto con la señal aleatoria $S_i(t)$ no produce ningún efecto, puesto que el ruido blanco ocupa todas las dimensiones del espacio de señal ensanchada y con el mismo nivel. Lo único que se produce es una variación en los valores instantáneos de la señal, pero sigue manteniendo sus características de aleatoriedad: simplemente se obtiene otra realización del mismo proceso estocástico gaussiano. Por esta razón los sistemas de espectro ensanchado no pueden mejorar las prestaciones frente al ruido blanco.

Del mismo modo que en el caso anterior se puede calcular la varianza de la señal $y_i(t)$, y a partir de ella y de III.8 determinar la relación señal a ruido del sistema[Pickholtz82].

$$\text{var}(y_i) = \frac{E_S}{Z \cdot M} E_J$$
$$\left(\frac{S}{N}\right)_{SS} = \frac{E^2(y)}{\text{var}(y)} = \frac{E_S^2}{M^2} \frac{Z \cdot M}{E_S E_J} = \frac{E_S}{E_J} \frac{Z}{M} \qquad \text{III.9}$$

Donde E_S/E_J es la S/N de la señal original antes de ensancharse. Como se puede observar, la señal ensanchada presenta una mejora de su S/N en un factor igual a la relación entre las dimensiones de espacio ensanchado y no ensanchado, que se denomina ganancia de proceso (G_P) y que es uno de los parámetros principales de un sistema de espectro ensanchado. Otro dato a tener en cuenta es que esta ganancia de proceso es independiente de cómo se distribuya la potencia de la señal interferente.

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{SS} = \left(\frac{S}{N}\right) \cdot G_P \qquad \text{III.10}$$

Sustituyendo en la ecuación III.8 los valores de las dimensiones de los espacios de datos y señal ensanchada por sus equivalentes ($M=2W_DT$; $Z=2W_{SS}T$) se obtiene la expresión de la ganancia de proceso en función de los anchos de banda de las señales de datos y ensanchada.

$$G_P = \frac{Z}{M} = \frac{2W_{SS}T}{2WT} = \frac{W_{SS}}{W_D} \qquad \text{III.11}$$

Una medida más realista de la mejora que puede ofrecer un sistema de espectro ensanchado es el margen de interferencia, que tiene en cuenta las pérdidas internas del

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

sistema y la S/N necesaria en la señal de salida del receptor para que la señal sea adecuada al resto de circuitos de la cadena receptora [Dixon84].

$$M_J = G_P - \left[L_{sis} + \left(\frac{S}{N} \right)_{OUT} \right] \qquad \text{III.12}$$

Donde L_{sis} son las pérdidas introducidas en el sistemas y S/N_{OUT} es la relación señal a ruido requerida a la salida de receptor.

3.4. Señales de código

La señal responsable de la dispersión espectral de la señal es uno de los elementos más importantes del sistema. Sus características influyen determinantemente en las propiedades del sistema SS final.

La señal de código, como ya ha sido comentado en apartados anteriores, debe tener carácter aleatorio. Si la señal es aleatoria pura, se obtienen sistemas de espectro ensanchado con unas características ideales como las siguientes:

- *Ensanche espectral con DEP uniformemente distribuida.* La señal ensanchada se obtiene distribuyendo la energía de la señal de datos en el nuevo ancho de banda. Sólo para el caso de códigos aleatorios la señal ensanchada tiene el mismo nivel en todas sus componentes espectrales, es decir es también una señal aleatoria pura. Se obtiene con ello, una codificación de la señal indescifrable para cualquier intruso, ya que se confunde con una señal de ruido. Además, la distribución uniforme de energía evita que la perturbación, introducida por una señal interferente, varíe en función de la zona del espectro donde se encuentre dicha interferencia; lo que sí ocurriría si la señal ensanchada tuviese, por ejemplo, mayor concentración de energía en las frecuencias interferidas.

- *Eliminación de la multipropagación.* Como se explica más adelante los fenómenos de multipropagación se pueden reducir en los sistemas de SS. Dicha reducción depende en gran medida del ancho de la función de autocorrelación de la señal de código. El ancho mínimo de esta función se da para el caso de señales aleatorias, cuya autocorrelación es una delta de Dirac (ancho 0).

- *Eliminación de la interferencia multiusuario.* También explicada más adelante, la interferencia de otros usuarios con señales de espectro ensanchado presentes en el medio está en relación directa con la función de correlación cruzada de los códigos de los distintos usuarios. Si las señales de código son aleatorias puras, el resultado de la correlación cruzada es nula, lo que supone la no interferencia por parte del resto de señales en el medio.

Ante la imposibilidad de generar señales aleatorias puras, se utilizan códigos que se aproximan a éstas, denominados secuencias pseudoaleatorias. Una secuencia pseudoaleatoria es una señal determinista y periódica, lo que la aleja del concepto de señal aleatoria propiamente dicha. Sin embargo, cumple algunas otras propiedades asociadas a las señales aleatorias, lo que puede hacerlas parecer señales aleatorias. Estas propiedades son, para el caso de señales binarias [Sklar88]:

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

- *Balance*: en un periodo de la señal, el número de unos y de ceros se diferencien como máximo en un dígito.

- *Recorrido*: propiedad que exige que el número de secuencias de bits iguales consecutivos en un periodo, sea de la siguiente manera: la mitad de tramas sea de un sólo bit, la cuarta parte de dos bits consecutivos, la octava parte de tres bits del mismo valor y así sucesivamente.

- *Autocorrelación*: debe presentar una autocorrelación con únicamente, dos niveles posible, como se verá en el punto 3.4.2.

Como se puede apreciar estas características se aproximan a las de una señal aleatoria binaria. En ésta, la mitad de sus experimentos dan un valor y la otra mitad el otro. La distribución de repeticiones del mismo valor se distribuyen uniformemente, de manera que se da con menos probabilidad los casos de mayor número de repeticiones. Y la autocorrelación es una delta de Dirac con dos valores bien diferenciados.

3.4.1. Secuencias con registros de desplazamiento

La forma más extendida de generar las señales pseudoaleatorias es mediante el uso de registros de desplazamiento realimentados. Estas técnicas son de fácil implementación y presentan diferentes variantes o familias de códigos con diferentes características. El esquema de un generador de este tipo de secuencias se presenta en la figura III.3, que consiste en un registro de desplazamiento, con las salidas de sus etapas (algunas o todas, según el caso) son introducidas en una función lógica, cuya salida se realimenta a la entrada del registro. Como resultado se obtienen secuencias de bits, que reciben el nombre de *chips*, generados a la frecuencia de reloj del registro de desplazamiento (duración $T_c=1/f_c$, con f_c frecuencia de reloj del generador de código).

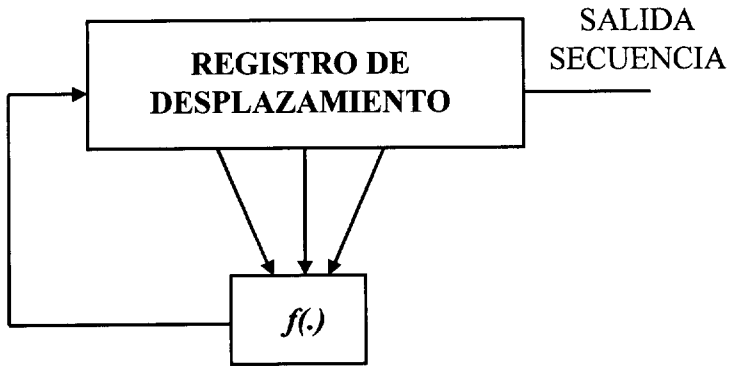


Figura III.3. Esquema de un generador con registro de desplazamiento realimentado

La realimentación es la encargada de mantener activo el generador, en caso contrario llegaría un momento donde todos los registros estuviesen a 0 y la salida no variaría de valor. La realimentación más común es una puerta XOR que tiene como entradas los valores de algunos de los elementos del registro. Según el número de elementos del registro, las realimentaciones a la puerta XOR y el estado inicial, se generan diferentes secuencias.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Un registro con r elementos, tiene 2^r posibles estados, por lo que habrá una repetición de valores dentro de los siguientes 2^r+1 estados. Así pues, la periodicidad de los códigos generados con registros de desplazamiento realimentados es $p \leq 2^r$. Por otra parte, hay que evitar que se dé el estado de todos los elementos a 0, pues como ya se comentó, la realimentación a través de la puerta XOR produciría un valor de 0 también y la secuencia se mantendría en ese valor. Así pues no se tienen 2^r estados posibles, sino 2^r-1, por lo que el periodo de una secuencia de este tipo es $p \leq 2^r-1$.

El hecho de usar una realimentación supone que la secuencia que entra en el primer elemento del registro y a medida que transcurre el tiempo, pasa al resto de etapas del registro, depende de los valores de esas etapas introducidos en la función XOR de realimentación. Así que de código depende de sus valores anteriores y sigue la recursión siguiente.

$$C_n = \sum_{k=1}^{r} a_k C_{n-k} \pmod 2 \qquad \text{III.13}$$

Donde C_n es el valor en el instante n de la secuencia de código, C_{n-k} indica los valores de los elementos del registro de desplazamiento y los a_k son unos coefiecientes binarios, de valor 1 si ese elemento entre en la XOR o 0 en caso contrario. El sumatorio representa la operación de la XOR, por lo que las sumas deben hacerse en módulo 2.

Un subconjunto de los códigos generados con registros de desplazamiento son los códigos de máxima longitud (*Maximal Length Sequences*, MLS); los cuales, para un registro de r elementos producen secuencias con un periodo $p=2^r-1$, que es el mayor posible para este tipo de códigos. Estas secuencias sólo se dan para determinadas realimentaciones a la puerta XOR. Los códigos MLS cumplen con las condiciones de aleatoriedad postuladas anteriormente para considerar una señal como pseudoaleatoria:

- Contienen un cero más que el número de unos, por lo que se ajusta a la propiedad del balance.

- Contiene todos los números binarios de tamaño r (execepto el cero). Por tanto contiene series de unos y ceros consecutivos de la forma estipulada en la propiedad de *run*.

- Tiene una autocorrelación con dos valores bien diferenciados como se estudia a continuación.

Por todo esto los códigos MLS han sido seleccionados para su aplicación en este trabajo.

3.4.2. Autocorrelación de secuencias pseudoaleatorias

Para los códigos pseudoaleatorios, el cálculo de su autocorrelación o correlación cruzada se realiza comparando las dos secuencias a correlar *chip* a *chip*, y calculando la resta entre las coincidencias y no coincidencias [Pickholtz82]. Es por tanto una operación discreta, que en el caso de la autocorrelación cumple la ecuación III.14.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

$$R_{xx}[\tau]=\frac{1}{L}\sum_{k=1}^{L}x[k]x[k-\tau] \qquad \text{III.14}$$

Donde L es el periodo del código pseudoaleatorio y denota claramente que no se trata de señales aleatorias puras, por el hecho de ser periódicas.

En el caso de los códigos MLS se puede comprobar, además, que gracias a la distribución que presentan de sus valores (50% de grupos de un solo bit, 25% de grupos de dos bits iguales, 12,5% de grupos de 3 bits iguales,...), para cualquier valor de τ distinto de 0 el número de chips que coinciden menos el número de los que no coinciden es siempre –1[Dixon84], por tanto.

$$R_{xx}[\tau]=-\frac{1}{L} \quad \tau\neq 0 \qquad \text{III.15}$$

Para el caso de τ =0 se obtienen L coincidencias y 0 no coincidencias, pues no hay desplazamiento entre ambas secuencias y por tanto, la autocorrelación tiene un valor igual a 1. De esta forma se puede calcular el valor de la autocorrelación de un código MLS con la siguiente expresión.

$$R_{xx}[\tau]=\begin{cases}-\dfrac{1}{L} & \tau\neq 0\\ 1 & \tau=0\end{cases} \qquad \text{III.16}$$

Estos valores de R_{xx} se repiten de forma periódica con un ciclo igual al periodo de los códigos, es decir L. A mayor periodo, más se aproxima R_{xx} a la autocorrelación de una secuencia aleatoria pura, donde sólo aparece un impulso con valor 1. La figura III.4 representa es aspecto de una función de autocorrelación de un código pseudoaleatorio MLS.

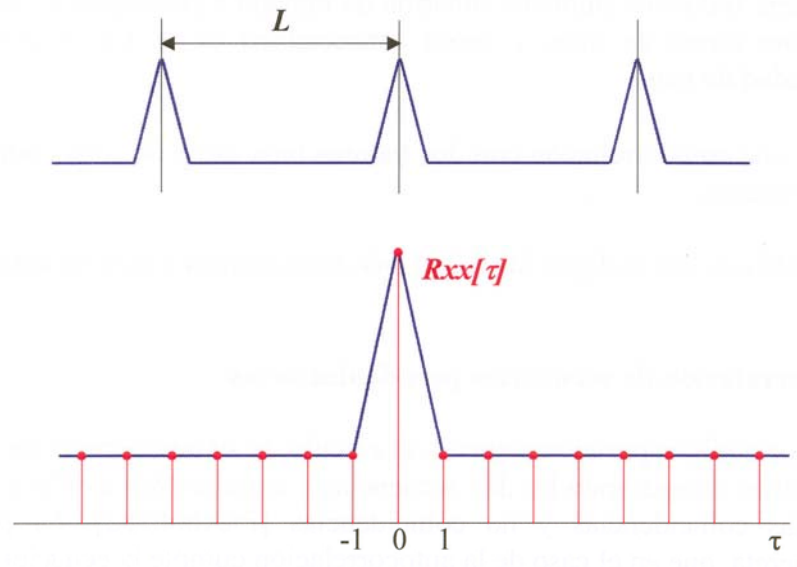


Figura III.4. Autocorrelacion discreta de códigos MLS

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

En el caso de otros tipos de códigos, ya no es posible asegurar que las coincidencia y no coincidencias se diferencien en un chip o L únicamente, como para los códigos de máxima longitud. Por tanto la función de autocorrelación puede presentar mas de un pico de diferentes valores, ocasionados por correlaciones parciales del código con réplicas suyas desplazadas[Dixon84]. Tal y como se muestra en la figura III.5.

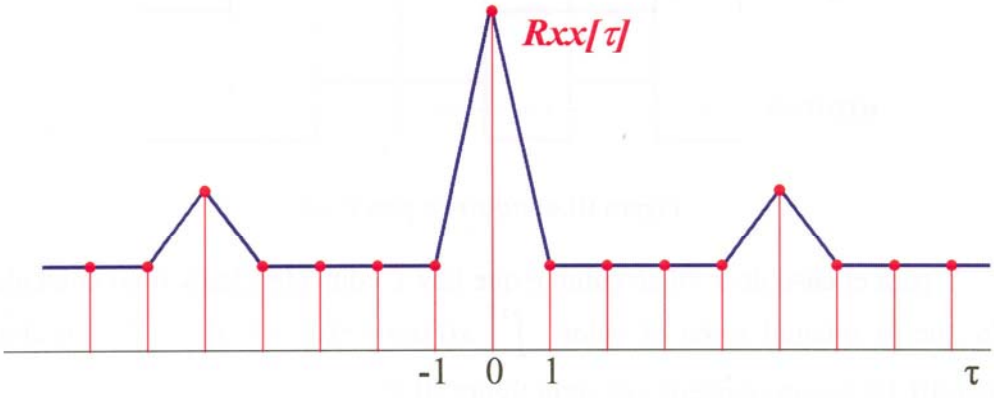


Figura III.5. Autocorrelacion discreta de códigos no MLS

En el campo real, sin embargo, los códigos generados están compuestos por chips de una cierta duración (T_c) y por supuesto, se trata de señales continuas en el tiempo. Debido a esto, el cálculo de la autocorrelación de las señales pseudoaleatorias cambia su expresión a la siguiente:

$$R_{xx}(\tau) = \frac{1}{LT_c} \int_0^{LT_c} x(t)x(t+\tau)\, dt \qquad \text{III.17}$$

Donde ahora el periodo de la señal de códigos viene dado por el producto del periodo en número de chips L y el tiempo de *chips* T_c.

En estas circunstancias se tiene que, para $\tau = nT_c$, se obtienen resultados análogos al caso anterior de códigos discretos: el producto x(t)x(t+τ) se puede evaluar mediante las coincidencias y no coincidencias de los chips de las secuencias a correlar. Pero en este caso esa diferencia, debe multiplicarse por la duración de los chips, es decir T_c. Esta es la diferencia que introduce la integral de la ecuación III.17. Otro dato a tener en cuenta, es que las señales deben ser bipolares para el cálculo de esta R_{xx}.

Por tanto, para $\tau = nT_c$ y $\tau \neq 0$, se tiene que el número de coincidencias menos el de no coincidencias es igual a -1, y la integral de III.17 toma un valor de: $\int_0^{LT_c} x(t)x(t+\tau)\, dt = -1 \cdot T_c = -T_c$. Y de ahí que el valor de R_{xx} sea el de la ecuación III.18. Esto se aprecia mejor en la figura III.6.

$$R_{xx}(\tau) = \frac{1}{LT_c}(-T_c) = -\frac{1}{L} \qquad \text{III.18}$$

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

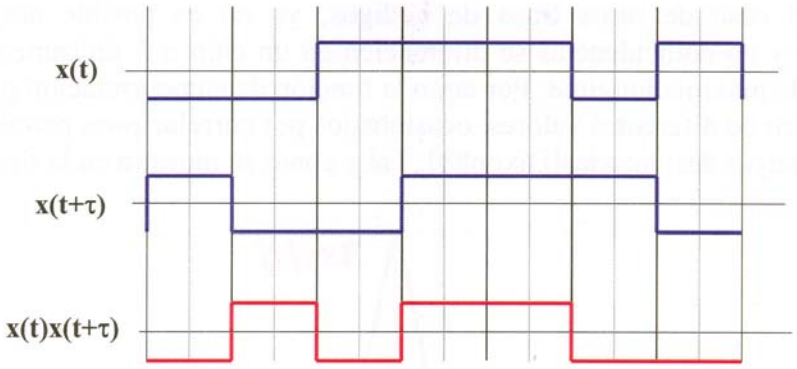


Figura III.6. $x(t)\cdot x(t+\tau)$ para $\tau=nT_c$

Y para el caso de $\tau=0$ se cumple que hay L coincidencias y 0 no coincidencias, por lo que la integral toma el valor: $\int_0^{LT_c} x(t)x(t+\tau)\,dt = L\cdot T_c = -T_c$. De donde se obtienen III.19, según se puede ver en la figura III.7.

$$R_{xx}(\tau) = \frac{1}{LT_c}(LT_c) = 1 \qquad \text{III.19}$$

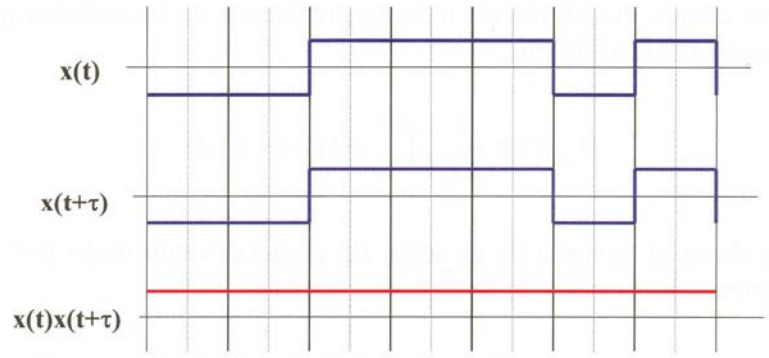


Figura III.7. $x(t)\cdot x(t+\tau)$ para $\tau=0$

Según se ha podido observar, para valores de τ múltiplos de T_c se obtienen los mismos valores que para el caso discreto. Esto se justifica en el hecho de que cada *chip* de $x(t)$ se multiplica por un solo *chip* de $x(t+\tau)$, dado que el desplazamiento entre las secuencias es un número entero de *chips*. Para otro tipo de desplazamientos ($\tau\neq nT_c$) se pueden distinguir dos casos:

- Desplazamiento mayor a un *chip*, $|\tau| > T_c$: la diferencia entre coincidencias y no coincidencias se mantiene en su valor $-T_c$, solo que distribuida entre varios *chips* y no uno entero como sucedía antes. Esto se puede ver en el ejemplo de la figura III.8, donde se obtiene el mismo valor de R_{xx} que en el caso anterior para $\tau=nT_c$ y $\tau\neq 0$.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

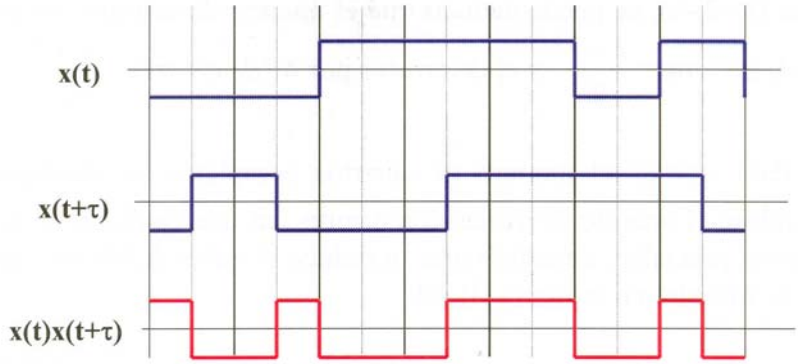


Figura III.8. $x(t)\cdot x(t+\tau)$ para $|\tau|>T_c$

- Desplazamiento menor de un *chip*, $|\tau|<T_c$: el resultado es igual a la autocorrelacion de dos pulsos cuadrados, de forma triangular con un máximo para τ=0 y mínimos para τ=-T_c y τ=T_c (de valor $-\frac{1}{L}$), pero repetido en cada uno de los L *chips* de la secuencia de código. La figura III.9. esquematiza este razonamiento.

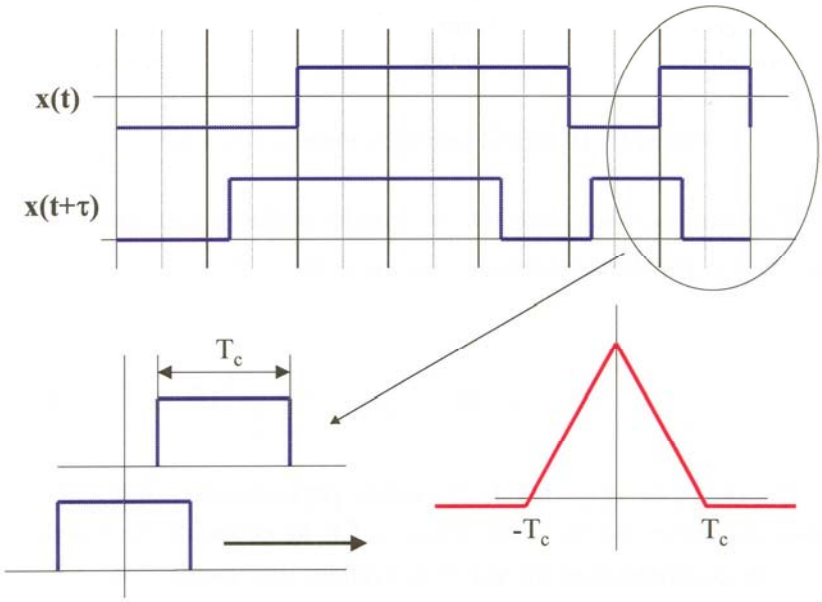


Figura III.9. Autocorrelación de códigos para $|\tau|<T_c$

Intuitivamente se puede comprobar que lo que ocurre para $|\tau|<T_c$ es que cada vez coinciden más partes de todos los chips, por lo que aumentan las coincidencias y se reducen las no coincidencias. Al contrario que para en el que se mantenía, en todo momento, una diferencia de T_c entre zonas iguales y zonas opuestas.

Si se parte de que para siempre hay un número de aciertos menor en una unidad al número de errores (no coincidencias) y de que el periodo de un código MLS

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

es impar ($L=2^r-1$), se puede deducir que el número de aciertos, en este caso, viene dado por N^o *de aciertos*$=\frac{L-1}{2}$, y el de errores por N^o *de errores*$=\frac{L+1}{2}$.

Para $|\tau| < T_c$ el número de aciertos completos se mantiene, mientras que va reduciéndose el área de las zonas con errores, en una cantidad igual a la que se suma a los aciertos parciales, a medida que se reduce el valor del desplazamiento. Un ejemplo de esto se muestra en la figura III.10.

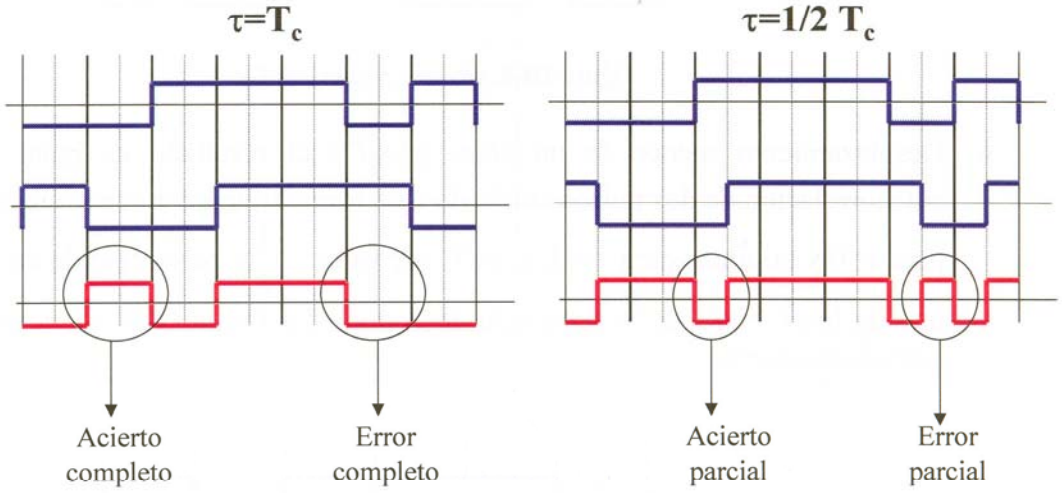


Figura III.10. Paso de errores completos a parciales al reducir el retardo

Con estas observaciones se puede deducir que para $|\tau| < T_c$ la integral que aparece en R_{xx}, puede calcularse de la siguiente manera.

$$\int_0^{LT_c} x(t)x(t+\tau)\,dt = \frac{L-1}{2}T_c + \frac{L+1}{2}(T_a) - \frac{L+1}{2}(T_e) \qquad \text{III.20}$$

Donde T_a es el ancho de las zonas parciales de coincidencia y T_e es el ancho de las zonas parciales de no coincidencia. En la ecuación se puede comprobar como se mantiene la componentes de aciertos totales, que estaba presente para $|\tau| > T_c$, y como se le añaden los aciertos parciales en igual número que los errores parciales, pues se han obtenido a partir de los errores totales que había anteriormente. Se deben distinguir dos zonas dentro del intervalo que comprende los valores de $|\tau| < T_c$:

Valores de $\tau<0$, como en la figura III.11. Donde se puede comprobar que las áreas de las zonas de errores y aciertos cumplen:

$$A_a = \int_0^{T_c+\tau} 1 \cdot dt = 1 \cdot (T_c + \tau) \qquad \text{III.21}$$

$$A_e = \int_{T_c+\tau}^{T_c} -1 \cdot dt = -1 \cdot (T_c - T_c - \tau) = -1 \cdot (-\tau) \qquad \text{III.22}$$

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

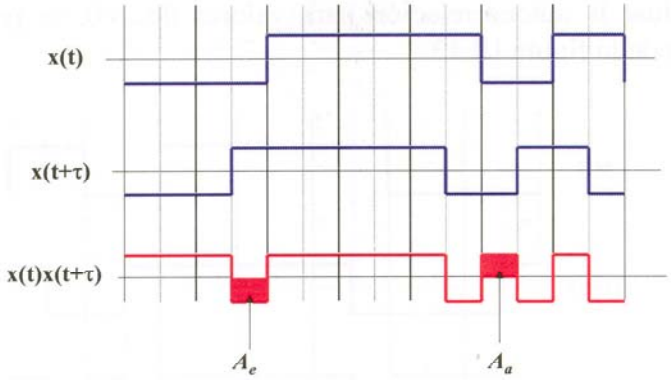


Figura III.11. Áreas A_a y A_e de aciertos y errores para $|\tau|>0$ y $\tau<0$

Aunque se han calculado las áreas de las primeras zonas de acierto y error parcial, el resto de ellas tienen el mismo ancho y por tanto cumplen las ecuaciones anteriores. Además, estas ecuaciones permiten obtener los tiempos de acierto y error: si se tiene en cuenta que los valores de 1 y –1 que aparecen, son las amplitudes de las zonas de acierto y error, su duración será la siguiente.

$$T_a = T_c + \tau \qquad \text{III.23}$$

$$T_e = -\tau \qquad \text{III.24}$$

T_e es un intervalo positivo puesto que estamos en el caso de $\tau<0$. La integral de la ecuación III.20 queda:

$$\int_0^{LT_c} x(t)x(t+\tau)\,dt = \frac{L-1}{2}T_c + \frac{L+1}{2}(T_c+\tau) - \frac{L+1}{2}(-\tau) = LT_c + (L+1)\tau \qquad \text{III.25}$$

Y de ahí se obtiene el valor de la autocorrelación para valores de $\tau<0$.

$$R_{xx}(\tau) = \frac{1}{LT_c}\left[LT_c + (L+1)\tau\right] = 1 + \frac{L+1}{LT_c}\tau \qquad \text{III.26}$$

Que tiene la forma de la figura III.12, que coincide con la parte izquierda del triángulo comentado anteriormente.

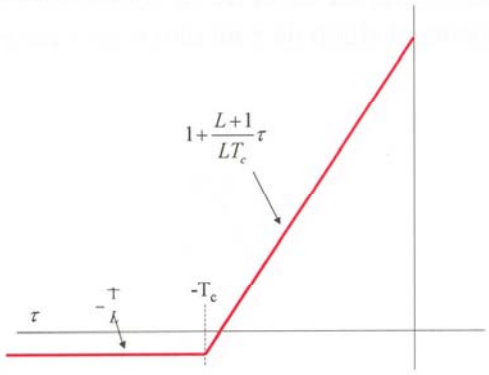


Figura III.12. Autocorrelación para $\tau<0$

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Para evaluar la autocorrelación para valores de $\tau>0$, se procede de la misma forma. Partiendo de la figura III.13.

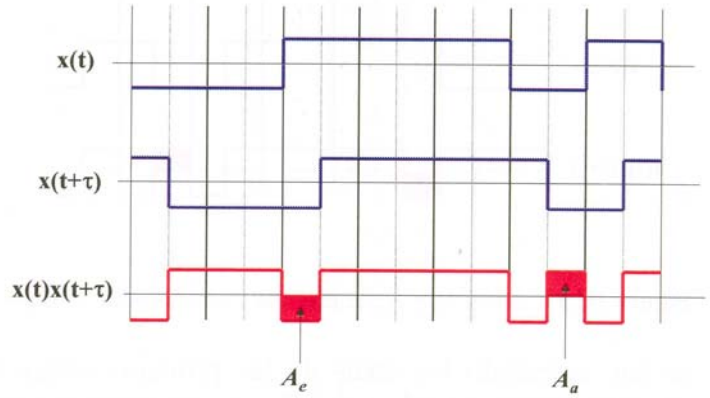


Figura III.13. Áreas A_a y A_e de aciertos y errores para $|\tau|>0$ y $\tau>0$

Se obtienen las áreas de los aciertos y errores parciales y con ellas la duración de cada una de esas zonas.

$$A_a = \int_{\tau}^{T_c} 1 \cdot dt = 1 \cdot (T_c - \tau) \Rightarrow T_a = T_c - \tau \qquad \text{III.27}$$

$$A_e = \int_{0}^{\tau} -1 \cdot dt = -1 \cdot \tau \Rightarrow T_e = \tau \qquad \text{III.28}$$

Estos valores se aplican en III.20.

$$\int_0^{LT_c} x(t)x(t+\tau)\,dt = \frac{L-1}{2}T_c + \frac{L+1}{2}(T_c - \tau) - \frac{L+1}{2}(\tau) = LT_c - (L+1)\tau \qquad \text{III.29}$$

Y finalmente se obtiene la expresión de R_{xx}.

$$R_{xx}(\tau) = \frac{1}{LT_c}\left[LT_c - (L+1)\tau\right] = 1 - \frac{L+1}{LT_c}\tau \qquad \text{III.30}$$

Cuya representación gráfica es la de la figura III.14 y que es idéntica al caso anterior si tenemos en cuenta el signo de τ en uno y otro casos.

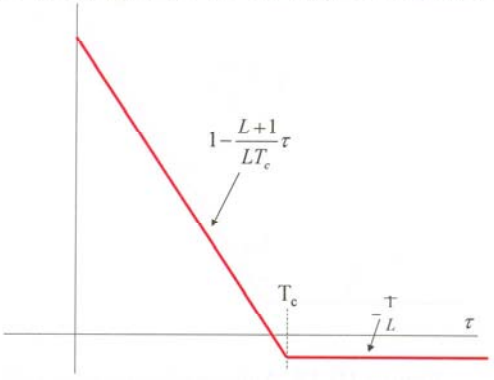


Figura III.14. Autocorrelación para $\tau>0$

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Según los cálculos realizados hasta ahora, la expresión de la autocorrelación de una secuencia de códigos MLS de duración de *chip* T_c es la siguiente.

$$R_{xx}(\tau)=\begin{cases} -\dfrac{1}{L} & |\tau|>T_c \\ 1-\dfrac{L+1}{LT_c}\tau & |\tau|<T_c \end{cases} \qquad \text{III.31}$$

Y su representación gráfica tiene forma triangular con valores de pico igual a 1 en el máximo y a $-\dfrac{1}{L}$ en el mínimo, tal y como se muestra en la figura III.15.

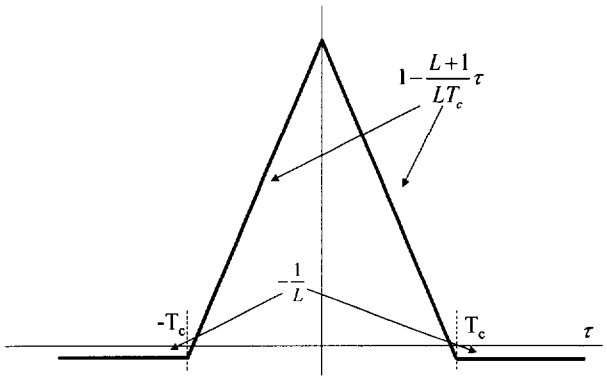


Figura III.15. Autocorrelación para todo valor de τ

3.4.3. Otros códigos

En este punto se pasa revista a otras familias de secuencias pseudoaleatorias que se utilizan en los sistemas de espectro ensanchado.

En primer lugar se analizan los códigos GOLD, que son generados a partir de la combinación de dos códigos MLS como se muestra en la figura III.16.

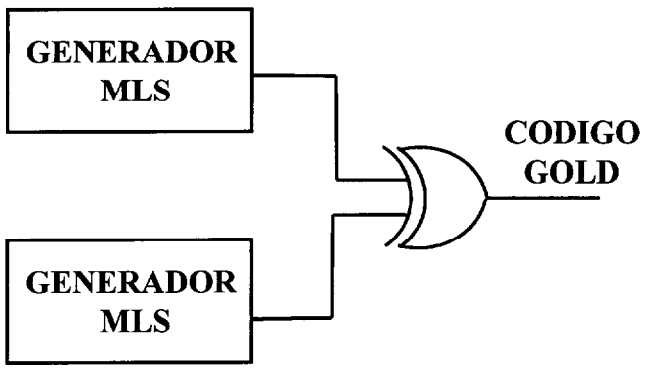


Figura III.16. Esquema de un generador de códigos GOLD

De esta familia se utiliza mucho un subconjunto denominado *Preferred Pair Gold Codes*, que presentan unas características óptimas para su aplicación en CDMA:

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

- Tienen una correlación cruzada con tan solo tres valores distintos, a diferencia de los códigos MLS que no tienen valores concretos y fijos de correlación cruzada.

$$C_{xy}(\tau) = \begin{cases} -2^{[(r+2)/2]} - 1 \\ -1 \\ 2^{[(r+2)/2]} - 1 \end{cases} \qquad \text{III.32}$$

- A partir de un generador de un *Preferred Pair Gold code* se puede obtener hasta 2^r+1 códigos diferentes con correlaciones cruzadas entre sí de tres valores.

Derivados de los códigos GOLD se obtienen los códigos KASAMI. Estos presentan las mismas características de correlación cruzada que los GOLD, pero permiten un número mayor de códigos distintos, $2^{r/2}(2^r+1)$.

Otro tipo de códigos son los WALSH-HADAMARD que tiene la característica de ser ortogonales entre sí. Sin embargo, no presenta una autocorrelación con un solo pico, el ensanche espectral se realiza solo en un número discreto de componentes de frecuencia, y las señales dejan de ser ortogonales cuando no están sincronizadas entre ellas o cuando aparecen fenómenos de multipropagación. Estos códigos podrían ser empleados en sistemas síncronos, como el propuesto en el capítulo 6 de esta Tesis.

Si la realimentación del registro se hace a través de una función no lineal (como una AND, por ejemplo) es posible obtener un número mayor de secuencias de código (hasta $2^{2r-1}/2^r$)con periodos entre 1 y 2^r [Golomb82].

Existen más tipos de códigos y técnicas de generación a las estudiadas aquí [chung89][Lötter94][Popovic92]. Todas ellas persiguen la obtención de señales con características, lo más aproximadas posibles a las señales aleatorias ideales, que por supuesto son las que mejores prestaciones ofrecen.

3.5. Respuesta a la multipropagación

El fenómeno de la multipropagación se produce cuando una señal puede llegar al receptor a través de trayectorias distintas, con retardos diferentes. Esto ocasiona un ensanchamiento en los datos recibidos, lo que produce interferencia entre símbolos en el receptor, que reduce la velocidad máxima de transmisión del sistema.

En el tratamiento de este tipo de perturbaciones por parte de los sistemas de espectro ensanchado, juega un papel fundamental la función de correlación de la señal de código utilizada por el sistema. Como se ha visto en los apartados anteriores, para una correcta recuperación de la señal de datos es necesario una sincronización exacta entre la señal de código en el receptor y la utilizada en el transmisor. Con ello se consigue que la salida del correlador tenga su nivel máximo, pues coincide con el valor máximo de la correlación de los códigos pseudoaleatorios estudiados. A medida que aumenta el desfase entre códigos la salida del correlador disminuye su amplitud, de acuerdo a la pendiente de la curva de la señal de autocorrelación y cuando el retardo es

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

superior a un tiempo de *chip* la amplitud del sistema se hace prácticamente nula ($-\frac{1}{L}$ según se vio en el apartado 3.4).

Esta propiedad, que implica una complicación en la circuitería para asegurar la sincronización, supone una ventaja a la hora de tratar con la multipropagación. Una señal que llega por una trayectoria más larga que la principal, a la que se sincroniza el sistema, tiene un retardo respecto a la señal de código local. Por lo tanto el resultado de su correlación estará afectado por un factor de valor inferior al de la componente principal, con lo que su aportación a la señal recibida es atenuada en el receptor, hasta el punto de ser eliminada si el retardo es mayor que T_c. La gráfica III.17 ejemplifica esta situación.

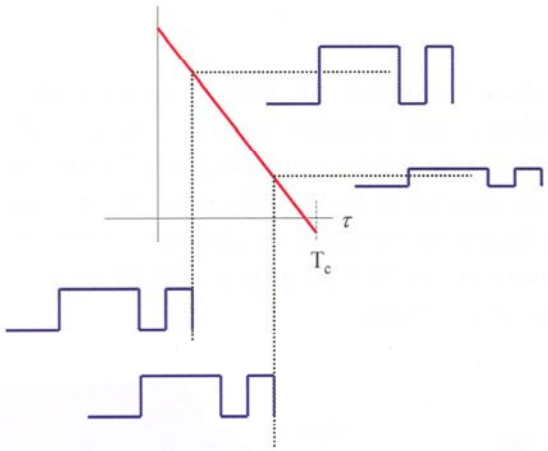


Figura III.17. Reducción de la multipropagación en sistemas SS

El resultado de este proceso se puede contemplar directamente sobre la respuesta del canal h(t). Esta indica el factor por el que se multiplican las componentes de señal con diferentes retardos; ahora hay que añadirle el efecto de correlador sobre esas mismas componentes, por lo que se puede obtener una nueva respuesta global del canal con sistema de espectro ensanchado incorporado. Para ello, basta con multiplicar la respuesta del canal por la función de autocorrelación del código, tal y como se muestra en la figura III.18, que corresponde a un sistema con W_{SS}=100 MHz.

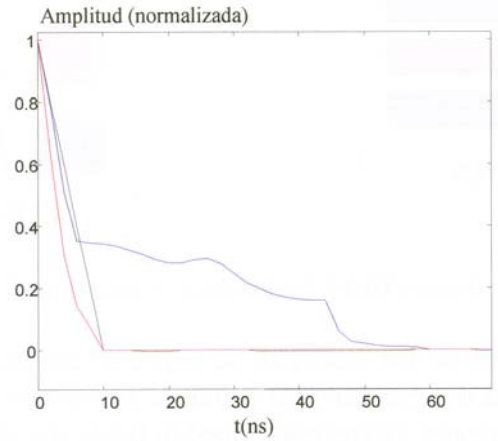


Figura III.18. Reducción de multipropagación: canal original (azul), autocorrelación (negra) y canal modificado (rojo)

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Como se puede observar para valores de retardo mayores de T_c (T_c=10ns), el nuevo canal no presenta componentes significativas. En el caso teórico de utilizar una señal aleatoria pura, con autocorrelación igual a una delta de Dirac, sólo se conserva la componente principal de la señal recibida, la que está en sincronía con el código local, y el resto es eliminado. De esta forma el canal se queda con una h(t) igual a una delta de Dirac, con lo que se eliminaría por completo la multipropagación.

El efecto que produce el correlador es similar al de un ecualizador. Solo que en este caso se reducen o eliminan las componentes retardadas, con lo que se pierde esta porción de energía de la señal. Mientras que los ecualizadores toman las distintas componentes y las recombinan para obtener una señal con la misma energía y menor ISI.

3.6. CDMA

Esta característica introduce un nuevo sistema de acceso al medio (*Code Division Multiple Access*), que permite que dos señales de comunicación distintas compartan el mismo medio de forma simultánea y a la misma frecuencia. A diferencia de las otras técnicas de acceso al medio clásicas, en las que la ortogonalidad de las señales se obtiene mediante su situación en distintas zonas del espectro (FDMA) o en distintos instantes de tiempo (TDMA). La figura III.19 muestra una comparación de los distintos sistemas de acceso al medio.

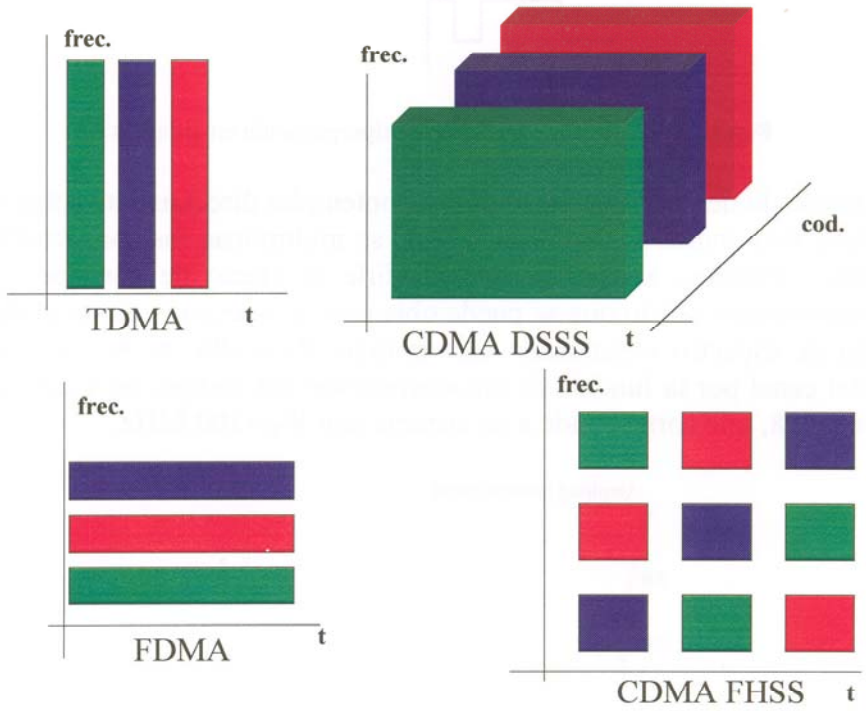


Figura III.19. Esquemas de acceso al medio

En esta propiedad de los sistemas de espectro ensanchado, como en todas las demás, influye de forma determinante la señal de código utilizada en el sistema. Para que varias señales de espectro ensanchado puedan hacer uso del CDMA, es preciso que éstas tengan unas correlaciones cruzadas entre sí lo más pequeñas posibles, de forma que el filtro adaptado a la señal de código en el receptor obtenga su señal con nitidez y

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

elimine aquellas componentes debidas a las otra señales. En los sistemas de espectro ensanchado cada señal está modulada con una señal de código distinto y es esta señal de código la que determina las propiedades de correlación cruzada entre las señales.

Si las señales de ensanche fuesen, como es deseable en teoría, aleatorias puras, la correlación entre ellas sería nula y un receptor sólo recibiría señales moduladas por el mismo código que utiliza en recepción. En el caso real los códigos de ensanche tienen correlaciones cruzadas no nulas, con lo que las señales de los demás canales producen interferencias en la señal demodulada. Es lo que se conoce como interferencia multi usuario (*Multi User Interference*, MUI) o interferencia por acceso múltiple (*Multiple Access Interference*, MAI).

En el receptor se recibe la señal deseada y las del resto de usuarios. La primera de ellas es colapsada para dar la señal de datos, mientras que el resto se ven atenuadas por un factor que viene dato por la correlación cruzada entre los códigos del receptor y de la señal. Como las señales interferentes son de las mismas dimensiones que la señal deseada, se comportan en parte como un ruido blanco gaussiano, es decir el paso por el correlador no cambia la distribución de su DEP, pero si cambia su nivel de energía, gracias a la correlación cruzada entre códigos. Así pues, se tiene en la salida del correlador la señal de datos y una suma de señales de ruido, que podemos considerar blanco gaussiano por el teorema central del límite, de las cuales sólo influyen las componentes dentro del ancho de banda de la señal de datos. En la figura III.20 se puede ver el efecto de la interferencia multiusuario.

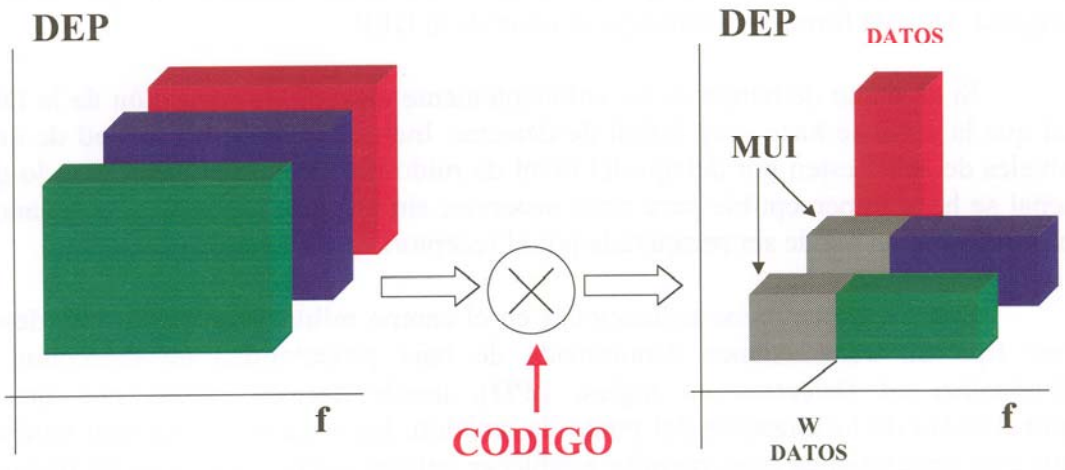


Figura III.20. Interferencia multiusuario

Para reducir en lo posible la MUI se utilizan distintas técnicas:

- Diseño de códigos: con secuencias que presenten muy baja correlación cruzada. Aunque debido a que la mayoría de los sistemas son asíncronos no es posible asegurar que dos códigos con correlación cruzada nula, sigan manteniendo este valor cuando no hay un desfase nulo entre ambas secuenicas.

- Control de potencia: la interferencia MUI introducida por una señal depende, en gran medida, de la potencia de dicha señal. En algunos caso de sistemas con terminales muy distantes entre si puede darse el caso de que la señal interferente

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

sea de mucha mayor potencia que la señal deseda, y a pesar de la atenuación que sufre en el receptor, la señal interferente sea de mayor nivel que la de datos obtenida. Este es el efecto conocido como *near-far* (que se comenta más adelante), y que produce grandes problemas en los sistemas de RF.

- Uso de códigos de corrección de errores (*Fowar Error Correction*, FEC): que permiten mejorar la tasa de error del sistema en presencia de bajas relaciones señal a ruido. Ejemplos de estos son el uso de códigos convolucionales [Cedeniyan97][Haccoun97], o codificación *trellis* [Boudreau90].

- Aplicación de receptores sectorizados: de esta forma se reduce el número de usuarios que acceden por cada zona de recepción, con la consiguiente reducción de la interferencia MAI [Buljore97].

3.7. Otras propiedades

A parte de las tres características principales comentadas anteriormente, los sistemas de espectro ensanchado presentan otras posibilidades de interés en distintas aplicaciones.

3.7.1. Reducción de la densidad de energía

Como se pudo ver en el proceso de ensanche de la señal de datos, el resultado es una señal de mucho mayor ancho de banda donde se distribuye la energía de la señal original. De esta forma se disminuye el nivel de la DEP.

Si el ancho de banda es los suficientemente elevado, la reducción de la DEP es tal que la señal se hace muy difícil de detectar. Incluso cave la posibilidad de que los niveles de señal estén por debajo del nivel de ruido presente en el canal, con lo que la señal se hace imperceptible para otros sistemas; sin embargo, gracias a la ganancia de proceso la señal puede ser recuperada por el receptor.

Esta propiedad tiene aplicaciones en el campo militar donde son muy deseadas este tipo de transmisiones denominada de baja probabilidad de detección (*Low Probability of Detection* en inglés, LPD), donde además cuenta con una baja probabilidad de localización del punto de emisión. En el campo comercial también es útil esta característica pues permite establecer enlaces sobre segmentos de frecuencias ya ocupados por otros sistemas, sin perturbarlos de ninguna manera. Es lo que se conoce por *overlaying* [Milstein96] y existe bibliografía de trabajos en este sentido, como los desarrollados en las bandas asignadas a los radioenlaces [Marshall96] y a los sistemas de telefonía celular analógica [Filis93].

3.7.2. Alta resolución de medida de retardos

La medida de distancias se realiza, principalmente, con el cálculo del retardo desde que una señal de pulso es enviada hasta que se recibe. La resolución de estos sistemas depende de la anchura del pulso emitido y del retardo mínimo que puede medir la circuitería.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Las limitaciones anteriores puede reducirse con el uso de espectro ensanchado y más concretamente con el uso de la función de autocorrelación de los códigos de ensanche. Como ya se comentó en el apartado de los efectos sobre la multipropagación, cuanto mayor es el retardo menor es el nivel de la autocorrelación.

De esta forma, es posible medir una distancia o un retardo por el nivel de la salida de un correlador, donde se introduzcan la señal emitida y la recibida. La resolución no depende de la velocidad de medida, sino de la exactitud del cálculo de la correlación realizado y del ancho de la función de autocorrelación, que es igual al ancho del pulso de la señal de código utilizada T_c. Estos principios son los usados en los sistemas de navegación GPS [Getting93] y otros sistemas de medición de distancias [Lopéz-Hernández99.2]

3.8.Tipos de sistemas de SS

Existen distintas posibilidades de conseguir el aumento en las dimensiones de la señal que se diferencian en la forma en que se utiliza la señal de código. En este punto se describen los tres sistemas principales, aunque existen otros como el método del chirp [Tsui94], que entran dentro de los sistemas de espectro ensanchado, pero no se usan en el campo de las comunicaciones.

Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS), o espectro ensanchado por secuencia directa, es una de las principales técnicas utilizadas. Se basa en multiplicar la señal de datos por una secuencia de código, como se muestra en la figura III.21

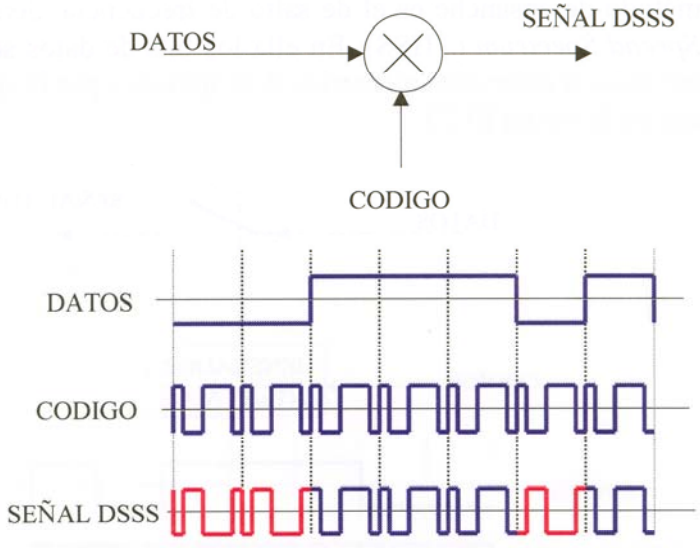


Figura III.21. Esquema DSSS y señales asociadas

Es el sistema empleado en los sistemas de navegación GPS y el seleccionado para este trabajo por sus características, que serán estudiadas con más detalle más adelante.

El sistema de espectro ensanchado por salto de frecuencia, o *Frequency Hopping Spread Spectrum* (FHSS), utiliza la señal de código para seleccionar una frecuencia de señal portadora de un conjunto de posibilidades. De esta forma, el ancho de banda de la

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

señal se amplia al conjunto de las nuevas portadoras y la señal de datos es transportada por una banda distinta cada cambio de frecuencia. De esta técnica existen dos posibilidades *Fast* FHSS y *Slow* FHSS, que depende de si el cambio de portadora se realiza varias veces en un periodo de bit o si el tiempo entre cambios de portadora permite transmitir varios bits en la misma portadora. La figura III.22 ilustra un sistema FHSS.

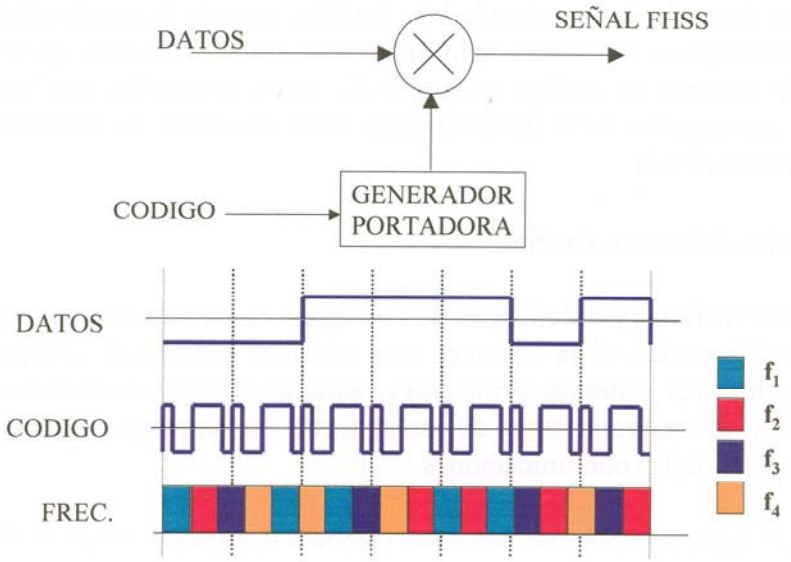


Figura III.22. Sistema FHSS y señales asociadas

El otro método de ensanche es el de salto de frecuencia, denominado en inglés *Time Hopping Spread Spectrum* (THSS). En ella los bits de datos son reducidos en su duración y son enviados a intervalos aleatorios determinados por la señal de código. Tal y como se muestra en la figura III.23.

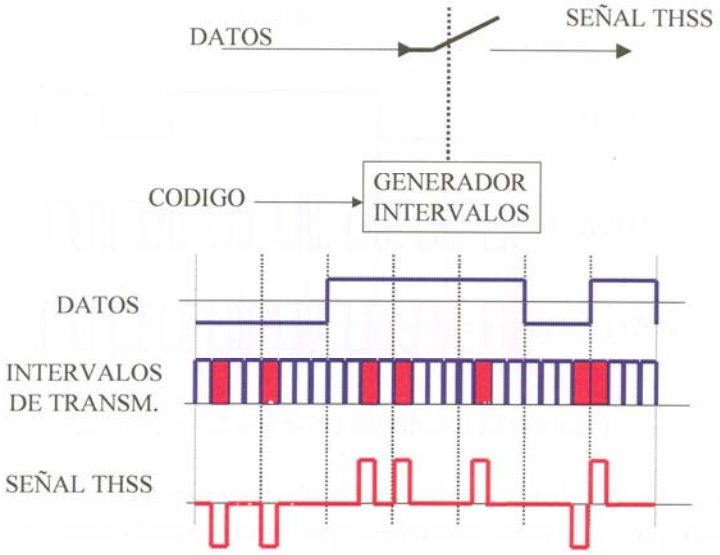


Figura III.23. Sistema THSS y señales asociadas

También es posible realizar sistemas híbridos para conseguir nuevas mejoras. Así por ejemplo los sistemas FH/DS SS combinan estas dos técnicas para conseguir

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

mayores ensanches, y por tanto mayores ganancias de proceso, con circuitos menos complejos que en el caso de usar una sola técnica. O los sistemas TH/FH SS reducen la probabilidad de que dos transmisiones desde distintos terminales se produzcan simultáneamente y de esta forma disminuir los efectos del fenómeno *near-far*, por el cual la MUI introducida por señales de otros usuarios, más cercanos al receptor que su emisor correspondiente, supera en nivel a la propia señal demodulada [Parkvall96] [Gollamudi97]. Éste es un problema que afecta mucho a los sistemas de espectro ensanchado en radio frecuencia; no así en los sistemas ópticos propuestos en este trabajo, como se podrá ver en capítulos posteriores.

3.9. Sistemas DSSS

Como ya se ha comentado este sistema realiza el ensanche de la señal mediante un producto por la señal de código. Este es un proceso sencillo que no requiere circuitos de alta complejidad. En este trabajo se ha seleccionado esta técnica porque la señal resultante es una señal en banda base (desde 0Hz hasta la frecuencia de *chip*), de forma que se utiliza como portadora la propia señal óptica. Esto supone una simplificación respecto al caso de radiofrecuencia, donde el uso de una modulación adicional precisa de circuitos de recuperación de portadora en el receptor o de demodulación de la señal, mientras que en el caso óptico el fotodetector produce directamente la señal moduladora de la señal de infrarrojos recibida.

Si se compara con otras técnicas DSSS es más sencillo que FHSS, por ejemplo, pues no necesita los generadores de portadora variables (por lo general se utilizan circuitos DDS, *Direct Digital Sinthetizer*), aunque los dispositivos necesarios para la sincronización son más complejos. Con DSSS se puede aprovechar todo el ancho de banda, pues no hay señales portadoras que modulen las señales a distintas frecuencias.

3.9.1. Método de ensanche

Utilizando la teoría desarrollada en el apartado 3.2, se parte en el caso de DSSS, de una señal de datos $x(t)$ de una sola dimensión. Es decir, se transmite una sola señal $S_i(t)$ que consiste en un pulso de longitud T y energía E_b, que puede ser invertido o no en función de la señal de datos $x_D(t)$ ($S_i(t) = \pm\sqrt{E_b/T}$).

Para codificar esta señal $S_i(t)$ en el espacio de señal ensanchada se sustituye por la señal de código $c(t)$, compuesta por chips de duración T_c y valores ±1. De esta manera, la señal ensanchada $x_{SS}(t)$ se obtiene multiplicando esta señal de código por la señal de datos original.

$$S_i(t) = c(t) = \sum_{k=1}^{Z} C_k f_k$$

$$\overline{C_k C_l} = \frac{E_b}{Z}\delta_{kl} \qquad \text{III.33}$$

$$x_{SS}(t) = x(t) \cdot c(t)$$

De esta forma el esquema del circuito de modulación coincide con el presentado en la figura III.21 del apartado 3.8, y las señales $S_i(t)$ y $c(t)$ siguen la gráfica III.24.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

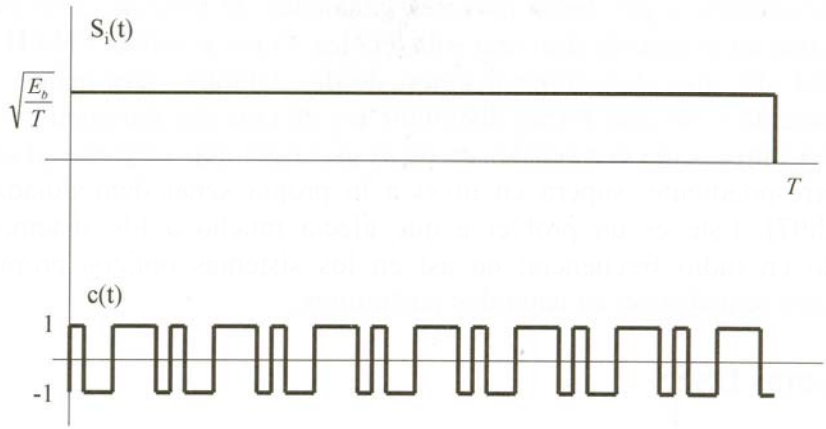


Figura III.24. Señal $S_i(t)$ y señal de código $c(t)$

Como en el caso real, se utilizan secuencias de códigos pseudoaleatorias, la distribución de energía en ancho de banda de la señal ensanchada no es uniforme, como para señales de código aleatorias puras, sino que coincide con la forma de la DEP de la secuencia de código utilizada. Estas señales siguen la forma de una función *sinc*, correspondiente a la DEP de un tren de pulsos pseudoaleatorios, como se muestra en la ecuación III.34 y en el ejemplo de la figura III.25.

$$X_{SS}(f) = \frac{1}{f_C} \cdot \left(\frac{\sin \pi f_C / f_C}{\pi f_C / f_C} \right)^2 \qquad \text{III.34}$$

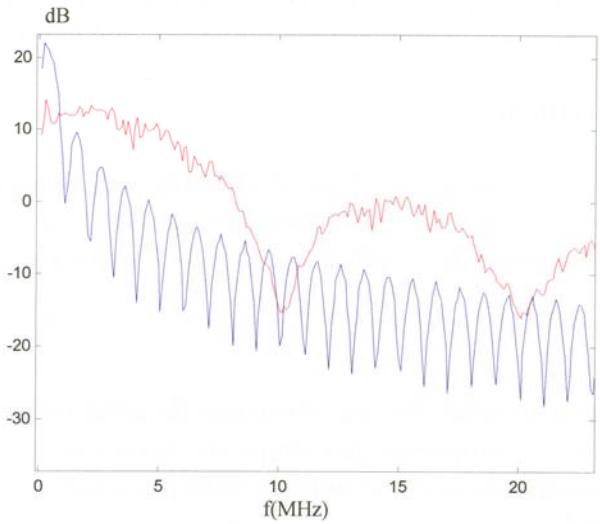


Figura III.25. Señal de datos $x_D(t)$ (azul) y señal ensanchada (roja)

La disminución de la DEP de la señal coincide con la ganancia de proceso del sistema $G_P = W_{SS}/W_D$. Esto se corresponde con una redistribución de la señal de forma que manteniendo la misma energía ocupe un ancho de banda mayor; o lo que es lo mismo, se cambian el alto y el ancho de la DEP, pero manteniendo su área en el mismo valor, tal y como se esquematiza en la figura III.26.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

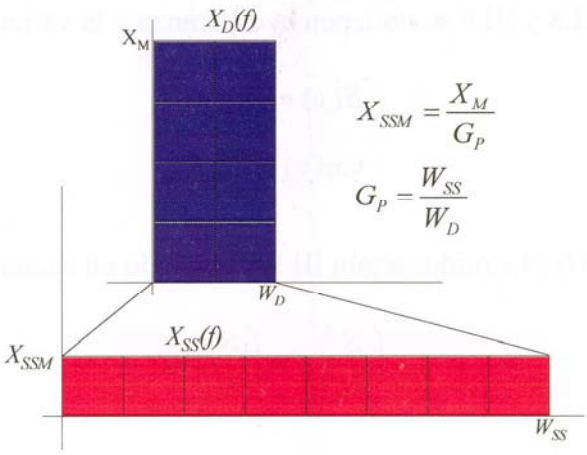


Figura III.26. DEP de la señal de datos (azul) en la señal ensanchada (roja)

3.9.2. Respuesta a las interferencias

Como todo sistema de espectro ensanchado, el método DSSS no presenta ventajas frente al ruido blanco gaussiano, por las razones que ya se discutieron anteriormente. En cuanto a las interferencias de banda estrecha se puede realizar un cálculo análogo al de las ecuaciones III.6 a III.9.

Con una interferencia del tipo de la descrita en III.6 y la señal ensanchada de III.33, se tiene a la entrada del receptor una señal recibida como la siguiente.

$$r(t) = x_D(t) \cdot c(t) + J(t) \qquad \text{III.35}$$

Como sólo se tiene una señal $S_i(t)=c(t)$, en el receptor se necesita un único correlador en el que se introducen, por un lado la señal recibida y por otro, la señal de código local sincronizada con la usada en transmisión. La señal a la salida del correlador será la de la ecuación III.36, donde $x_D(t)$ tiene el mismo valor durante toda la duración del intervalo de integración (es un dato de duración T).

$$y(t) = \int_0^T r(t) \cdot c(t)\, dt = \int_0^T \left(x_D(t) \cdot c(t) \cdot c(t) + J(t) \cdot c(t) \right) dt \qquad \text{III.36}$$

En la ecuación anterior $c(t) \cdot c(t) = c(t)^2 = 1$, dado que elevar al cuadrado una señal de chips a ±1 da como resultado un valor constante de 1, con lo que III.36 queda.

$$y(t) = \int_0^T \left(x_D(t) + J(t) \cdot c(t) \right) dt \qquad \text{III.37}$$

Como se puede comprobar la señal interferente sufre un proceso de ensanche igual al que sufrió la señal de datos en transmisión. Por tanto su DEP se ve ensanchada a las dimensiones de espacio de señal ensanchada y disminuida en una proporción igual a una ganancia de proceso de interferencia, $G_{PI}=W_{SS}/W_J$.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Aplicando III.8 y III.9 se obtienen la esperanza y la varianza de la señal $y(t)$.

$$E(y) = E_b$$
$$\text{var}(y) = \frac{E_b}{Z} E_J \qquad \text{III.38}$$

Y la relación S/N a ruido, según III.9 y teniendo en cuenta que M=1 queda.

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{SS} = \left(\frac{S}{N}\right) \cdot Z \qquad \text{III.39}$$

Que sigue cumpliendo III.11.

Como ejemplo se muestra en la figura III.27 un esquema del proceso seguido por las señales DSSS y su efecto sobre las interferencias. Se puede observar como en primer lugar, la señal es ensanchada tomando su DEP un nivel equivalente a la potencia de la señal de datos dividido por la ganancia del proceso. A continuación se presenta la interferencia de banda estrecha dentro del ancho de banda de la señal ensanchada, pero sin ocuparlo por completo, en cuyo caso se trataría de un ruido blanco.

En el receptor la señal de datos se colapsa a su DEP original y la señal interferente al ser multiplicada por la señal de código, experimenta un aumento en el ancho de banda y una reducción en el nivel de la DEP, en una proporción equivalente a la ganancia de proceso de la interferencia (G_{PI}=W_{SS}/W_J). A continuación la integración que se lleva a cabo en el conformador realiza un filtrado en el ancho de banda de los datos por lo que la señal de ruido real será aquella porción de la interferencia que quede dentro de la banda filtrada y de ahí la ganancia de proceso del sistema DSSS.

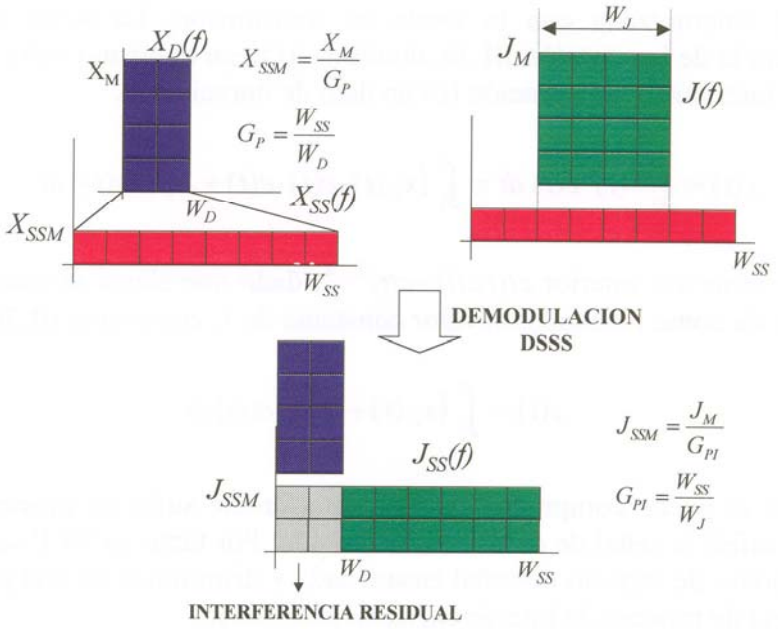


Figura III.27. Proceso de reducción de interferencias en sistemas de SS

La energía de ruido introducido por la interferencia es G_P veces inferior a la energía total de dicha interferencia, independientemente de cómo esté distribuida dicha

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

energía en la perturbación original. Esto se muestra en la figura III.28 y en la ecuación III.40, donde se calcula la potencia residual de la interferencia P_{Jr}, (la que está en el ancho de banda dc los datos), a partir de los niveles de la DEP de la señal interferente antes y después de ensanchar, J_M y J_{SSM} respectivamente.

$$P_{Jr} = W_D \cdot J_{SS} = \frac{W_D \cdot W_J}{W_{SS}} J_M = \frac{P_J}{G_P}$$

$$J_{SS} = \frac{J_M}{G_{PI}} = \frac{J_M}{W_{SS}/W_J} \qquad \text{III.40}$$

$$P_J = W_J \cdot J_M; \quad GP = \frac{W_{SS}}{W_D}$$

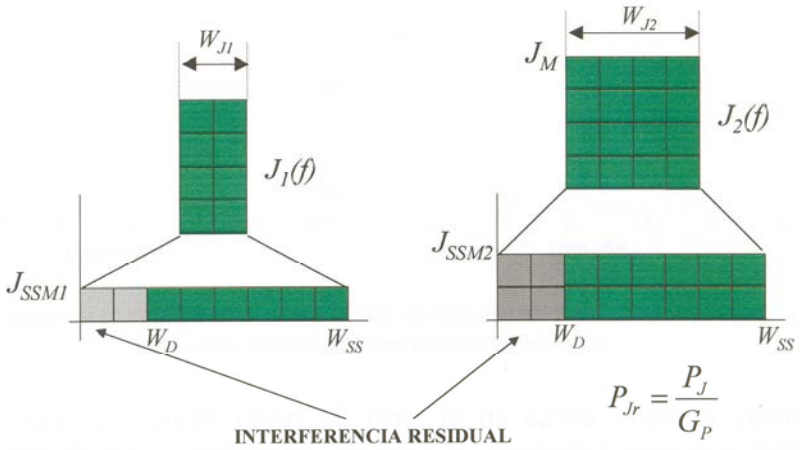


Figura III.28. Reducción de energía de distintas interferencia

Como ejemplo práctico se presenta a continuación, en la figura III.29, una señal ensanchada con una frecuencia de *chip* de 100 MHz, una señal interferente de 15 MHz de ancho de banda y dicha señal interferente una vez pasada por el correlador. Se puede apreciar como la señal interferente ensanchada tiene una DEP de la misma forma que la señal ensanchada (que a su vez coincide con la DEP de la señal de código). Además se puede comprobar la reducción del nivel de la señal interferente en $G_{PI} = \frac{W_{SS}}{W_J} = \frac{100\ MHz}{15\ MHz} = 6{,}66\ (8{,}2\ \text{dB})$.

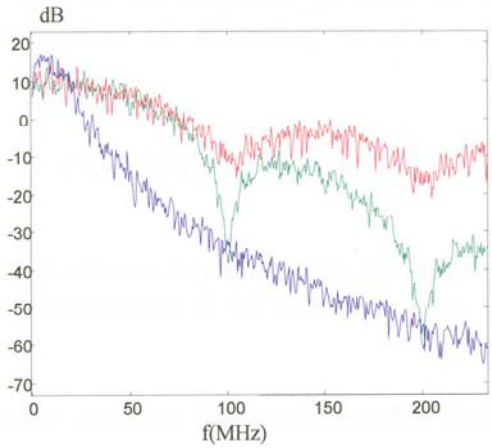


Figura III.29. Ensanche de señal interferente: interferencia (azul), interferencia ensanchada (roja), señal de datos ensanchada (verde)

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Por último se presentan, en la figura III.30, las curvas de error frente a S/N y S/I de un sistema DSSS como el siguiente:

- Frecuencia de chip: 7,5 MHz
- Frecuencia de datos: 125 KHz
- Ganancia de proceso: 64 (18 dB)

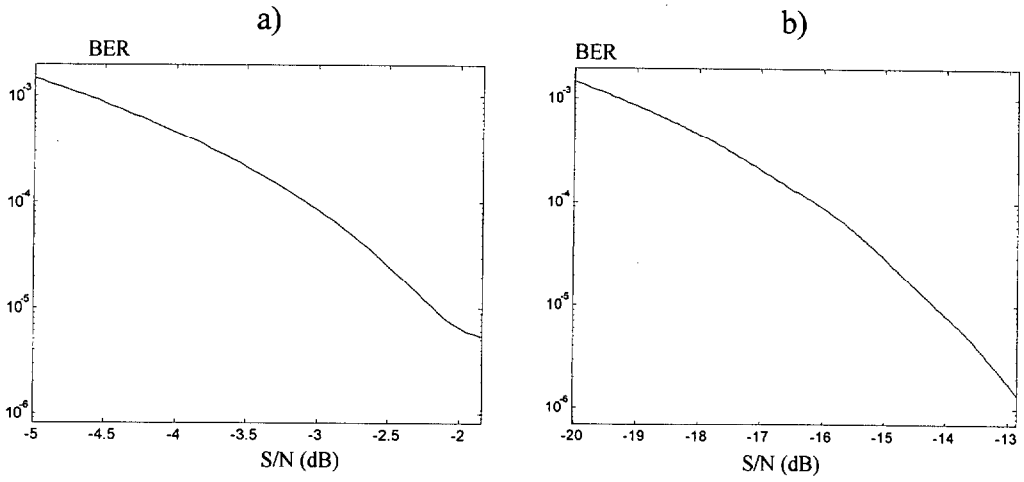


Figura III.30. BER de señales de SS: a) frente a ruido blanco gaussiano
b) frente a interferencia de banda estrecha

Se puede apreciar como en el caso de ruido blanco las prestaciones de los sistemas DSSS son muy inferiores al caso de interferencia (de 5 MHz de ancho de banda en el ejemplo).

3.9.3. Acceso Múltiple

Los sistemas DSSS admiten la posibilidad de acceso al medio por división de código. El número de emisores simultáneos depende de la interferencia que introduzcan cada uno en los receptores de los otros que se conoce como MUI. Como ya se comento, esta MUI depende de la función de correlación cruzada entre los distintos códigos de los usuarios y las amplitudes con que llegan al receptor. Para el cálculo de la interferencia MUI en un sistema CDMA con DSSS se parte de L usuarios en el medio, por simplicidad se supone un sistema síncrono en el que todos los códigos llegan sincronizados al receptor y la no presencia de multitrayectorias. La señal recibida vendrá dada por III.41.

$$r(t) = \sum_{i=1}^{L} \left(A_i(t) \cdot g_i(t) \cdot d_i(t) \right) + n(t) \qquad \text{III.41}$$

Donde $A_i(t)$ es la amplitud de la señal del usuario i, $g_i(t)$ es el código de ensanche del emisor i, $d_i(t)$ es la señal de datos de la transmisión i, y $n(t)$ es el ruido blanco gaussiano del canal.

La señal a la salida del correlador del receptor correspondiente a un usuario k será [Moshavi96].

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

$$y_k(t) = \frac{1}{T_b}\int_0^{T_b} r(t)\cdot g_k(t)\,dt$$

$$y_k(t) = A_k d_k + \sum_{i=1;i\neq k}^{L}\left(A_i d_i \rho_{ik}\right) + \frac{1}{T_b}\int_0^{T_b} n(t)\cdot g_k(t)\,dt \qquad \text{III.42}$$

$$y_k(t) = A_k d_k + MUI_k + z_k$$

Donde el témino del sumatorio constituye la interferencia MUI y el sumando con la integral del ruido blanco da como resultado otro ruido blanco z_k. El término ρ_{ik} representa la correlación cruzada de las señales de código $g_i(t)$ y $g_k(t)$.

$$\rho_{ik} = \frac{1}{T_b}\int_0^{T_b} g_i(t)\cdot g_k(t)\,dt \qquad \text{III.43}$$

Queda clara la dependencia de la interferencia por multiusuario de la amplitud de las señales interferentes y del valor de la correlación cruzada entre códigos.

La potencia de esta interferencia P_{MUI} y la de señal deseada P_S, pueden calcularse de la siguiente manera.

$$P_{MUI} = \sum_{i=1;i\neq k}^{L} A_i^2 d_i^2 \rho_{ik}^2 = \sum_{i=1;i\neq k}^{L} A_i^2 \rho_{ik}^2 \qquad \text{III.44}$$

$$P_S = A_k^2 d_k^2$$

Donde d_i^2 toma el valor de 1, por tratarse de una secuencia de datos (con valores entre –1 y 1). Si el ruido blanco introduce una potencia de ruido $Z_k = z_k^2$, la expresión de la relación señal a ruido queda.

$$\left(\frac{S}{N}\right)_k = \frac{A_k^2}{\sum_{i=1;i\neq k}^{L} A_i^2 \rho_i^2 + z_k^2} \qquad \text{III.45}$$

Si se considera un caso simplificado, donde los L usuarios tienen la misma potencia de emisión A y los mismos valores de correlación cruzada entre códigos ρ, se obtiene el siguiente resultado.

$$P_{MUI} = (L-1)A^2\rho^2$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_k = \frac{A^2}{(L-1)A^2\rho^2 + z_k^2} \qquad \text{III.46}$$

De esta ecuación es posible estimar el número máximo de usuarios que mantengan la relación S/N por debajo de cierto margen.

$$k = 1 + \frac{A^2 - (S/N)\cdot z_k^2}{(S/N)\rho^2 A^2} \qquad \text{III.47}$$

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

En busca de secuencias de código que posean correlaciones cruzadas lo más pequeñas posibles, en este trabajo se han estudiado dos posibilidades:

- Uso de la misma secuencia de código desfasadas más de un periodo de chip, que como se explicará en el capítulo 6 supone el uso de sistemas síncronos y una reducción significativa de las correlaciones (a valores de $-\frac{1}{L}$ para el caso de códigos MLS como los utilizados en esta Tesis).

- Utilización de la misma secuencia de código, pero a diferente velocidad, partiendo de la base de que realizaciones de una misma señal aleatoria, a distintas frecuencias de chip, no tienen porque guardar ninguna similitud entre ellas.

Para comprobar este segundo caso se han medido las correlaciones cruzadas de dos señales, consistentes en realizaciones del mismo código (MLS de longitud 255) con distintas frecuencias. El resultado es el de la figura III.31, donde se representan los valores máximos de las funciones de correlación para señales con diferencias de frecuencias que van desde el 0% a 100%. Junto a ellas se muestra el valor de la correlación cruzada de dos códigos de la misma familia.

Los picos que aparecen en la figura corresponden a las correlaciones de señales con frecuencias múltiplos entre sí (concretamente para diferencias de frecuencias del 50% y el 25%). Como se puede comprobar, los niveles de correlación son inferiores a los obtenidos con dos códigos distintos. Quiere esto decir, que es posible utilizar la misma secuencia de código con distinta velocidad de chip para codificar diferentes usuarios en un entorno CDMA, con resultados mejores que si se usaran códigos diferentes.

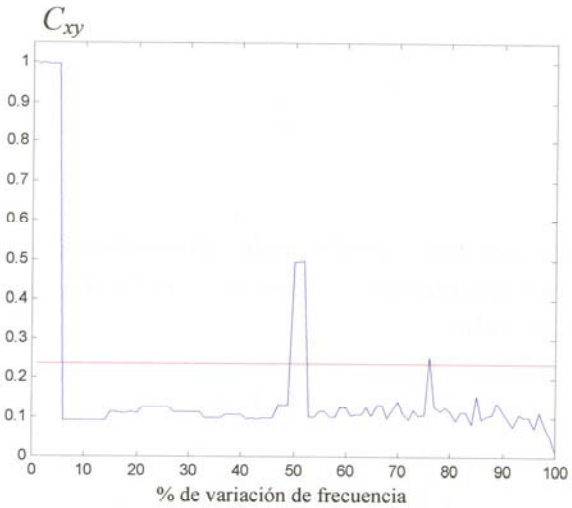


Fig III.31. Máximos de correlación para el mismo código con distinta velocidad (azul) y correlación de dos códigos distintos de la misma familia

Para corroborar estos resultados se han repetido las medidas anteriores para el caso de señales con retardos entre sí aleatorios menores de un *chip*, y también con retardos mayores de un *chip* (varios *chips*), lo que se corresponde con las características

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

de los sistemas asíncronos. Los resultados obtenidos son exactamente los mismos que los de la figura III.31.

3.10. Componentes de un sistema DSSS

Para realizar las operaciones de modulación y demodulación de las señales DSSS son necesarios una serie de procesos y circuitos que van a ser estudiados en este punto.

3.10.1. Generación y demodulación de la señal ensanchada

Como se estudió en el apartado 3.9, la obtención de la señal ensanchada se lleva a cabo con la multiplicación de la señal de datos por la señal de código (ecuación III.31). Esta operación se realiza mediante el esquema de la figura III.32.

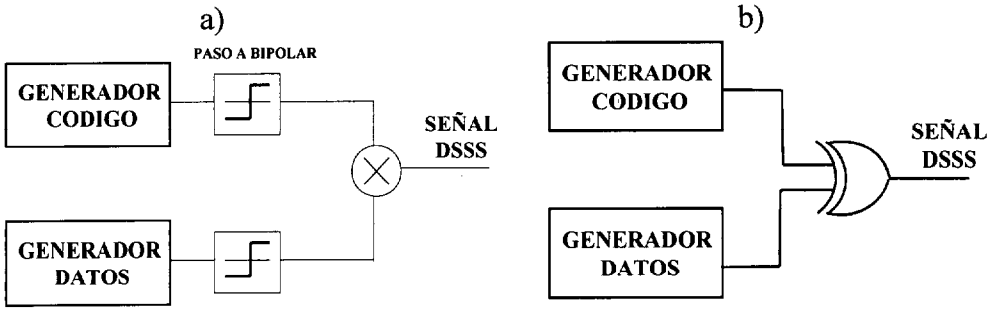


Figura III.32. Circuitos moduladores DSSS: a) con multiplicador, b) con XOR

En el caso III.32a la modulación se realiza con un multiplicador analógico, de manera que la señal ensanchada se genera mediante una modulación BPSK de la señal de código, por parte de los datos. Esto requiere que tanto la señal de datos como de código tengan valores bipolares (±1); así la secuencia de códigos cambia de polaridad en función de la señal de datos en cada instante de tiempo.

Las señales que intervienen en la modulación DSSS son secuencias digitales: el código es generado por un registro de desplazamiento (por lo general implementado con dispositivos lógicos) y la señal de datos es una secuencia de bits a transmitir. Es posible aprovechar esta característica para obtener la señal ensanchada con un circuito como el mostrado en III.32b. En éste, el producto se sustituye por una operación lógica XOR, de forma que los *chips* del código se mantienen en su nivel lógico o cambian al nivel opuesto, en función del valor del bit de datos presente en cada momento.

Para obtener la señal de datos a partir de la señal recibida hay que implementar de forma física la ecuación III.34, que consiste en el producto de la señal recibida por el código local del receptor y su integración en el intervalo de bit de datos. El proceso de multiplicación se realiza de la misma forma que en la figura III.32a, donde en lugar de la señal de códigos se introduce la señal recibida, y la integración se lleva a cabo mediante un filtro paso-bajo del ancho de banda de los datos.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

3.10.2. Sincronización

El proceso más complicado y el que determina las mejores o peores prestaciones del sistema, es aquel que se encarga de asegurar que la señal de código local generada en el receptor está en fase con la señal utilizada en el transmisor. Esta característica es imprescindible en los sistemas de espectro ensanchado, pues como ya se ha comentado, la recuperación de la señal de datos se debe realizar con una réplica exacta de la señal de código utilizada para el ensanche en el transmisor; lo que supone: igual generador de código, misma frecuencia de reloj y misma fase, en el transmisor y el receptor.

Esta tarea recibe el nombre de sincronización y por lo general se descompone en dos partes una consecutiva de la otra[Ormondroy95]:

- Adquisición o sincronización gruesa: compara la señal recibida con la generada localmente y determina en que momento su desfase está dentro de unos márgenes, para entonces activar la siguiente etapa.

- Seguimiento o sincronización fina: realiza un ajuste de la fase y frecuencia de la señal de código local para que coincidan, con el mínimo error posible, con la del código en transmisión. Para ello se vale de variaciones de la frecuencia del reloj del generador de códigos local.

Como herramienta fundamental para ambos procesos se utiliza la correlación de las señales local y recibida, que ofrece una medida del grado de sincronización entre ambas señales. La función de autocorrelación de un código es mayor cuanto menor es el desfase entre dos realizaciones del mismo código (apartado 3.4). Si aplicamos este razonamiento a las señales local y recibida, se deduce que su correlación dará como resultado la señal de datos con mayor o menor nivel en función del desfase entre ellas (el mismo razonamiento se utilizó para demostrar la efectividad de los sistemas de espectro ensanchado frente a interferencias).

En el cálculo de la correlación se utilizan circuitos del tipo de la figura III.33, que dan a su salida un nivel de tensión directamente proporcional a la correlación de las dos señales a la entrada. Es un circuito idéntico al utilizado en recepción, pero se le añade el detector de envolvente para obtener un nivel de tensión continua y no una señal variable.

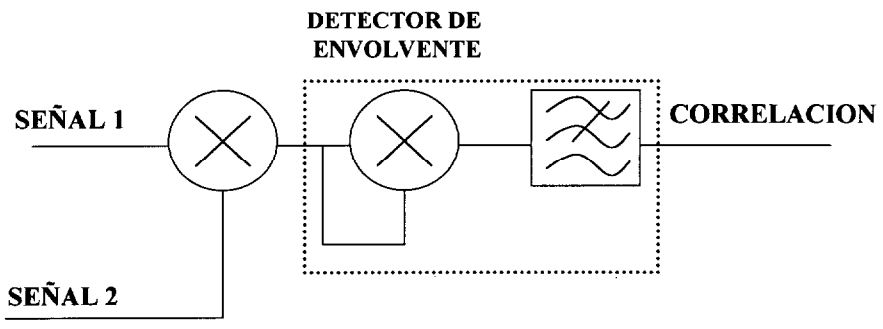


Figura III.33. Circuito correlador

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

3.10.2.1. Adquisición

Para la sincronización se parte de la suposición de que las frecuencias de los códigos de transmisión y recepción difieren muy poco entre sí, de tal forma que es posible considerarlas iguales en una primera aproximación (aunque luego se realice un ajuste más preciso).

Supuesto lo anterior (frecuencias iguales), la forma más sencilla de comprobar qué fase tiene una señal es correlarla con réplicas de ésta a todas las fases posibles que pueda tener dicha señal. Esta técnica se denomina adquisición por máxima probabilidad [Pickholtz82] y utiliza un circuito como el de la figura III.34. Consta de varios correladores en los que se introducen, por un lado la señal recibida y por otro, replicas del código local con diferentes retardos. Aquel correlador que dé el mayor nivel a su salida será el correspondiente al desfase menor entre las señales a su entrada y determina la fase del código local con la que se inicie el proceso de seguimiento. Como se puede comprobar requiere varios correladores lo que encarece el circuito, pero su respuesta es la más rápida.

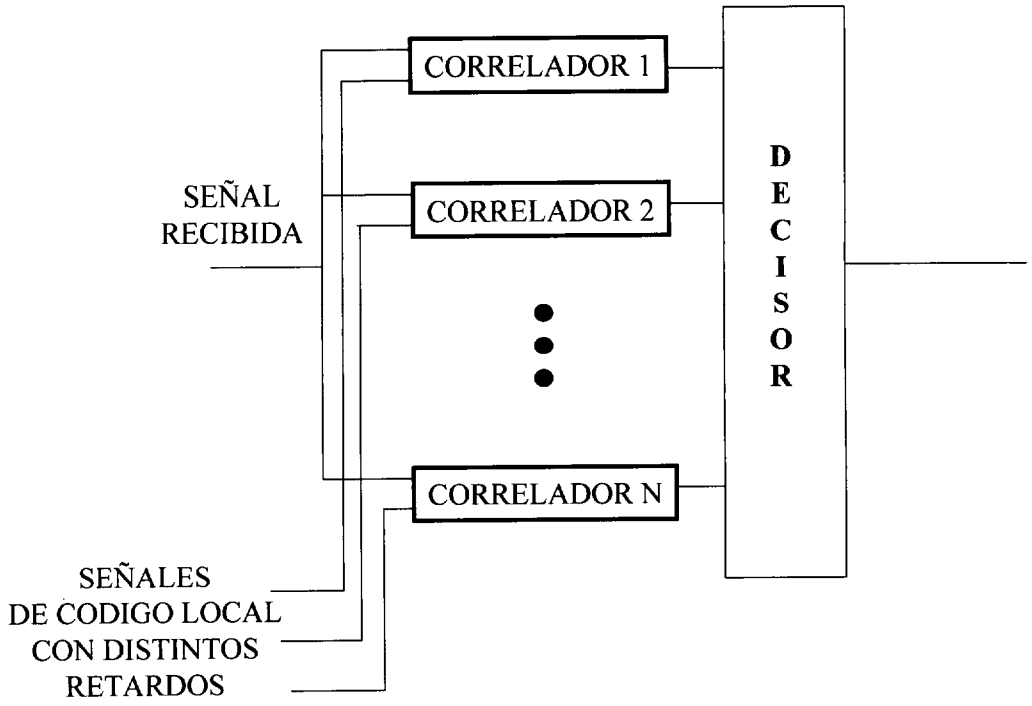


Figura III.34. Adquisicion por maxima probabilidad

El caso opuesto es aquel en el que sólo se utiliza un correlador, al que se le va introduciendo la señal de código local con diferentes retardos, como se representa en la figura III.35 y que se conoce con el nombre de adquisición serie [Sklar88]. La fase de la señal de código más cercana a la de la señal recibida se detecta cuando la salida del correlador sobrepasa un umbral. Esta técnica es más económica y sencilla, aunque presenta dificultades cuando se trabaja con códigos muy largos.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

En esta Tesis se ha seleccionado como sistema de adquisición el denominado correlador serie deslizante (*Sliding Serie Correlator* en inglés, SSC) [Vento98]. Es un sistema de adquisición serie en el que la señal de código local difiere un Δf de la frecuencia de reloj del código de transmisión. De esta forma se produce un deslizamiento de la señal de código respecto a la recibida, que equivale a variar la fase de la señal de código local de forma continua, hasta que la salida del correlador sobrepase el umbral y se active el proceso de seguimiento. Este sistema se presenta con más detalle en el capítulo 7.

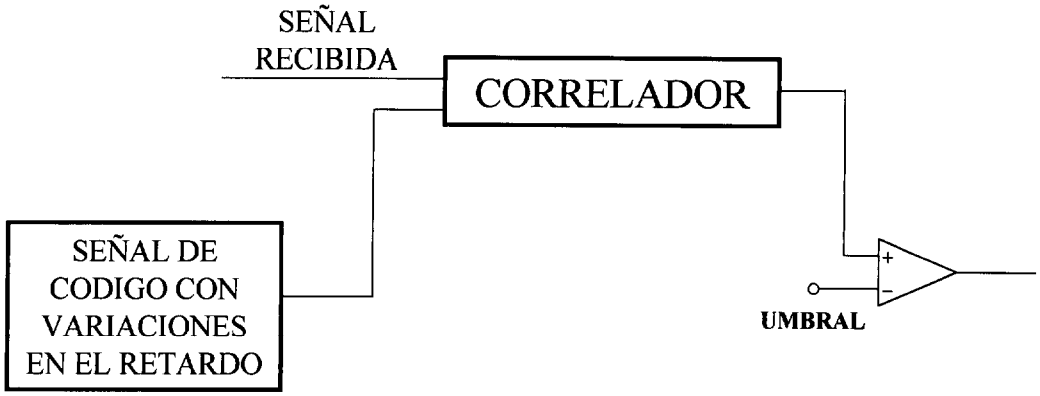


Figura III.35. Adquisicion serie

Existen otras técnicas de adquisición para sistemas de espectro ensanchado[Simon94]. Unas se basan también en la correlación de las señales local y recibida, y otras hacen uso de la propiedad de los códigos pseudoaleatorios, según la cual, el valor instantáneo de la secuencia generada depende de los valores anteriores de la misma secuencia (ecuación III.12).

3.10.2.2. Seguimiento

Una vez se tienen a las señales recibida y de código local con un desfase moderado, que es lo que consigue la adquisición, se procede al ajuste preciso, tanto de la fase como de la frecuencia de la señal de código local, para que las dos señales estén perfectamente sincronizadas. En este proceso de nuevo se hace uso de la función de autocorrelación de los códigos pseudoaleatorios, y de la relación entre su amplitud y el desfase entre las dos señales.

El proceso de adquisición detecta el momento en el que el desfase es lo más próximo posible a cero y el valor de salida de un correlador con las señales recibida y local da como resultado un valor cercano al máximo. La variación de la fase entre las señales produce una variación en el nivel del correlador, de acuerdo a la función de autocorrelación con lo que sería posible detectar esa variación de fase y actuar para compensarla. El problema radica en que la función de autocorrelación da el mismo resultado para desfases positivos y negativos como se puede ver en la figura III.36.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

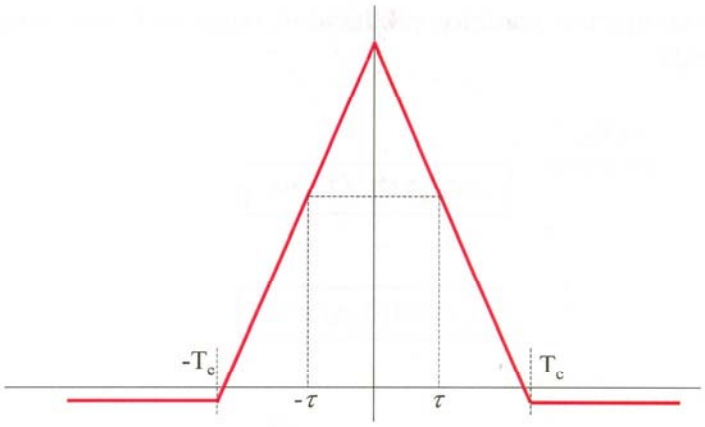


Figura III.36. Valores de la autocorrelación de códigos para retardos iguales con signo contrario

Para solucionar este problema se utilizan dos correladores con secuencias desplazadas un retardo $\pm\Delta t$ respecto de la señal de código local. De esta forma en el caso de sincronización la correlación de la señal recibida con estas secuencias produce unas salidas en sendos correladores del mismo valor. En el caso de variación del desfase hacia valores negativos, el correlador con la secuencia desfasada $-\Delta t$ aumenta su valor, al contrario que para la señal con el desfase $+\Delta t$, que disminuye. Esto se demuestra en la figura III.37.

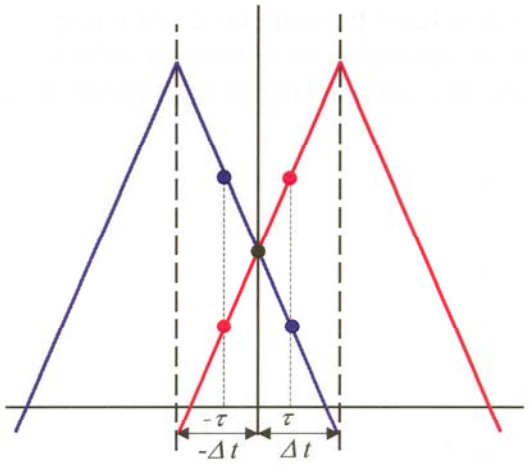


Figura III.36. Valores de la autocorrelación de códigos desplazados $\pm\Delta t$, para retardos iguales con signo contrario

De esta forma, comparando ambas salidas, es posible comprobar hacia donde se ha producido el desequilibrio de la sincronización y actuar en consecuencia. Este es el principio del circuito del bucle enganchado en retardo (*Delay Lock Loop*, DLL) [Moss96][Simon94], que se utiliza en esta Tesis para implementar el proceso de seguimiento. El circuito de un DLL se representa en la figura III.38 y está compuesto por dos correladores en los que se introducen la señal recibida y las secuencias desfasadas $\pm\Delta t$; sus salidas se restan de forma que la curva resultante se pueda usar como control del circuito de reloj del generador de código local. Esta curva recibe el nombre de curva *S* del DLL y también se muestra en la figura III.38. Además, como variaciones en la frecuencia producen variaciones en el desfase de las señales, este

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

circuito permite compensar cambios producidos, tanto en la fase como en la frecuencia de la señal recibida.

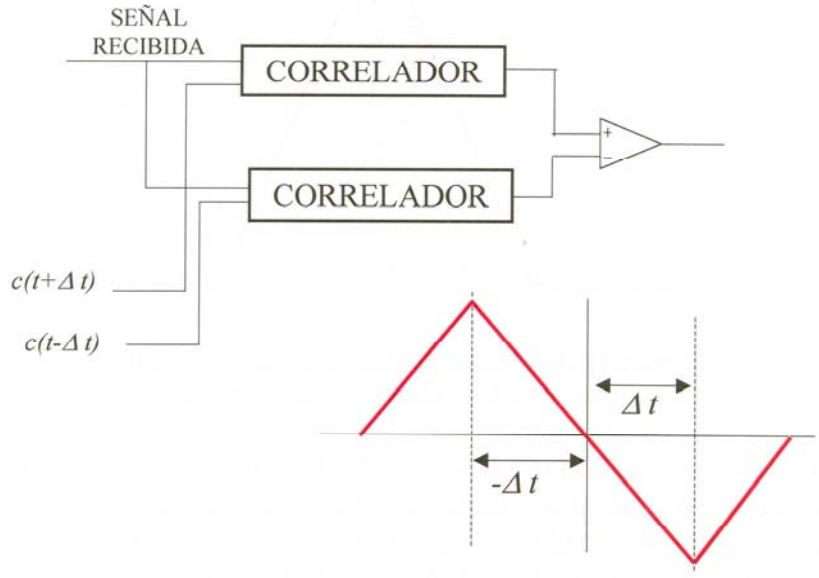


Figura III.38. Circuito DLL y curva S

3.10.3. Efecto de los errores de sincronización

Si la señal de código local presenta un desfase respecto de la señal recibida, a la salida del multiplicador de recepción se obtiene la señal de la figura III.39. En ella se presenta la señal recibida, el código local y la señal producto de ambas

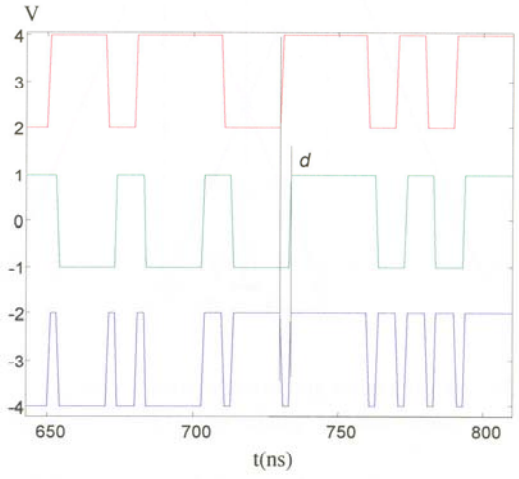


Figura III.39. Producto de señales con retardo:
señal producto(abajo), señal recibida (arriba) y código local (centro)

En la gráfica se puede ver como aparecen unos pulsos cuya duración coincide con el retardo entre las señales, superpuestos a la señal de datos. Estos pulsos introducen unas componentes de alta frecuencia en la DEP de la señal recibida, que se concentran en los armónicos de la frecuencia de reloj de código (frecuencia de *chip*), tal y como se muestra en la figura III.40.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

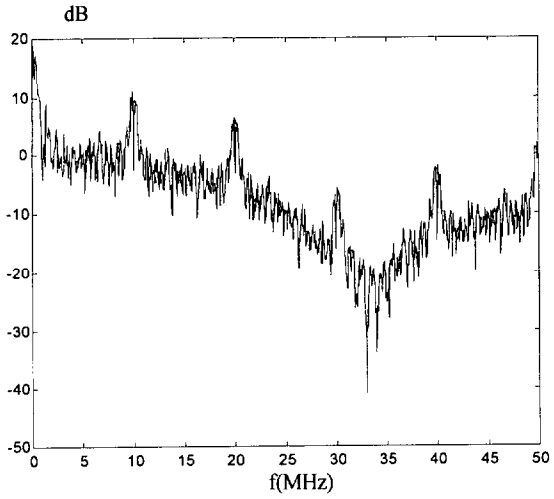


Figura III.40. DEP de la señal demodulada con retardo entre señal recibida y código local

BIBLIOTECA GENERAL

El filtro a la salida del multiplicador se encarga de eliminar estos impulsos, cuya frecuencia es mucho mayor que la de los datos. Se concluye en este caso, que el retardo entre las señales local y recibida influye, tan solo, en el nivel de la señal de datos; ya que el desfase entre las señales supone una disminución del valor de la función de correlación entre ellas.

Por otra parte, estudios realizados durante esta Tesis han comprobado que los armónicos presentes en la señal demodulada se corresponden con portadoras moduladas con la señal de datos. Así pues, es posible extraer información adicional de estas señales mediante una demodulación coherente de éstos.

La información obtenida de esta forma será mejor cuanto mayor sea la ganancia de proceso, puesto que el nivel de la DEP de estas componentes aumenta con G_P; el retardo también influye pues los pulsos se ensanchan y contienen más energía. En la figura III.41 se presenta la DEP de la señal demodulada en un sistema con G_P=19dB y frecuencia de chip W_{SS}=40 MHz, así como el diagrama de ojo de los datos obtenidos mediante la demodulación coherente del armónico a W_{SS}.

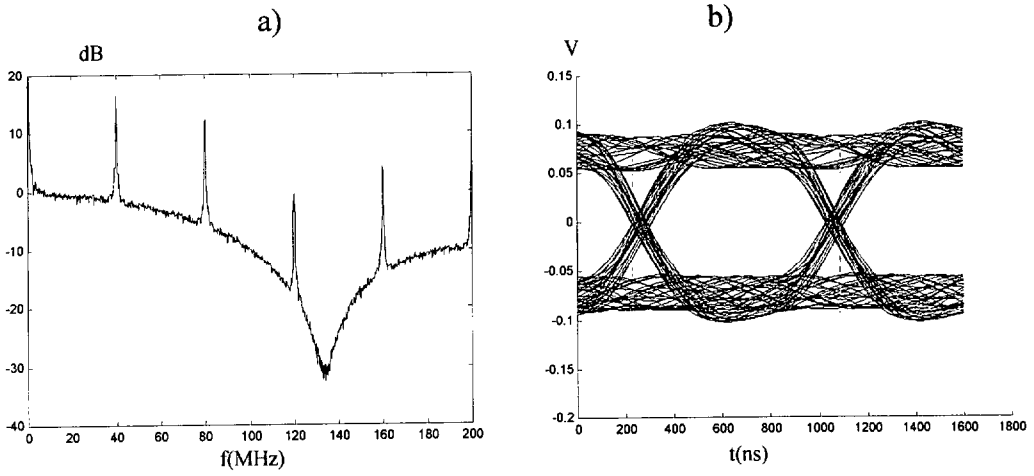


Figura III.41. a) DEP de señal demodulada para sistema con G_P=19 dB, b) datos obtenidos por demodulación de armónico a f_c

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Otra modificación en la DEP de la señal demodulada, debida al retardo entre señales recibida y de código local, es la aparición de lóbulos en ésta, como si existiese otra modulación de espectro ensanchado de mayor W_{SS}. Estos lóbulos tiene sus mínimos a frecuencias $f_l=1/d$, siendo d el valor del retardo (o lo que es lo mismo, el ancho de los pulsos). La figura III.42 muestra un ejemplo claro, que corresponde a un sistema con W_{SS}=100 MHz y un retardo entre señales de 60 ns. Esto supone una $f_l = \frac{1}{60ns} = 16{,}6\ MHz$.

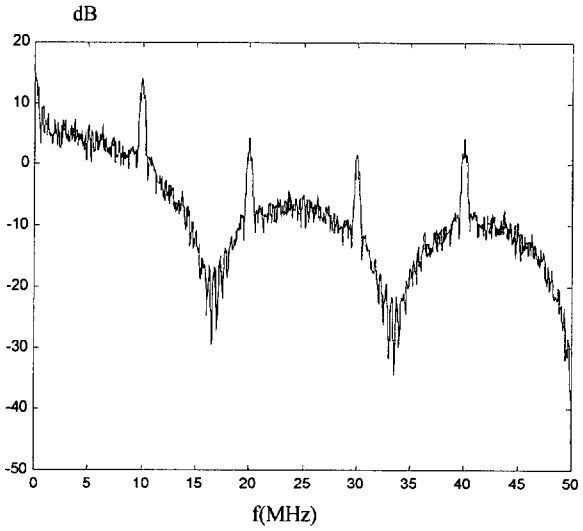


Figura III.42. Ejemplo de DEP de señal demodulada con lóbulos debidos al retardo

También se aprecia este efecto en la figura III.40, en la que d=30 ns y W_{SS}=100 MHz, lo que equivale a una $fl = \frac{1}{33ns} = 33{,}3\ MHz$.Y en la figura III.41 se puede apreciar una f_l=133 MHz, producida por un retardo de 7,5 ns en el sistema con W_{SS}=40 MHz.

3.11. Conclusiones

Los sistemas de espectro ensanchado presentan algunas características que les otorgan ventajas respectos a otros sistemas (reducción de interferencias, de la multipropagación, posibilidad de usar CDMA...), y que se obtienen mediante el uso de un ancho de banda mayor que el mínimo necesario para realizar la comunicación.

Los fundamentos de un sistema de espectro ensanchado se pueden resumer en los siguientes pasos[Glisic97]:

1. Una señal de datos $x_D(t)$ es somentida a una operación $\epsilon()$ en el transmisor, para obtener la señal ensanchada $x_{SS}(t)$.

2. En el receptor se aplica a la señal recibida la operación inversa $\epsilon^{-1}()$, para obtener de nuevo la señal de información.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

En el caso de los sistemas de espectro ensanchado se tiene que $\epsilon^{-1}()=\epsilon()$, de tal manera que se cumple $\epsilon^{-1}[\epsilon(x_D)]=x_D$, por lo que el proceso de ensanche y desensanche se realiza de la misma manera. En el caso de DSSS, este proceso consiste en el producto de la señal de códigos, por la señal de datos en el transmisor y por la señal ensanchada en el receptor.

$$[x_D(t)c(t)]\cdot c(t) = x_D(t)c(t)^2 = x_D(t)\cdot 1 \qquad \text{III.48}$$

Si se introduce una interferencia, el proceso de recepción produce los siguientes resultados.

$$\begin{aligned} r(t) &= x_{SS}(t)+J(t) = \epsilon(x_D(t))+J(t) \\ y(t) &= \epsilon(x_D(t)) = \epsilon[\epsilon(x_D(t))+J(t)] \\ y(t) &= \epsilon[\epsilon(x_D(t))]+\epsilon(J(t)) \\ y(t) &= x_D(t)+\epsilon(J(t)) = x_D(t)+J_{SS}(t) \end{aligned} \qquad \text{III.49}$$

Con lo que se obtiene la señal de datos más la señal interferente ensanchada. Tras este proceso se filtra la señal resultante en un ancho de banda igual al de los datos, con lo que se reduce la interferencia a un valor residual como el calculado en III.40 de $P_{Jr}=P_J/G_P$.

$$yR(t) = F[x_D(t)+J_{SS}(t)] = x_D(t)+F[J_{SS}(t)] = x_D(t)+J_r \qquad \text{III.50}$$

Los sistemas de espectro ensanchado se caracterizan porque interviene en ellos una señal de código, que es la responsable del ensanche y desensanche de la señal de datos, y de cuyas propiedades depende gran parte de las prestaciones del sistema. Estas señales en el caso ideal, deberían ser aleatorias puras, pero dada la imposibilidad de generar estas señales y mucho menos de repetirlas, se hace uso de secuencias pseudaleatorias. En su generación se utilizan, principalmente, registros de desplazamiento realimentados de diferente manera; distintas configuraciones de estos circuitos dan lugar a distintas familias de códigos con diferentes propiedades. En este trabajo se han seleccionado los códigos MLS por su simplicidad y porque se ajustan exactamente a las propiedades de una señal pseudoaleatoria (balance, *run*, autocorrelación).

Las distintas técnicas de ensanche espectral se diferencian en la forma de utilizar la señal de código y cada una tiene distintas aplicaciones y características, pudiendo además realizar combinaciones de ellas para obtener ventajas. Los sistemas DSSS seleccionados en este trabajo, son los más sencillos de generar y se adaptan bien a los sistemas de modulación ópticos, ya que no necesitan circuitos de generación de portadoras eléctricas y utilizan todo el espectro disponible.

Para la recepción de estas señales son necesarios circuitos de sincronización que aseguren que la señal de código local tenga la misma frecuencia y fase que la señal utilizada para la transmisión. En este trabajo se han seleccionado un correlador serie deslizante para la adquisición y un DLL para el seguimiento.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital. 2004

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

4. Evaluación de sistemas DSSS en el canal óptico no guiado

4.1. Introducción

Como ya se ha comentado, hay ciertas propiedades del canal IR que pueden ser modificadas por medio de los sistemas de espectro ensanchado. En este capítulo se pasa revista a las características de los enlaces ópticos no guiados, tales como sus componentes o su respuesta impulsiva. Además, se analiza cómo se modifican algunas de las características al introducir una modulación DSSS en el sistema.

4.2. Componentes de un enlace IR no guiado

Todo sistema de comunicaciones consta de una fuente un canal y un receptor de la información. En el caso de los sistemas por infrarrojos no guiados existen distintas posibilidades para cada uno de ellos. A continuación se presentan los diferentes elementos que intervienen en un sistema de comunicación óptica difusa.

4.2.1. Emisor óptico

Una fuente óptica puede definirse por los siguientes parámetros [Barry93]:

- Vector de posición p_E.
- Vector de orientación n_E, perpendicular al área de emisión.
- Potencia de emisión P_E.
- Diagrama de radiación $R_E(\phi,n)$.

La figura IV.1 muestra este modelo.

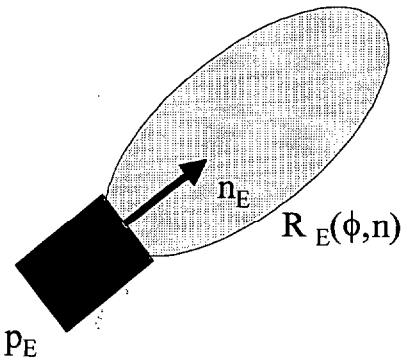


Figura IV.1. Modelo de un emisor óptico

El último parámetro, el diagrama de radiación, se puede describir para la mayoría de los emisores ópticos por un perfil lambertiano generalizado, que sigue la expresión IV.1.

$$R_E(\phi,n)=\frac{n+1}{2\pi}\cdot P_E\cos^n(\phi) \qquad \text{IV.1}$$

Donde n es el número modal, que depende del ángulo de potencia mitad $\phi_{1/2}$ (ángulo para el que la potencia emitida se reduce a la mitad respecto de la máxima) [Keiser91].

$$n=\frac{-Ln(2)}{Ln(\cos(\phi_{1/2}))} \qquad \text{IV.2}$$

A mayor n mayor directividad en el diagrama de radiación, como se muestra en la figura IV.2, donde se representan los perfiles lambertianos para distintos valores de n.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

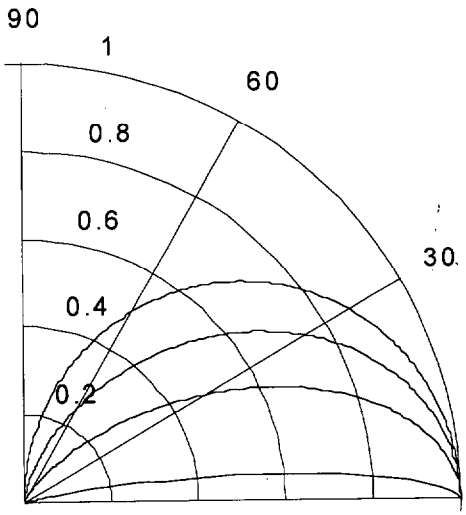


Figura IV.2. Perfiles lambertianos, de menos directivo a más para: n=1, n=2, n=5 y n=100

Como fuentes ópticas más comunes se encuentran los IRED (*InfraRed Emitter Diode*) y los ILD (*Infrared Laser Diode*) [Keiser91].Los primeros se utilizan en sistemas de menor velocidad pues sus anchos de banda son inferiores a los de los ILD, pero son más sencillos de fabricar, son de menor coste, tienen menos dependencia con la temperatura y su radiación es segura para los entornos con presencia humana. Por su parte los ILD presentan elevados anchos de banda (del orden de los Gbps), mayores potencias de emisión y capacidad para establece enlaces muy directivos. Sin embargo, debido a su radiación coherente, pequeñas potencias de emisión pueden ocasionar serias lesiones en el cuerpo humano, sobre todo en los tejidos de los ojos [Matthews95].

4.2.2. Receptor óptico

Es el encargado de recolectar la energía óptica, por lo que sus parámetros fundamentales son [Santamaría94]:

- Angulo de visión o FOV (*Field of View*), que determina el cono de recolección de energía óptica.
- El área de recepción A_R, que se puede aumentar mediante el uso de lentes.
- El vector de posición p_R.
- El vector de orientación n_R, perpendicular a la superficie de captación.

Estos parámetros están representados en la figura IV.3.

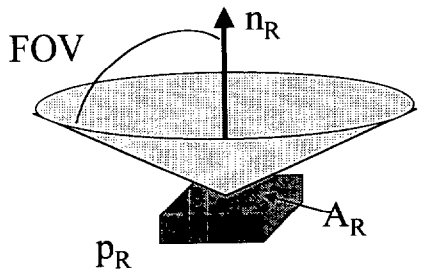


Figura IV.3. Modelo del receptor óptico

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Los sistemas de fotodetección más utilizados en las comunicaciones ópticas son los diodos PIN (*Positive Intrinsec Negative*) y los de avalancha o APD (*Avalanche PhotoDiode*). Los primeros son los más utilizados, dado que son más baratos y fáciles de polarizar. Por el contrario los diodos APD necesitan una polarización de alta tensión, pero ofrecen sensibilidades y anchos de banda mucho mayores que los diodos PIN [Senior92].

4.2.3. Reflector

Éste es un elemento que puede estar o no presente en un enlace óptico y puede ser intencionado (colocado a tal fin en el sistema) o accidental (formado por elementos existentes en el entorno). Su función es la reflexión de la radiación óptica que incide sobre él y se puede caracterizar por:

- Coeficiente de reflexión ρ, que determina qué potencia de la que incide sobre el reflector es devuelta al canal.
- Vector de posición p_{RF}.
- Vector de orientación n_{RF}, perpendicular a la superficie de reflexión.
- Diagrama de radiación $R_{RF}(\phi, \theta)$, con la que se refleja la potencia óptica

El esquema de este elemento es el de la figura IV.4.

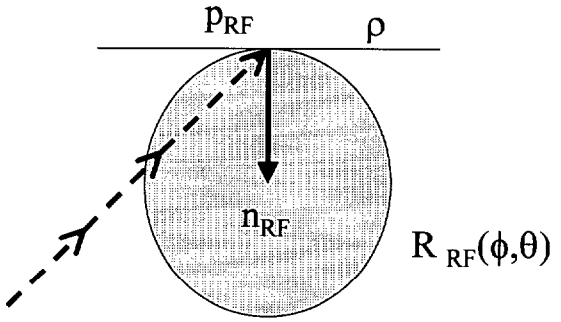


Figura IV.4. Modelo del reflector

El último parámetro puede ser de dos tipos diferentes. En el caso de que la reflexión sea de tipo especular, toda la radiación reflejada es conducida en una misma dirección siguiendo la ley de Snell, que depende del ángulo de incidencia del haz y de los índices de refracción del aire y el reflector.

$$n_2 \operatorname{sen}(\theta_2) = n_1 \operatorname{sen}(\theta_1) \qquad \text{IV.3}$$

Donde n_1 y θ_1, son el índice de refracción del aire en este caso y el ángulo respecto a la perpendicular al receptor n_{RF} de la señal incidente, y n_2 y θ_2 son el índice de refracción del material del reflector y el ángulo de salida respecto a n_{RF} de la radiación reflejada. Y en el caso de una reflexión difusa, se considera, por lo general, que la energía óptica es reflejada con un perfil de radiación lambertiano con n=1.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

4.3. Respuesta impulsional del canal infrarrojo

El medio por donde se transmite la radiación óptica puede ser modelado como un sistema lineal con una respuesta al impulso *h(t)* [Kahn94], aunque esta respuesta es diferente para cada disposición de los elementos emisor y receptor, pues varían las distancias, reflexiones y obstáculos. Por otra parte es un canal que no sufre los efectos del desvanecimiento por *fading*, gracias a que el área de los receptores es mucho mayor que la longitud de onda de la señal (miles de longitudes de onda), lo cual dota a los receptores de diversidad espacial. Sí aparecen, sin embargo, fenómenos de multipropagación, producidos por las reflexiones de la señal transmitida que llegan al receptor con diferentes retardos. Esto produce una dispersión de los pulsos y un aumento de la interferencia entre símbolos [Gfeller79], que según medidas realizadas por Kahn et al en distintos entornos puede limitar el ancho de banda a 3 dB del canal a 150 Mhz o incluso menor (hasta 12 MHz) en el caso de reflexiones múltiples (más de una reflexión antes de llegar al receptor) [Santamaría94].

4.3.1. Cálculo de la respuesta h(t)

En el caso de no existir reflexiones, la respuesta *h(t)* del canal óptico viene dada por una delta de Dirac con un cierto retardo, lo que equivale a decir que toda la radiación captada llega al mismo tiempo al receptor [Barry93]. Si se consideran distancias entre emisor y receptor muy superiores a las dimensiones de la superficie del receptor ($A_R << D$), h(t) se puede expresar de la siguiente forma:

$$h(t) = \frac{n+1}{2\pi} \cdot \cos^n(\phi) \cdot \cos(\theta) \cdot \frac{A_R}{D^2} \cdot \delta(t - \frac{D}{c}) \qquad \text{IV.4}$$

Donde c es la velocidad de la luz, ϕ es el ángulo del haz emitido respecto del vector de orientación del emisor n_E, θ es el ángulo entre el haz que llega al receptor y el vector de orientación de éste n_R y D es la distancia recorrida por el haz desde el emisor hasta el receptor. Para que se cumpla la expresión anterior el valor de θ debe ser inferior al FOV del receptor. La figura IV.5 muestra este tipo de enlaces.

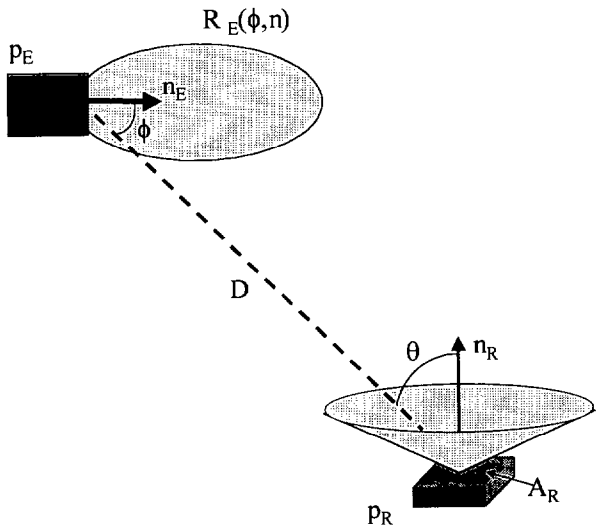


Figura IV.5. Enlace sin reflexiones

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Para entorno con una reflexión y sin trayectoria directa, la señal incide en primer lugar sobre una superficie reflectora *S*, con un coeficiente de reflexión ρ. Considerando reflexión difusa, cada diferencial de área en el reflector *dS* emitirá una potencia $dP_S=\rho \cdot dP_I$ (donde dP_I es la potencia incidente en *dS*), con un perfil de radiación labertiano con número modal n=1. Cada *dS* actúa como un emisor independiente que produce en el receptor una potencia óptica de [Pérez-Jiménez95].

$$dP_R(t) = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{n+1}{2\pi} \cdot \rho \cdot \cos^n(\phi) \cdot \cos(\theta_1) \cdot \frac{dS}{D_1} \cdot \cos(\gamma) \cdot \cos(\theta_2) \cdot \frac{A_R}{D_2^2} \cdot \delta(t - \frac{D_1}{c} - \frac{D_2}{c}) \quad \text{IV.5}$$

Donde c es la velocidad de la luz; D_1 y D_2 son las distancias emisor-reflector y reflector-receptor respectivamente; ϕ es el ángulo del haz emitido respecto del vector de orientación del emisor n_E; θ_1 es el ángulo entre el haz que llega al *dS* y el vector de orientación de éste n_{dS}; γ es el ángulo del haz reflejado respecto n_{dS}; y θ_2 es el ángulo entre el haz que llega al receptor y el vector de orientación de éste n_R. De nuevo esta expresión se cumple para valores de θ_2 inferiores al FOV del receptor. La figura IV.6 muestra un sistema con estas características.

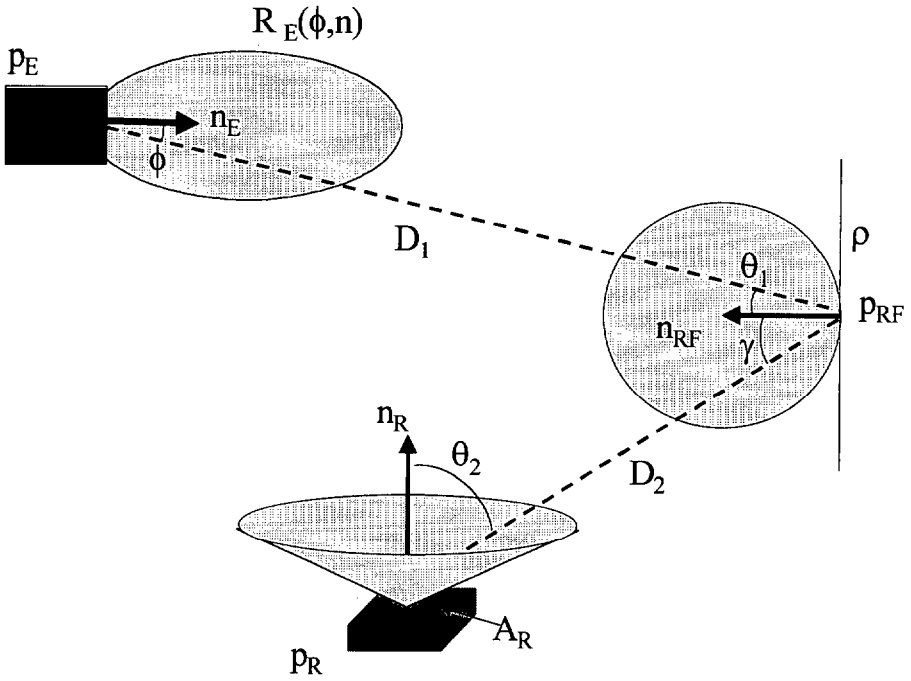


Figura IV.6. Enlace con una reflexión

Para obtener la respuesta total *h(t)* es necesario integrar los diferenciales de potencia recibidos a lo largo de toda la superficie del reflector.

$$h(t) = \int_S dP_R(t)\, dS \quad \text{IV.6}$$

Como se puede comprobar, el resultado consiste en la suma de varias deltas de Dirac espaciadas en el tiempo en función de las distancias D_1 y D_2. Las expresiones anteriores explican el fenómeno de multipropagación presente en este tipo de canales no guiados con reflexiones. Este efecto es aún mayor en el caso de la presencia de más

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

reflectores, puesto que las distancias D_1 y D_2 varían de manera más notable y la respuesta h(t) debe ser evaluada para todas las superficies reflectoras.

$$h(t) = \int_{S_1} \int_{S_2} \cdots \int_{S_N} dP_R(t)\, dS_1\, dS_2 \cdots dS_N \qquad \text{IV.7}$$

Más complejo si cabe es el caso en que la radiación llega al receptor después de varias reflexiones. En ese caso la ecuación IV.5 se complica considerablemente con la adición de términos del tipo $\cos(\psi)\cos(\theta)\frac{dS}{D^2}$, quedando de la siguiente forma:

$$dP_R(t) = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{n+1}{2\pi} \cdot \cos^n(\psi_0) \cdot \cos(\theta_{0,1}) \cdot \frac{dS_1}{D_{0,1}} \cdot \prod_{i=1}^{N_S-1} \left[\rho_i \cdot \cos(\psi_i) \cdot \cos(\theta_{i,i+1}) \cdot \frac{dS_i}{D_{i,i+1}} \right] \cdot$$

$$\cos(\psi_{N_S}) \cdot \cos(\theta_{N_S,N_S+1}) \cdot \frac{A_R}{D^2_{N_S,N_S+1}} \cdot \delta\left(t - \frac{D_{0,1}}{c} - \frac{D_{1,2}}{c} \cdots - \frac{D_{N_S,N_S+1}}{c}\right)$$

IV.8

Donde ψ_i es el ángulo entre la trayectoria de salida de la superficie S_i y su vector de orientación n_{RFi}, $\theta_{i,i+1}$ es el ángulo entre la normal a la superficie S_{i+1} y la señal que incide en ella y que proviene de S_i, y $D_{i,i+1}$ es la distancia entre las superficies S_i y S_{i+1}. Se ha tomado el emisor como el elemento con índice 0 y el receptor con índice N_S+1. La expresión IV.8 se puede deducir de la figura IV.7.

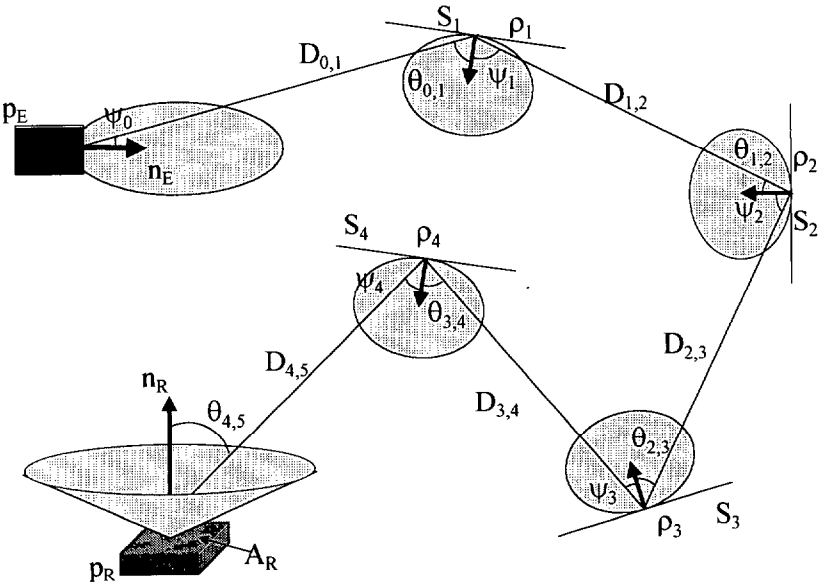


Figura IV.7. Enlace con múltiples reflexiones

Y así se podría continuar introduciendo más complejidad al sistema, como permitiendo que la radiación emitida llegase a más de un reflector, que a su vez iluminase más de una superficie reflectora, antes de llegar al receptor. En este caso la multipropagación tendría su máxima expresión, con retardos entre las diferentes deltas de Dirac que llegan al receptor, muy diferentes entre sí. Para la estimación de *h(t)* en

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

estos casos, se deben utilizar IV.8 para obtener dP_R y IV.7 para determinar la expresión de *h(t)*.

Para la estimación cuantitativa de h(t) existen diferentes técnicas. Entre ellas se encuentra la propuesta por Barry et al [Barry94] o la modificación de ésta desarrollada por Pérez Jiménez para el caso de enlaces quasi-difusos [Perez-Jiménez95], que utilizan cálculos iterativos. También se han formulado otros métodos basados en técnicas estadísticas como el propuesto por Pérez Jiménez [Pérez-Jiménez97] o el desarrollado por López Hernández [López-Hernández99.1] mediante análisis de Montecarlo.

4.3.2. Clasificación de los canales IR no guiados

Las distintas posibilidades que se pueden dar de canal óptico infrarrojo no guiado pueden dividirse en tres tipos principales [Kahn97].

4.3.2.1. Canal con línea de visión directa o punto a punto

También denominado LOS (*Line Of Sight*), se caracteriza porque la disposición del emisor y el receptor permite que la radiación llegue al receptor sin que sufra ninguna reflexión. Por tanto, la respuesta *h(t)* del canal será una delta como la de la ecuación IV.4.

Este tipo de enlaces permite la máxima velocidad de transmisión posible, al carecer de componentes de multipropagación. Tanto el diagrama de radiación del emisor como el FOV del receptor son muy directivos, lo que hace a estos sistemas de comunicación muy vulnerables a los obstáculos que puedan obstruir la trayectoria directa de propagación, pero aprovechan al máximo la radiación emitida. La figura IV.8 muestra un ejemplo de este tipo de enlaces y de la respuesta *h(t)* del canal.

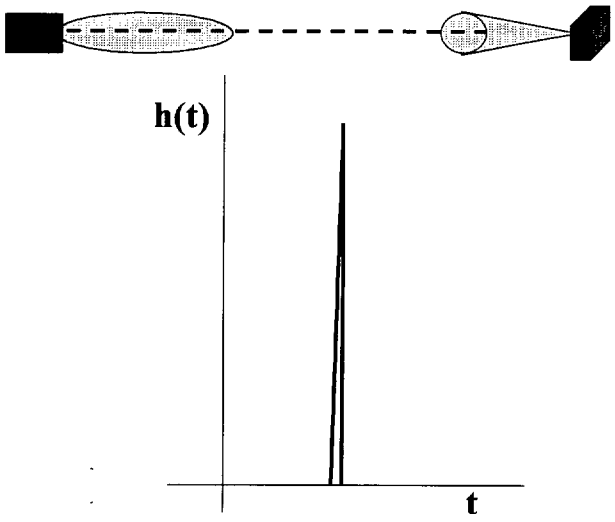


Figura IV.8. Enlace punto a punto y *h(t)* asociado

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

4.3.2.2. Canal en difusión

Esta configuración es la más robusta en lo que a presencia de obstáculos se refiere, ya que el receptor recibe señales provenientes de reflexiones en distintas superficies del entorno. El cálculo de *h(t)* es el más complicado de todos los casos posibles, pues hay que considerar todos los tipos de reflexiones posibles (simples y múltiples), incluso la trayectoria directa si se diera el caso.

Según las características anteriores, este enlace presenta una importante influencia de la multipropagación, por lo que su velocidad máxima se ve mucho más limitada que para el caso de LOS. También es reducida la efectividad de la potencia óptica emitida, dado que gran parte de ella se pierde en las reflexiones antes de llegar al receptor. Por su parte, tanto el emisor como el receptor tienen diagramas de radiación muy abiertos, de forma que la radiación óptica se distribuya lo máximo posible y se recolecte la energía llegada de la mayor cantidad de direcciones posible. La figura IV.9 representa un enlace difuso y una respuesta *h(t)* típica de éstos, donde se aprecia el efecto de la multipropagación en los valores de las componentes correspondientes a retardos superiores a los de la componente principal.

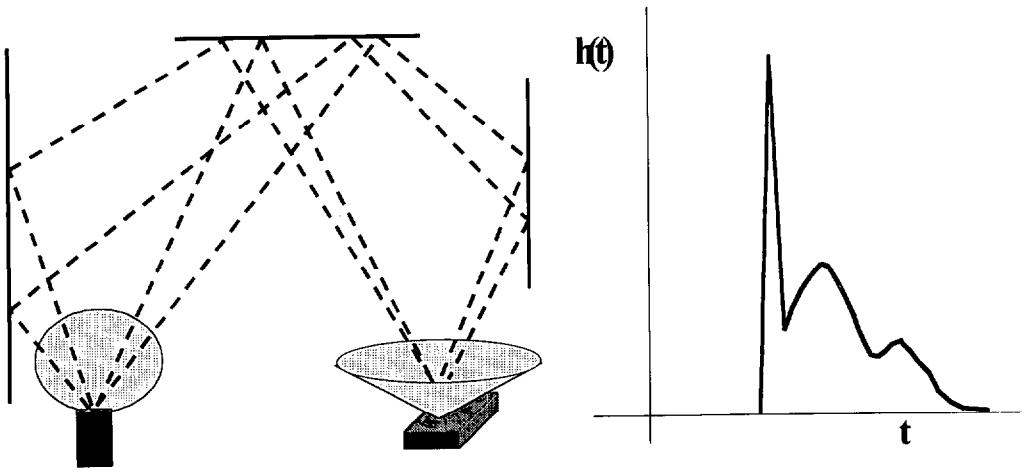


Figura IV.9. Configuración de canal difuso y *h(t)* asociada

4.3.2.3. Canal en quasi-difusión

En este caso la zona donde se producen las reflexiones está limitada intencionadamente, de forma que el canal se puede considerar como un caso intermedio de los dos anteriores: la presencia de obstáculos influye menos que en el enlace punto a punto y la velocidad de transmisión es mayor que para la configuración difusa. En la evaluación de *h(t)* se consideran principalmente las reflexiones de primer orden (una sola superficie reflectora) [Santamaría94], por lo que el cálculo seguirá unas expresiones como las de IV.5 y IV.7.

La multipropagación se reduce gracias a unos diagramas de radiación y FOV de recepción moderadamente amplios, lo cual también permite un mayor aprovechamiento de la potencia emitida. Por lo general este tipo de enlace sigue la filosofía de la figura IV.10, donde emisor y receptor son enfocados hacia una misma zona reflectora para que

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

la señal llegue al receptor despúes de reflejarse una sola vez. En la figura IV.10 también se muestra una h(t) de estos canales quasi-difusos.

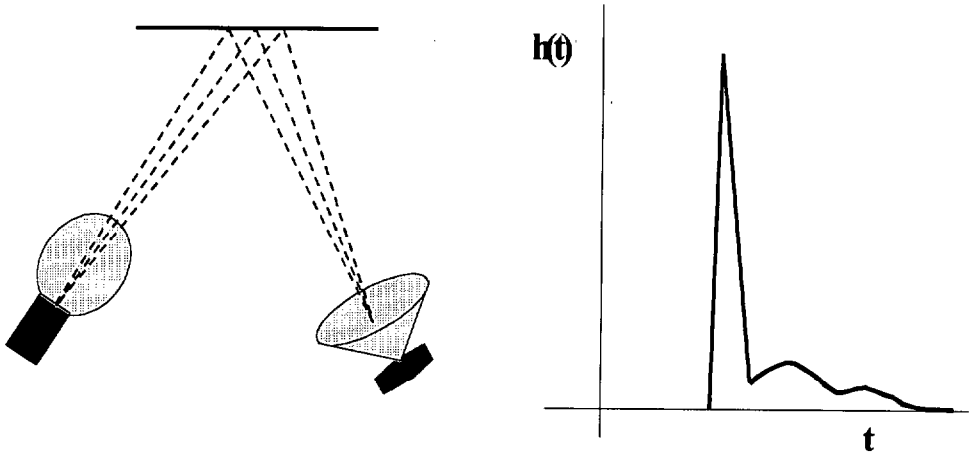


Figura IV.10. Enlace quasi-difuso y *h(t)* asociada

4.4. Ruido en el canal óptico no guiado

El principal inconveniente de los sistemas ópticos no guiados es la presencia de numerosas fuentes de perturbación. Estas interferencias son producidas por las diferentes fuentes de luz presentes en el entorno, a las que son sensibles los fotodetectores, entre las cuales la iluminación ambiente es la más perjudicial: siempre está presente y es de potencia muy superior a la señal transmitida. En la figura IV.11 se representan distintas fuentes de luz y su distribución espectral [Kahn97].

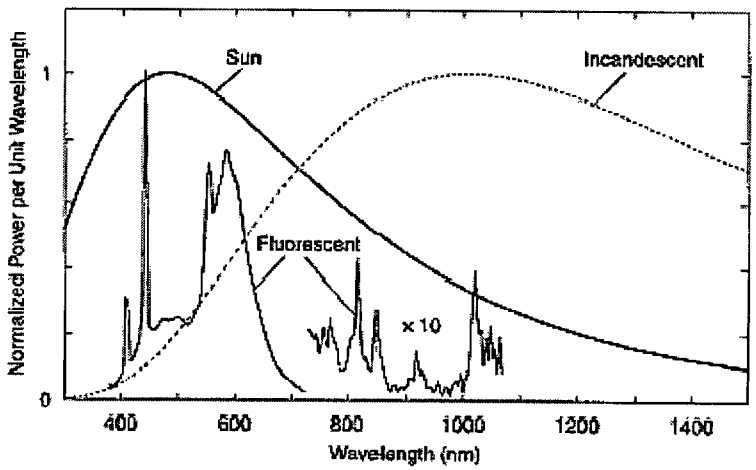


Figura IV.11. DEP de distintas fuentes de iluminación (de [Kahn97])

La luz solar supone una fuente de ruido no modulada con un pico alrededor de los 450 nm, las lámparas incandescentes tienen componentes en longitudes de onda entre 400 y 1400 nm y producen una interferencia con componentes de frecuencia entre los 50 Hz y los 2 KHz. En la figura IV.12 se representa la señal de ruido producida por

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

una lámpara incandescente en un receptor óptico y su DEP; se pueden apreciar las componentes en frecuencias armónicos de la frecuencia de red.

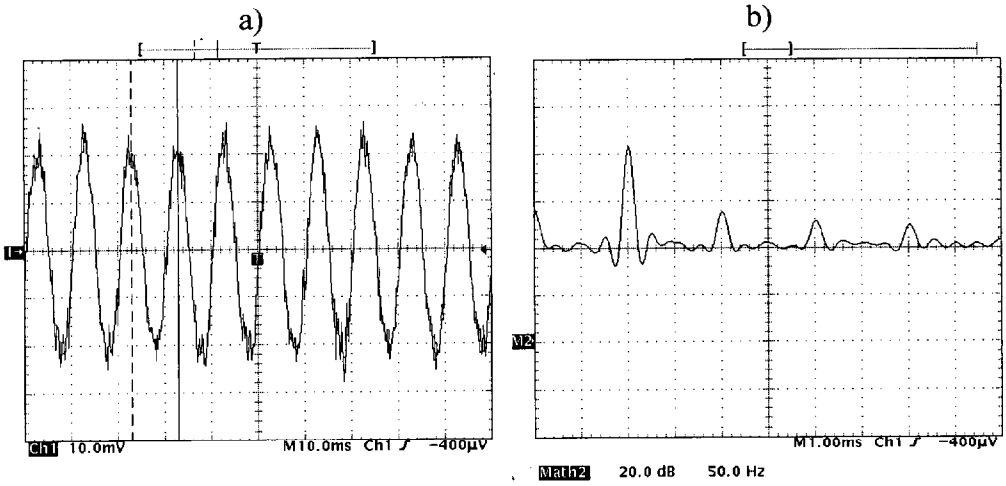


Figura IV.12. Señal de ruido producida por lámpara incandescente: a) señal en el tiempo, b) DEP.

Peores efectos produce la iluminación de los fluorescentes que introducen perturbaciones entre los 780 y los 950 nm, consistentes en señales con componentes desde los 50 Hz a los 300 KHz. Un ejemplo de tales señales, detectadas por el mismo receptor que en el caso de lámparas incandescentes, se muestra en la figura IV.13, donde se puede apreciar el mayor ancho de banda de este tipo de iluminación, que en algunos caso puede presentar componentes de hasta 1 MHz [Kahn94].

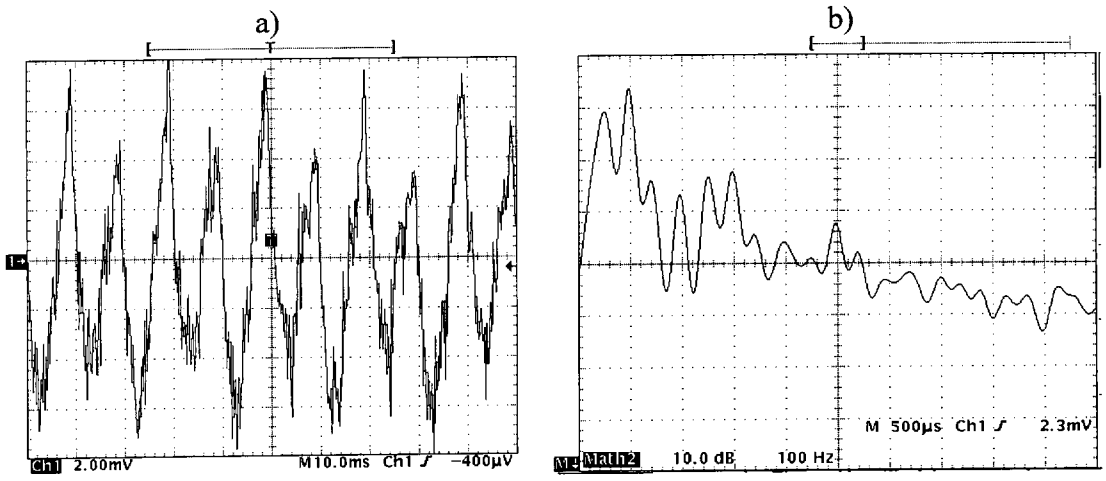


Figura IV.12. Señal de ruido producida por lámpara fluorescente: a) señal en el tiempo, b) DEP.

Incluso con el uso de filtros ópticos, como los basados en película fotográfica propuestos por Gfeller et al [Gfeller79] o Betancor García [Betancor-García89], la fotocorriente generada por la iluminación ambiente es muy superior a la señal deseada. Esta fotocorriente, en el caso de las perturbaciones no moduladas (como la luz solar y espacial), genera un ruido *shot* en el fotodetector que sigue la expresión IV.9 [Samaras98].

$$N = 2 \cdot q \cdot R \cdot P_N \qquad \text{IV.9}$$

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Donde q es la carga del electrón, R la responsividad del fotodiodo y P_N la potencia óptica de ruido. Este ruido puede ser modelado como un ruido blanco gaussiano aditivo, de igual modo que el ruido térmico introducido por los preamplificadores en el receptor [Vento98]. De esta forma el modelo total del canal óptico infrarrojo no guiado sigue el esquema de la figura IV.14 y la expresión IV.10 [Kahn94], donde *x(t)* es la potencia emitida *y(t)* la fotocorriente generada y *n(t)* el ruido shot introducido; por simplicidad se ha supuesto que la responsividad del fotodetector es la unidad, en caso contrario sería necesario multiplicar por R la respuesta *h(t)*.

$$y(t) = x(t) \otimes h(t) + n(t) \qquad \text{IV.10}$$

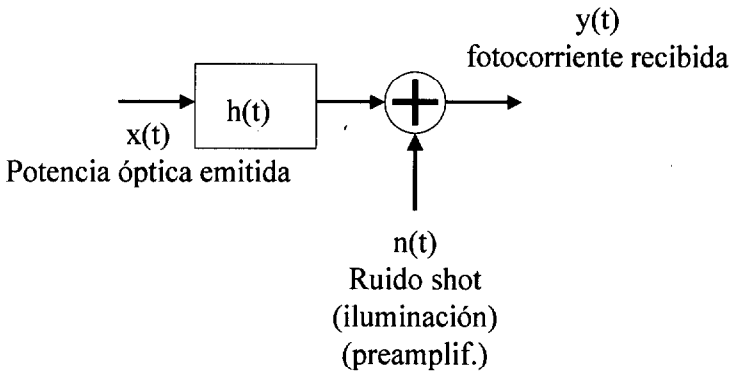


Figura IV.14. Modelo del canal óptico no guiado

Existen otras fuentes de interferencias que pueden estar o no presentes en el medio. Tal es el caso de los controles remotos, que producen ráfagas de datos cuando se utilizan, muy cortas y con velocidades muy pequeñas (cientos de bps); o los auriculares inalámbricos con señales de mayor ancho de banda (22-75 KHz) durante periodos de tiempo largos, en comparación con los anteriores.

De mayor importancia en el campo en el que se desarrolla esta Tesis, son las perturbaciones introducidas por otras redes de datos no guiadas por infrarrojos, como es el caso de IrDA, con velocidades de hasta 16 Mbps, lo que supone interferencias de un ancho de banda considerables.

4.5. Aplicación de sistemas DSSS al canal infrarrojo no guiado

Una vez estudiadas las características de los enlaces no guiados por infrarrojos, se analizan a continuación la influencia de los sistemas DSSS sobre ellas y que nuevas propiedades se introducen.

Como se estudió en el capítulo 3, los sistemas de SS introducen mejoras ante las interferencias de banda estrecha y la multipropagación, y esas son las características de las que se sirve este trabajo para mejorar los enlaces ópticos no guiados.

Como primera ventaja de estos sistemas, hay que mencionar que los enlaces DSSS-IR, a diferencia de sus equivalentes en radiofrecuencia, no precisan de una señal portadora para su transmisión. A todos los efectos la portadora es la radiación óptica,

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

sobre la que se realiza una modulación en amplitud con la señal ensanchada. Esto supone una importante simplificación en el receptor, pues no se necesitan circuitos de recuperación de portadora o demodulación no coherente, ya que a la salida del fotodetector se obtiene, directamente, la señal que modula a la portadora óptica, es decir la señal DSSS.

4.5.1. Respuesta ante interferencias de banda estrecha

Según se puede comprobar en el capítulo 3, los sistemas de espectro ensanchado no presentan ninguna mejora respecto al ruido blanco gaussiano. Por tanto el ruido shot introducido en el receptor óptico por la iluminación ambiente y el ruido térmico de los preamplificadores no puede tratarse con estas técnicas; otros mecanismos como la selección de una longitud de onda de emisión con la menor perturbación posible, el correcto diseño de los circuitos o el uso de filtrado óptico y eléctrico son mejores candidatos en este caso. Sin embargo, si que es posible reducir las componentes de ruido coloreado presentes en el canal, como las descritas en el apartado anterior. Como ejemplo se presenta en la figura IV.15 una interferencia debida a la señal de un enlace IrDA a 16 Mpbs en un sistema DSSS con una frecuencia de código de 100 MHz. La señal a la entrada del sistema es la que tiene una DEP más estrecha y de mayor nivel y la otra señal corresponde a la salida del correlador del receptor del sistema DSSS, donde se aprecia la expansión espectral y la reducción del nivel de la DEP en $G_{PI} = \frac{W_{SS}}{W_J} = \frac{100MHz}{16MHz} = 7.9dB$, tal como se comprobó en el capítulo 3.

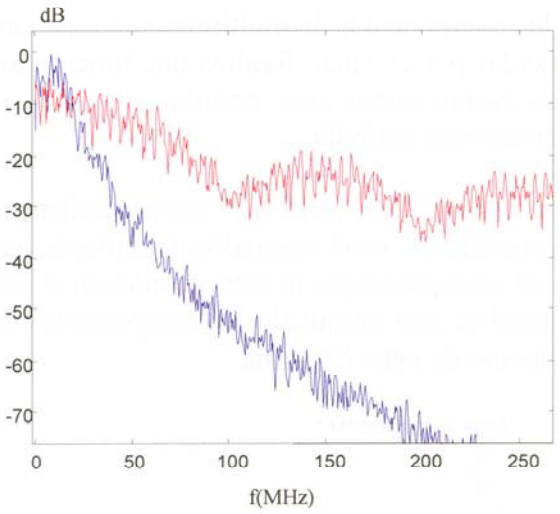


Figura IV.15. Interferencia de sistema IrDA a 16 Mbps: origina (azul) y ensanchada en el receptor (roja)

De igual manera se presenta la misma gráfica para el caso de iluminación fluorescente (50 Hz a 1MHz en el caso peor) en la figura IV.16, donde el efecto es aún más acusado ($G_{PI}=20dB$).

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

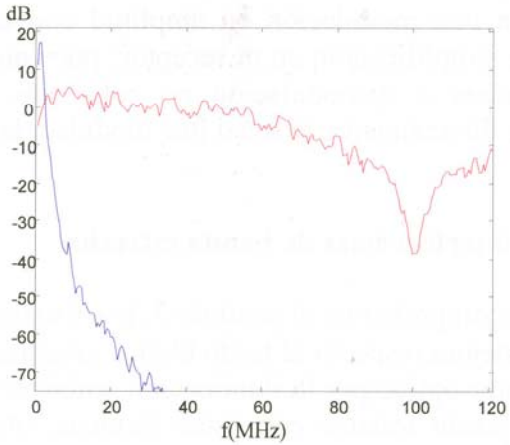


Figura IV.16. Interferencia de iluminación fluorescente: origina (azul) y ensanchada en el receptor (roja)

4.5.2. Respuesta a la multipropagación

Como ya se ha comentado en la teoría del capítulo 3, gracias a la función de autocorrelación de los códigos pseudoaleatorios se puede reducir el efecto de la multipropagación.

Para comprobar el efecto sobre el canal óptico no guiado se toman diferentes canales correspondientes a distintas configuraciones de emisor y receptor obtenidos por Pérez Jiménez [Pérez-Jiménez 95] y se les aplica la autocorrelación de los códigos (a 100 MHz en este ejemplo) para obtener la nueva *h(t)* del sistema. El efecto es el de una reducción drástica de las componentes de multipropación, paliando así las interferencias entre símbolos introducidas por el canal. Realiza una función análoga a un ecualizador, pero en este caso las componentes con retardos elevados son eliminadas, con la consiguiente pérdida de energía recibida.

En primer lugar se presenta el canal *h(t)* correspondiente a un canal quasi-difuso. En la figura IV.17 se muestra el canal original la función de autocorrelación y el canal modificado, resultado de multiplicar por la autocorrelación el canal real. Como se puede apreciar en el nuevo canal se han eliminado las componentes de multipropagación con retardos mayores del tiempo de *chip* T_c=10 ns.

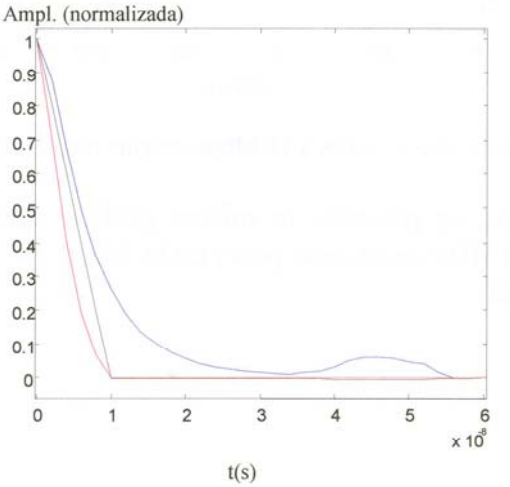


Figura IV.17. Canal óptico quasi-difuso: original (azul), modificado (rojo), autocorrelación (negro)

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

El resultado presentado en la figura IV.18 es análogo al anterior, pero aplicado a otro canal con mayores componentes de multipropagación, que se corresponde con un canal difuso. De nuevo se aprecia la eliminación de las componentes con retardos superiores a T_c.

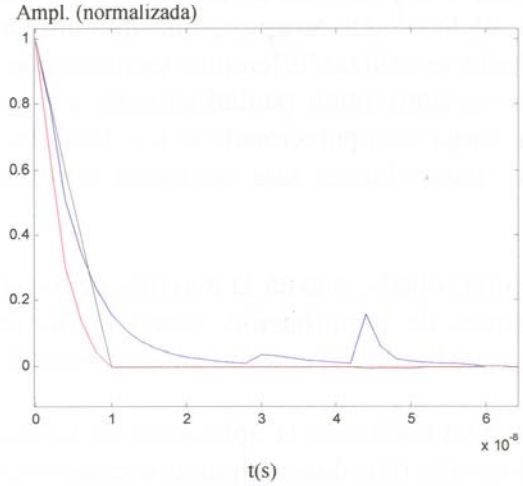


Figura IV.18. Canal óptico difuso: original (azul), modificado (rojo), autocorrelación (negro)

4.5.3. Acceso múltiple CDMA en el canal IR

Hasta ahora se han utilizado sistemas de espectro ensanchado ópticos, en la implementación de redes de ordenadores por fibra óptica. En estas redes se contemplan los sistemas de espectro ensanchado como una nueva técnica de acceso múltiple a considerar a la hora de diseñar el control de acceso al medio [Salehi89.1] [Salehi89.2]; es por tanto una nueva alternativa junto con otras anteriores como detección de colisiones (CSMA) o paso de testigo (*token*) [Tanenbaum96].

El uso de esta técnica de CDMA en los sistemas ópticos no guiados, supone un nuevo abanico de posibilidades para estos sistemas, pues abre la puerta a nuevos protocolos y servicios. Por lo demás el estudio de los sistemas CDMA en el canal infrarrojo es equivalente al que se realiza en los sistemas por radiofrecuencia, salvo una muy importante ventaja: los sistemas ópticos no guiados en interiores suponen una disposición de los terminales tal que permite suponer distancias muy parecidas entre ellos; además de la rápida reducción de la potencia de la señal óptica con la distancia. Todo esto hace posible suponer que las potencias de las señales presentes en un receptor, debidas a distintas emisiones, no difieren excesivamente entre si, lo cual evita los problemas derivados del fenómeno de *near-far* [Parkvall96] [Gollamudi97], muy perjudicial en los sistemas de SS vía radio.

Otra posibilidad asociada a los sistemas de espectro ensanchado y al CDMA es el *overlaying*, también explicado en el capítulo 3, mediante el cual una emisión puede solaparse con otra ya existente sin perturbarla. Esto es útil en el medio óptico para no influir en sistemas ya instalados, como los ya mencionados auriculares inalámbricos u otros enlaces o redes ópticas no guiadas.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

4.6. Conclusiones

Se ha podido comprobar en este capítulo que el canal óptico infrarrojo no guiado es un medio muy variable. En su respuesta al impulso *h(t)* influyen varios factores: la posición de los terminales y la presencia de obstáculos y reflectores, o el diagrama de radiación del emisor y el FOV del receptor; que determinan los tres tipos de canal estudiados. Para su cálculo se utilizan diferentes técnicas que van desde los laboriosos métodos iterativos, que se aproximan paulatinamente a la respuesta final, pero que requieran una elevada carga computacional; a los basados en teorías estadística y análisis de Montecarlo, para obtener una respuesta aproximada con mucho menos tiempo de proceso.

También se ha comprobado, que en la mayoría de los enlaces ópticos no guiados existen importantes fuentes de perturbación, como la iluminación ambiente y otros sistemas por infrarrojos, que hacen del entorno un medio hostil para la comunicación.

A continuación se ha analizado la aplicación de técnicas de DSSS en el medio infrarrojo, comprobándose que introducen algunas prestaciones que mejoran los enlaces ópticos no guiados. Tal es el caso de la reducción de las interferencias de banda estrecha o de la mejora de los efectos de la multipropagación. Además de dotar a los sistemas con la posibilidad de utilizar CDMA para el acceso al medio o el *overlaying* para no interferir redes ya existentes.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

5. Conformación de señales DSSS

5.1. Introducción

En el presente capítulo se analizan las ventajas y complicaciones que introduce el uso de técnicas de conformación de pulso en los sistemas de espectro ensanchado por secuencia directa. El estudio realizado se centra en los sistemas de comunicaciones ópticas de señales en banda base, como los descritos en esta Tesis; es decir, sin utilizar una portadora eléctrica que desplace los datos de frecuencia o aumente la eficiencia espectral del sistema de comunicación (modulaciones en cuadratura). La señal óptica puede considerarse como la portadora de la señal ensanchada, que es la que modula dicha portadora óptica mediante una modulación OOK. Estos datos son directamente extrapolables a los sistemas de radiofrecuencia, pero sólo a aquellos que utilicen modulaciones como ASK o PSK, en los que la portadora sólo desplaza en frecuencia la señal de datos (como hace la portadora en el caso de esta Tesis). Para otro tipo de modulaciones como QAM, QPSK o GMSK, ya existen estudios de cómo utilizar la conformación para obtener mejoras de sus prestaciones [Pérez-Jiménez00].

La modificación de la forma de una señal es equivalente a la realización de un filtrado sobre ésta. En el caso que nos ocupa, este filtrado persigue la reducción de la potencia en las altas frecuencias, lo que introduce algunas ventajas: disminuye el nivel de los lóbulos secundarios, lo que supone una mejora de la interferencia de canal adyacente (ACI); y se modera el consumo de energía, al concentrar la señal a transmitir

en un ancho de banda más reducido. A la hora de conformar los pulsos se pueden hacer varias combinaciones:

datos	Códigos	Señal modulada
conformados	No conformados	No conformada
No conformados	Conformados	No conformada
No conformados	No conformados	conformada
conformados	Conformados	No conformada

Tabla V.1. Posibilidades de conformación en DSSS

Las conformaciones estudiadas en este tema se derivan de las utilizadas en otros tipos de sistemas de modulación, como las de la familia FQPSK [FEHER94], o GMSK empleada en los sistemas de telefonía móvil GSM [PROAKIS89].

5.2. Conformación senoidal

Consiste en sustituir las transiciones entre pulsos a 1 y pulsos a 0 por curvas que siguen la ecuación de una senoide. La señal obtenida de esta manera es similar a la que se obtendría mediante un filtro de coseno alzado, pero sin la complicación de la implementación del filtro. Está técnica se conoce como filtrado IJF (*Inter-symbol interference and Jitter Free*), pues produce una señal filtrada que no presenta interferencia entre símbolos ni *jitter*, y fue ideada y patentada por el doctor K. Feher en 1982 [Feher82]. La respuesta impulsional de este filtro de conformación[Feher94] se presenta en la ecuación V.1, donde T_s es el tiempo de duración del pulso.

$$p(t) = \begin{cases} 0.5 \cdot \left[1 + \cos\left(\frac{\pi t}{T_s}\right)\right] & |t| \le T_s \\ 0 & resto \end{cases} \qquad \text{V.1}$$

La representación temporal, el diagrama de ojo y las DEP de las señales con y sin conformar se muestran en la figura V.1.

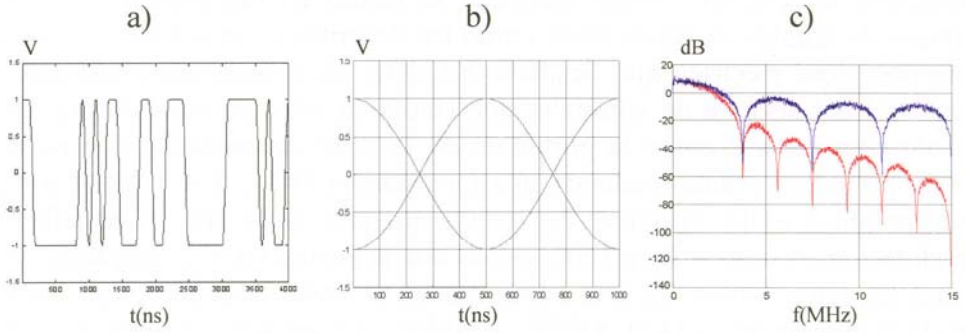


Figura V.1. Señal conformada: a) en el tiempo, b) diagrama de ojo, c) DEP

Como se puede ver la señal conformada presenta un lóbulo principal igual al de la señal sin conformar, por lo que se puede considerar que el ancho de banda de las señales se mantiene. Sin embargo, los lóbulos secundarios, en la señal conformada, están muy atenuados. Así, el espectro de la señal se concentra en el primer lóbulo únicamente y como consecuencia de esto, se produce un aumento en los tiempos de

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

bajada y subida de los pulsos, que se aprecia en el diagrama de ojo y en la representación en el tiempo de la señal conformada. A continuación se estudian los resultados de las diferentes combinaciones de señales conformadas y sin conformar de la tabla V.1.

5.2.1. Conformación de los datos

Utilizando como datos la señal conformada presentada en el punto anterior y pulsos sin conformar para la señal pseudoaleatoria correspondiente al código de ensanche, se obtiene la forma de onda para la señal ensanchada y la DEP (que aparece comparada con la DEP de una señal sin conformar) de la figura V.2.

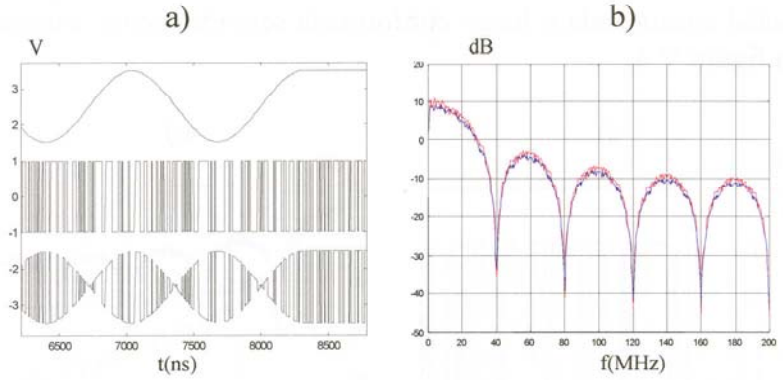


Figura V.2. Señal ensanchada para conformación de datos: a) señal en el tiempo, b) DEP (azul) junto a DEP de señal sin conformar (roja)

Al comparar las señales de la figura anterior, se puede comprobar que DEP la señal modulada con datos conformados tiene las mismas componentes espectrales que la señal correspondiente a una modulación DSSS sin conformación. Por lo tanto, no se consigue ninguna mejora en este caso. Las gráficas anteriores son el resultado de modular una señal de datos de 1 Mbits/seg con una señal de código de 40 Mbits/seg.

5.2.2. Conformación del código

Para este caso, las representaciones temporal y espectral son las de la figura V.3.

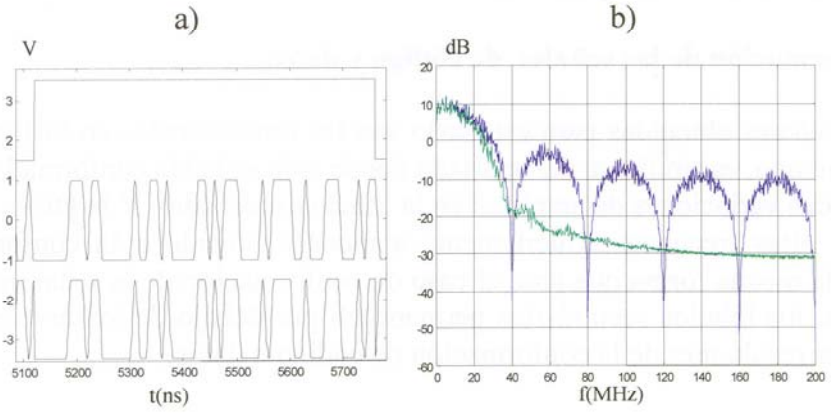


Figura V.3. Señal ensanchada para conformación de códigos: a) señal en el tiempo, b) DEP (verde) junto a DEP de señal sin conformar (azul)

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Como se puede observar, se producen problemas cuando ambas señales (código y datos) cambian a la vez, pues se generan unos *glitches* no deseados. Por otra parte, si se comparan la DEP de la señal conformada de esta forma, con el correspondiente a la señal sin conformar, incluso al caso anterior con los pulsos de datos senoidales, se observa una gran atenuación de las altas frecuencias, mientras que las bajas frecuencias se mantienen casi sin alteración. Los lóbulos secundarios desaparecen, lo cual es beneficioso para evitar la interferencia con otros canales.

5.2.3. Conformación de la señal ensanchada

En este caso, se realiza el producto de los datos y códigos sin modificar y a continuación, se realiza la conformación de la señal modulada. La representación en el tiempo de la señal ensanchada y luego conformada senoidalmente, así como su DEP se muestran en la figura V.4.

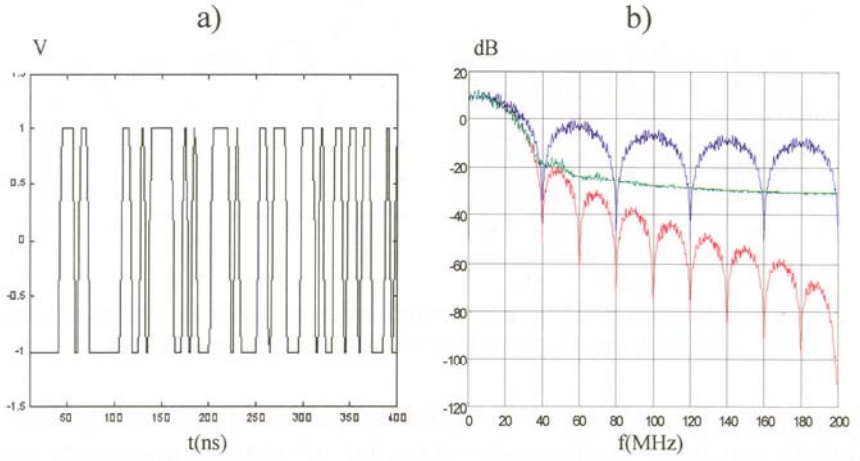


Figura V.4. Señal ensanchada conformada: a) señal en el tiempo, b) DEP (rojo) junto a DEP de señal sin conformar (azul) y DEP de señal con códigos conformados (verde)

Como se puede comprobar, se han eliminado los glitches que aparecían en el caso anterior. Mientras que, en frecuencia se observa una gran atenuación de las altas frecuencias. Existen lóbulos secundarios, pero están tan atenuados, que en su nivel máximo permanecen por debajo del que tenían los espectros de las señales obtenidas al conformar solamente el código o datos.

5.2.4. Conformación de las señales de código y datos

Las señales obtenidas para este caso son las representadas en la figura V.5. La señal en el tiempo, es similar al del apartado donde sólo se había conformado la señal de datos (aparecen variaciones de amplitud en la señal ensanchada). Y la DEP de esta señal presenta las altas frecuencias fuertemente atenuadas (debido a la conformación del código), de la misma forma que para el caso de conformación de la señal modulada. En ambos casos, los lóbulos secundarios permanecen por debajo de los niveles obtenidos en las señales resultantes de la conformación de código o datos.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

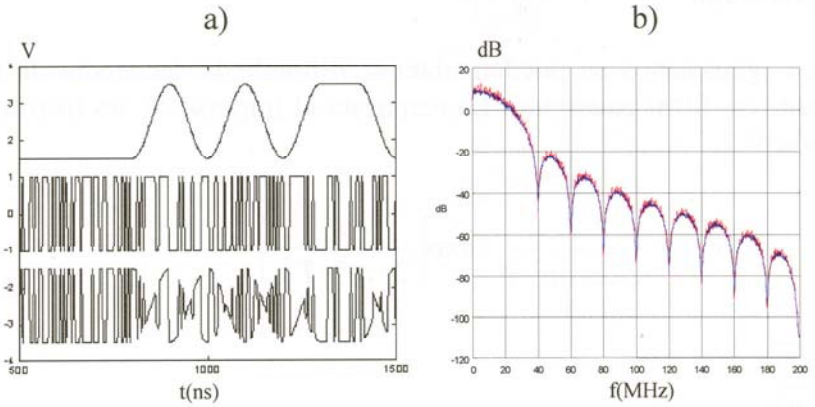


Figura V.5. Señal ensanchada con códigos y datos conformados: a) señal en el tiempo, b) DEP (rojo) junto a DEP ensanchada conformada (azul)

De los casos anteriores, hay que mencionar que simulaciones con códigos en recepción perfectamente sincronizados han dado como resultado una correcta recuperación de los datos. Pero en casos como la conformación de los datos o los datos y los códigos, donde la envolvente de la señal varía con el tiempo (modulación de amplitud), es posible que los sistemas de sincronización de código en el receptor sufran pérdidas en sus prestaciones. Esto es debido a la variación de amplitud de la señal de referencia para la sincronización. Los mismos problemas pueden aparecer en el caso de conformación del código, ocasionados, esta vez, por los *glitches* que aparecen en la señal modulada.

Por otra parte, la conformación de código y datos conlleva un aumento de complejidad y coste, pues son necesarios dos conformadores de señal. Dicho aumento, no se ve compensado por la mejora de las prestaciones del sistema.

Por tanto, la solución más adecuada es la de conformación de la señal modulada [Bacallado00], que reduce el ancho de banda tanto o más que el resto de posibilidades. Además, reduce la complejidad a un solo módulo conformador y la señal en el receptor permite el correcto funcionamiento de los circuitos de sincronización de código (no presenta variaciones en la envolvente de la señal).

5.3. Coformación Gaussiana

En este punto se pretende realizar una conformación de la misma forma que en el caso anterior, pero sustituyendo las funciones senoidales por curvas que permitan realizar una operación similar a un filtrado gaussiano. Para ello es necesario analizar el funcionamiento de dicho tipo de filtros, de forma que la conformación introducida se aproxime lo máximo posible a la respuesta del filtro.

En este apartado no se estudiarán todas las posibilidades como en el anterior. El análisis se centrará en el caso de la conformación de la señal modulada, por ser esta la elegida como la más apropiada, de acuerdo a los mismos criterios que se usaron en la conformación senoidal, que también son válidos en este caso.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

5.3.1. Filtrado gaussiano

Los pulsos gaussianos se pueden obtener filtrando la secuencia de datos sin conformar mediante un filtro gaussiano. La respuesta al impulso de un filtro gaussiano es la de la ecuación V.2.

$$h(t) = \frac{1}{\sqrt{2.\pi} \cdot \sigma \cdot T} \cdot \exp\left(\frac{-t^2}{2 \cdot \sigma^2 \cdot T^2} \right) \qquad \text{V.2}$$

Donde, $\sigma = \dfrac{\sqrt{\ln(2)}}{2\pi \cdot BT}$

El producto BT es un parámetro típico, que define las características del filtro gaussiano. B es el ancho de banda del filtro gaussiano y T se corresponde con la duración de los bits (o de los chips en el caso de espectro ensanchado) a filtrar. En función del valor de BT, la señal obtenida tendrá mayor o menor ancho de banda. A mayor BT, mayor ancho de banda y menos se modifica la señal filtrada. Y para BT menores, menor ancho de banda presenta la señal filtrada, pero menos se parece dicha señal a la original en la entrada del filtro, ya que sufre una dispersión temporal a causa de la reducción del ancho de banda.

La función de transferencia del filtro se muestra en la ecuación V.3:

$$H(f) = A \cdot \exp\left(\frac{-\ln\left(f/B \right)^2}{2} \right) \qquad \text{V.3}$$

Si filtramos la señal ensanchada con este filtro gaussiano, obtenemos diferentes resultados según el valor del parámetro BT. Los resultados que se muestran en la figura V.6 se corresponden con la señal obtenida, en el tiempo y su diagrama de ojo, para un valor del parámetro BT de 0,5.

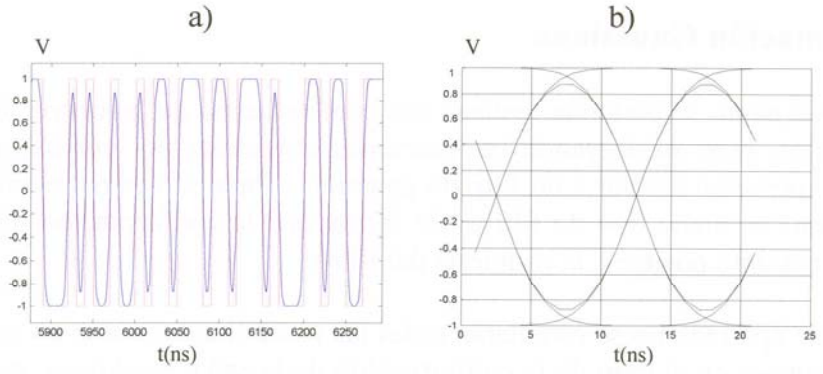


Figura V.6. Señal con conformación gaussiana con BT=0,5: a) señal en el tiempo, b) diagrama de ojo

Se observa que, en el periodo de duración de un bit, la señal no es capaz de realizar una transición completa entre –1 y +1 o viceversa, como en la señal de pulsos cuadrados original. Esto es debido a que el filtrado elimina parte de las componentes de

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

alta frecuencia y la señal se suaviza. Cuanto mayor es el parámetro *BT*, mas abruptas son las transiciones, porque se mantienen más componentes de alta frecuencia de la señal de entrada al filtro.

Los resultados que se obtienen, para el caso de una conformación gaussiana con *BT*=0,3 se pueden comprobar en la figura V.7.

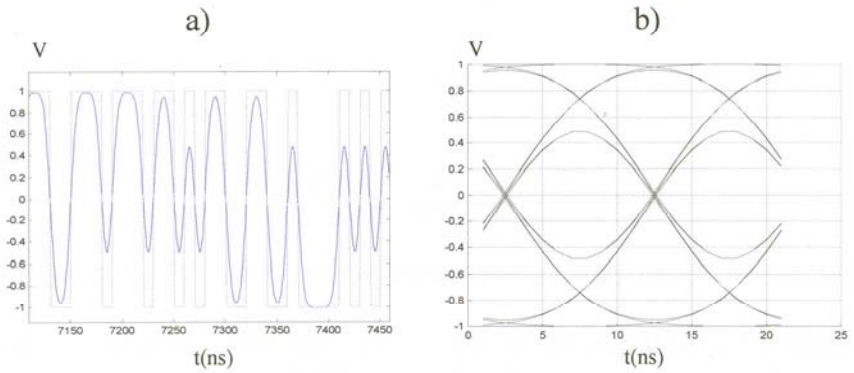


Figura V.7. Señal con conformación gaussiana con $_{BT}$=0,3: a) señal en el tiempo, b) diagrama de ojo

Donde el efecto del filtrado se hace más acusado y la señal muestra mayores diferencias de amplitud entre los pulsos de diferente duración. Y la figura V.8 muestra la conformación de la señal, para un valor de *BT*=0,7.

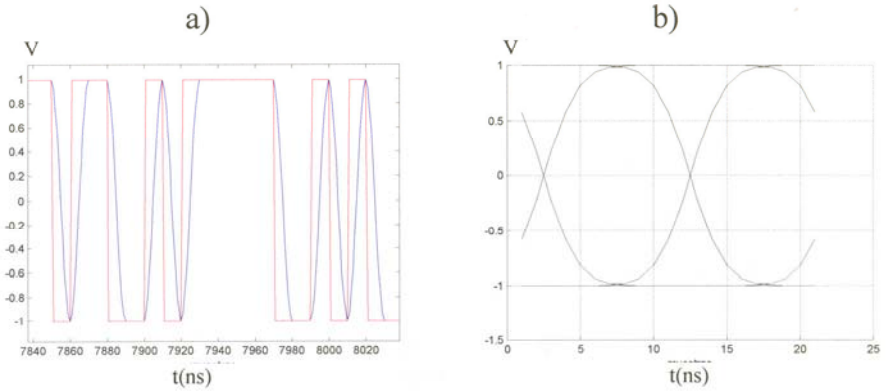


Figura V.8. Señal con conformación gaussiana con *BT*=0,3: a) señal en el tiempo, b) diagrama de ojo

Se aprecia que para *BT*=0,7, el tiempo de subida de los pulsos es menor y las transiciones entre niveles se producen en un tiempo inferior al tiempo de bit. Con lo cual, la señal filtrada alcanza los valores máximos en todo momento y desaparece la variación de amplitud presente en filtrados con *BT* inferiores.

Como se puede comprobar, el hecho de utilizar valores de *BT* bajos introduce una variación de amplitud en la señal modulada, que como ya se menciono anteriormente, puede afectar al funcionamiento de los sistemas de recuperación de sincronismo; si bien, esta variación no es tan acusada como en el caso de la conformación senoidal de datos o datos y código, por lo que su efecto sobre el funcionamiento de los sistemas de sincronización será menor.

Las densidades espectrales de potencia de la señal conformada para valores de *BT* de 0,3, 0,5 y 0,7, se muestra en la figura V.9:

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

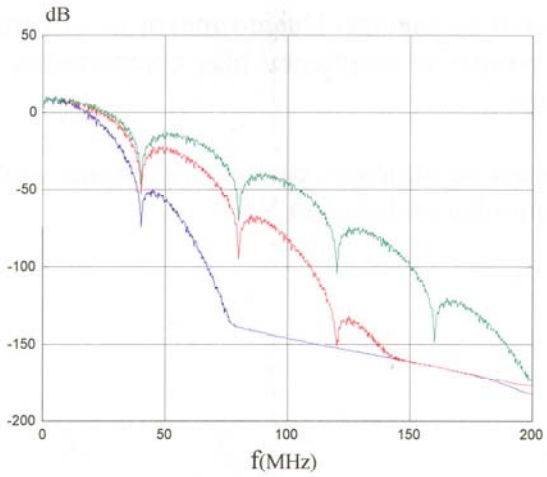


Figura V.9. DEP de señales con conformación gaussiana: BT=0,3 (azul), BT=0,5 (roja), BT=0,7 verde

Para hacer una comparación de las conformaciones senoidal y gaussiana, se representa a continuación (figura V.10) las DEP de una señal conformada senoidalmente y la otra conformada con un filtro gaussiana con BT=0,5:

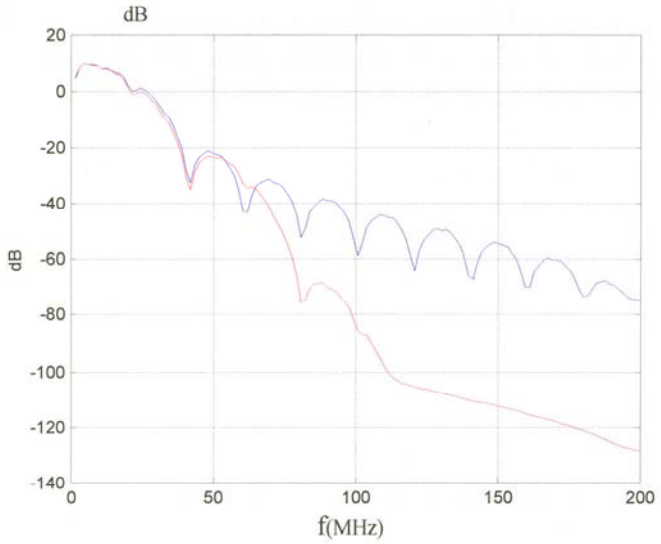


Figura V.10. DEP una señal conformada senoidalmente (azul) y de una señal con conformación gaussiana con BT=0,5 (roja)

Se observa en esta gráfica que, hasta aproximadamente la frecuencia de código (40MHz en el ejemplo), ambas señales presentan unas DEP casi idéntica. Y para las frecuencias altas, la amplitud de la DEP de la señal gaussiana es inferior a la conformada senoidalmente; aunque en ambos casos la atenuación es grande respecto a la amplitud del lóbulo principal.

Del análisis de la DEP se puede deducir cual será la interferencia que la señal ensanchada producirá en los canales adyacentes. Además, el contenido en altas frecuencias determina los niveles de pico de la señal en sus flancos de subida y bajada. Se puede hacer un análisis en el tiempo observando la gráfica de la figura V.11, donde se comparan las señales temporales resultantes de una conformación senoidal y una conformación gaussiana con BT=0,5.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

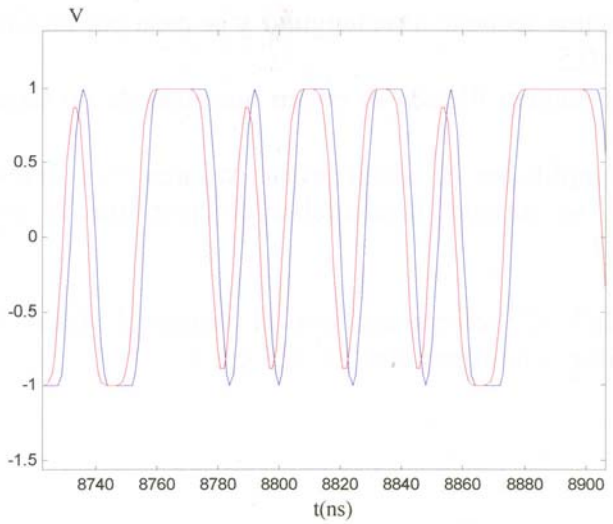


Figura V.11. Representación temporal de una señal conformada senoidalmente (azul) y de una señal con conformación gaussiana con BT=0,5 (roja)

Se observa como la señal senoidal tiene las transiciones más rápidas que la gaussiana BT=0,5. Esto se corresponde con lo observado al analizar las DEP, donde se había visto que la señal senoidal tenía un contenido en altas frecuencias superior.

5.3.2. Conformación gaussiana

La implementación de filtros gaussianos no es sencilla y en el mercado sólo existen filtros de este tipo para velocidades pequeñas (algunos Kbps) pues son los utilizados en los sistemas de telefonía móvil GSM. Por esta razón se ha optado, en este trabajo, por realizar el estudio de una conformación gaussiana de las señales siguiendo la misma técnica que en el caso senoidal.

Como ya se ha visto, el filtrado gaussiano, para ciertos valores de BT, introduce variaciones en la envolvente de la señal conformada. En estos casos la técnica de sustituir flancos por curvas se complica, al tener que utilizar un mayor número de funciones (como en el ejemplo que se comenta más adelante). Otra posibilidad es utilizar valores de $BT \geq 0{,}7$, para los que las transiciones se producen completamente y la envolvente no varía; con lo que la técnica a implementar es idéntica al caso de conformación senoidal, con sólo cuatro curvas necesarias.

Por último también es posible usar la técnica anterior con otros BT, pero en este caso, se consigue una salida aproximada a la del filtro gaussiano correspondiente. Es el coste de reducir el número de curvas para conformar (y con ello simplificar la circuitería necesaria). Si para el caso senoidal se cambiaban las transiciones por señales senoidales, en este caso se sustituyen dichas transiciones entre pulsos por curvas con forma gaussiana. Estas curvas se obtienen de la respuesta de un filtro gaussiano ante un impulso, es decir, tienen la forma de $h(t)$ del filtro gaussiano presentado anteriormente. Además, mediante un proceso de normalización, dichas curvas tendrán los valores de pico igual a los máximos de la señal conformada. De esta forma se obtiene una señal conformada del mismo tipo que en el caso de conformación senoidal, salvo que las curvas en las transiciones tienen la forma de una respuesta de un filtro gaussiano. El proceso de obtención de las curvas gaussianas es el siguiente:

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

- Se toma una secuencia rectangular y se pasa por un filtro gaussiano, por ejemplo con BT=0,5.
- De la secuencia filtrada se cogen muestras de un flanco de subida y de otro de bajada.
- Si las amplitudes no alcanzan los valores +/-1 deseados, como es el caso de BT=0,5, se supone despreciable el error que se comete si se normaliza la amplitud.

En la figura V.12, se representa en el tiempo el efecto de conformar, tal como se acaba de describir, y de filtrar con BT=0,5 y 0,7:

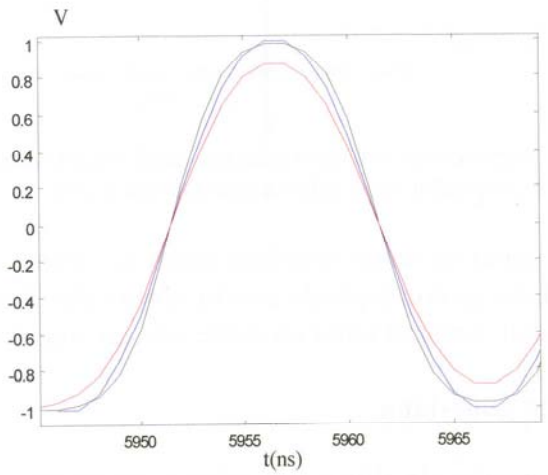


Figura V.12. Comparación de pulsos con filtrado gaussiana BT=0,5 (roja) y BT=0,7 (negra), con una con conformación gaussiana con BT=0,5 (azul)

Se puede apreciar como la conformación gaussiana con BT=0,5 es muy similar al efecto del filtrado con BT=0,7. Esto es debido a la normalización realizada en el proceso de obtención de las curvas de conformación; así, la señal conformada alcanza los mismos niveles de amplitud que la señal filtrada con BT=0,7. Al normalizar también se ha aumentado el ancho de banda de la señal, como se puede ver en la figura V.13.

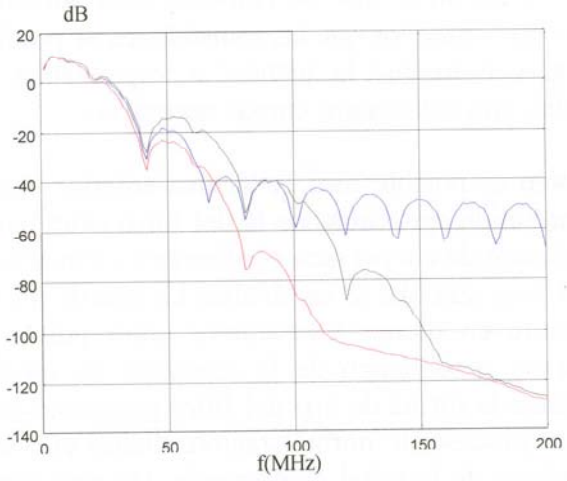


Figura V.13. Comparación de las DEP de pulsos con filtrado gaussiana BT=0,5 (roja) y BT=0,7 (negra), con una con conformación gaussiana con BT=0,5 (azul)

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

5.4. Respuesta frente a ruido blanco e interferencias de banda estrecha

En este apartado se analizan las prestaciones de los sistemas DSSS con conformación frente al ruido blanco y las interferencias de banda estrecha. Los resultados son contrastados con los obtenidos para sistemas no conformados; lo que permite comparar el funcionamiento de ambos sistemas.

Para la obtención de las curvas presentadas a continuación, se ha utilizado un enlace DSSS con las siguientes características:

- Frecuencia de chip = 7,5 MHz
- Frecuencia de datos = 125 KHz
- Ganancia de proceso = 64 (18 dB)
- Conformación tipo senoidal

Se han realizado simulaciones para distintos valores de S/N y los resultados son los de la figura V.14. En azul se presentan los cálculos para señal sin conformar y en rojo para la señal conformada senoidalmente.

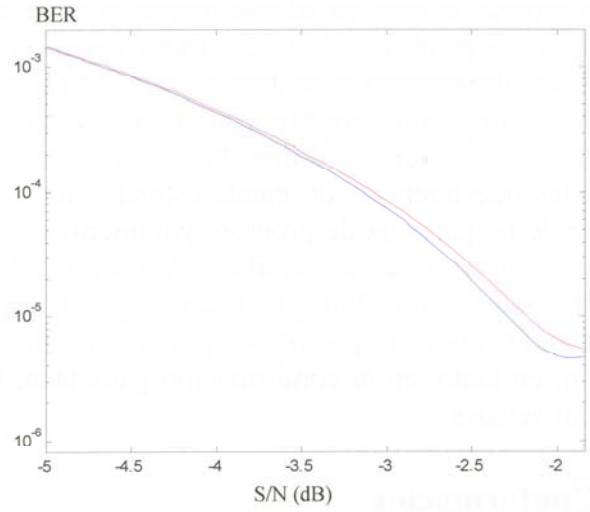


Figura V.14. BER de señales conformadas (azul) y no conformadas (roja) frente a ruido blanco

Como se puede deducir de la gráfica anterior, la conformación de las señales no afecta al comportamiento del sistema frente a ruido blanco. Esto es así porque ambas señales presentan unos diagramas de ojo de la misma amplitud. Por lo tanto la influencia del ruido blanco es la misma en ambos casos, siempre y cuando el momento de muestreo sea el centro del diagrama de ojo.

Estas conclusiones también son válidas para sistemas con conformación gaussiana (o filtrado gaussiano con de *BT* mayor de 0,7), con una amplitud del diagrama de ojo igual al de las señales cuadradas. En caso contrario, la respuesta de los sistemas conformados se degradaría en función de la apertura de su diagrama de ojo.

Similares resultados se obtienen para el caso de interferencias de banda estrecha, como se aprecia en la gráfica de la figura V.15, donde el sistema descrito es interferido por una señal de 5 MHz de ancho de banda (30-35 MHz).

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

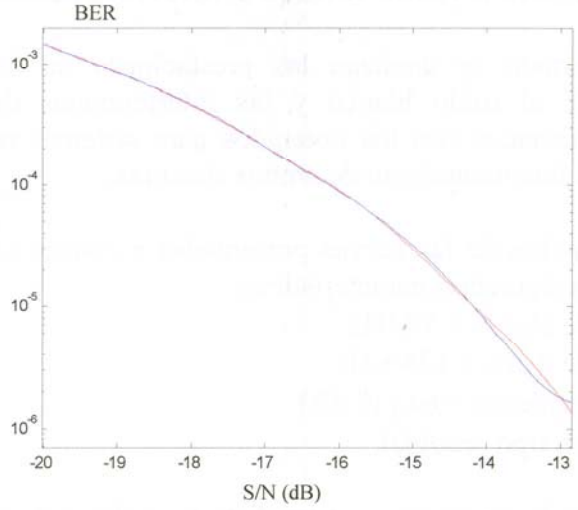


Figura V.15. BER de señales conformadas (azul) y no conformadas (roja) frente a interferencia de banda estrecha

Como era de esperar, el sistema admite un mayor nivel de interferencia que de ruido blanco, gracias a las propiedades de las técnicas de espectro ensanchado para reducir el efecto de las interferencias de banda estrecha [Bacallado00]. Además, se comprueba que las señales conformadas conservan la misma tolerancia a estas perturbaciones que las señales sin conformar. Esto se puede explicar por el hecho de que la inmunidad a las interferencias de banda estrecha, de los sistemas de espectro ensanchado, depende de la ganancia de proceso; parámetro que no resulta modificado en el proceso de conformacion: no se modifican los anchos de banda de las señales conformadas (sólo se eliminan los lóbulos secundarios), de los que depende el valor de la ganancia de proceso. De nuevo es posible adoptar los mismos resultados para el otro tipo de conformación; en tanto, en la conformación gaussiana, tampoco se alteran los anchos de banda de las señales.

5.5. Sistema de Conformación

Para obtener las señales resultantes de los procesos de conformación que se han estudiado en los apartados anteriores, se ha optado por una implementación digital de dichas formas de onda. Para ello, es necesario la cuantificación y almacenamiento, en una memoria *(Look-up Tab*le), de la representación de las curvas a la salida de los diferentes filtros. Estas Tablas de memoria darán a su salida los valores de las diferentes muestras, que utilizadas como entradas en un conversor digital analógico, producirán la salida deseada.

En el caso de la conformación senoidal, se introducen curvas en forma de seno en las transiciones de la señal de entrada. Por tanto, tan solo será necesario la utilización de cuatro funciones diferentes para generar la señal conformada senoidalmente, dichas curvas se presentan en la gráfica de la figura V.16.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

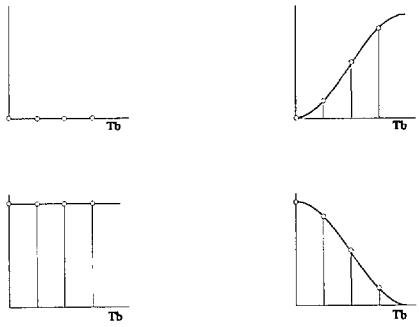


Figura V.16. Curvas necesarias para la conformación senoidal

Se puede apreciar que hay una función senoidal ascendente, que se utiliza en los pasos de 0 a 1 y una función senoidal descendente para los pasos de 1 a 0. Las otras dos funciones se utilizan cuando no hay transiciones, es decir, la señal permanece a 1 o a 0. La duración de estas funciones es igual al tiempo de bit de la trama que se vaya a conformar: los datos o los códigos, según el caso.

El proceso de conformación supone un estudio de la trama de entrada para seleccionar en cada momento cual es la función que debe estar presente a la salida. En el caso que ahora nos ocupa, basta con analizar los valores de dos bits consecutivos como podemos ver en la siguiente tabla.

Bit anterior	Bit siguiente	Función
0	0	Nivel bajo
0	1	Senoidal ascendente
1	0	Senoidal descendente
1	1	Nivel alto

Tabla V.2. Selección de curvas para conformación senoidal

De esta manera, un sencillo circuito lógico, que se denominará circuito decisor, puede seleccionar la función a implementar en cada momento. Dicho circuito consiste, para este caso, en un registro de desplazamiento que hace una conversión serie paralelo de los dos bits consecutivos de la trama de entrada al conformador, tal y como se muestra en la figura V.17.

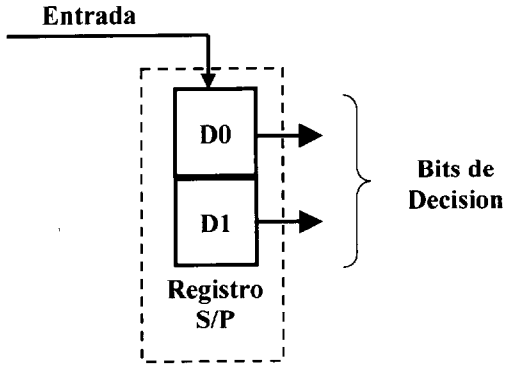


Figura V.17. Circuito decisor

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

El siguiente paso a realizar es el direccionamiento en la *Look-up Table*, de cada una de las muestras cuantificadas de la función seleccionada por el decisor. Para simplificar este proceso, se distribuye la memoria en cuatro zonas, cada una de las cuales contendrá las muestras de cada función. De tal forma que se pueda acceder a la tabla mediante un direccionamiento indexado, en el que la dirección base selecciona la función y un dezplazamiento va direccionando las diferentes muestras, tal y como se muestra en la figura V.18.

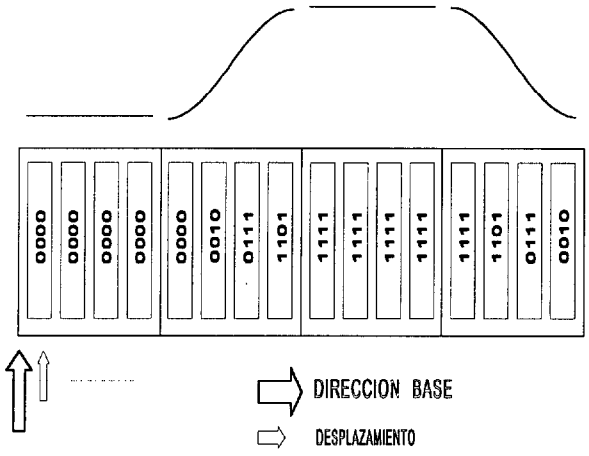


Figura V.18. Esquema de direccionamiento de la *look-up Table*

Para la implementación de este sistema se utilizará los valores de los bits anterior y siguiente para determinar la dirección base y un circuito contador, a una velocidad igual a cuatro veces la velocidad de bit, como generador del offset. Esta configuración se muestra en la figura V.19.

La sencillez de este circuito es la que originó el interés por la conformación gaussiana de las señales, mediante la sustitución de las transiciones entre ceros y unos por curvas gaussianas. De esta forma la implementación se haría exactamente igual que el caso anterior, cambiando los valores de las muestras almacenadas en las tablas por los correspondientes a las funciones gaussianas. Para el caso de la conformación mediante un filtrado gaussiano, solamente valores de *BT* superiores a 0,7 permiten sustituir el filtro por un sistema digital como el anterior, pues se pueden aproximar la respuesta del filtro por una sustitución de las transiciones por curvas; ya que en todo momento la señal de salida del filtro alcanza los valores máximos.

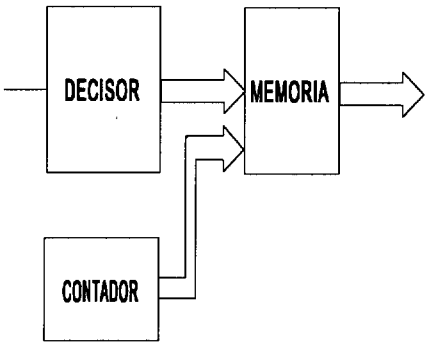


Figura V.19. Circuito de direccionamiento de *Look-up Table*

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

En el resto de los casos (BT<0,7) la señal filtrada esta formada por un conjunto superior de curvas diferentes, tanto en forma como en amplitud, dado que existen más de dos niveles en la señal envolvente. Es posible en algunos casos (como por ejemplo BT=0,5), encontrar un número finito de curvas, que combinadas convenientemente generen una señal de salida, equivalente a la obtenida con el filtro gaussiano correspondiente. Cabe entonces la posibilidad de una implementación digital del filtrado gaussiano, pero a costa de una mayor complejidad; tanto en las look-up tables que deben ser de mayor tamaño; como en el circuito decisor, pues deberá tener en cuenta varios bits consecutivos y no sólo dos, como en el caso anterior, para la correcta selección de la función a implementar en cada momento. Por lo demás, el sistema seguiría la misma filosofía que para el caso de conformación senoidal. Como ejemplo, se presenta el caso de una conformación gaussiana para un filtro con BT=0,5. En su realización de forma digital se necesitan 8 funciones que se representan a continuación en la figura V.20.

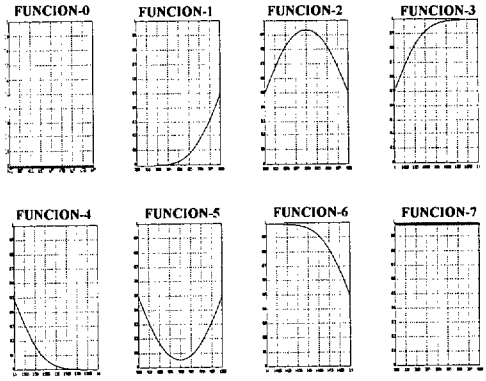


Figura V.20. Curvas necesarias para la conformación gaussiana con BT=0,5

Para seleccionar cual de las funciones anteriores es la adecuada en cada momento, es necesario estudiar 3 bits consecutivos con arreglo a la siguiente tabla:

Bit1	Bit2	Bit3	Función
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	2
0	1	1	3
1	0	0	4
1	0	1	5
1	1	0	6
1	1	1	7

Tabla V.3. función de decisión para conformación gaussiana con BT=0,5

La principal ventaja de la implementación digital de las conformaciones, es la versatilidad de estos circuitos para funcionar con el mismo esquema a cualquier frecuencia de la trama de entrada. Para conseguir esto, tan sólo es necesario modificar el reloj maestro del sistema, de forma que el contador de selección de muestras de las *look-up tables* sea el correspondiente a la nueva velocidad de bit. De esta forma, mientras el sistema digital, que suele ser un dispositivo de lógica programable, y los elementos conversores digital a analógico lo permitan, el módulo conformador es

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

universal para cualquier frecuencia sin más que cambiar el reloj del sistema. El esquema general del conformador digital, para cualquiera de los caso anteriores es el mostrado en la figura V.21.

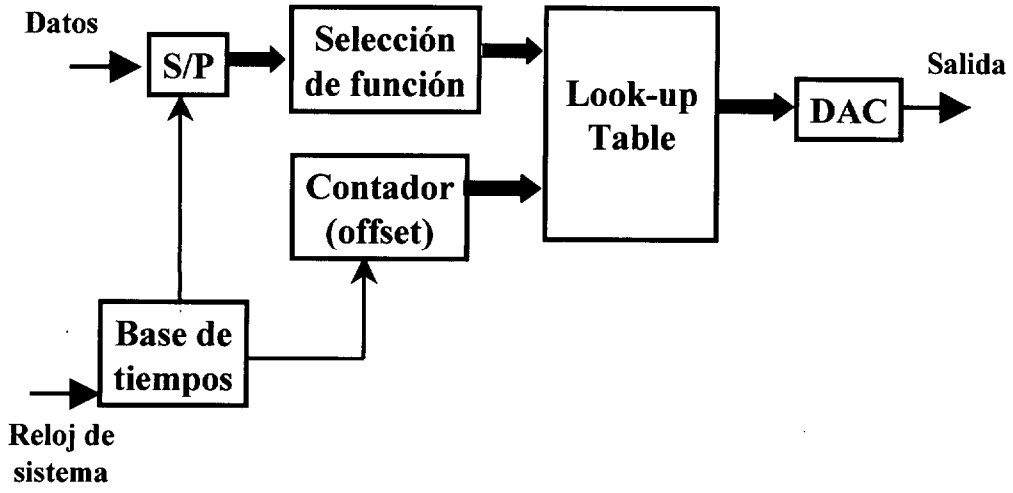


Figura V.21. Esquema del conformador digital de pulsos

5.6. Efectos de la conformación en la función de correlación de las señales DSSS

En los sistemas convencionales de DSSS, la recepción de la señal transmitida se basa en la correlación de la señal que llega con una replica exacta de la señal de ensanche utilizada en transmisión [Sklar88], tal y como se muestra en el esquema siguiente (figura V.22).

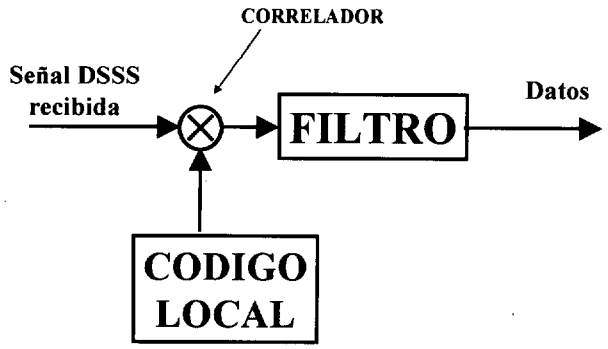


Figura V.22. Correlador para recepción de señales DSSS

En el caso de la conformación de la señal modulada, la señal que entra en el correlador presenta de forma clara los efectos de la conformación. En tales casos, hay que analizar si la recepción debe hacerse con una señal de código conformada o es posible mantener la configuración de los receptores con su esquema original. De este modo, se evitaría la necesidad de incorporar circuitos conformadores en el receptor. Para ello, se analizarán las funciones de correlación de dos señales conformadas y de una señal conformada con otra no conformada.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

En el primer caso, se puede comprobar como la función de correlación, de dos señales conformadas, sigue las características generales de la autocorrelación de dos códigos pseudo-aleatorios. En concreto, sigue cumpliendo la presencia de un máximo destacado cuando ambas señales están sincronizadas y un valor mucho menor para el caso de diferencias de fase entre las dos señales, mayores que el periodo de código. No obstante, esta diferencia de niveles son menos acusados que para el caso de señales cuadradas, como se puede apreciar en la gráfica de la figura V.23.

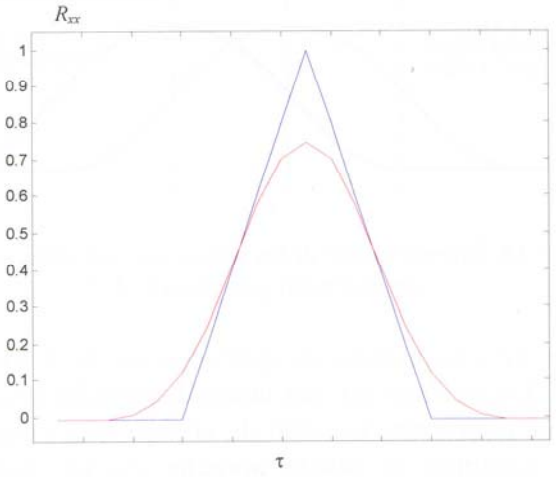


Figura V.23. Autocorrelación de señales sin conformar (azul) y conformadas (roja)

Por otra parte, el análisis de la correlación de una señal conformada y de una sin conformar también presenta las mismas características que las funciones anteriores, salvo que el máximo se da con un cierto retraso ($T_c/2$) respecto a la autocorrelación de señales cuadradas. Esto se puede apreciar en la figura V.24.

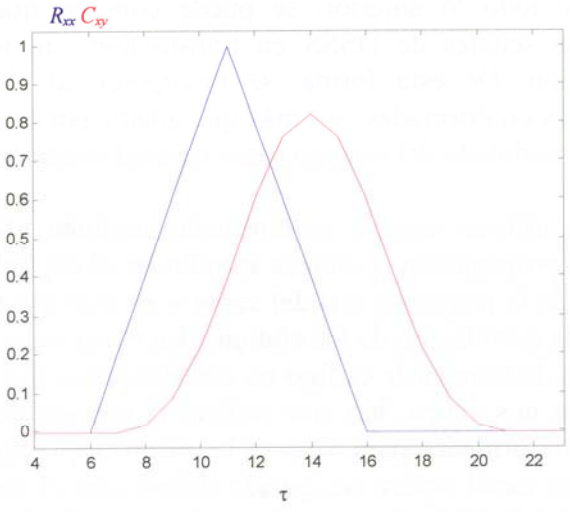


Figura V.24. Autocorrelación de señales sin conformar (azul) y correlación de señales conformadas con no conformadas (roja)

Dicho retardo sólo indica que el momento de sincronización se da, no cuando señales conformadas y sin conformar estén en fase, sino cuando estén desfasadas medio periodo entre si. Esto se debe a que la conformación introduce un retardo de Tc entre la entrada y la salida del conformador; de forma que el valor máximo de la correlación de

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

una señal cuadrada y otra conformada se da para un desfase de Tc/2, como se aprecia en la figura V.25.

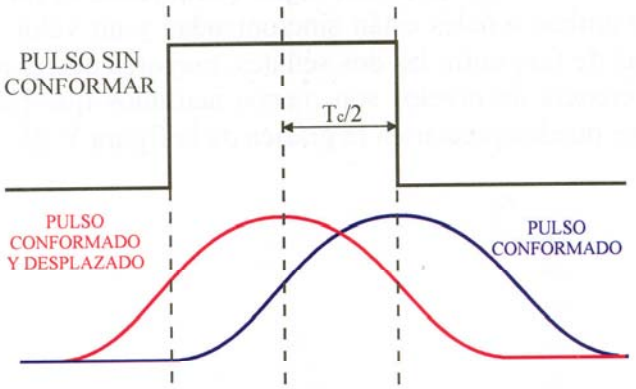


Figura V.25. Representación de los pulsos sin conformar, conformado, y conformado y desplazado $T_c/2$

Lo importante de este estudio es que se pone de manifiesto la posibilidad de encontrar un máximo de correlación y por tanto, demodular los datos correctamente, sin necesidad de tener que conformar la señal de código generada en el receptor antes de pasar al correlador. También se puede apreciar en las gráficas anteriores de las funciones de correlación, que la recepción de la señal conformada mediante un código local sin conformar es más favorable que con código local conformado. Esto lo evidencia el mayor nivel del pico de correlación de la función de correlación de señales con y sin conformar, respecto a la correlación de dos señales conformadas. Este mayor nivel, permite distinguir mejor la condición de sincronización de las señales transmitida y de código local.

En virtud de todo lo anterior, se puede concluir que es posible utilizar la conformación de las señales de DSSS en transmisión, sin tener que modificar los sistemas de recepción. De esta forma, se incorporan al sistema las ventajas que introducen las señales conformadas, sin más que añadir por ejemplo un conformador a la salida de la señal modulada del sistema (caso de conformación de la señal modulada).

El hecho de utilizar señales conformadas también afecta a la respuesta del sistema ante la multipropagación. Como se estudio en el capítulo 3, los sistemas DSSS modifican el efecto de la respuesta *h(t)* del canal y en este proceso interviene de forma esencial la función de correlación de los códigos. En el capítulo 4 se comprobó el efecto de la autocorrelación de señales de código no conformadas en el canal óptico no guiado. En el caso que ahora nos ocupa, hay que utilizar la función de correlación de señales conformadas y no conformadas para obtener la nueva respuesta del canal. En la figura V.26a se compara un canal óptico no guiado difuso con el canal modificando por la función de correlación de códigos con y sin conformar; mientras que en la figura V26b se presentan el canal que se obtiene para el caso de señales sin conformar frente al que se obtiene en el caso de conformación.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

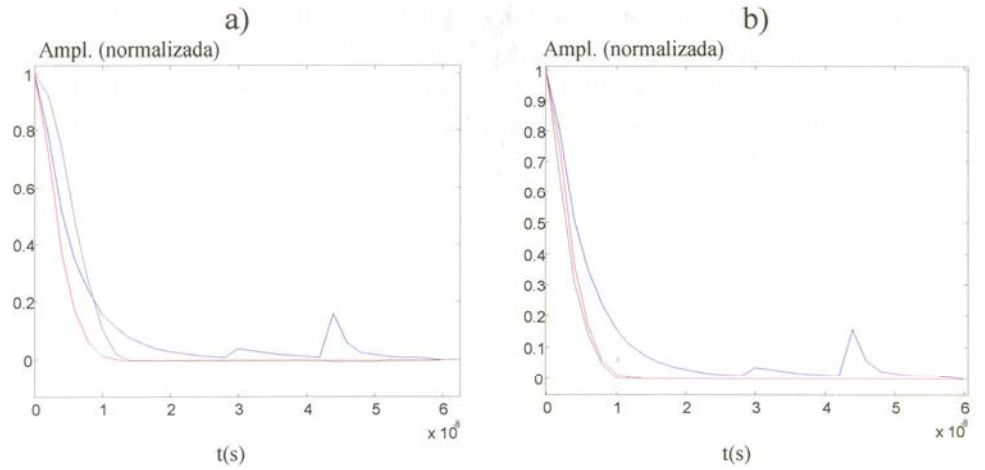


Figura V.26. Efectos sobre el canal óptico difuso. a)Canal óptico modificado: canal original(azul), canal final (roja) y función de correlación (negra). b) Comparación de canales: canal original (azul), canal para conformación (roja) y canal para no conformación (negra)

Como se puede comprobar, el canal final para el caso de conformación, no es muy diferente al caso de señales no conformadas, por lo que sus características serán muy parecidas. Así por ejemplo, ambos canales presentan altas atenuaciones de las componentes de multipropagación con retardos mayores de un periodo de chip T_c

5.7. Demodulación de señales conformadas

Como ya se mencionó anteriormente, es posible detectar las señales DSSS conformadas, mediante las técnicas de demodulación convencionales. No obstante, los resultados de este proceso no son exactamente iguales que para el caso de señales no conformadas. De nuevo, este estudio se centrara en el caso de conformación de la señal modulada únicamente, por ser la mejor de las opciones posibles, como ya se discutió anteriormente.

El hecho de multiplicar en el correlador una señal conformada por un código sin conformar, produce que la señal de salida del correlador tenga el aspecto de la figura V.27.

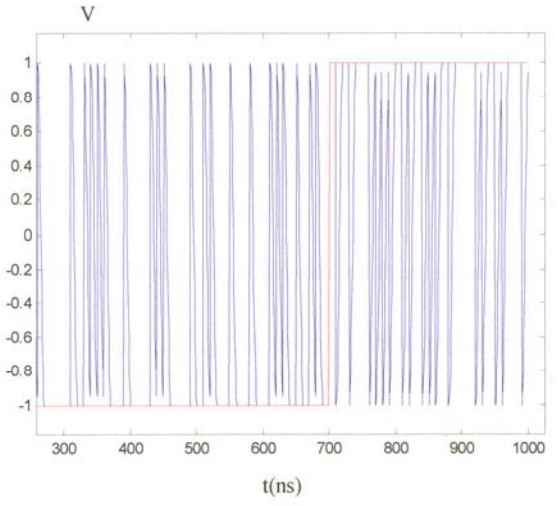


Figura V.27. Señal a la salida del correlador (azul) y señal de datos original (roja)

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Se puede apreciar que aparecen unos pulsos de alta frecuencia modulados por la señal de datos. A diferencia del producto de dos señales cuadradas, donde el resultado tiene sólo dos niveles (1*1=1 ó 1*-1=-1), el producto de la señal cuadrada por la señal conformada produce pulsos con la misma forma que los de la señal conformada, tal y como se detalla en la figura V.28.

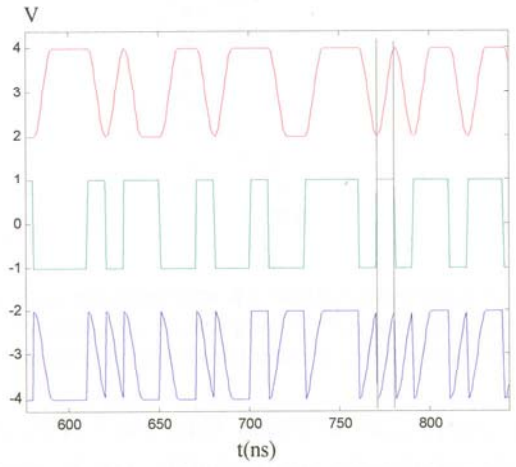


Figura V.28. Producto de señal cuadrada por señal conformada

La forma y amplitud de los pulsos depende del desfase entre la señal local y la recibida. En el ejemplo anterior dicho desfase era nulo, pero el mejor resultado se consigue cuando el desfase es de medio periodo de código. Este dato era de esperar, pues como se vió anteriormente y se demostrará más adelante, es para ese caso, para el que la correlación de las dos señales da su valor máximo. La siguiente gráfica (figura V.29), muestra la salida del correlador resultante.

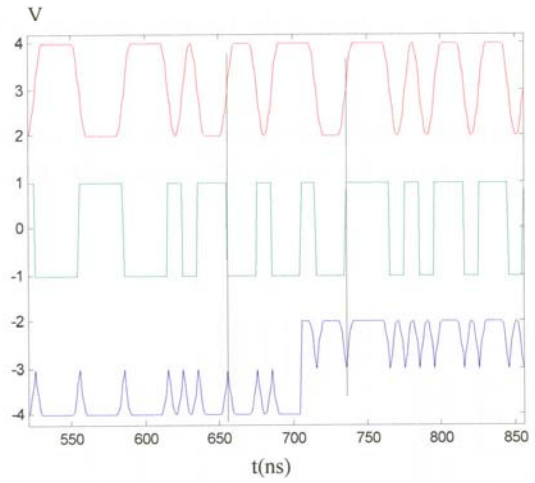


Figura V.29. Producto de señal cuadrada por señal conformada desplazada $T_c/2$

Si se analiza el espectro de la señal de salida del correlador, se puede comprobar como aparecen picos en la DEP, en frecuencias múltiplo de la frecuencia de chip (f_c). Esto se muestra a en la figura V.30.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

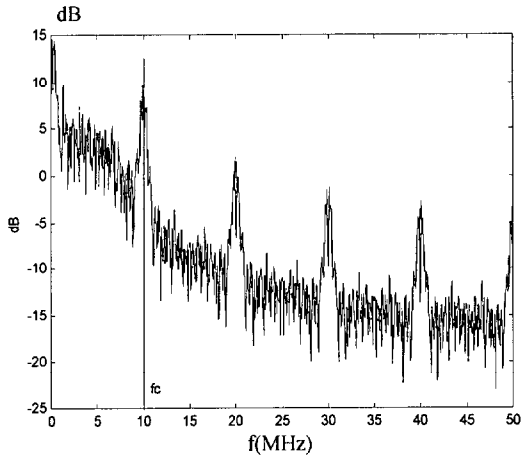


Figura V.30. DEP de la señal de salida del correlador

El correspondiente a bajas frecuencias se debe a la señal de datos en banda base, mientras que los restantes son debidos a los pulsos que aparecen en la señal temporal. La amplitud de estos picos en la DEP depende del desplazamiento entre las señales de entrada al correlador y de la ganancia de proceso.

Como ya se mencionó, los pulsos a la salida del conformador están modulados por la señal de datos. De este hecho, se deduce que los picos que aparecen en frecuencia, no son mas que tonos de frecuencia modulados por la señal de datos. Esta característica, permitiría la introducción de técnicas para mejorar la recepción de los datos; no sólo se pueden filtrar los datos presentes en banda base, sino que mediante la demodulación con una portadora, obtenida directamente de la señal de reloj de códigos, es posible obtener también la señal de datos.

En la figura V.31, se puede apreciar la amplitud de los picos de frecuencia del espectro de una señal correspondiente a un sistema con una ganancia de proceso de 19 dB y un desplazamiento entre señal conformada y código local del 30%.

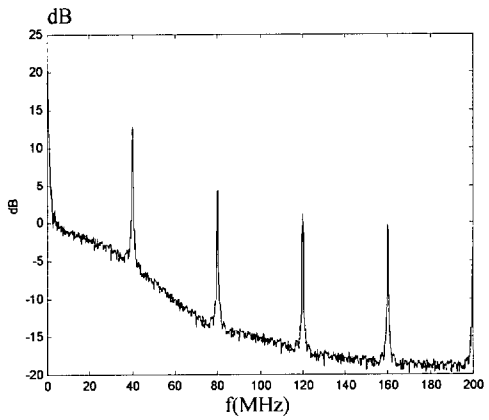


Figura V.31. DEP de la señal de salida del correlador
para el caso de una ganancia de proceso de 19 dB

La señal anterior, se ha sometido a un proceso de demodulación coherente del pico centrado a la frecuencia f_c y el diagrama de ojo de los datos obtenidos se presenta

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

en la figura V.32. Se puede apreciar que los datos transmitidos son perfectamente recuperables con este proceso.

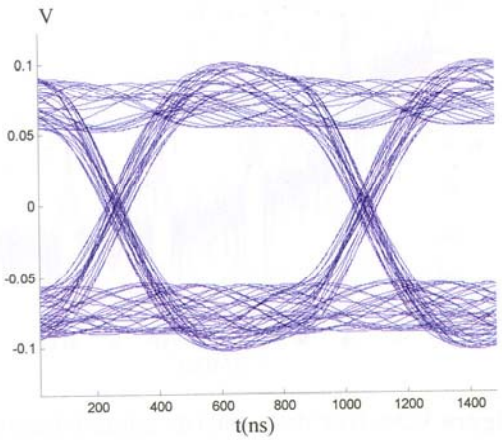


Figura V.32. Diagrama de ojo de los datos obtenidos con la demodulación BPSK del armónico a fc

Como se ha podido comprobar, el hecho de introducir la conformación en un sistema DSSS, no sólo no introduce aumento de la complejidad en el sistema receptor. Sino que además, añade nuevas posibilidades a la hora de la mejor recuperación de los datos.

Hay que mencionar, que este fenómeno de los picos En la DEP de la señal de salida del correlador, también está presente en el caso de señales sin conformar; debido a la existencia de desfases entre las señales recibida y local. En el caso de una total sincronización entre las señales, estos pulsos desaparecen por completo y la salida del correlador sería directamente la señal de datos. Al contrario que en el caso de conformación, donde siempre están presentes dichos pulsos.

Otra diferencia con la señal sin conformar está en los lóbulos de la señal demodulada. Como se vio en el capítulo 3, la DEP de la señal demodulada, con código local desfasado respecto de la señal de transmisión, presentaba unos lóbulos que dependían del ancho de los pulsos ocasionados por dicho retardo. En el caso de señales conformadas para retardos entre 0 y T_c, los pulsos cambian de forma pero no de ancho, manteniendose en una duración de T_c, como se muestra en la figura V.33. Por tanto los lóbulos en la señal demodulada tendrían un ancho de f_c (ver capítulo 3), que coinciden con los picos de frecuencia presentes en la DEP de la señal demodulada, que enmascaran los mínimos de los lóbulos. Por esta razón no aparecen como en el caso de señales no conformadas.

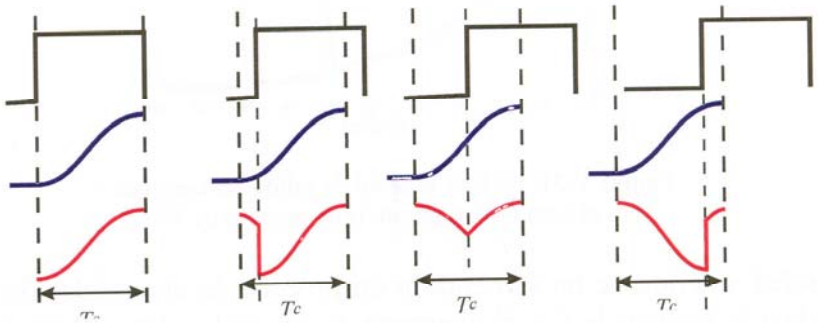


Figura V.33. forma y duración de los pulsos en la señal demodulada con conformación

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

5.8. Correlación de señales conformadas con señales sin conformar

Como se ha comentado en apartados anteriores, es posible demodular una señal DSSS conformada con un código local no conformado. Esto significa que en el receptor en lugar de utilizarse la autocorrelación de un código para la demodulación, se estará haciendo uso de la correlación entre un código sin conformar y la versión conformada de éste. A la hora de evaluar la función de correlación resultante, es posible establecer analogías con el caso de la autocorrelación de códigos conformados, pues los *chips* son los mismos y la conformación mantiene semejanzas entre los pulsos con y sin conformación. Una de las diferencias principales es que, a la hora de evaluar el producto de las dos secuencias a correlar, no ocurre como en el caso de señales sin conformar en los que las áreas de los aciertos y errores (ver el capítulo 3) tienen siempre forma rectangular, debido a la forma de los pulsos conformados. La ecuación de la correlación es la siguiente:

$$Cxy(\tau) = \frac{1}{LT_c} \int_0^{LT_c} x(t) \cdot y(t+\tau)\, dt \qquad \text{V.4}$$

En este estudio se va a analizar la correlación para el caso de conformación senoidal, por ser la más sencilla de evaluar analíticamente. De todas formas, el método propuesto es de validez general para cualquier tipo de conformación. Una señal conformada senoidalmente tiene la forma de la figura V.1 y sigue la ecuación V.1

El tramo ascendente *Pa(t)*, que como ya se ha comentado sustituye a una transición 0-1, y el tramo descendente *Pd(t)*, correspondiente a una transición 1-0, tienen las siguientes expresiones.

$$Pa(t) = -\cos\left(\frac{\pi t}{T_c}\right) \quad 0 < t < T_c \qquad \text{V.5}$$

$$Pd(t) = \cos\left(\frac{\pi t}{T_c}\right) \quad 0 < t < T_c \qquad \text{V.6}$$

Ambas señales presentan una integral nula entre 0 y T_c, tal y como se muestra en la figura V.34, puesto que la función $\cos\left(\frac{\pi t}{T_c}\right)$ es de periodo $2T_c$ y:

$$\int_0^{T_c/2} \cos\left(\frac{\pi t}{T_c}\right) dt = -\int_{T_c/2}^{T_c} \cos\left(\frac{\pi t}{T_c}\right) dt = \frac{T_c}{\pi} \qquad \text{V.7}$$

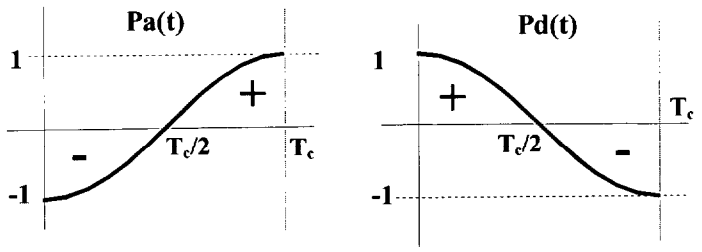


Figura V.34. Señales Pa(t) y Pd(t) utilizadas en la conformación senoidal

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Para realizar el cálculo de la correlación se procederá como en el caso de la autocorrelación de pulsos cuadrados: primeramente se analizan desplazamientos con $\tau=nT_c$, y después se estudia los casos de $\tau\neq nT_c$. En la figura V.35 se presentan algunos ejemplos de desplazamientos mútiplos de T_c.

En general para cualquier valor de τ con $\tau=nT_c$, se cumple que $C_{xy}(\tau)=-\frac{1}{L}$. Esto se debe a que el desplazamiento entre las secuencias a multiplicar en la integral de la correlación es múltiplo de T_c, por lo que las transiciones introducidas en la señal conformada quedan multiplicadas por un mismo valor de chip de la señal sin conformar (1 o -1) y mantienen su forma al completo en el resultado del producto $x(t)\cdot y(t+\tau)$. De esta forma, el valor de la integral de dichas transiciones se anula, según lo demostrado en la figura V.34, y el producto $x(t)\cdot y(t+\tau)$ está compuesto por zonas rectangulares únicamente. Así pues, el cálculo de la correlación en estos casos es similar al caso de la autocorrelación de señales rectangulares, que se basaba en restar zonas a 1 y zonas a –1.

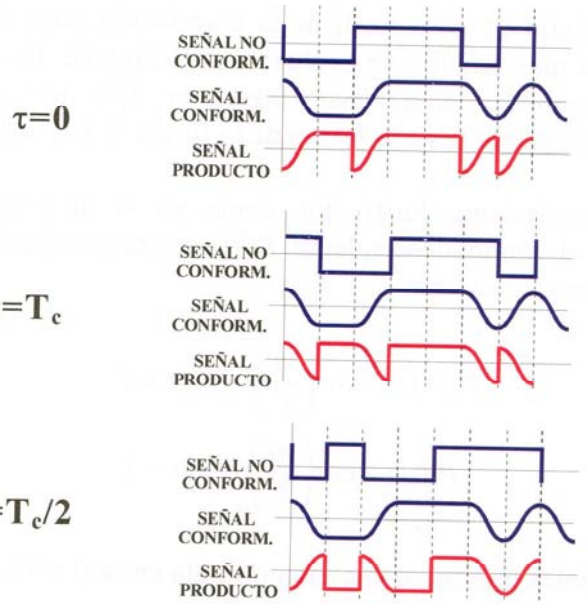


Figura V.35. Producto de señal cuadrada por señal conformada para desplazamientos con $\tau=nT_c$

En la norma anterior hay dos excepciones: $\tau=0$ y $\tau=T_c$. En cllos se sigue cumpliendo el hecho de que se anulan las integrales de las transiciones, pero el valor de la correlación que se obtiene, para ambos casos, es de:

$$C_{xy}(\tau)=\frac{L-1}{2L} \qquad \text{V.8}$$

Queda por analizar los casos para $\tau\neq nT_c$, como los ejemplos que se presentan en la figura V.36. En ellos se comprueba como ahora hay parte de las transiciones que están multiplicadas por un valor y el resto lo está por otro. Esto produce que la integral de dichas zonas no se anulen como antes sino que contribuyan al valor de la integral de la correlación.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

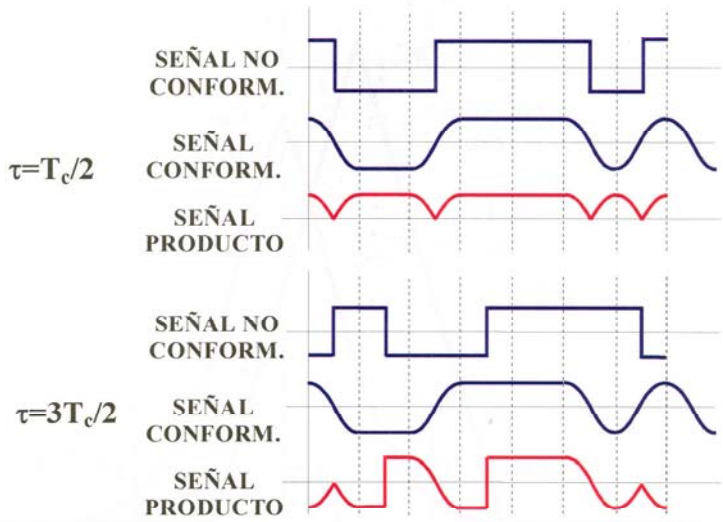


Figura V.36. Producto de señal cuadrada por señal conformada para desplazamientos con $\tau=nT_c/2$

En el caso de $\tau=T_c/2$, las transiciones son multiplicadas por un valor hasta su mitad y por otro desde ahí hasta el final. Esto produce el resultado de la figura V.35 donde las zonas del producto debidas a las transiciones son todas de signo positivo, lo que produce un aumento en la parte positiva de la integral y por tanto, en el valor de la correlación. De hecho, es en este punto donde se da el valor máximo de la correlación.

$$C_{xy}(\frac{T_c}{2}) = \frac{(\pi+2)L+2-\pi}{2\pi L} \qquad \text{V.9}$$

Para $\tau = -\frac{T_c}{2}$ o $\tau = \frac{3T_c}{2}$, se obtiene el mismo valor de correlación, igual al de la ecuación V.10. En este caso el producto de las secuencias presenta aportaciones, por parte de las transiciones de la señal conformada, tanto en las zonas negativas como positivas.

$$C_{xy}(\tau) = \frac{\pi-4}{\pi L} \qquad \text{V.10}$$

Mientras que para valores de τ menores de $-T_c$ y mayores de $2T_c$, se mantienen el valor de $C_{xy}(\tau) = -\frac{1}{L}$.

Con estos resultados y la representación de la figura V.37, se puede comprobar que la correlación es muy similar a la autocorrelación de señales rectangulares. Aunque presenta: un máximo de menor nivel, un desplazamiento de $T_c/2$ y un ancho de 3 T_c (en lugar de 2 T_c del caso rectangular).

El cálculo se complica para el caso de otras conformaciones, como la gaussiana, por la dificultad de evaluar la integral de la función de correlación. Otro tanto ocurre pare el cálculo de la autocorrelación de señales conformadas.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

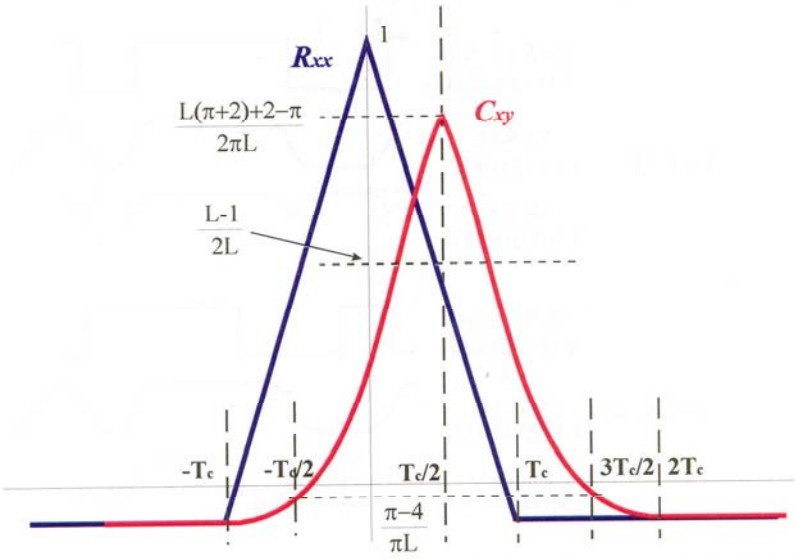


Figura V.37. Autocorrelación de señales sin conformar (azul) y correlación de señales conformadas con no conformadas (roja)

5.9. Conclusiones

El uso de técnicas de conformación de señales en los sistemas de DSSS, permite introducir algunas ventajas a estos sistemas, como el menor ancho de banda utilizado y el menor consumo de potencia. Como contrapartida, se precisa de una mayor complejidad del sistema, aunque sólo es necesario introducir cambios en los sistemas de transmisión: los receptores pueden funcionar con estas señales conformadas sin necesidad de ninguna modificación.

Para el proceso de conformación se ha optado por sistemas totalmente digitales compuestos por elementos sencillos. De esta manera, se evita la complejidad de una implementación analógica de los filtros; o el uso de los microprocesadores DSP, para el cálculo matemático del filtrado, cuyo coste aumenta sensiblemente a medida que sube la frecuencia de trabajo. Los circuitos aquí presentados, son sencillos y de bajo coste y además, permiten su uso general para cualquier frecuencia dentro del margen de funcionamiento de los dispositivos de que constan.

La recepción de señales conformadas permite aplicar técnicas adicionales para mejorar la recepción de los datos transmitidos. Tal es el caso de la demodulación coherente de los picos de frecuencia presentes en la señal a la salida del conformador en el receptor.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

6. Sistemas DSSS síncronos

6.1. Introducción

El principal inconveniente de los sistemas de SS es la fuerte degradación del enlace frente a desviaciones de frecuencia y fase entre transmisor y receptor. Por este motivo, la parte más complicada de los sistemas de espectro ensanchado se encuentra en los receptores; y es aquella que se encarga de mantener la sincronización entre la señal recibida y los códigos generados localmente en el receptor. De este modo, la incorporación de cualquier elemento que colabore en el correcto funcionamiento de los procesos de adquisición y seguimiento en el receptor redundará en un mejor comportamiento del sistema.

Por otra parte, no todas las aplicaciones que utilizan comunicaciones ópticas permiten incorporar sistemas de espectro ensanchado. Razones como limitaciones en las dimensiones, consumo, complejidad o coste pueden interponerse. En estos casos, sería necesario una solución más sencilla que la descrita para el caso general, con la que hacer viable el uso del espectro ensanchado en dispositivos portátiles, móviles, o de aplicaciones domóticas de baja velocidad de datos.

En este trabajo, se propone la incorporación de una señal piloto al sistema, con el fin de reducir la complejidad y coste de los circuitos de recuperación de sincronismo. De esa forma, los nuevos dispositivos de comunicación se adaptan mejor a las

aplicaciones de bajo coste y aseguran una sincronización más robusta, a partir de la nueva referencia. Además, el hecho de que todos los elementos de la red se enganchen a la nueva señal, supone el paso a una estructura síncrona; con consecuencias positivas como se verá más adelante.

6.2. Red CDMA con piloto de sincronización

La topología que se propone, es la de una red de terminales diseminados por cualquier parte del local, y un nodo central en el techo de la habitación, tal y como se ve en la figura VI.1.

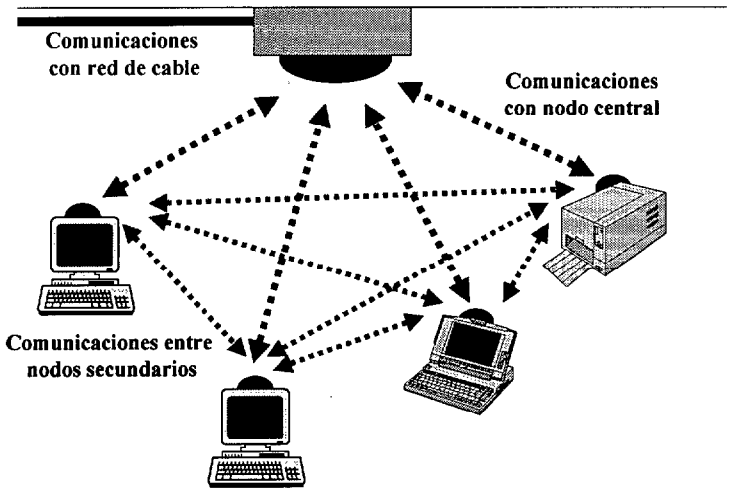


Figura VI.1 Topología de la red propuesta

El nodo central canaliza las comunicaciones del resto de elementos de la red, entre sí y con el exterior, actuando a modo de *hub*. Además es el encargado de generar y transmitir la señal piloto. Este nodo principal es el elemento más complejo de la red y su punto más crítico; pero, como sólo es necesario uno por cada estancia, es posible dotarlo de medios para asegurar su funcionamiento y tolerancia a fallos. También es posible otro tipo de estructura, donde el nodo central solamente se encarga de la generación de la señal piloto de sincronización y de las comunicaciones con el exterior; de manera que se comporte como un nodo más en la red, sin ninguna jerarquía superior, salvo sus funciones como fuente de sincronía y *router* de salida de la red.

Los nodos secundarios, por su parte, poseen la circuitería necesaria para sincronizarse con el nodo principal a través de la señal piloto. De forma, que los códigos locales, de cada uno de ellos, se generen con la misma frecuencia y fase que los códigos generados en el nodo central. Esta estructura asegura la correcta recepción de las señales enviadas desde el nodo central a los secundarios, puesto que la señal piloto asegura la sincronización. Sin embargo, la comunicación en sentido contrario no goza de la misma seguridad, como se comprueba a continuación:

La señal de código de transmisión en los lóbulos secundarios, que se utiliza para la comunicación desde los nodos secundarios al nodo central, mantiene la misma frecuencia y fase que el código en el nodo central, puesto que se utiliza la señal obtenida del piloto como reloj del código de transmisión. Sin embargo, el retardo variable (y por lo general desconocido), debido al camino recorrido por la señal transmitida (de nodo

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

secundario a nodo central), impide que dichos códigos se mantengan en fase. Lo mismo se puede aseverar para el caso de la comunicación entre nodos secundarios: todos los nodos generan los códigos de transmisión a la misma frecuencia y con la misma fase, pero los retardos en el enlace provocan que no se mantenga esta sincronización una vez la señal llega al receptor.

Según las conclusiones anteriores, parece necesario dotar al nodo central (y a los secundarios, en el caso de usar la segunda estructura comentada) de unos elementos que corrijan los errores de fase entre los códigos transmitidos y locales del receptor. No obstante, y para el caso que nos ocupa, de comunicaciones ópticas en interiores, el retardo introducido en la comunicación puede ser pequeño, debido a lo reducido de las distancias y a la velocidad de propagación de la señal. De esta manera, es posible establecer la comunicación entre los distintos nodos sin necesidad de sistemas de ajuste de fase en los receptores; a costa de una degradación del enlace, más o menos tolerable en función de: la magnitud del desfase entre códigos; el ancho de la función de autocorrelación de los códigos (de valor igual al periodo de *chip*); y la ganancia de proceso de los sistemas (que determina los niveles de la función de autocorrelación de los códigos).

En los casos más críticos, sería recomendable el uso de la topología que tiene el nodo central como *hub* (sin comunicación directa entre nodos secundarios), e incorporar en éste los sistemas necesarios para el ajuste de la fase entre los códigos (sistemas de adquisición). Como se puede comprobar, sólo se aumenta la complejidad en el nodo principal, elemento único en la red, mientras que el resto de nodos pueden funcionar sin nuevas modificaciones.

6.3. Sistema de sincronización

La introducción de una señal piloto en el sistema supone una importante simplificación en la circuitería de sincronización, al realizar el enganche de los códigos partiendo de una referencia específica para ello y no de la señal modulada recibida. La principal desventaja de estos sistemas es su vulnerabilidad, puesto que cualquier interferencia sobre la señal piloto impediría el correcto funcionamiento del sistema, al privarle de una correcta referencia de sincronización. Esta debilidad no podía ser tolerada en las primeras aplicaciones de los sistemas de SS, como en el caso de las transmisiones militares, donde robustez e invulnerabilidad eran las premisas a seguir. Sin embargo, en ambientes menos hostiles y mejor controlados, como los espacios interiores de los que se ocupa este estudio, es admisible el mantener ciertas señales libres de interferencias. Y más aún para el caso de comunicaciones IR, que están libres de interferencias provenientes del exterior [Kahn97]. Por estas razones, se introduce en el sistema propuesto en este estudio una señal de referencia, que facilite la sincronización de los diferentes elementos de la red.

Existen diferentes posibilidades para la señal de sincronismo. La más sencilla consiste en la transmisión de la señal de reloj de generación de código del emisor principal, o bien en una portadora senoidal a dicha frecuencia, en la figura VI.2 se muestran las DEP de los dos tipos de señales piloto comentados.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

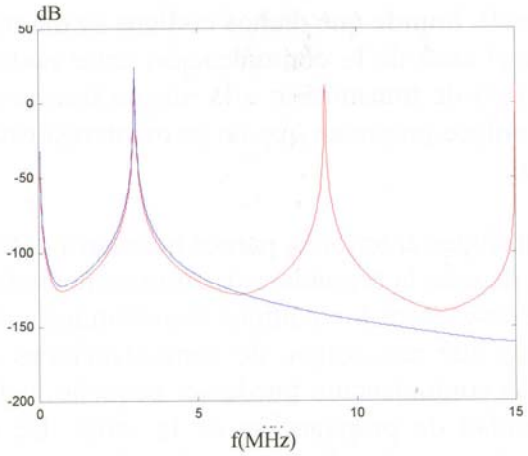


Figura VI.2 DEP de las señales de sincronismo de portadora (azul) y de reloj (roja)

Estas señales se pueden extraer de manera muy sencilla del bloque emisor y además, pueden recuperarse mediante circuitos de baja complejidad, tales como el basado en un PLL que se muestra en la figura VI.3.

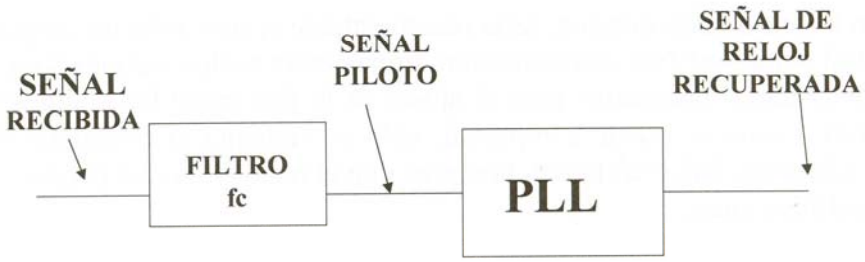


Figura VI.3. Recuperador de sincronismo para señal de portadora o de reloj

Con una señal de sincronismo como alguna de las anteriores, es posible recuperar correctamente la frecuencia de generación de código, pues no son mas que réplicas de la señal de reloj del código utilizado en transmisión. Sin embargo, queda todavía una variable por determinar: la fase del código generado. En otras palabras, se ha obtenido la velocidad de generación del código, pero también se necesita conocer en qué posición de la secuencia pseudoaleatoria debe empezar a generarse el código local, para que la secuencia generada coincida en sus valores instantáneos con el código utilizado en transmisión. De esta forma, gracias a la señal de referencia, es posible simplificar ostensiblemente el proceso de seguimiento, pero sigue siendo necesario un proceso de adquisición que realice el enganche en fase de la señal de código en el receptor.

Para obtener una mayor simplificación de los circuitos de sincronización, en este trabajo se proponen otras señales de referencia, más elaboradas que las anteriores. Estás contienen información, tanto de la frecuencia de *chip* como de los momentos de comienzo de cada periodo del código pseudoaleatorio, con lo que es posible establecer la frecuencia y fase correctas en el generador de código local del receptor. Una posibilidad de dichas señales piloto consiste en una portadora a la frecuencia del reloj de *chip* modulada en fase (BPSK) por una señal cuadrada, de un ancho de pulso igual a la duración de un periodo de la secuencia de código; o también, utilizar como portadora la señal de reloj de *chip*, tal y como se ve en la figura VI.4.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

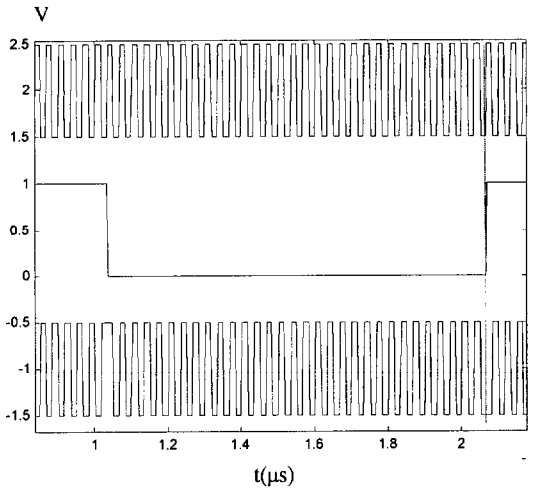


Figura VI.4. Señal de reloj (arriba), de duración de código (centro) y señal piloto final (abajo)

De estas señales se obtienen en recepción: la señal de reloj de *chip* por un lado y por otro, una referencia de cuándo el generador de la secuencia de código debe pasar por un estado inicial determinado. Con estas informaciones, se pueden simplificar los procesos de adquisición y seguimiento en el receptor, pues el reloj determina directamente la velocidad de generación del código y con la señal de comienzo de código se puede forzar al generador de códigos al estado inicial siempre que esta señal se active. En estas condiciones, ya no son necesarios complejos circuitos de sincronización. Las señales antes mencionadas pueden considerarse como el resultado final de sendos procesos de adquisición y seguimiento, puesto que aplicadas al generador local de código del receptor, mantienen dicho código en sincronía con el transmisor. Una forma muy sencilla de generar la señal piloto es la mostrada en la figura VI.5.

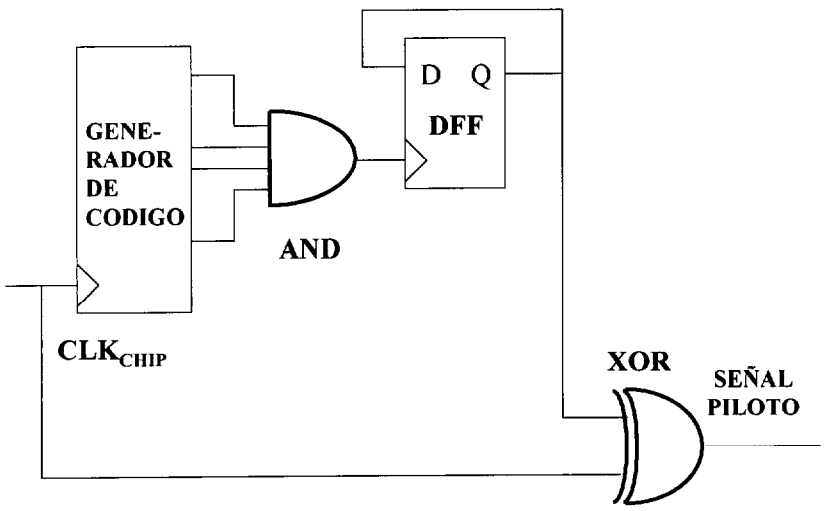


Figura VI.5. Circuito generador de señal piloto

En primer lugar, se selecciona el estado inicial del generador de códigos como aquel en el que todos los registros están a "1". Este estado es fácil de detectar con una simple función lógica AND de las salidas de todos los registros, que da como resultado un pulso a 1 cuando se da ese caso. A continuación, se introduce la señal obtenida

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

anteriormente en la entrada de reloj de un flip-flop tipo D. De esta manera, se consigue una señal cuadrada, que denominaremos de periodo de código como la de la figura VI.6.

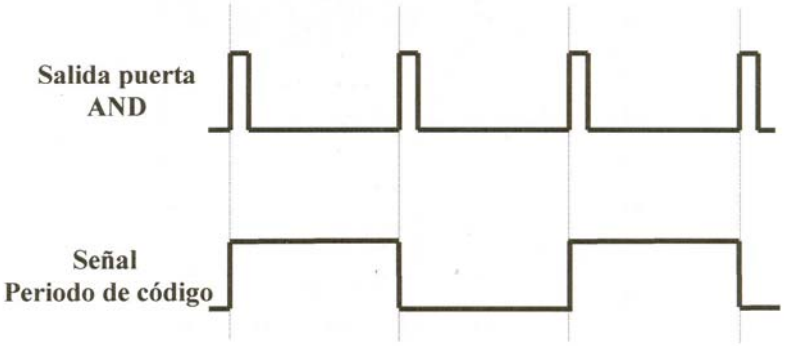


Figura VI.6. Salida de la puerta AND y señal de periodo de códio

Como se puede observar, la señal cuadrada obtenida, presenta unos semiperiodos (a nivel alto y a nivel bajo), cuya duración es igual al intervalo entre dos pulsos de salida de la puerta AND; o lo que es lo mismo al tiempo entre dos ocurrencias del estado de todos los registros a "1"; es decir, un periodo de la señal pseudoaleatoria de código. Esta señal de periodo de código pasa a través de una puerta XOR junto con la señal de reloj de *chip*, con lo que se obtiene una señal cuadrada a la frecuencia de *chip* modulada en BPSK por la señal de periodo de código, que coincide con la mostrada en la figura VI.4.

En el caso de usar una señal de portadora senoidal, en lugar del reloj de *chip*, será necesario obtener dicha portadora a partir de la señal de reloj y realizar la modulación BPSK mediante un multiplicador, no con una puerta XOR. Como se puede observar, el proceso de generación del piloto se complica, pero por otra parte, se eliminan posibles interferencias a otros sistemas, como las producidas por los armónicos que aparecen en el caso de un piloto con reloj, tal y como se muestran en la figura VI.7.

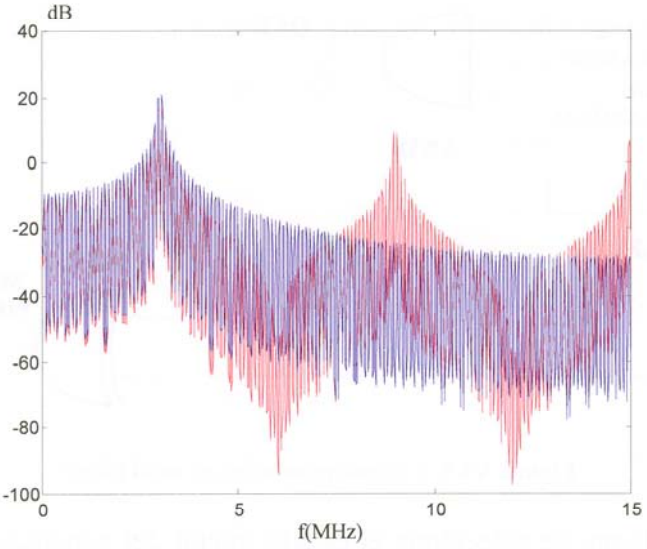


Figura VI.7 DEP de las señales de sincronismo con portadora (azul) y con reloj (roja)

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

En el receptor, será necesario extraer las dos señales antes mencionadas (reloj y periodo de código) de la señal piloto presente en el sistema. Para ello es necesario: por una parte, recuperar la portadora, que coincide con la frecuencia del reloj de *chip*; y por otra, demodular la señal BPSK y obtener la señal de periodo de código para su posterior procesado. La figura VI.8 muestra el circuito recuperador de sincronismo.

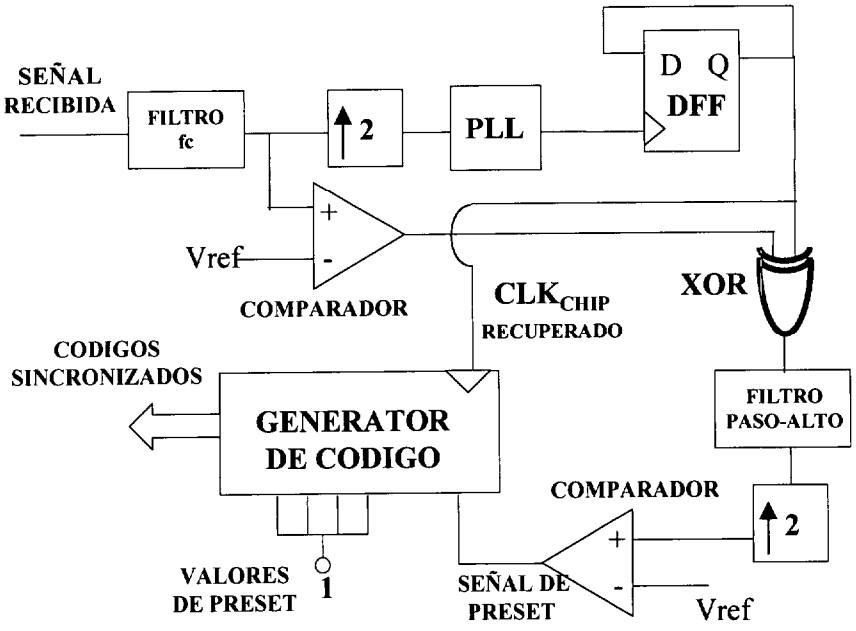


Figura VI.8. Esquema del circuito recuperador de sincronismo

Para la recuperación de portadora, se utiliza un recuperador clásico de elevador a la enésima potencia (2 en este caso) con PLL, que obtiene una señal al doble de frecuencia de la portadora. De ahí que se añada el biestable, para dividir por dos esta señal y obtener la señal de reloj de código. Además, con esta señal de reloj, se puede demodular el piloto para extraer la señal de periodo de código. En la gráfica de la figura 6.8, se ha presentado el caso de un piloto con reloj de *chip* como portadora; en tal situación, se realiza la demodulación mediante una puerta XOR (representada en la figura). Si por el contrario, se utiliza una portadora senoidal, será necesario un multiplicador analógico para el proceso de demodulación, lo que supone un ligero aumento de complejidad.

Como se puede apreciar, el bloque descrito coincide con un demodulador BPSK coherente clásico y como tal, presenta el problema de la indeterminación de fase en 180°, debido al elevador al cuadrado. Este fenómeno produce que la señal demodulada coincida con la generada en el transmisor, o bien con su inversa. No obstante, en el caso que aquí nos ocupa, esta característica es irrelevante para el correcto funcionamiento del circuito de sincronización. En el ejemplo de la figura VI.9 se muestra como la señal demodulada es la inversa de la señal de periodo de código utilizada en transmisión.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

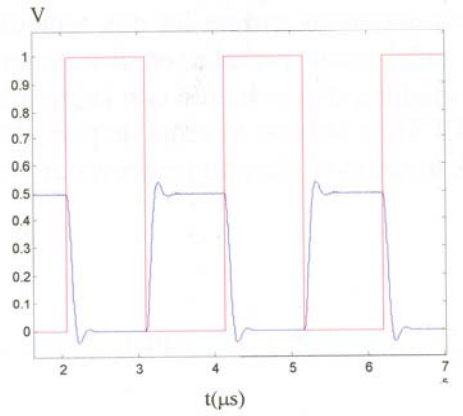


Figura VI.9. Señal de periodo de código transmitida (roja) y recibida (azul)

De la señal de periodo de código, que se puede considerar como una señal de pulsos, del ancho de un periodo del código, separados por intervalos de la misma duración, únicamente interesa conocer con exactitud la posición de sus flancos, pues éstos determinan los instantes en los que el generador de códigos debe tener todos sus registros a 1. De ahí, que no sea problema, el que la señal demodulada esté en fase con la señal de periodo de código transmitida, o en contrafase. Sólo se necesitan conocer los instantes de cambio de nivel de la señal de periodo de código, no el valor del cambio. Para la obtención de dichos flancos, se utiliza un filtro paso alto, con lo que se obtiene el resultado de la figura VI.10.

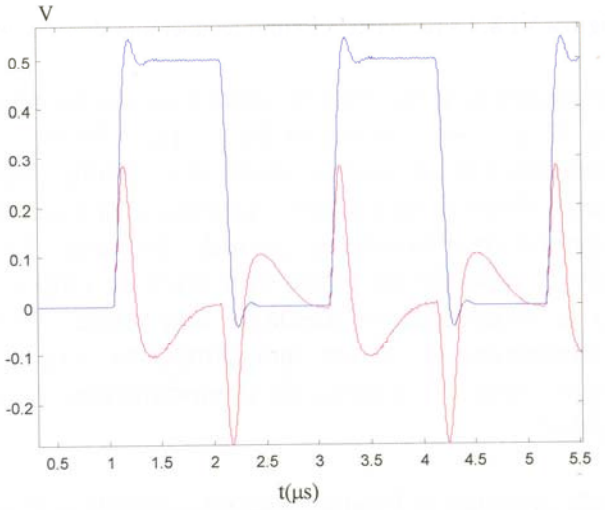


Figura VI.10. Señal de periodo de código recibida (azul) y salida del filtro paso alto (roja)

A continuación, es necesario pasar estos flancos a pulsos cuadrados, de un valor adecuado para actuar sobre la entrada de *preset* de los registros del generador de códigos. Para ello, se utiliza el elevador al cuadrado, que pasa todos los pulsos a valores positivos; y el comparador, que produce la señal digital que se va a utilizar como *preset* del generador de códigos. En la figura VI.11, pueden verse la señal de periodo de código, los flancos elevados al cuadrado y los pulsos obtenidos a la salida del comparador.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

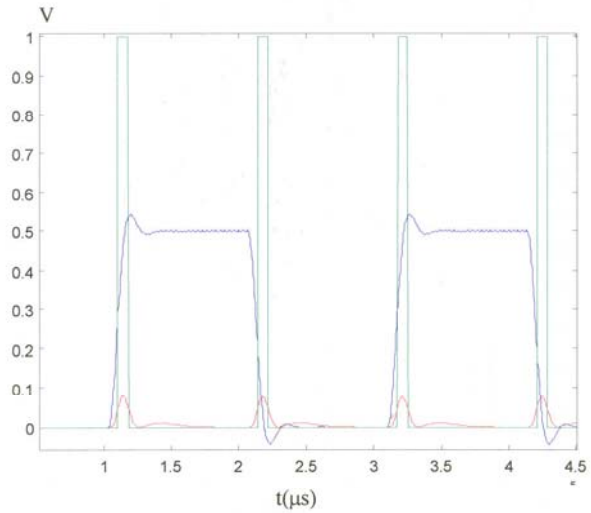


Figura VI.11. Señal de periodo de código recibida (azul), salida del elevador al cuadrado (roja) y salida del comparador (verde)

De esta forma, cada vez que se produzca un flanco en la señal de periodo de código, significará que el código en transmisión ha llegado al estado inicial de todos a 1 y por tanto, también debe hacerlo el generador en el receptor. Mediante la señal de *preset*, se fuerza al generador del receptor a dicho estado de todos a 1. De forma que la sincronización de los códigos se consigue, haciendo que el código local empiece, al mismo tiempo y en el mismo estado, que el código usado en el ensanche de la señal transmitida. Como además, también se obtiene del piloto la señal de reloj de *chip*, la sincronización será completa.

El punto más crítico de este sistema, aparte de la recuperación de las señales ya descrito, está en conseguir un pulso de *preset*, lo suficientemente ancho para que los registros respondan a dicha orden de *preset*. Pero, además, en el caso de utilizar registros con *preset* activo por nivel (no por flanco), el pulso debe ser lo suficientemente estrecho, en comparación con el reloj de código, para que el cambio al estado de todos a 1 se haga lo antes posible y los pulsos de la secuencia de códigos se vean deformados lo menos posible (mantengan el mismo ancho). Esto se consigue, seleccionando correctamente la frecuencia de corte del filtro paso-alto y el nivel umbral del comparador.

Tras cierto tiempo de funcionamiento correcto, la señal de *preset* no produce grandes cambios en la secuencia de códigos generada, pues fuerza a los registros a un estado al que iban a pasar de forma natural, con el siguiente pulso de reloj. Sólo en caso de pérdida de sincronismo, la señal de periodo de código vuelve a cumplir su cometido. No obstante, puesto que no interfiere en el correcto funcionamiento del sistema y el incorporar elementos de conexión y desconexión del *preset* supone una mayor complejidad, se ha optado por dejarlo activo en todo momento. Partiendo de este hecho, es posible introducir una mayor simplicidad en el recuperador de sincronismo, pues se puede eliminar el elevador al cuadrado a la salida del filtro paso alto. De esta forma, el comparador solamente generará pulsos de *preset* en los flancos positivos de la señal de periodo de código (o negativos según donde se coloque el umbral del comparador), tal y como se muestra en la figura VI.12.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

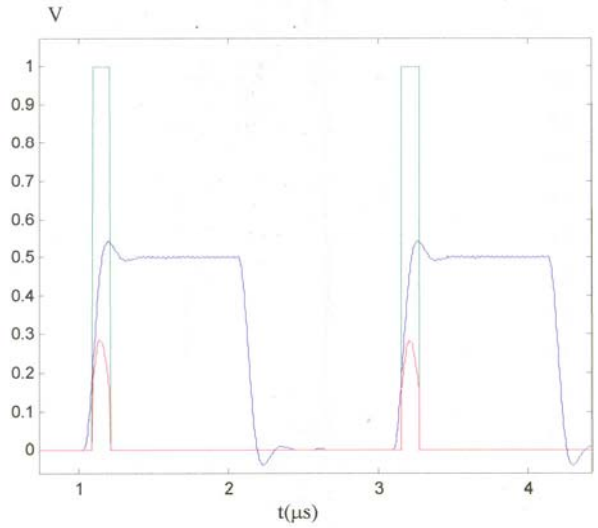


Figura VI.12. Señal de periodo de código recibida (azul), pulsos positivos de la salida del filtro paso alto (roja) y salida del comparador (verde)

En este caso, se realizaría un *preset* cada dos periodos de código, lo cual es más que suficiente para mantener la sincronización en todo momento.

Para el correcto funcionamiento de este sistema, es necesario que el retardo introducido por el recuperador de las señales de sincronismo sea lo más pequeño posible. Ya que, como se puede apreciar en los apartados siguientes, y como se ha visto en el análisis general de los sistemas DSSS, el retardo entre el código usado para la modulación de la señal y el código local para la demodulación, influye drásticamente en las prestaciones del sistema. Cuanto menor sea la frecuencia de *chip* menor influencia tiene el retardo introducido por el recuperador de sincronismo, pero para altas velocidades de *chip*, puede ser preciso introducir elementos para compensar este retardo.

6.4. Interferencia producida por el piloto

La nueva señal presente en el entorno introduce cierta perturbación en los receptores de espectro ensanchado. En el caso que nos ocupa de DSSS, y dada la forma de la densidad espectral de potencia de la señal piloto, se puede comprobar que:

- Las componentes principales están a la frecuencia de *chip*, para el caso del piloto formado por la portadora o la portadora modula.

- Para el caso del piloto formado por el reloj o el reloj modulado, también hay componentes importantes en la frecuencia de *chip* y en sus armónicos.

- La señales de espectro ensanchado, introducen una interferencia, prácticamente nula en la banda de las señales piloto(con una S/N de unos 50 dB entre la señal piloto y la interferencia introducida por la señal DSSS), pues a la frecuencia de *chip* y sus armónicos, la DEP de estas señales ensanchadas toma sus valores mínimos. Esto se debe a que la DEP tiene la forma de una función *sinc*, y toma en esas frecuencias los valores nulos característicos de esa función.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

En la figura V.13, pueden apreciarse de forma gráfica los hechos comentados anteriormente. Se ha utilizado para su elaboración un código MLS de longitud 255 para que se puedan distinguir, de forma más clara, la señal ensanchada y los ejemplos de señales piloto.

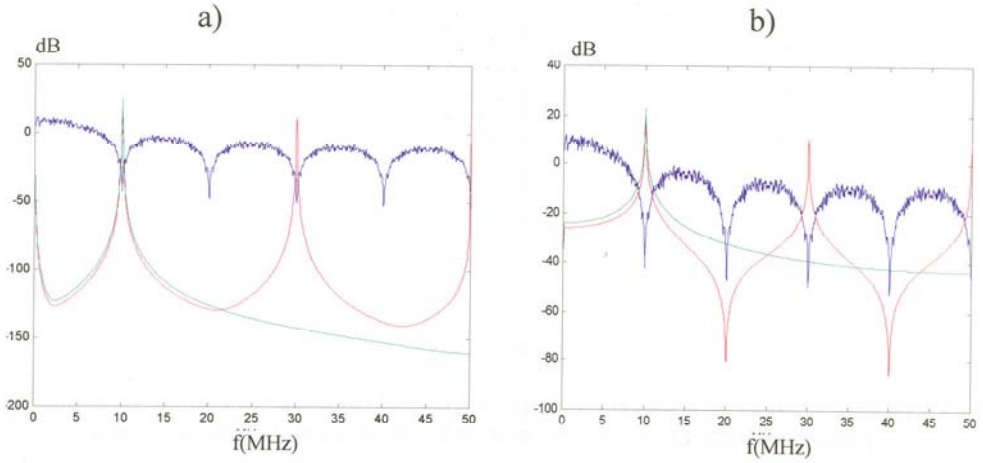


Figura VI.13. a) Señal DSSS (azul), piloto de portadora (verde), piloto de reloj (roja), b) Señal DSSS (azul), piloto con portadora modulada (verde), piloto reloj modulado (roja)

Para estudiar los niveles de inferencia, debidos las diferentes señales piloto, se debe analizar el proceso que siguen dichos pilotos en el receptor. Una vez detectadas las señales modulada y piloto, se filtra la referencia para obtener las señales de sincronismo. Y Por otro lado, ambas señales pasan a través del correlador de recepción de datos, para la demodulación de la señal ensanchada. También se puede filtrar la señal recibida para eliminar el piloto antes de pasar al correlador, pero como se verá más adelante, esto no es necesario.

A la salida del correlador se obtiene: por un lado la señal de datos y por otro, la resultante de ensanchar, la señal piloto con el código local (como le ocurre a las interferencias de banda estrecha en estos sistemas). A continuación, ambas señales obtenidas son filtradas con un filtro paso bajo con un ancho de banda igual al de los datos, para eliminar señales externas a los datos. De esta forma, aparte de otros ruidos e interferencias que pueden estar presentes, a la salida de dicho filtro se obtiene la señal de datos y una interferencia, ocasionada por la parte de la señal piloto ensanchada que haya quedado dentro del ancho de banda de los datos. Para evaluar el grado de perturbación introducido, se calcularán las relaciones S/I de los datos frente a la interferencia del piloto, dentro del ancho de banda de los datos, para cada uno de los pilotos propuestos.

6.4.1. Interferencia de pilotos realizados con portadora

En la figura VI.14 se muestran las DEP de las siguientes señales: la señal de espectro ensanchado; la señal piloto consistente en una portadora senoidal a la frecuencia de *chip*; dicha señal piloto una vez ensanchada, que constituye la interferencia introducida; y la señal de datos detectados (se supone sincronización perfecta entre códigos de transmisión y local del receptor).

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

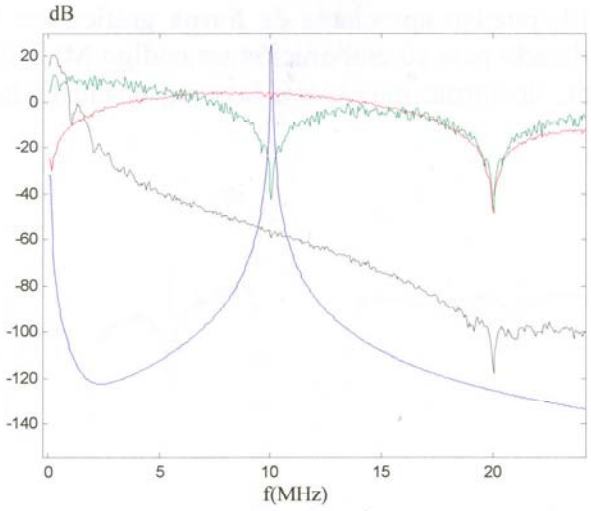


Figura VI.14. Interferencia de piloto con portadora: a) Señal DSSS (verde), piloto de portadora (azul), piloto de portadora después del correlador (roja) y señal de datos (negro)

Para este caso, la relación señal interferencia calculada es de unos 30 dB aproximadamente, lo cual supone una influencia prácticamente nula de la señal piloto sobre los datos detectados. Por tanto el sistema no necesita ninguna modificación para adaptarse al uso de la señal piloto, ni sufre ninguna degradación de sus prestaciones frente a interferencias.

En la figura VI.15 se presenta una gráfica análoga a la anterior, correspondiente a la señal piloto formada por una portadora senoidal modulada con la señal de periodo de código. En este caso, de nuevo la S/I es de aproximadamente 30 dB, por lo que se pueden sacar las mismas conclusiones que para el caso anterior.

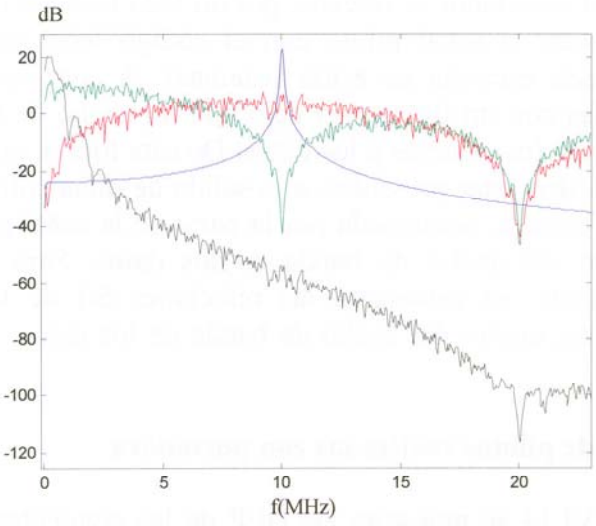


Figura VI.15. Interferencia de piloto con portadora modulada: Señal DSSS (verde), piloto con portadora modulada (azul), piloto con portadora modulada después del correlador (roja) y señal de datos (negro)

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

6.4.2. Interferencia de pilotos realizados con el reloj de código

Si repetimos las medidas anteriores para el caso de los pilotos generados con la señal de reloj de código, los resultados difieren de los obtenidos para pilotos con portadora senoidal.

En la figura VI.16 se puede ver la gráfica correspondiente a un piloto formado por la señal de reloj únicamente. Como resultado, se obtiene una S/I de unos 13dB, lo cual supone un ostensible empeoramiento de la interferencia respecto al caso anterior.

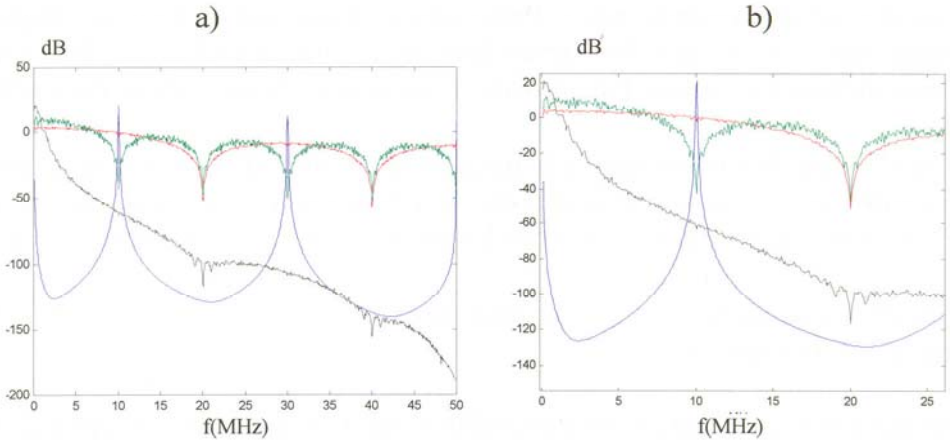


Figura VI.16. Interferencia de piloto con reloj de código: a) Señal DSSS (verde), piloto de reloj (azul), piloto de reloj después del correlador (roja) y señal de datos (negro); b) detalle de a)

Como se puede comprobar, la señal piloto, una vez ensanchada en el correlador, presenta unas componentes en la banda de frecuencias de los datos más elevadas que en el caso de la portadora senoidal; de ahí el empeoramiento surgido.

Exactamente los mismos resultados se puede extraer de la figura VI.17, que corresponde a un piloto formado por el reloj modulado en fase por la señal de periodo de código. De nuevo se obtiene una S/I, en la banda de la señal de datos, de 13dB, muy distante de los 30 dB del caso de portadora senoidal.

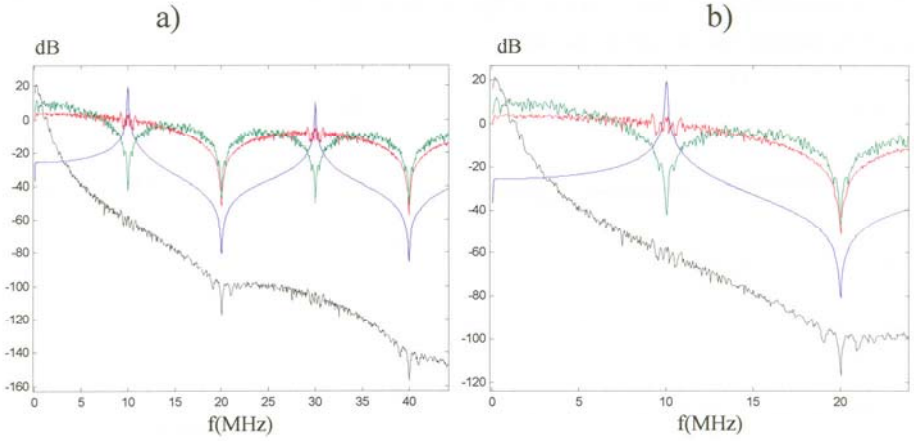


Figura VI.17. Interferencia de piloto con reloj modulado: a) Señal DSSS (verde), piloto con reloj modulado (azul), piloto con reloj modulado después del correlador (roja) y señal de datos (negro); b) detalle de a)

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

En función de estas observaciones, está claro que aunque se generen de forma más sencilla, los sincronismos basados en el reloj de *chip* introducen unas interferencias muy importantes en el sistema; mientras que los pilotos con portadora senoidal prácticamente no influyen en la correcta recepción de los datos. Así pues, existen dos opciones: utilizar pilotos con portadora, o modificar los pilotos con reloj para que reduzcan la interferencia que introducen en el sistema.

Comparando los dos tipos de pilotos, se comprueba que la diferencia estriba en los armónicos que presenta los pilotos con reloj. De hecho, de los análisis realizados en este trabajo, se puede concluir que son las componentes a bajas frecuencias las que más influyen en el nivel de la interferencia. Para conseguir que ambos tipos de sincronismo se asemejen, hay que reducir los armónicos antes mencionados y sobre todo las componentes de baja frecuencia. Este proceso es muy sencillo de realizar mediante:

- Filtrado paso-banda entorno a la frecuencia de *chip*: de esta forma se eliminan los armónicos y las componentes de baja frecuencia. Este es el caso en el que mayor semejanza se conseguirá con los pilotos con portadora senoidal.

- Filtrado paso-alto: que se encarga de eliminar las componentes de baja frecuencia únicamente.

Simulaciones de los casos anteriores dan como resultados unas S/I prácticamente iguales para reloj sólo o modulado, de un valor de 35dB, tanto para filtro paso-banda como paso-alto. Podemos deducir entonces, que la interferencia de los armónicos superiores no es significativa, al contrario que la producida por las bajas frecuencias.

Con una modificación tan sencilla como incorporar un filtro, es posible utilizar el piloto con reloj modulado en fase, de generación más sencilla que el piloto con portadora senoidal. De hecho, es muy probable que ni siquiera sea necesario el filtrado; si tenemos en cuenta que, por lo general, todo sistema de transmisión suele tener a su salida un filtro paso banda de canal. Así que el piloto sufrirá dicho filtrado, con lo que se reducen las componentes indeseadas. En la figura VI.18 se representan las DEP de las señales siguientes: ensanchada, piloto con reloj modulado y filtrado, datos e interferencia producida por el piloto ensanchado. En ella se puede apreciar como han disminuido considerablemente las componentes de la interferencia a las frecuencias dentro de en la banda de la señal de datos.

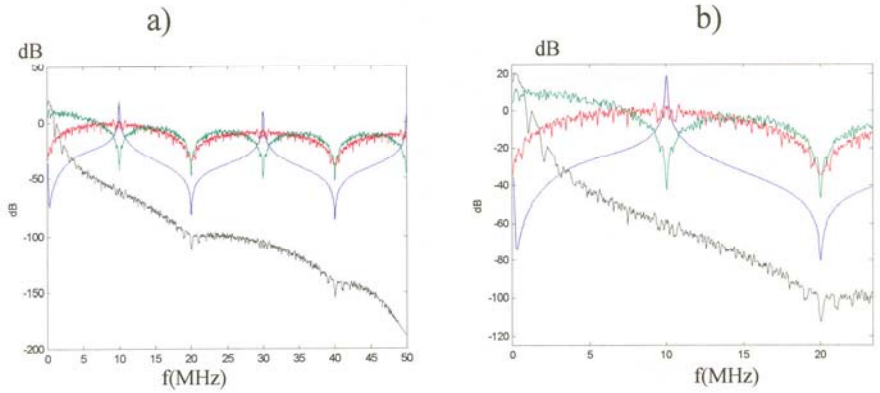


Figura VI.18. Interferencia de pilotos, con reloj y reloj modulado, filtrados: a) Señal DSSS (verde), piloto con reloj modulado y filtrado (azul), piloto con reloj modulado y filtradodespués del correlador (roja) y señal de datos (negro); b) detalle de a)

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Por otra parte, este filtrado no influye en los sistemas de recuperación de sincronismo en el receptor, pues los sistemas con PLL, como el descrito, no requieren una señal perfectamente cuadrada (o senoidal según el caso) para la recuperación de la portadora del piloto.

6.5. Evaluación de las prestaciones del sistema

En este punto se va a analizar cuantitativamente el comportamiento del sistema propuesto. Para ello se obtendrán las curvas de error para un sistema como el siguiente: códigos MLS de longitud 31(tres códigos diferentes), ganancia de proceso 33 (15.18 dB).

Las principales fuentes de perturbación en el sistema son:

- Retardos en la circuitería de recuperación de sincronismo: que junto con los retardos debidos a otras causas, hacen que el código local y el usado en transmisión no estén completamente en fase; con lo que, la recuperación de los datos se degrada, más o menos, en función de dicho retardo.

- Ruidos e interferencias, de banda estrecha: que son atenuados, gracias a las características específicas de los sistemas de espectro ensanchado, mediante el ensanche espectral en el correlador de entrada del receptor; tal y como se estudió en capítulos anteriores. Por tanto, no serán analizados en este apartado, pues frente a estas perturbaciones, el comportamiento del sistema síncrono es idéntico al de un sistema de espectro ensanchado clásico.

- Interferencia CDMA o de acceso múltiple (MAI): producida por otros canales CDMA presentes en el medio. Para el caso de DSSS, esta interferencia depende de la correlación cruzada entre los distintos códigos utilizados en la red. Si consideramos que esta correlación cruzada tiene un valor similar para todas las parejas de códigos de la familia seleccionada (MLS en este caso); es posible simular la interferencia debida a dos o más canales CDMA de la misma potencia, como la interferencia de un solo canal, pero de potencia la suma de todos los canales interferentes.

En este apartado se presenta el comportamiento de un sistema, basado en la técnica del piloto aquí propuesta, frente a las perturbaciones antes descritas. En concreto se estudia la curva de error de un enlace, en función del desfase entre código utilizado en transmisión y código local; cuando es interferido por uno u dos canales CDMA que comparten en mismo medio. Para ello se utiliza el esquema de simulación de la figura VI.19.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

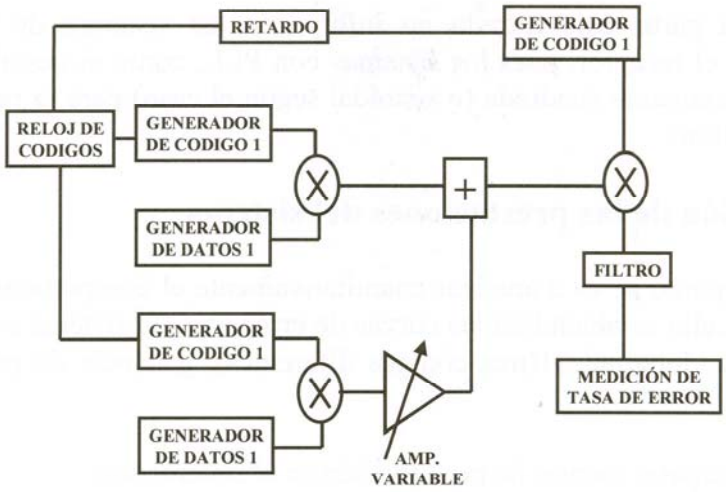


Figura VI.19. Esquema de simulación del efecto de los retardos y las interferencias de otros canales CDMA

Consiste en dos emisores CDMA con el mismo reloj y distinto código (se han seleccionado códigos MLS de longitud 31). De uno de ellos se extrae la señal de reloj para que, una vez aplicado en el receptor, se pueda asegurar la correcta sincronización entre emisor y receptor. Además retrasando esta señal, es posible simular el efecto del desfase entre el código que realiza el ensanche y el generado localmente en el receptor. El otro emisor, que actúa a modo de interferencia MAI, cuenta con un amplificador a la salida con el que podemos simular el número de canales interferentes, cambiando la amplitud de la señal interferente. Los resultados se presentan en la figura VI.20.

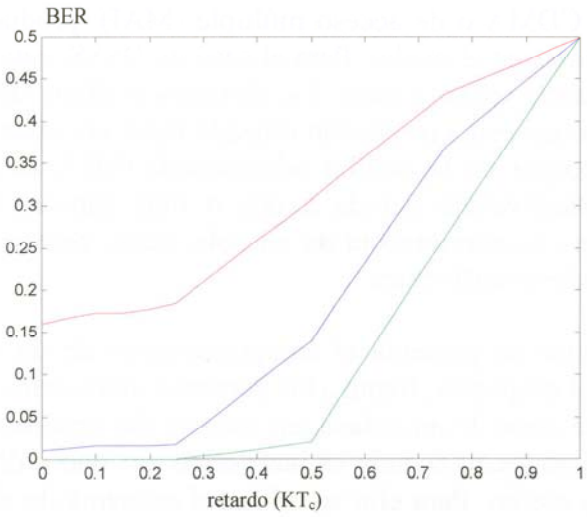


Figura VI.20. Curvas de BER en función del retardo entre código de transmisión y local para canal sin interferencias CDMA (verde), sistema interferido por un canal CDMA (azul) y sistema interferido por dos canales CDMA (roja)

Como se puede comprobar, el retardo influye drásticamente en el aumento de la tasa de error; del mismo modo que la interferencia MAI, aunque de forma menos acusada. También cabe destacar la alta probabilidad de error de las curvas obtenidas. Esto se debe, entre otras razones, a la corta longitud de los códigos utilizados, lo que se traduce en unas correlaciones cruzadas de valores elevados, que influyen negativamente en los niveles de la interferencia MAI. No obstante, las conclusiones obtenidas sobre los

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

efectos del retardo entre códigos y las interferencias MAI, son extrapolables a otros casos distintos al del ejemplo: con longitudes de código diferentes o incluso, con otros códigos.

6.6. Extensión del número de canales disponibles

Como el sistema propuesto, mantiene la sincronización en todo momento, los códigos locales de los nodos secundarios, se generan con la misma frecuencia y con la misma fase que la señal de referencia del sistema. En estas circunstancias es posible aumentar el número de enlaces disponibles en la red, de la manera que se explica a continuación.

En un sistema CDMA, el número de canales independientes coincide con el número de códigos pseudoaleatorios ortogonales (o cuasiortogonales en la práctica) que proporcione la familia de códigos seleccionada. En el caso de sistemas asíncronos, habrá tantos canales como códigos distintos con correlación cruzada nula o muy baja.

Existe otra opción para obtener códigos con correlación baja: usar versiones de la misma secuencia, desfasadas entre si un múltiplo del periodo de *chip*. El valor de la correlación de estas señales es igual al valor de la función de autocorrelación del código originario, para un desplazamiento igual al desfase entre ambas secuencias. En el caso de códigos MLS, como los utilizados en esta Tesis, dicho valor de autocorrelación, para valores de desfase mayores que un periodo de *chip*, es de:

$$R = -\frac{1}{L} \qquad \text{VI.1}$$

Donde L= longitud del código, T_c= periodo de *chip*)

Este valor es incluso menor que el obtenido para la correlación de dos códigos distintos de esta familia MLS cuyo valor es [Vento98]:

$$C = \sqrt{\frac{1}{L} - \frac{1}{L^2}} \qquad \text{VI.2}$$

Esto supone que la interferencia por acceso múltiple (MAI), que depende del nivel de correlación entre los códigos de distintos canales, es inferior en el caso de señales desfasadas que en el de códigos distintos; sin embargo, se utiliza siempre la otra opción. Esto se debe a que en los sistemas utilizados generalmente, no es posible asegurar la sincronización de todos los elementos de la red, tan solo de aquellos pares que estén en comunicación, pues los circuitos de sincronización del receptor se enganchan a la señal recibida; no hay una referencia general. Se trata por tanto, de redes asíncronas, donde sólo es posible diferenciar dos transmisiones por el código de ensanche utilizado, no por la fase inicial de dicho código.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

A diferencia de los sistemas anteriores, la red con piloto que se está analizando, mantiene a todos sus nodos sincronizados en todo momento con el nodo central. Por tanto, sí es factible en este caso, incorporar la técnica de los códigos desfasados para mejorar las prestaciones del sistema.

Es posible generar en los receptores de los nodos secundarios, un código con un desfase fijo respecto de la señal de referencia. Si este desfase es distinto en cada uno de los nodos secundarios, cada uno de ellos solamente recibirá la señal transmitida por el nodo central con el retardo determinado para cada nodo. Si además suponemos, como antes, que en el caso de redes ópticas no guiadas en interiores, el retardo debido a la propagación es despreciable (mucho menor que un periodo de *chip*), también será posible utilizar esta técnica para la comunicación de todos los nodos secundarios entre si. Con esto se introduce una nueva simplificación en los circuitos, pues ya no es necesario un generador de código para cada enlace a efectuar: todos los códigos se obtienen del mismo generador, tomando las salidas de los diferentes registros.

Como resultado de lo anterior, se obtiene: una red con menor nivel de interferencias debidas al acceso múltiple, dispositivos de transmisión y recepción más sencillos y lo más importante, un considerable aumento en el número de canales disponibles para la comunicación. Ahora se dispone de L canales (longitud del código) por cada código diferente de la familia utilizada. Por ejemplo: si tomamos códigos MLS de longitud 31, se tienen 3 códigos diferentes; que multiplicados por L, resulta en un máximo de 93 canales posibles. También se pueden usar códigos de mayor longitud, si se precisan más canales, o si fuera necesario reducir, más aún, la interferencia MAI (disminuye el valor de $-\frac{1}{L}$).

Este método debe ser utilizado con precaución, pues cualquier error de diseño produciría una red totalmente inoperante. Así por ejemplo, no es conveniente hacer uso de secuencias desfasadas sólo un periodo de *chip*. En este caso, si la suma de los retardos en un receptor hace que su código esté desfasado con el correspondiente a transmisión más de medio periodo de bit, dicho receptor, captaría con más nivel los datos de la transmisión del canal adyacente; generado con un código desfasado un *chip* del correspondiente a ese receptor.

Para evitar el problema anterior, se puede usar secuencias de código desfasadas entre si dos o más chips, aunque de esta forma se reduzca el número de canales disponibles. En el siguiente ejemplo, se mide la tasa de error en un receptor interferido por otro canal CDMA, en función del desfase entre código de transmisión y código local. Se analizan cuatro casos: BER sin interferencia, BER con interferencia usando dos códigos distintos, BER con interferencia usando dos secuencias del mismo código desfasadas un *chip*, y BER con interferencia usando dos secuencias del mismo código desfasadas dos chips. Los resultados, presentados en la gráfica V.21, corresponden a un sistema con códigos MLS de longitud 31 y una ganancia de proceso de 33 (15.18 dB).

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

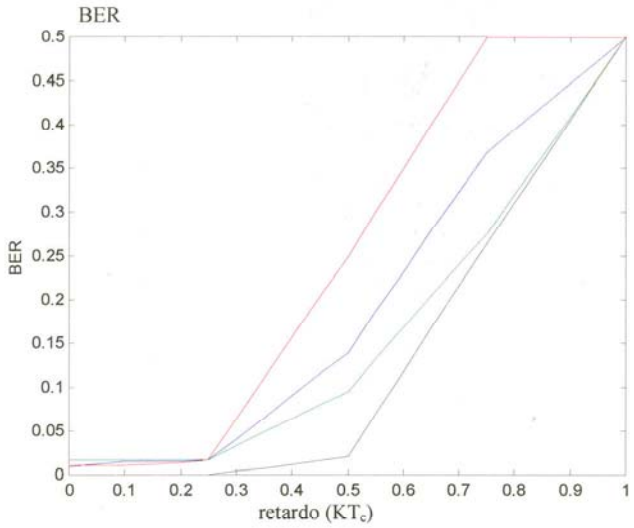


Figura VI.21. Curvas de BER en función del retardo entre código de transmisión y local para canal sin interferencias CDMA (negro), sistema interferido por un canal CDMA y usando como código de ensanche la misma secuencia desfasada un chip (roja), sistema interferido por un canal CDMA y usando como código de ensanche dos códigos distintos(azul) y sistema interferido por un canal CDMA y usando como código de ensanche la misma secuencia desfasada dos chips (verde)

Como se puede comprobar, la curva para el caso de secuencias desfasadas dos chips, es mejor que la correspondiente a dos códigos distintos. Esto concuerda con los análisis anteriores, en el que se dedujo que la interferencia MAI era menor para secuencias desplazadas que para códigos distintos. De la misma manera, los resultados para secuencias desfasadas un *chip* siguen las predicciones hechas: a partir de retardos superiores a medio *chip*, la señal recibida tiene más componentes del otro canal que del propio, y de ahí el drástico aumento en el BER.

6.7. Conclusiones

El introducir una señal de referencia para la correcta sincronización de los sistemas de DSSS, hace a estos sistemas tan vulnerables como otros tipos de modulaciones, ya que cualquier interferencia dentro de la banda del piloto degrada ostensiblemente las prestaciones del sistema. Sin embargo, si se puede asegurar la integridad de la señal piloto, el sistema propuesto en este trabajo mantiene el resto de ventajas propias de los sistemas de espectro ensanchado: inmunidad a interferencias, capacidad de CDMA...; e introduce algunas mejoras, como la reducción de las interferencias MAI y la ampliación del número de canales CDMA disponibles. Además, simplifica en gran medida la circuitería del receptor, dando lugar a sistemas más robustos y de menor coste. Estas características, hacen del sistema propuesto un buen candidato para su implementación en dispositivos para domótica o redes no guiadas en interiores.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital. 2004

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

7. Metodologías de diseño

7.1. Introducción

En este tema se presentan los esquemas de diseño de diferentes sistemas, que se basan en los análisis llevados a cabo a lo largo de esta Tesis. En concreto se describen dos tipos de técnicas:

- Un sistema general de enlace óptico con espectro ensanchado, cuya estructura se deriva de los sistemas y bloques ya existentes en radiofrecuencia, para el diseño de un enlace DSSS. Este esquema no precisa incorporar una portadora, que desplace la señal a frecuencias más altas para ser transmitida: la propia señal óptica es la portadora. Por tanto, tampoco precisa etapas de recuperación de portadora, pues el proceso equivalente (obtención de los datos, eliminando la portadora) en sistemas ópticos se realiza en el propio elemento de detección de la radiación óptica.

- Una metodología de diseño para los elementos encargados de realizar los procesos de conformación descritos en el tema 5. La principal característica de estos sistemas es su simplicidad y bajo coste, frente a las alternativas clásicas.

7.2. Sistema para comunicaciones WIR-DSSS

7.2.1. Especificaciones generales del sistema

Para la comprobación de las características estudiadas en los temas anteriores, referentes a los sistemas de espectro ensanchado en el medio infrarrojo, se ha diseñado un modem para comunicaciones ópticas, que utiliza las técnicas de DSSS en la modulación de la señal de datos. Sus características principales se describen a continuación:

Se ha seleccionado una frecuencia de chip de 100 MHz, que es una frecuencia lo suficientemente elevada como para permitir la transmisión de datos a una velocidad del orden de Mbps, con la posibilidad de dotar al sistema de una ganancia de proceso significativa (al menos 10 dB en el caso extremo de este trabajo de datos a 10 Mbps). Esta velocidad está limitada por la tecnología utilizada, pero el cambio a otros dispositivos de mayor velocidad no modificaría los resultados aquí obtenidos; tan solo mejoraría la G_P del sistema o permitiría mantener dicha ganancia para velocidades de datos superiores.

En cuanto a la tasa de bit, el sistema ha sido diseñado para la transmisión de datos a velocidades de Mbps, para ofrecer resultados equiparables con las redes no guiadas de radiofrecuencia, que utilizan velocidades de datos en ese orden. Por simplicidad, se ha dotado al sistema de un módulo de generación de datos aleatorios a 6.25 Mbps (lo que supone una ganancia de proceso de 16, unos 12 dB); así se pueden realizar las medidas sin necesidad de instrumental de generación de datos, sin pérdida de generalidad en los resultados. Sin embargo, para mantener las capacidades y utilidad del sistema, éste también cuenta con una entrada independiente de datos, de forma que puede ser utilizado con cualquier velocidad de datos que se desee.

El módulo emisor óptico utiliza un láser como sistema radiante. Estos elementos permiten mayores potencias y velocidades de transmisión y por eso se utilizan en este prototipo, pues son capaces de conmutar a la frecuencia de chip del sistema. No obstante, para aplicaciones en entornos con presencia humana, y por motivos de seguridad, se prefiere el uso de LEDs [Matthews95]. Últimamente, están saliendo al mercado LEDs de alta velocidad (155 Mbps), y se está investigando en la forma de actuar sobre los láseres para eliminar los riesgos de daño a los humanos, como: deshacer coherencia de la radiación emitida, o transmitir en tercera ventana, a cuya radiación no es sensible el cuerpo humano.

Como receptor óptico se ha optado por un diodo de avalancha (APD), por su mayor velocidad y sensibilidad de recepción, lo que permite recibir señales muy atenuadas procedentes del canal no guiado. Como contrapartida, este elemento es más caro que aquellos basados en fotodiodos PIN, aunque según que aplicaciones, es posible justificar el aumento de coste.

Con este prototipo es posible analizar distintas configuraciones del enlace óptico. Así por ejemplo, se pueden realizar comunicaciones ópticas no guiadas, con enlaces punto a punto o quasidifusos, de forma que se puedan estudiar las características de cada uno de ellos.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

7.2.2. Diagrama de bloques

En la figura VII.1 se pueden apreciar cada uno de los elementos principales de sistema diseñado.

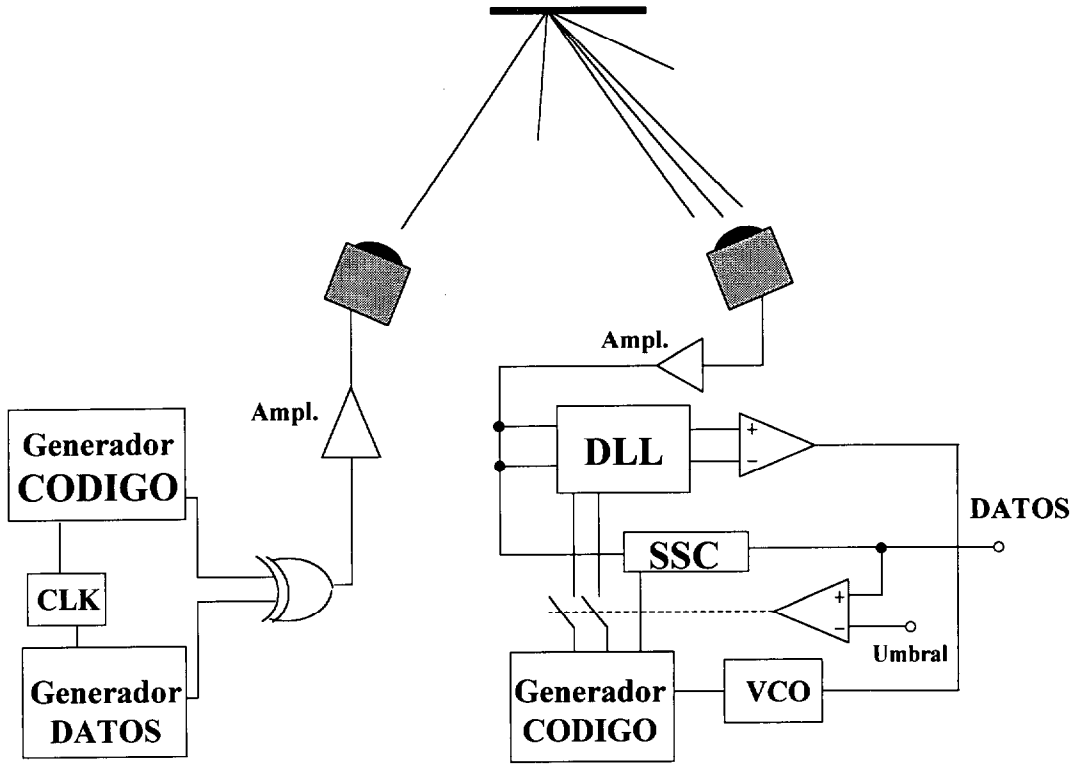


Figura VII.1. Diagrama de bloques del sistema

El esquema puede ser dividido de dos formas:

- En circuitos digitales y analógicos: donde se pueden separar los elementos implementados mediante un dispositivo de lógica programable (PLD) y algún otro elemento de lógica discreta, de aquellos diseñados con circuitos integrados analógicos y componentes discretos (mezcladores, amplificadores operacionales, resistencias condensadores, etc.).

- En modulo emisor y receptor: según dichos circuitos se utilicen para la generación de la señal de espectro ensanchado, o para la recuperación de los datos.

Para realizar una descripción, lo más clara posible, se tomará primero una división funcional, es decir, distinguiendo entre transmisor y receptor; para luego, dentro de cada una de las partes anteriores, analizar los bloques analógicos y digitales que los constituyen.

El módulo de transmisión es el más sencillo del modem, puesto que ésta construido enteramente con dispositivos digitales. Consta de un bloque generador de códigos, de un generador interno de datos, y de unos elementos de modulación y amplificación de salida enteramente digitales. Salvo el reloj del sistema y el elemento de

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

amplificación, todos los componentes del transmisor están implementados en el dispositivo de lógica programable (PLD).

El sistema de recepción de la señal es la parte más compleja del modem: en su implementación se requiere, tanto circuitos digitales como analógicos, e incluye los bloques de sincronización de código y de detección de datos. La parte digital está compuesta, principalmente, por un generador de códigos, análogo al utilizado en transmisión, que está implementado en la PLD. Este generador constituye un correlador serie deslizante (SSC), que es el sistema de adquisición seleccionado para el prototipo. A su vez, también forma parte del circuito del bucle enganchado en retardo (DLL), encargado de realizar el proceso de seguimiento dentro de la sincronización de códigos. La parte analógica restante es la encargada de la amplificación de la señal recibida y de la realización de los procesos de correlación, para la recepción de los datos y para el funcionamiento del DLL. Para el receptor, el reloj general consiste en un VCO para que pueda modificarse su frecuencia, mediante el DLL, en la sincronización.

Por último, quedan por mencionar los elementos de transmisión y recepción óptica. Éstos han sido diseñados de forma independiente al sistema del modem, de forma que puedan sustituirse por otros en cualquier momento. Así, el sistema construido podrá evaluarse con otros tipos de emisores y receptores ópticos, o incluso, con sistemas de radiofrecuencia, cable coaxial o fibra óptica, si se diera el caso.

A continuación se describen con más detalle cada uno de los bloques mencionados en este apartado.

7.2.3. Transmisor DSSS

Este bloque es el encargado de generar la señal de espectro ensanchado a partir de los datos a transmitir. Para ello utiliza un código de ensanche, en función del cual se obtienen las características de inmunidad ante interferencias de banda estrecha y capacidad CDMA. En este caso, se ha seleccionado un código tipo MLS con una longitud de L=255 chips, formado por un registro de desplazamiento de 8 biestables. El esquema implementado se muestra en la figura VII.2.

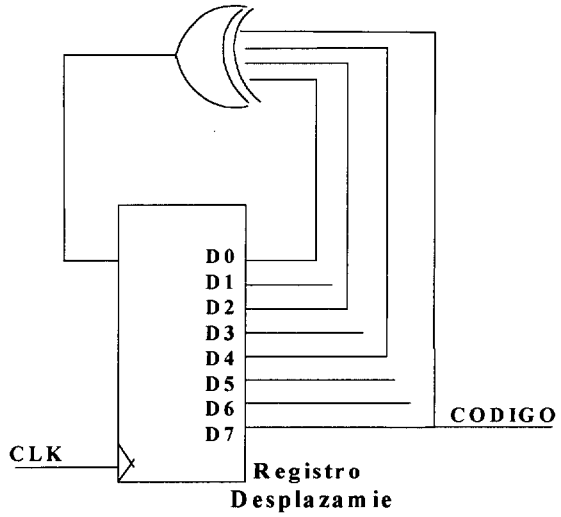


Figura VII.2. Esquema del generador de códigos

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Para esta la configuración es posible obtener seis códigos MLS diferentes, según los distintos polinomios primitivos de la tabla VII.1. [Dixon84]. Esto supone una capacidad CDMA de 6 canales diferentes.

1	$X^8+X^4+X^3+X^2+1$
2	$X^8+X^6+X^5+X^3+1$
3	$X^8+X^6+X^5+X^2+1$
4	$X^8+X^4+X^3+X^1+1$
5	$X^8+X^6+X^5+X^1+1$
6	$X^8+X^7+X^6+X^1+1$

Tabla VII.1. Polinomios generadores de código para registro de 8 elementos

En cuanto a la ganancia de proceso del sistema, se parte de una velocidad de código de 100 MHz fija, mientras que la velocidad de datos puede ser variable. Como ya se dijo anteriormente, se ha implementado en el emisor un bloque generador de datos, que no es más que un generador de código pseudoaleatorio a una velocidad de 6.25 Mbps, lo que supone una ganancia de proceso es de 16 (12 dB). Ganancias de proceso mayores permiten una mayor inmunidad a las interferencias de banda estrecha, pero a su vez, requieren tasas de bit inferiores. Haciendo uso de la entrada externa de datos es posible experimentar con diferentes tasas de bit y por tanto, diferentes ganancias de proceso.

Como elemento modulador se ha optado por una puerta XOR en la que se introducen las señales de código y datos, para obtener la señal ensanchada en formato NRZ. En la figura VII.3 se presenta el esquema general del bloque modulador al completo, donde puede apreciarse que además de los elementos mencionados, se ha introducido una lógica adicional que genera un pulso a cada periodo de la señal de código. Dicha señal se utiliza como fuente de sincronismo en las visualizaciones con el osciloscopio.

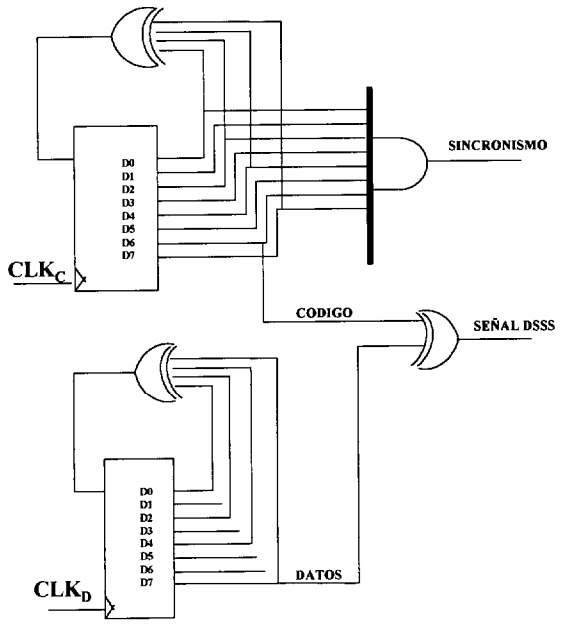


Figura VII.3. Diagrama de bloques del circuito modulador

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Todos los circuitos del emisor han sido implementados en un dispositivo de lógica programable, concretamente, en una EPLD de ALTERA (EPM7064). A continuación, la señal se pasa por varias puertas AND en paralelo, que actúan como *buffer* de corriente para generar la señal de salida final.

Otro dato a tener en cuenta, es el tiempo de propagación de la señal en el canal óptico. Para evitar errores, es necesario que cualquiera de las trayectorias posibles de la señal se recorra en un tiempo inferior a un periodo de código. De esta forma se consigue que una señal, resultado de una multitrayectoria, tenga una correlación muy baja con otra señal, emitida posteriormente con un recorrido menor y que es interferida por la primera. Esto equivale a decir que ambas señales llegan al receptor moduladas por el mismo código pero desfasadas entre si por lo que la correlación es muy baja. Un ejemplo de esta característica (que depende de la forma de la función de autocorrelación de los códigos) se analizó en el capítulo de sistemas DSSS síncronos, donde se comprobó que retardos mayores del tiempo de chip, entre dos señales moduladas con el mismo código, tenían una correlación muy baja. En el caso del prototipo diseñado, se tiene una duración del periodo de código de: $L=255 \times (100MHz)^{-1}=2.55\ \mu s$, que supone una distancia recorrida de: $d=3x10^8$ m/s x $2.55\mu s=765m$. Distancia superior a toda trayectoria posible dentro de un recinto.

7.2.4. Emisor óptico

El esquema del circuito generador de la radiación óptica es el que se presenta en la figura VII.4 junto a la fotografía del circuito construido.

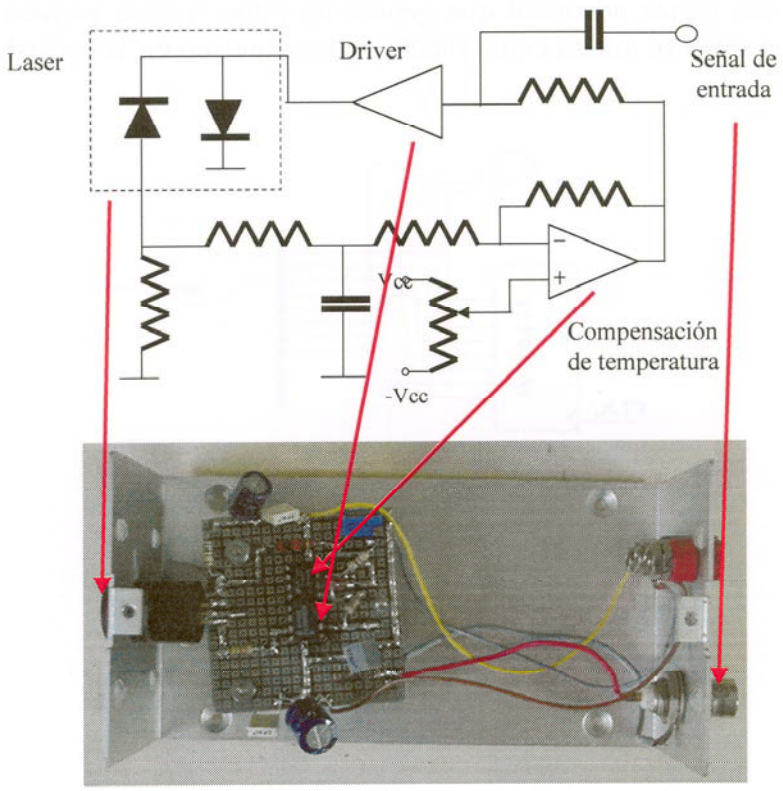


Figura VII.4. Emisor óptico

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Como elementos más destacables pueden mencionarse:

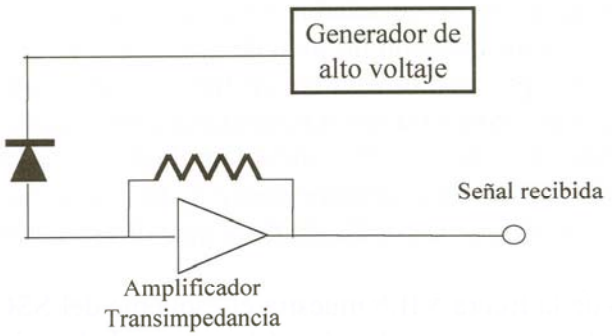
- El dispositivo láser: modelo LTO27 de SHARP, polarizado para generar una potencia óptica de 5 mW.

- El circuito de realimentación: que se encarga de la compensación en temperatura; de forma que el aumento de ésta no influya sobre la potencia óptica de salida.

Como ya se comentó en la introducción de este apartado, el emisor óptico es independiente del modulador de espectro ensanchado, por lo que se puede sustituir por otro sistema en cualquier momento que se desee.

7.2.5. Receptor óptico

Para esta función se ha utilizado un módulo receptor, basado en un fotodiodo APD, modelo C5351-03 de HAMAMATSU. El sistema consiste en el fotodiodo, de $1mm^2$ de área activa, y la circuitería necesaria para detectar y acondicionar la señal a la salida. La ganancia del sistema es de 30 (15 dB) y su ancho de banda es de 100 MHz; características suficientes para la aplicación diseñada. El esquema general, así como la fotografía del sistema, se presentan en la figura VII.5.



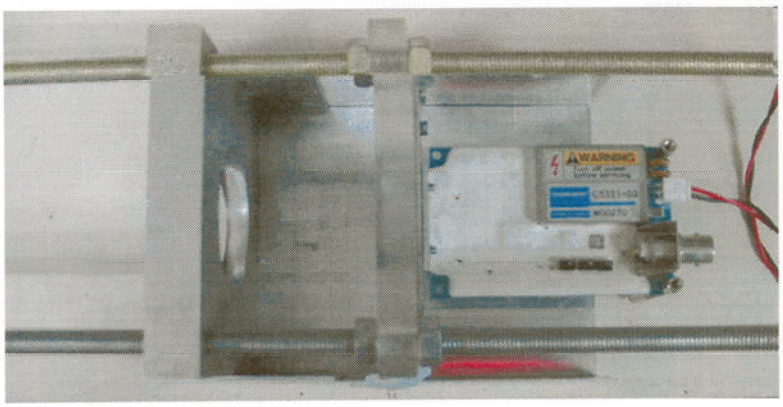


Figura VII.5. Receptor óptico

BIBLIOTECA GENERAL UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA

©Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

A este módulo se le ha añadido una lente de 7 cm diámetro y 9 cm de distancia focal, lo que introduce una ganancia óptica de 34 dB aproximadamente.

7.2.6. Demodulador DSSS

Para la detección de los datos son necesarios dos procesos diferenciados: la sincronización del código local con el de transmisión y la correlación de la señal recibida con el código sincronizado. Estos procesos se realizan en distintos momentos de la demodulación pero tienen en común algún bloque de la circuitería del receptor.

La sincronización del código local requiere dos operaciones consecutivas: en primer lugar se realiza la adquisición del código, que detecta el momento en que los códigos local y de transmisión están en fase (con un error inferior a 1/2 *Tc*); para a continuación, activarse el seguimiento del código, que hace un ajuste fino de la fase del código local y mantiene a este sincronizado con el de transmisión.

Para la adquisición se ha optado por un correlador serie deslizante (SSC), que genera un código local, igual al de transmisión, pero a una frecuencia ligeramente distinta. El efecto de esta diferencia de frecuencia es un desplazamiento continuo a lo largo del tiempo, de un código respecto a otro, de forma que en algún momento ambos códigos coincidiran. Para detectar este momento de enganche se utiliza un correlador, en el que se introducen las señales recibida y de código local y un detector de envolvente a la salida de dicho correlador. Cuando se dé el enganche de los códigos la salida del correlador coincidirá con un pico de la función de autocorrelación del código de ensanche, con valor positivo o negativo en función de la modulación que presente la señal recibida en ese momento (la señal recibida está modulada en BPSK por los datos, así que presenta parte con desfase 0° y otras con desfases de 180°). Con el detector de envolvente se obtienen una señal siempre positiva, de forma que se pueda comparar con un nivel umbral que verifique la condición de acquisición y active el siguiente proceso.

El circuito de la figura VII.6 muestra el esquema del SSC, donde se aprecian los elementos que lo forman: generador de código, correlador, detector de envolvente y detector de umbral.

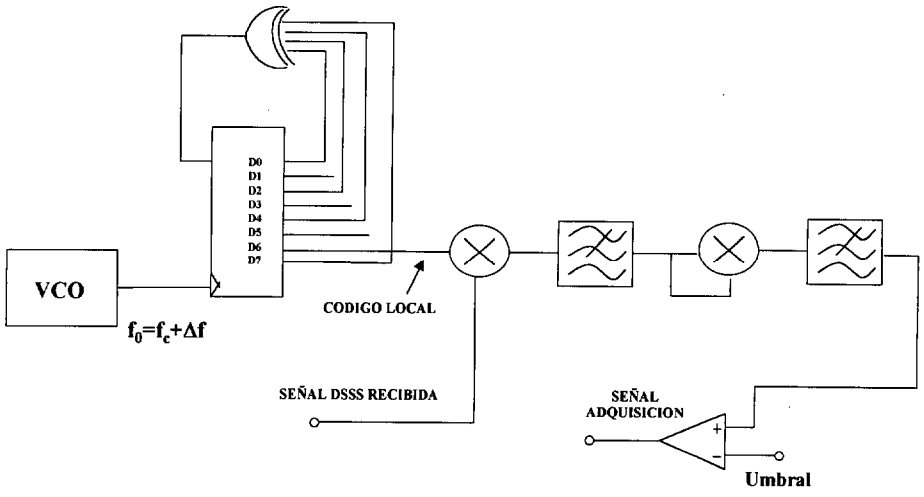


Figura VII.6. Esquema del correlador serie deslizante

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

El circuito encargado de realizar el proceso de seguimiento es un bucle enganchado en retardo (DLL), que como ya se ha visto en capítulos anteriores, consiste en dos ramas con correladores y detectores de envolvente que realizan la correlación de la señal recibida con la señal de código local adelantada y retrasada un periodo de chip. Las señales obtenidas se restan para conseguir la curva "S" característica del DLL, que permite ajustar la frecuencia del VCO, que actúa como reloj del generador local de código

Y en la figura VII.7 se presenta el diagrama del DLL implementado en el prototipo. De nuevo se ha implementado el generador de código en la EPLD (de hecho es el mismo que se utiliza en adquisición), mientras que las ramas de correlación se implementaron con circuitos analógicos.

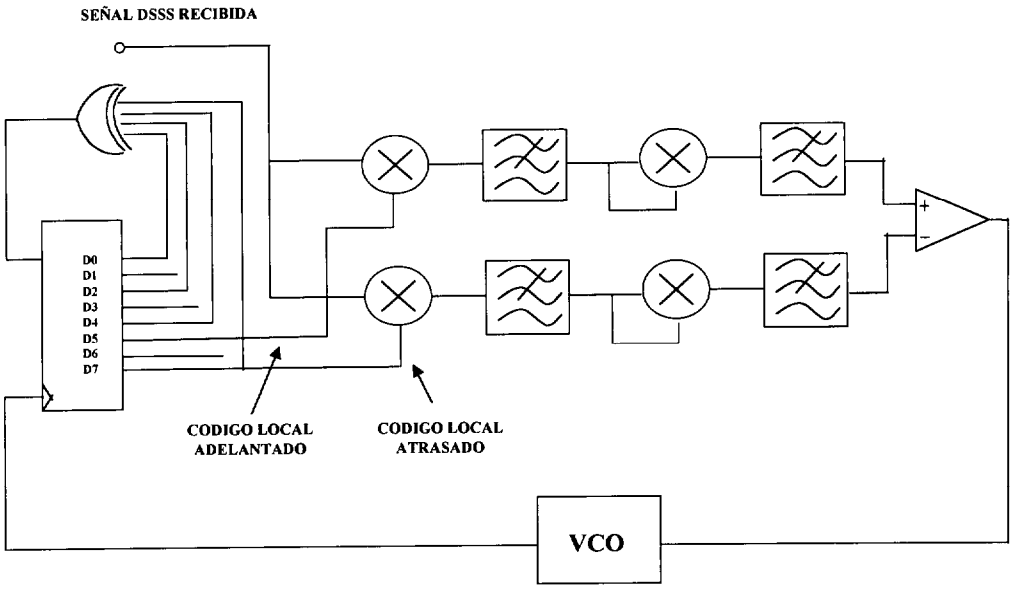


Figura VII.7. Esquema del circuito DLL implementado

Por último, una vez conseguida la sincronización, se puede pasar a la detección de los datos. Este proceso necesita un correlador donde se introducen la señal de código sincronizada y la señal recibida, y a su salida un filtro paso bajo que elimina componentes fuera de la banda de los datos.

Como se puede observar, el circuito de detección es muy parecido al usado en adquisición, de hecho se utiliza el mismo circuito de la figura VII.6, pero tomando la señal a la salida del primer filtro paso bajo. En cuanto a los circuitos de adquisición y seguimiento, éstos comparten el generador de código y el VCO de reloj; de forma que la frecuencia de libre oscilación del VCO permite hacer el deslizamiento y una vez activado el DLL, dicha frecuencia se modifica para ajustarse a la de la señal recibida. Al mismo tiempo, con la señal de código generada en ese momento, es posible demodular la señal ensanchada y obtener los datos. En la figura VII.8 se presente el esquema general del demodulador, donde se aprecia la compartición de los circuitos por los diferentes bloques.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

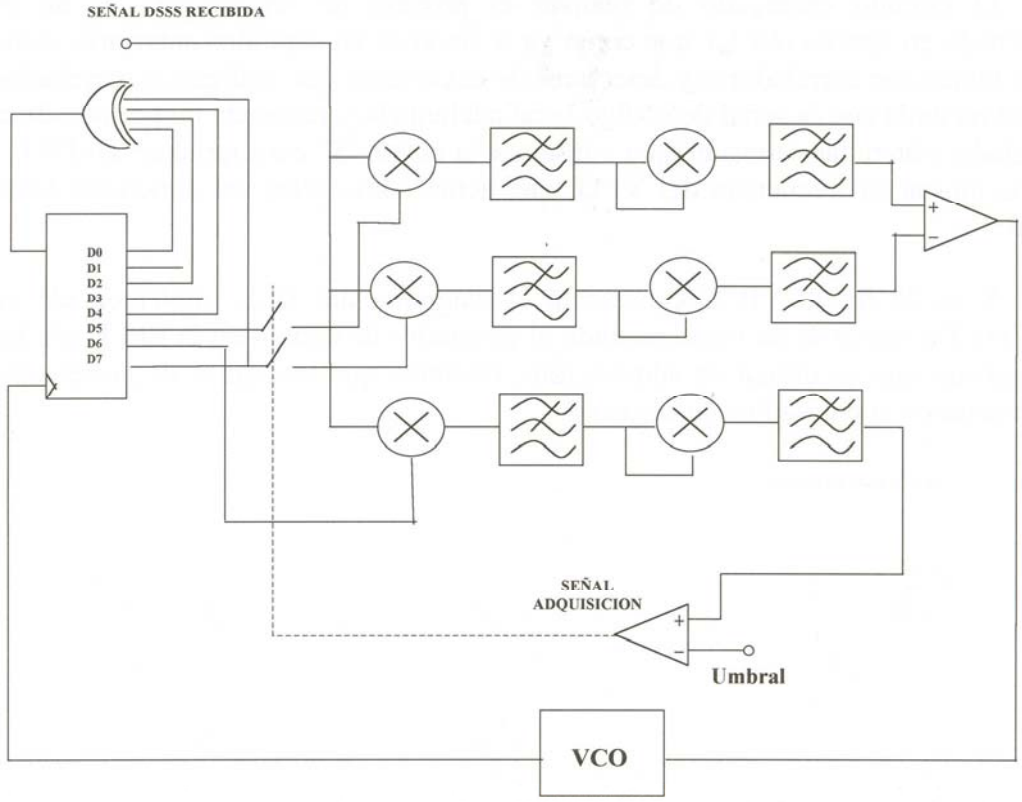


Figura VII.9. Diagrama de bloques del receptor

En la figura VII.9 se muestra un diagrama de bloques general y una fotografía del prototipo construido, donde se señalan las partes principales del diseño.

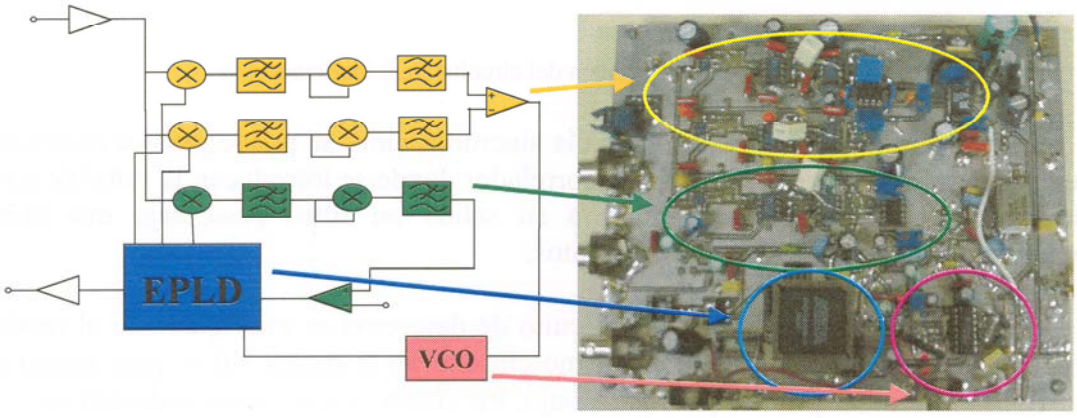


Figura VII.9. Prototipo construido

7.3. Sistema de conformación de pulso

7.3.1. Descripción general

Como se estudió en el capítulo 5, para realizar sistemas DSSS con conformación de pulso se lleva a cabo una conformación de una o más de las señales que intervienen en el proceso de ensanchado de la señal: datos, código o señal ensanchada. El prototipo

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

que se presenta a continuación genera estas señales y sus correspondientes conformaciones, para luego combinarlas de distintas maneras y obtener todas las posibilidades de conformación estudiadas en el capítulo 5:

- Conformación de datos: se conforman los datos únicamente y se realiza el ensanche con el código sin conformar

- Conformación de código: al contrario que el anterior, los datos no se modifican y se conforman los códigos.

- Conformación de la señal ensanchada: en este caso se realiza primero un ensanche convencional (con los datos y códigos sin conformar), para a continuación tratar la señal final con un conformador.

El sistema permite los dos tipos de conformación estudiados en el capítulo 5: senoidal y gaussiana. En el caso de la segunda opción, se ha seleccionado una conformación equivalente a un filtrado gaussiano con BT= 0,7, por ser de baja complejidad de generación (sólo se necesitan dos bits de la señal a conformar para la selección de funciones de salida y cuatro funciones distintas para generar la señal de salida, igual que para conformación senoidal), y por ser la que produce un resultado más aproximado al filtrado real. Las otras posibilidades de filtrado gaussiano necesitan mayor número de bits para la selección y mayor número de funciones para la obtención de la conformación; o bien introducen aproximaciones que alejan la conformación del filtrado al que emulan.

La incorporación de los esquemas de conformación supone un aumento de complejidad, en comparación con el caso general estudiado en el punto 7.2:

- Por un lado ya no se puede generar la señal ensanchada de forma digital, sino que es necesario el uso de multiplicadores analógicos, para realizar el ensanche en los casos donde datos, códigos o ambos estén conformados (no para el caso de conformación de señal ensanchada).

- Y por otro lado, la generación de las señales ensanchadas requiere el uso de conversores digital/analógicos (DACs), para la generación de la señal analógica a partir de las muestras cuantificadas de las funciones. Estos elementos limitan la velocidad del sistema, pues por lo general, permiten velocidades de conversión inferiores a las de transmisión de muestras, de los sistemas digitales.

Según lo anterior, sobre todo al segundo punto, la frecuencia de la señal ensanchada será inferior al caso de un sistema general (punto 7.2). Además hay que tener en cuenta que en un sistema general se puede generar códigos a la frecuencia de reloj del sistema digital. Mientras que en el caso de conformación la frecuencia de código es N veces inferior a la frecuencia de reloj, donde N es el número de muestras de cada función a generar.

En el prototipo que se presenta se tiene una señal de reloj general de 30 Mbps, lo cual junto al hecho de usar cuatro muestras para cada función, supone una frecuencia de código máxima de 7,5 Mbps si se implementan señales conformadas. Y un máximo de 30 Mbps si se hace uso de la opción de señales ensanchadas sin conformación.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

La señal de datos puede obtenerse de una entrada exterior o de un bloque interno de generación de datos. En el caso de modulaciones con conformación, los datos se obtienen del bloque interno, donde es posible elegir entre varias frecuencias que aseguran un correcto proceso de conformación. Al contrario, cuando el ensanche se realiza con señales sin conformar la libertad es total.

El sistema es configurable tanto en las frecuencias de código y datos, y con ello en la ganancia de proceso; como en el tipo de conformación: senoidal o gaussiana; y en el modelo de conformación: sin conformación, con datos o código conformado, o con señal ensanchada conformada.

7.3.2. Diagrama de bloques

El sistema está compuesto principalmente por circuitos digitales, contenidos en una PLD. Con ellos se realizan las señales que intervienen en el proceso de ensanche (datos, códigos, señal ensanchada) y se encargan de presentar en las salidas correspondientes, los valores de las funciones utilizada en la conformación, con las que los conversores digital/analógico puedan generar la señal conformada final. Además de los elementos anteriores, el sistema cuenta con otros bloques adicionales como una base de tiempos, de donde se extraen los distintos relojes necesarios y circuitos de selección, para configurar el sistema según la opción deseada (tipo de conformación, velocidad de datos o código, y datos externos o internos). La figura VII.10 muestra cada uno de estos bloques implementados en el dispositivo de lógica programable.

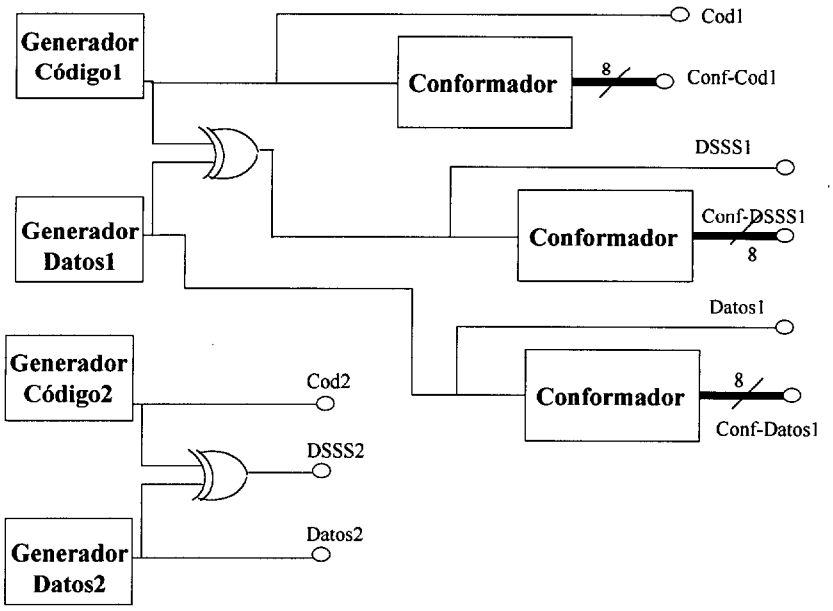


Figura VII.10. Diagrama de bloques de los circuitos contenidos en la EPLD

La parte analógica del prototipo es la más sencilla, consta básicamente de dos tipos de elementos:

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

- Conversores D/A y filtros paso bajo: con los que obtener las señales conformadas a partir de sus muestras. Hay tres de estos bloques uno para cada señal de las que intervienen en el proceso de ensanche (datos, códigos y señal ensanchada).

- Multiplicadores analógicos: con ellos se realiza el ensanche espectral en aquellos casos en los que intervienen señales conformadas; para ello es necesario que la señal de código y datos sean bipolares (para realizar una modulación BPSK). Se cuenta con tres de estos bloques: en uno de ellos se introducen los datos conformados y el código sin conformar pero bipolar (no la salida digital); en el otro se realiza el mismo proceso, pero con los códigos conformados y los datos cuadrados y bipolares; y en el último de ellos se introducen las dos señales conformadas.

En la figura VII.11 se puede ver la estructura del prototipo, con la EPLD como elemento central que se conecta a los bloques externos de salida de conformación (DACs) y generación analógica del ensanche espectral (multiplicadores).

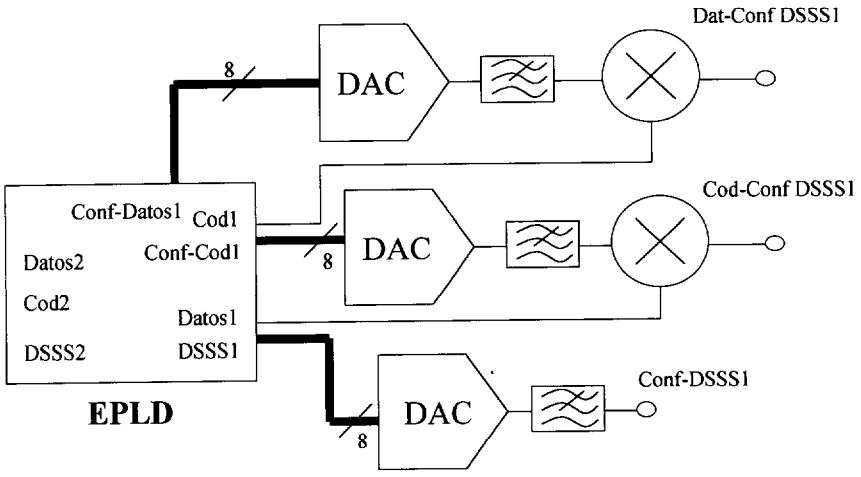


Figura VII.11. Diagrama de bloques del circuito total

7.3.3. Conformador

Este bloque es el encargado de formar la señal conformada correspondiente a la secuencia de entrada. En el prototipo hay tres de estos bloques, uno para cada una de las señales que pueden ser conformadas: datos, códigos y señal ensanchada. Está constituido por circuitos digitales y circuitos analógicos, como se muestra en la figura VII.12, que sigue el esquema de la figura V.21 del capítulo 5.

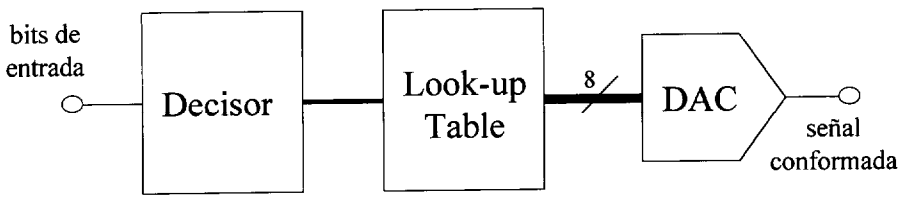


Figura VII.12. Esquema del conformador digital

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Está formado por tres elementos diferentes, que componen un sistema como el descrito en el capítulo 5.

En primer lugar es necesario un bloque de decisión, que selecciona la función a colocar en la entrada de los DACs en cada momento. Para ello utiliza los valores del bit siguiente y anterior de la trama de entrada al conformador. La tabla de decisión se presenta a continuación (tabla VII.2) y es la misma para los dos casos de conformación implementados; salvo que las curvas ascendente y descendente son diferentes para cada uno.

Bit anterior	Bit siguiente	Función
0	0	Nivel bajo
0	1	Ascendente
1	0	Descendente
1	1	Nivel alto

Tabla VII.2. Selección de funciones para conformación

Las memorias *Look-up Table*, por su parte, almacenan las muestras de las funciones a ser implementadas (cuatro muestras codificadas con ocho bits cada una). Para el sistema diseñado se precisan ocho funciones diferentes: cuatro para conformación senoidal y cuatro para gaussiana. Las ocho funciones están en una misma memoria en dos zonas diferentes; según la conformación deseada, los circuitos de selección direccionarán una zona u otra. Esto se consigue con un direccionamiento indexado: los circuitos de selección determinan la parte más alta de la dirección base (zona con curvas senoidales o con curvas gaussianas); las salidas del decisor componen la parte menos significativa de la dirección base (curva a ser implementada en cada momento); y un contador de dos bits genera el *offset* (cada una de las cuatro muestras de la curva), para completar la dirección del dato a colocar a la salida.

Y por último, se encuentran los circuitos de conversión D/A y filtros paso bajo, que transforman las palabras de ocho bits en niveles de tensión y a continuación, en señales continuas en el tiempo. Además de los datos, estos elementos precisan de un reloj que les es suministrado desde una base de tiempos en el bloque digital. La frecuencia de conversión es de 30 Mmuestras/seg como máximo, que corresponde al caso de conformación de un código o una señal ensanchada a 7,5 Mbps.

7.3.4. Otros elementos

Para completar la descripción del sistema, se presenta a continuación el resto de bloques que lo componen, y que están representados en la figura VII.1. del diagrama del bloques del la PLD:

- Generador de códigos: la señal de ensanche consiste en un código de la familia MLS de 255 chips de longitud. Es generada por un generador con ocho registros realimentados a la entrada por medio de una XOR; lo que corresponde a un polinomio primitivo como el siguiente: $X^8+ X^4+ X^3+ X^2+1$.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

- Generador interno de datos: implementado por medio de un generador de secuencias pseudoaleatorias como el anterior pero a la frecuencia seleccionada para los datos.

- Sistemas de ensanche: se utilizan métodos distintos según el ensanche se haga con señales sin conformar, en cuyo caso basta simplemente con una puerta XOR; o se utilice señales conformadas, que precisan el uso de multiplicadores analógicos como ya se ha comentado.

- Base de tiempos: compuesto por varios divisores que generan los distintos relojes que se necesitan a partir de la señal de reloj principal.

Circuitos de selección: compuestos por diferentes entradas y funciones lógicas que permiten cambiar las frecuencias de chip y datos, el tipo de conformación, y el origen los datos. Las posibilidades de selección se muestran en la tabla VII.4. Se puede observar que hay dos bits de selección de conformación (M0 y M1), cuando sólo es necesario uno (senoidal o gaussiana). El sistema se ha implementado de esta manera para posibles expansiones futuras, con más tipos de conformaciones.

M2	*M1*	*M0*	
0	0	0	Conformación senoidal. G_P=64
0	0	1	Reservado
0	1	0	Conformación gausiana BT=0,7. G_P=64
0	1	1	Reservado
1	0	0	Sin conformación. Datos 1Mbps. G_P=64
1	0	1	G_P=512
1	1	0	Reservado
1	1	1	Reservado

Tabla VII.3. Tabla de selección de las diferentes posibilidades del prototipo

Por último se presenta en la figura VII.13, el esquema general del circuito junto a la fotografía del mismo, donde se señalan los bloques fundamentales del sistema.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

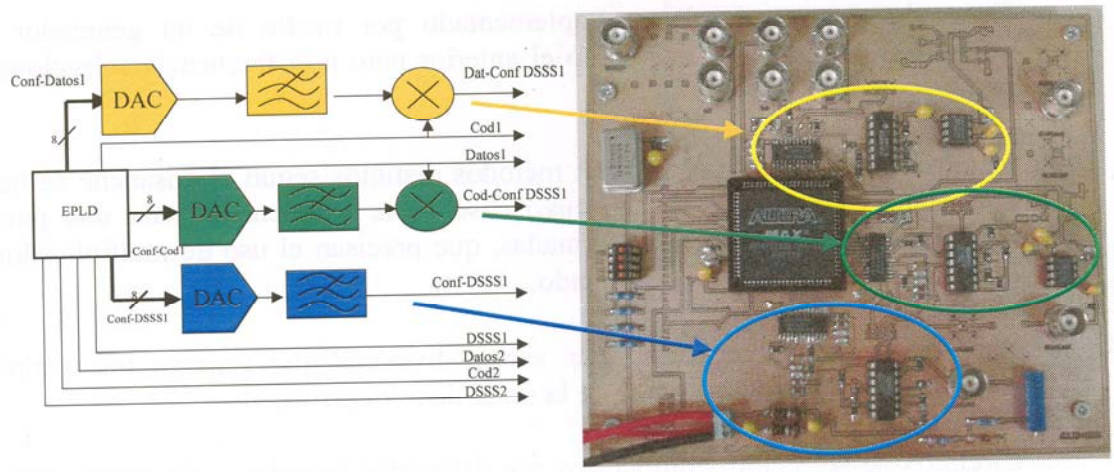


Figura VII.13. Sistema de conformación al completo

Los resultados obtenidos de los dos prototipos descritos en este capítulo, así como la comparación con los análisis teóricos de las técnicas utilizadas en dichos circuitos serán estudiados con detalle en el capítulo 8.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

8. Medidas y resultados

8.1. Introducción

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos de la operación de los prototipos construidos según las metodologías de diseño propuestas anteriormente. Con ello se pretende comprobar que sus características coinciden con las predichas en los análisis teóricos que se han realizado en esta tesis y con los resultados de las simulaciones efectuadas.

Por un lado se estudiará un sistema de espectro ensanchado por secuencia directa, con las siguientes características:

- Frecuencia de chip: 100 Mbps
- Frecuencia de datos: variable
- Sistema de emisión óptica: Láser IR 890 nm
- Sistema de recepción óptica: Módulo APD alta ganancia
- Bloque de adquisición: correlador serie deslizante
- Bloque de seguimiento: DLL

También se analizarán las propiedades de la conformación de señales de espectro ensanchado, mediante un módulo generador de señales de este tipo como el que se describe a continuación:

- Frecuencia de chip: 7,5 Mbps
- Frecuencia de datos: 125 Kbps
- Tipos de conformación: senoidal y gaussiana (BT=0,7)
- Posibilidades de conformación:
  - Códigos
  - Datos
  - Señal Modulada

8.2. Sistema WIR-DSSS

El prototipo diseñado consiste en un modem para comunicaciones ópticas no guiadas mediante modulación DSSS, como ya se comentó en el capítulo 7. Se puede dividir en dos partes fundamentales:

- El sistema de transmisión: que realiza la modulación de los datos y la emisión de la señal.

- El sistema de recepción: que es la parte más complicada del sistema, pues debe realizar las tareas de sincronización de código y la recuperación de la señal de datos.

8.2.1. Transmisor DSSS

Las señales a la salida del modulador de espectro ensanchado se muestran en la figura VIII.1. En ella se aprecia, en la parte superior, la señal de datos, a continuación el código utilizado para el ensanche de la señal de datos y en la parte inferior, la señal modulada resultante. Esta señal consiste en la señal de código modulada en BPSK por la señal de datos, con lo que se invierte o no la señal de código, en función de que los datos a transmitir sean "1" o "0".

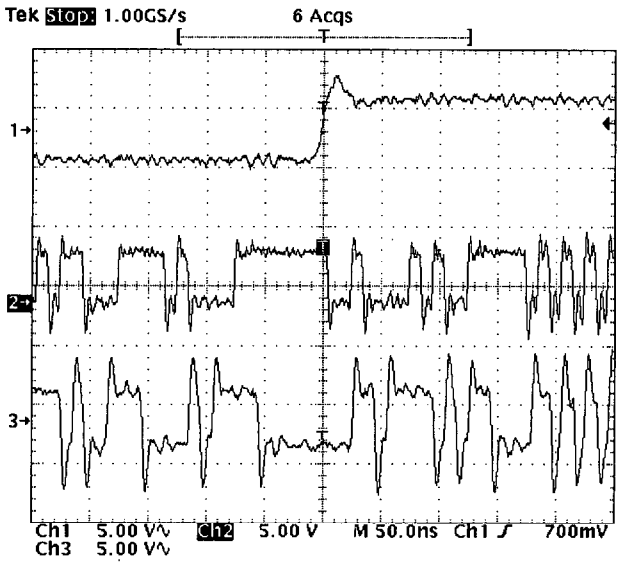


Figura VIII.1. Señales que intervienen en la modulación DSSS: señal de datos (arriba), señal de código (centro) y señal moudulada (abajo).

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

En la figura VIII.2 se muestra la forma de la densidad espectral de potencia de la señal ensanchada que se presenta junto con la señal de datos (a 10 Mbps en el ejemplo de la gráfica). Se puede apreciar la similitud con los resultados teóricos obtenidos en simulación.

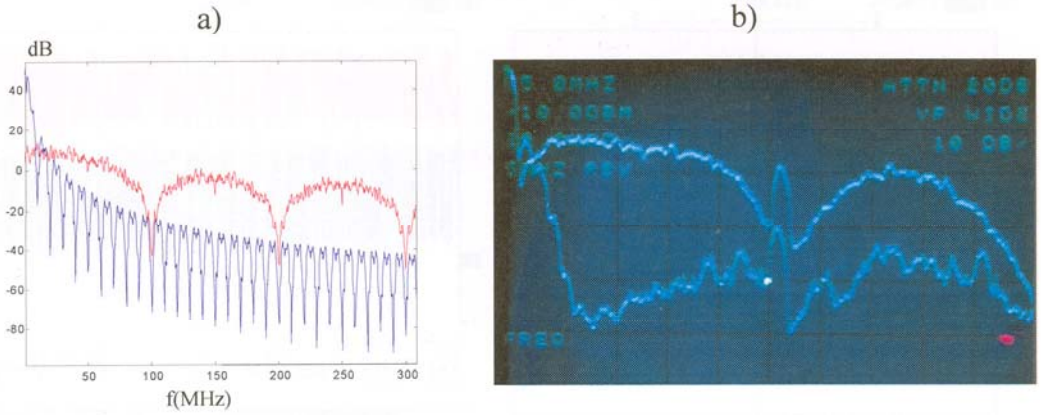


Figura VIII.2. DEP de la señal modulada: a) Simulación b) Real junto a señal de datos (10 Mbps)

Efectivamente en ambos casos la forma de la señal sigue una función *sinc*, con sus nulos en múltiplos de la frecuencia de generación de códigos (100 MHz).

Otro punto a constatar con el sistema práctico es el hecho de que la señal ensanchada tiene el mismo ancho de banda que el código de ensanche. En la figura VIII.3 se han representado las señales de código y ensanchada, con un desplazamiento vertical entre ellas, para que se vea con claridad la coincidencia entre ambas señales.

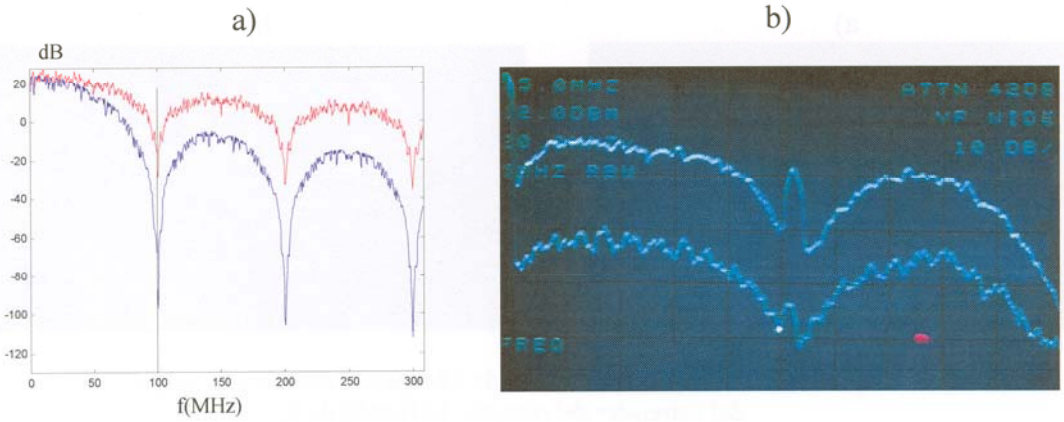


Figura VIII.3. DEP de la señal modulada y de código: a) Simulación b) Real

8.2.2. Receptor DSSS

Es en este módulo donde se realizan los procesos más críticos del sistema DSSS, y por lo tanto, donde se encuentran los elementos de mayor importancia para asegurar las prestaciones del sistema.

Un sistema de SS no es capaz de demodular los datos contenidos en la señal transmitida, a menos que el código generado en el receptor esté sincronizado en frecuencia y fase con el utilizado para el ensanche de la señal transmitida. En la figura

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital. 2004

VIII.4 se puede comprobar dicho efecto, donde aparece los códigos transmitidos y recibidos sin sincronía y la salida de datos sin valores correctos (figura VIII.4a) comparada con el caso de una sincronización correcta (figura VIII.4b).

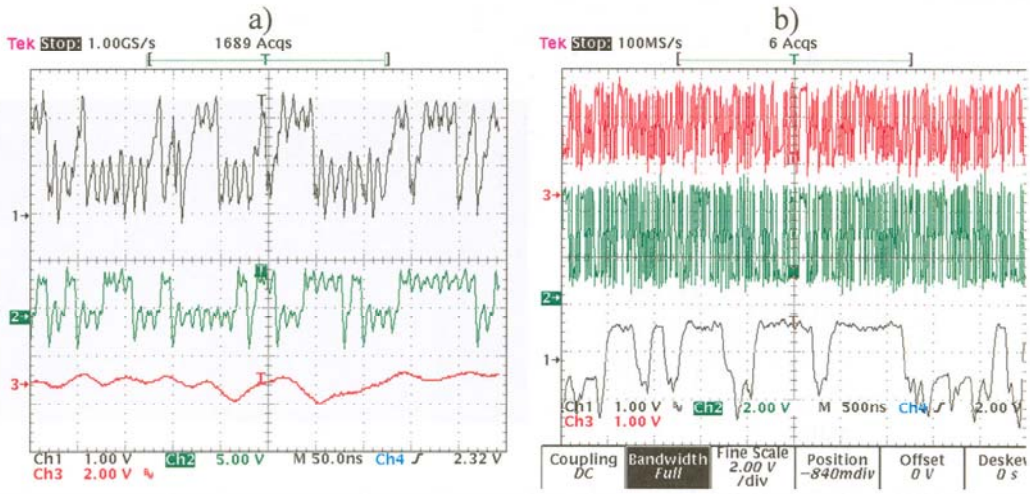


Figura VIII.4. Recepción de señales DSSS: a) sin sincronía entre códigos, b) con sincronización correcta de códigos.

Otra de las comprobaciones realizadas es el efecto del receptor DSSS sobre las señales inteferentes de banda estrecha. En la figura VIII.5 se muestra claramente la reducción del nivel de la DEP experimentada por una interferencia, consistente en una señal de datos a 5 Mbps, al pasar por correlador de demodulación de la señal DSSS en el receptor.

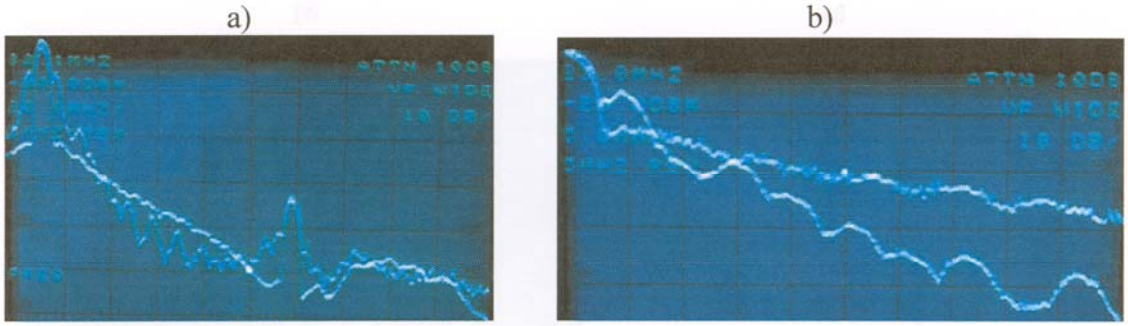


Figura VIII.5. a) Señal interferente de 5 Mbps a la entrada y la salida del correlador del receptor, b) Detalle de a)

Se puede observar como la señal es ensanchada y la forma de su DEP coincide con la de la señal de código. Esto se aprecia mejor en la figura VIII.6, que corresponde a una interferencia de 2 Mbps, donde se ve claramente la señal en forma de *sinc* con mínimos a frecuencias múltiplos de 100 MHz (que es la frecuencia del código del receptor).

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

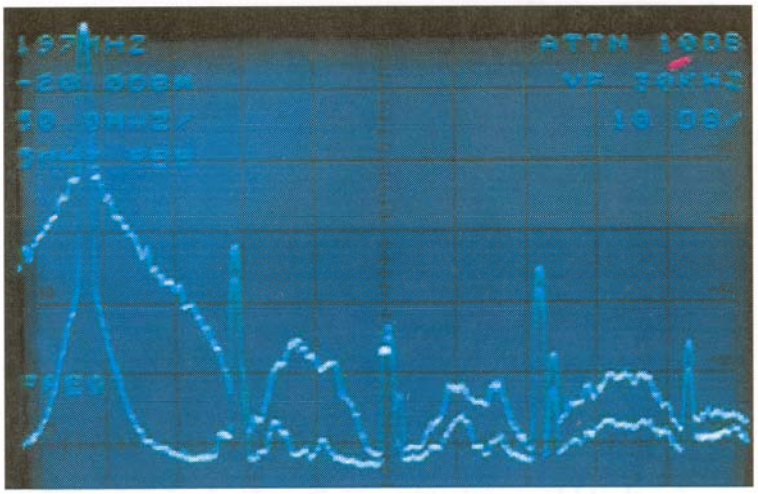


Figura VIII.6. Señal interferente de 2 Mbps a la entrada y la salida del correlador del receptor

Y la figura VIII.7 es el resultado de correlar con los códigos de recepción una señal interferente un reloj de 10 MHz, donde se aprecia la importante reducción de los niveles de la DEP (entre 25 y 30 dB). Con éste resultado y los de las figuras VIII.5 y VIII.6 queda comprobadas las características de reducción del efecto de las interferencias de banda estrecha del sistema DSSS construido.

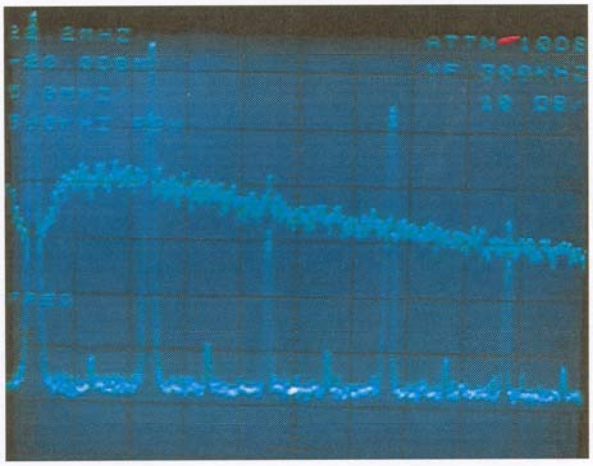


Figura VIII.7. Señal interferente de reloj a 10 MHz a la entrada y la salida del correlador del receptor

Para el caso de un enlace óptico las interferencias de este tipo son ocasionadas por la iluminación, principalmente. En la figura VIII.8 se muestra la señal interferente, producida por una fuente de iluminación fluorescente, presente a la entrada del sistema y la señal resultante a la salida del correlador. Como se puede apreciar la señal de salida es de mayor ancho de banda y de menor nivel, con lo que se reduce su efecto sobre los datos.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

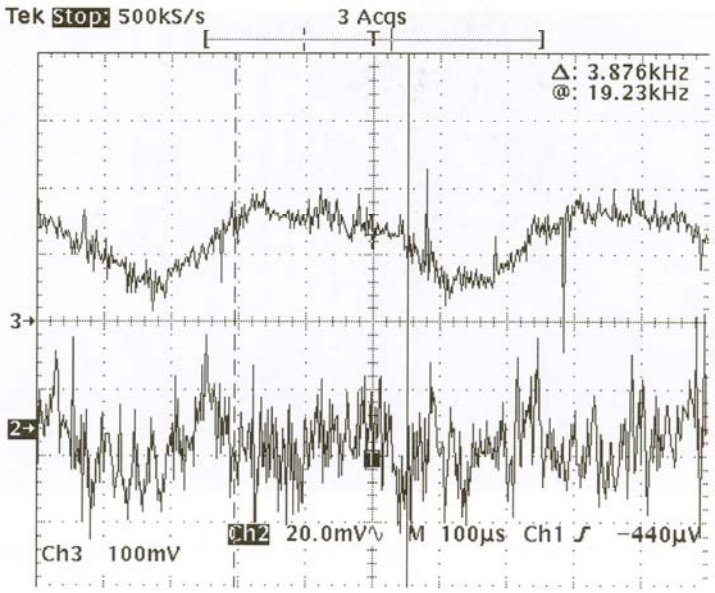


Figura VIII.8. Señal interferente de reloj a 10 MHz a la entrada y la salida del correlador del receptor

Para obtener este resultado se ha iluminado el receptor óptico directamente con una lámpara fluorescente de 15 W, de la forma que se muestra en la figura VIII.9.

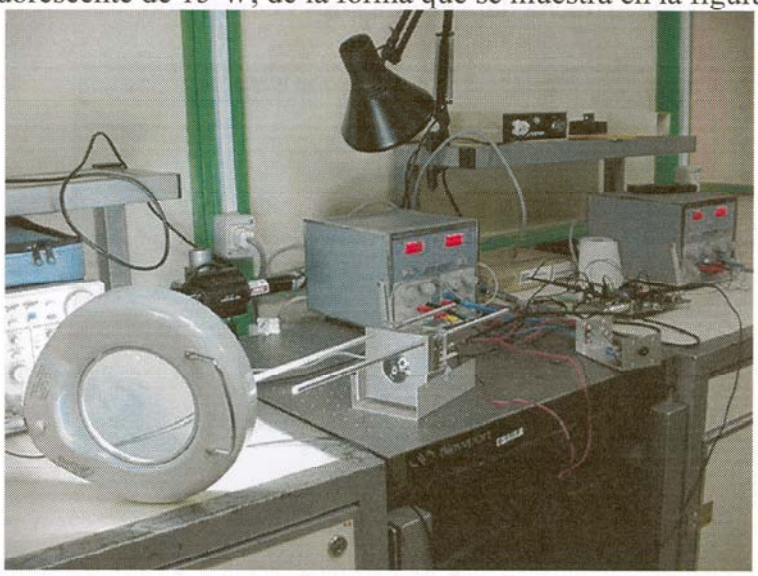


Figura VIII.9. Montaje para la medida de los efectos sobre la interferencia de iluminación fluorescente

8.2.3. Enlace óptico no guiado

A continuación se presenta las señales obtenidas en distintas configuración de enlaces ópticos establecidos con el sistema DSSS construido.

En primer lugar se muestra en la figura VIII.10 la señal en el emisor y el receptor ópticos para un enlace con frecuencia de código de 60 Mbps, así como las DEP de ambas señales, para un enlace punto a punto de 3 metros de distancia como el mostrado en la figura VIII.11.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

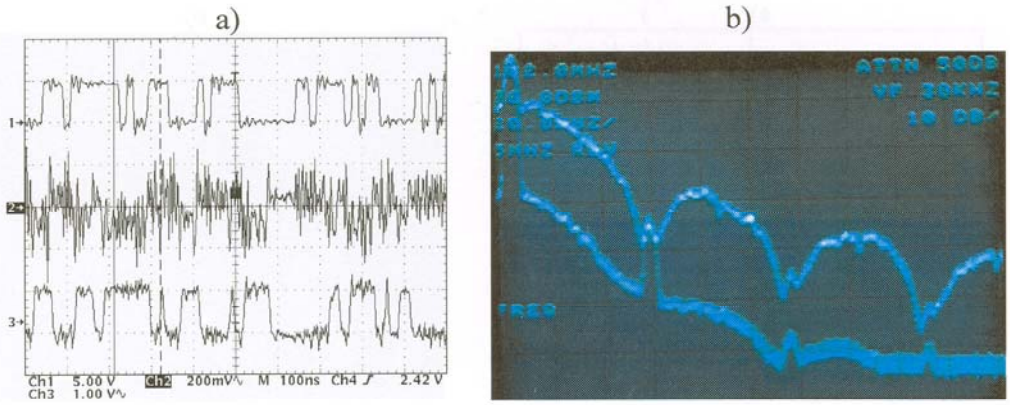


Figura VIII.10. Señales transmitida y recibidas en enlace pto.-pto.:
a) en el tiempo junto a la señal en el amplificador deentrada (abajo), b) DEP

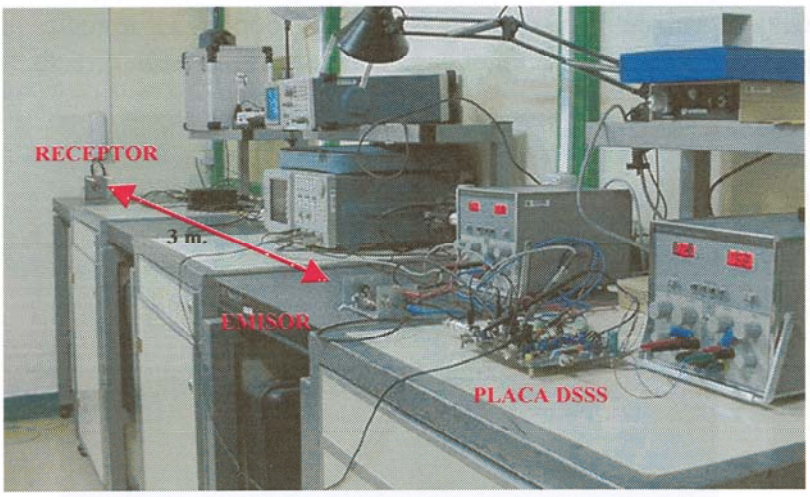


Figura VIII.11. Montaje del enlace pto.-pto

Seguidamente se realiza el mismo proceso para el caso de un enlace quasi-difuso. La configuración del enlace la mostrada en la figura VIII.12, donde se puede apreciar la zona de dispersión de la señal óptica proveniente del transmisor y la distancia del enlace, unos 2,5 metros. La figura VIII.13 presenta las señales transmitida y reciba y las correspondientes DEP.

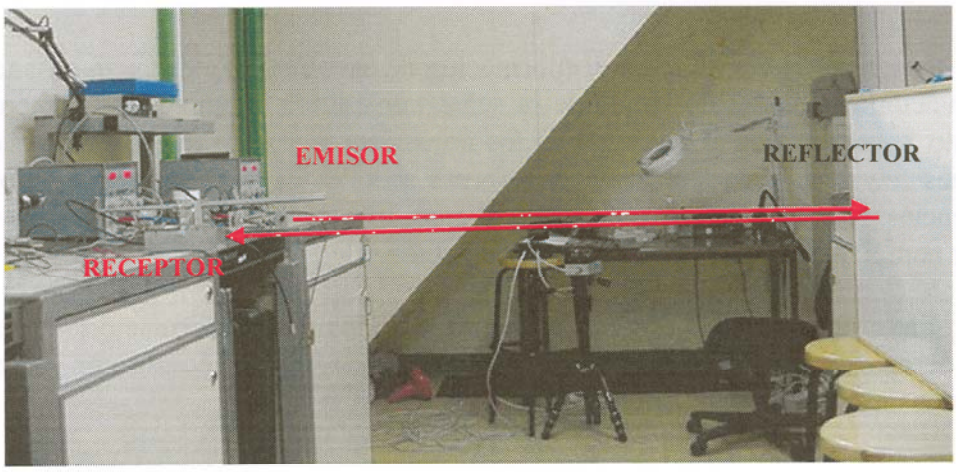


Figura VIII.12. Montaje del enlace quasi-difuso

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

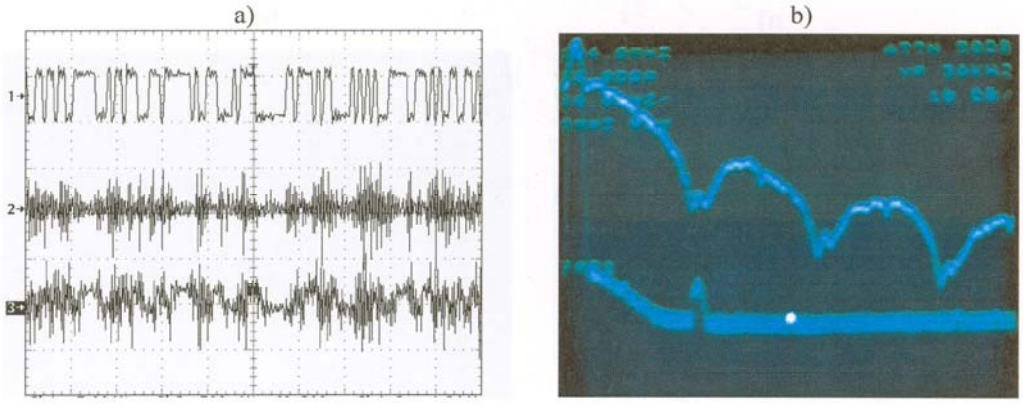


Figura VIII.13. Señales transmitida y recibidas en enlace quasi-difuso: a) en el tiempo, b) DEP

Como comprobación se muestran, en la figura VIII.14 las DEP de las señales recibidas para el enlace difuso y quasi-difuso, donde se aprecia la considerable reducción de la potencia recibida en el caso del enlace sin visión directa.

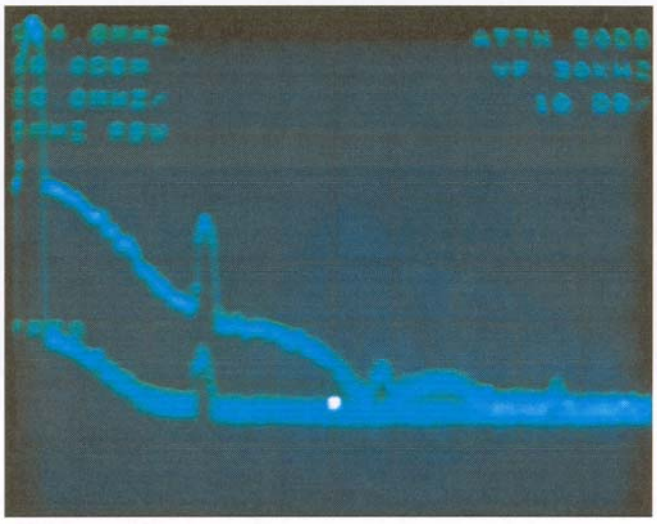


Figura VIII.14. DEP de señales recibidas en enlace pto-pto y quasi-difuso

8.3. Señales conformadas

La principal ventaja de la conformación de las señales de espectro ensanchado es la reducción del ancho de banda de la señal transmitida. Como ya se comentó en el capítulo 5, esto reduce el consumo de los transmisores y evita interferencias con otros sistemas adyacentes. Además, es una forma sencilla de realizar un filtrado a altas frecuencias. No obstante también, según el caso, introduce algunas desventajas como la mayor complejidad de los sistemas de modulación.

En la figura VIII.15 se presenta los resultados de la conformación senoidal de la señal de datos. Se puede observar la señal conformada y sin conformar, así como en diagrama de ojo de la señal conformada.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

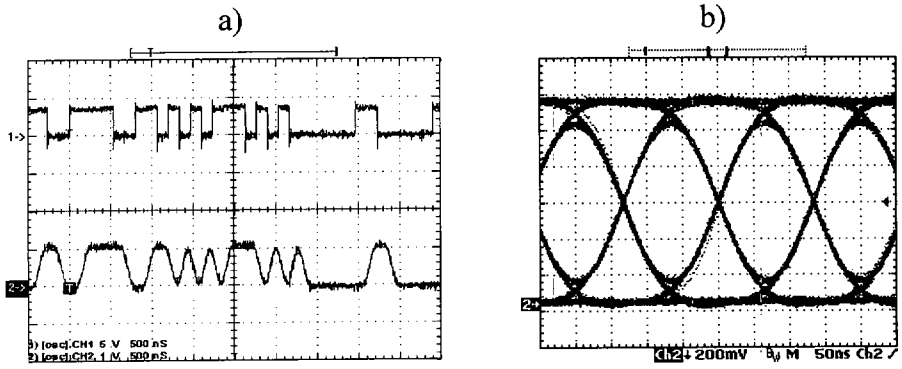


Figura VIII.15. a) Señal con y sin conformar, b) diagrama de ojo de la señal conformada senoidalmente

La figura VIII.16 presenta la señal ensanchada correspondiente al caso anterior, comparando la obtenida en simulación con la real que se extrae del circuito diseñado.

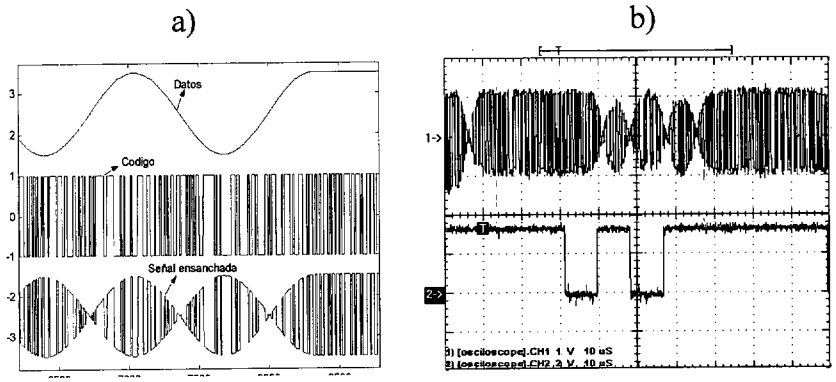


Figura VIII.16. Señal ensanchada para el caso de conformación de datos:
a) simulación b) señal real

Si la conformación se realiza sobre la señal de códigos, la salida del modulador tienen la forma que se presenta en la figura VIII.17.

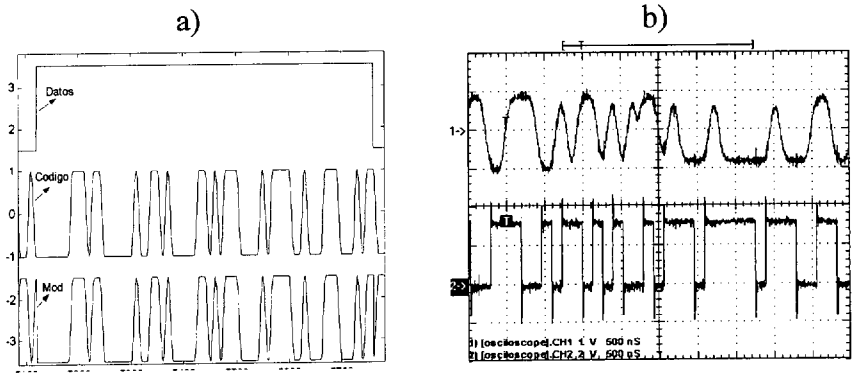


Figura VIII.17. Señal ensanchada para el caso de conformación de código:
a) simulación b) señal real

Y como último caso de conformación, se presenta en la figura VIII.18 la señal modulada para el caso de conformación de esta misma señal.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

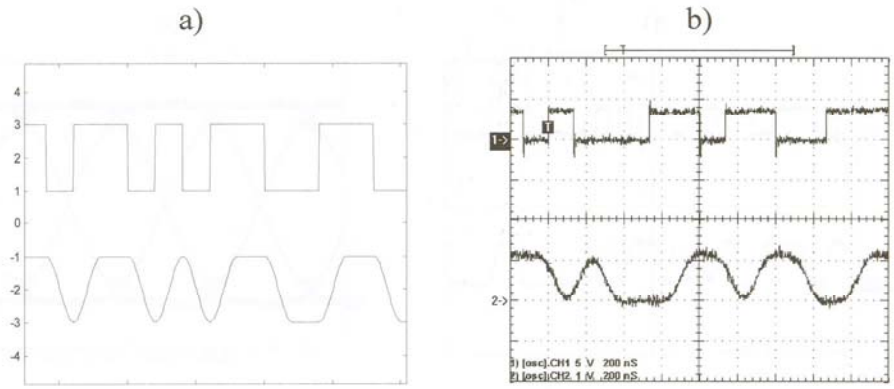


Figura VIII.18. Señal ensanchada para el caso de conformación de dicha señal: a) simulación b) señal real

Para poder establecer una comparación entre los distintos casos, la figura VIII.19 muestra las DEP de las señales moduladas anteriores. Queda patente, según se obtuvo en teoría, que es la conformación de la señal ensanchada la que presenta mejores resultados.

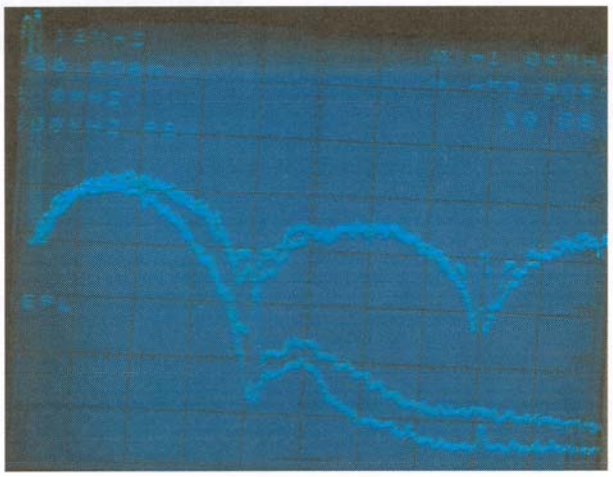


Figura VIII.19. Comparación de las DEP de las señales DSSS obtenidas para las diferentes posibilidades de conformaciónes: sin conformar, conformación de datos, conformación de código y conformación de señal ensanchada.

Otra posibilidad de conformación es la de forma gaussiana, que también se analizó exhaustivamente en el tema 5 de esta Tesis. En la figura VIII.20 se comparan los resultados, de reducción de las altas frecuencias, para los casos de conformación gaussiana y senoidal. Para ello, se presentan las DEP de dos señales moduladas DSSS, una conformada senoidalmente y la otra de forma gaussiana con BT=0,7, junto a la misma señal sin conformar.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

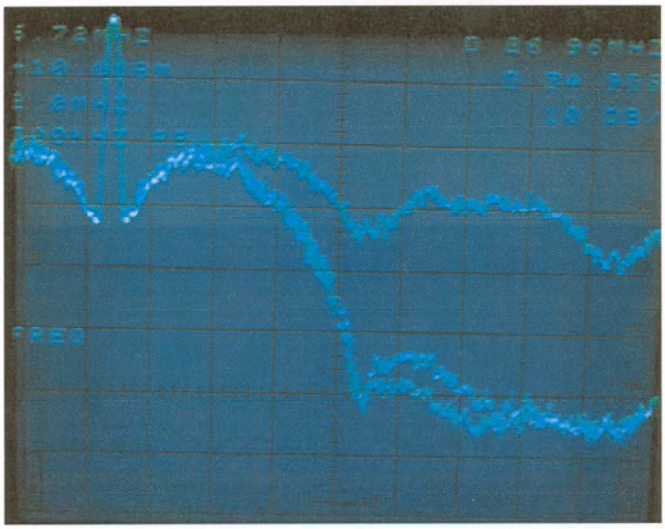


Figura VIII.20. DEP de señales DSSS con distinto tipo de conformación: sin conformación, con conformación gaussiana BT=0,7 y con conformación senoidal

8.4. Conclusiones

En este capítulo se ha pasado revista a diferentes resultados prácticos, extraidos de los prototipos diseñados, para constar gran parte de los estudios realizados en los capítulos de teoría. Así por ejemplo se ha comprobado la necesidad de la sincronización entre códigos de emisor y receptor para el correcto funcionamiento de un enlace DSSS, o su efecto sobre las interferencias, y otra parte, se han analizado las caracteristicas de diferentes enlaces ópticos.

En lo que a la conformación se refiere, queda demostrado la reducción de los lóbulos secundarios es patenten cuando se introduce los sistemas de conformación propuestos en esta Tesis y que el mejor método es el de conformación de la señal ensanchada.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital. 2004

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

9. Conclusiones y líneas abiertas

9.1. Conclusiones

En este trabajo, se ha analizado la viabilidad de utilizar los esquemas de modulación de espectro ensanchado en comunicaciones ópticas no guiadas de alta velocidad. Con ello se pretendía comprobar si las características de estos sistemas introducían alguna mejora en las prestaciones de los enlaces por infrarrojos no guiados.

En esta línea, se han propuesto diferentes metodologías para el diseño de los módulos de transmisión y recepción de las señales de espectro ensanchado en el enlace infrarrojo. Así, se ha presentado un esquema de propósito general, válido para cualquier tipo de enlace, derivado de los esquemas existentes para los sistemas de radiofrecuencia. También, se ha desarrollado un nuevo esquema de espectro ensanchado síncrono, más sencillo y fácil de implementar, que presenta unas buenas características para su implantación en sistemas de comunicaciones no guiadas en interiores. Aunque se haya desarrollado teniendo en mente los sistemas infrárrojos, este modelo es perfectamente válido para ser utilizado en aplicaciones de radiofrecuencia.

Por último se ha estudiado la aplicación de técnicas de conformación, basadas en las usadas en algunas familias de modulaciones para sistemas con portadora (como FQPSK o GMSK), en los sistemas de espectro ensanchado. De este análisis, se ha podido deducir que la conformación introduce algunas nuevas ventajas a los sistemas de

espectro ensanchado; si bien, es a costa de una mayor complejidad de los sistemas. Al igual que para el sistema de espectro ensanchado síncrono, los resultados del estudio de la conformación pueden ser directamente extrapolables al campo de las comunicaciones vía radio.

Según se ha podido ver en esta Tesis, las técnicas de espectro ensanchado permiten mejorar en gran medida las características de los enlaces ópticos por enlace infrarrojo: reducen el efecto de las interferencias de banda estrecha, los efectos de la multipropagación y permiten el uso de nuevos sistemas de acceso al medio como CDMA. Como inconvenientes principales se encuentran la mayor complejidad de los sistemas de transmisión, al incorporar estos esquemas; y el ancho de banda utilizado, que limita la velocidad de los datos si los comparamos con sistemas en banda base. Por tanto, complejidad y ancho de banda son el precio por obtener las ventajas antes mencionadas; si bien hay que señalar que el ancho de banda no es un recurso escaso en los sistemas ópticos.

La primera propiedad citada en el párrafo anterior, tiene relevancia para los sistemas infrarrojos, en tanto gran parte de las interferencias presentes en el medio son de este tipo: como los elementos de iluminación o las emisiones de otros sistemas infrarrojos de baja velocidad (mandos a distancia, sistemas IrDA, etc). En cuanto a las mejoras frente a la multipropagación, éstas tienen mayor o menor efecto dependiendo del tipo de topología del enlace, siendo en los enlaces difusos, donde mayor propagación multicamino existe, donde más se aprecia esta mejora; evitando en algunos casos la necesidad de ecualizadores de canal. Por su parte, la incorporación del acceso múltiple por división en código permite un aumento en la capacidad de los sistemas y abre el camino a la implantación de nuevos protocolos de red.

En esta Tesis, se han obtenido otros resultados, en relación con el espectro ensanchado y CDMA, que introducen nuevas posibilidades a la metodologías aquí propuestas. Así, se ha estudiado la viabilidad de utilizar un mismo código para dos canales distintos; para lo cual es necesario que la velocidad de chip de dichos canales sea distinta. Esto permite recibir las dos emisiones de forma independiente, puesto que la correlación de un código consigo mismo, pero transmitido a distinta velocidad, es incluso menor que la correlación de dos códigos distintos de la misma familia. También se ha comprobado que es posible sacar provecho de las imperfecciones del sistema de sincronismo y de las perturbaciones ocasionadas por el *jitter*. Dichas desviaciones introducen unas componentes a la salida del correlador consistentes en señales portadoras, moduladas por los datos, a frecuencias múltiplo de la frecuencia de chip de los códigos. Por tanto, hay información de los datos en las perturbaciones debidas al desalineamiento de los códigos y al jitter que se pueden tratar para reforzar el proceso de detección.

Como esquema de modulación se ha seleccionado DSSS debido a su sencillez de implementación, puesto que la mayoría de los circuitos empleados en la modulación y demodulación de los datos son digitales. Más complicados resultan los bloques de sincronización, aunque también constan de partes digitales. Por otra parte, es en los sistemas basados en DSSS donde se pueden aplicar las técnicas de conformación propuestas en esta Tesis. En otros esquemas, cómo FHSS que utiliza portadoras moduladas, los sistemas se complican al incorporar elementos como los DDS para la generación de dichas portadora. Las posibles técnicas de conformación, a introducir en

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

estos sistemas de SS con portadoras, coinciden con todas aquellas que han sido desarrolladas en las comunicaciones por radiofrecuencia.

El sistema de propósito general permite la realización de enlaces DSSS mediante radiación infrarroja, aunque puede aplicarse también en el caso de enlaces por radiofrecuencia. Así pues, se utilizan esquemas de transmisión y recepción análogos a los sistemas de SS de radio tradicionales; con la salvedad de que, para el caso de infrarrojos, no es necesario realizar una recuperación de portadora sino, tan solo, la sincronización del código. De las diferentes posibilidades se ha optado por una implementación del transmisor completamente digital, por la que la modulación del código por los datos se hace mediante una puerta XOR. Como bloques de sincronización se han usado: un correlador serie deslizante para la adquisición y un bucle DLL para el seguimiento. Resulta así un sistema de complejidad media, con unas buenas prestaciones para el medio óptico infrarrojo. Soluciones más complejas, como los receptores tipo RAKE, no ofrecen suficientes mejoras en las prestaciones del sistema como para justificar su incorporación.

El esquema del sistema de espectro ensanchado síncrono se basa en la transmisión de una señal piloto desde un emisor central, con el que se sincronizan el resto de dispositivos de la red. Dicha señal piloto contiene información de la frecuencia de chip y de la duración de cada periodo del código de ensanche. Consiste en una señal, a la frecuencia de chip, modulada en BPSK por una señal cuadrada (con un 50% de ciclo de trabajo), cuyo periodo es el doble que el periodo de la señal de código. De esta forma se consigue simplificar, en gran medida, la circuitería necesaria para realizar los procesos de adquisición y seguimiento, que son los más críticos y complicados del sistema receptor.

Este sistema síncrono tiene un problema de vulnerabilidad, pues cualquier interferencia de la señal piloto hace que el sistema se degrade rápidamente. Por otra parte, si se evita el problema anterior, es posible aprovechar la sincronía total entre los distintos elementos de la red para aumentar la capacidad del sistema. Para ello se utilizan, en distintos enlaces, versiones del mismo código desplazadas entre si un periodo de chip. Las transmisiones así generadas están incorreladas entre sí, en virtud de la forma de la función de autocorrelación de los códigos pseudoaleatorios, que toma valores muy pequeños para valores de desfases superiores a un periodo de chip. Esto se traduce en unos niveles de interferencias co-canal inferiores incluso a las producidas por transmisiones con otros códigos.

Si se utiliza CDMA en este tipo de redes, el número máximo de canales disponibles para la comunicación será el número de códigos distintos de la familia seleccionada, multiplicado por el número de chips de duración de esos códigos. Así por ejemplo, si tomamos un sistema con códigos MLS de periodo 31 se tendrá un número máximo de canales igual a 93 (3 códigos distintos por 31chips de código). Para la consecución de tal mejora en la capacidad es imprescindible que se asegure la total sincronización entre todos los elementos de la red, lo que se consigue en este caso con la señal piloto generada.

La conformación de las señales de espectro ensanchado persigue añadir nuevas ventajas a las que ya poseen estos sistemas. Principalmente se consigue una importante reducción de los lóbulos secundarios de la señal a transmitir, de esta forma se evitan

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

interferencias a los canales adyacentes y se reduce el consumo de potencia en los sistemas amplificadores. Además, la conformación de las señales mejora el comportamiento del sistema frente al *jitter*. En esta Tesis se han planteado diferentes opciones para realizar la conformación, de las cuales se clasifican atendiendo a parámetros como: complejidad, propiedades de la señal modulada o efectos sobre las cualidades de la señal de espectro ensanchado original. Entre las distintas opciones se ha optado por dos modelos de conformación (senoidal y gaussiana) de la señal ensanchada, antes de ser transmitida al medio. De esta forma se introducen las ventajas antes mencionadas con pequeñas alteraciones del resto de las características.

Para la implementación de este proceso, se propone en esta Tesis el uso de memorias *Look-up table*, que contienen las funciones necesarias para generar la señal conformada de salida, y que son direccionadas a partir de los valores de la secuencia de datos a la entrada del conformador. De esta forma, el bloque de conformación consiste en un circuito digital de decisión, una memoria y un conversor digital analógico, para obtener la señal final. La conformación se puede considerar como un filtrado especial, que se puede implementar de otras maneras distintas a la propuesta; pero las otras posibilidades supondrían una mayor complejidad (caso de filtros analógicos a alta frecuencia) o bien, un aumento del coste (si se hace uso de DSP). Los sistemas aquí propuestos, suponen un compromiso entre complejidad y prestaciones.

Otro punto a tener en cuenta, es el efecto de este filtrado en el funcionamiento de los dispositivos receptores. A tal respecto, se ha demostrado en esta Tesis que es posible detectar este tipo de señales sin necesidad hacer modificación alguna en el receptor. Para ello se ha analizado la función de correlación de los códigos conformados y sin conformar, resultando muy similar a la autocorrelación de las señales no conformadas. Esta función de correlación presenta la característica esencial, que precisa el receptor, para poder realizar la sincronización y recuperación de los datos: ser una señal de dos valores donde se distinga de forma clara la condición de sincronización de las secuencias de códigos. La autocorrelación de señales sin conformar tiene forma de picos triangulares, de una duración de dos periodos de chip, espaciados un periodo del código. Y, por su parte, la correlación con señales conformadas mantiene los picos con la misma separación, pero con forma distinta, algo más anchos y con menor nivel, lo cual produce una pequeña degradación insignificante en las prestaciones del sistema.

También debe tomarse en consideración otra consecuencia de la conformación: la aparición, a la salida del correlador del receptor, de las señales de alta frecuencia debidas a imperfecciones en la sincronización. Estas señales se pueden eliminar con un filtrado para obtener los datos, pero también pueden ser utilizadas para reforzar el proceso de detección de datos, puesto que estas componentes consisten en portadoras senoidales a frecuencias múltiplos del reloj de chip, moduladas por los datos.

Este estudio esta orientado a la consecución de redes WIR-LAN más eficaces que las existentes hasta ahora, para dotar a estas redes de unas prestaciones equiparables a las redes no guiadas basadas en enlaces de radio, y sobre todo, en lo que se refiere a tasas de bit y a robustez en entornos con obstáculos. Además, estas metodologías de redes ópticas no guiadas, presentan algunas características apropiadas para su aplicación en sistemas de domótica: sencillez y dependencia de un nodo central (caso sistemas síncronos); o posibilidad de aumentar relación señal a ruido (mediante la ganancia de proceso), lo que reduce la complejidad del enfoque de los sistemas ópticos.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

9.2. Líneas abiertas

A raíz de este trabajo, han surgido algunos temas que no han podido ser analizados con profundidad en esta Tesis y que se presentan en este punto como propuestas para posteriores investigaciones. Las principales son:

El análisis y diseño de nuevos tipos de códigos es una necesidad, tanto para el caso de los sistemas infrarrojos propuestos en este Tesis, como para los sistemas de espectro ensanchado utilizados en radiofrecuencia. La obtención de códigos con mejores características de correlación cruzada entre ellos, permite reducir la interferencia multisuario (MUI), también denominadas de acceso múltiple (MAI), y mejora las prestaciones de los sistemas CDMA.

Existen otros esquemas de espectro ensanchado que pueden ser usados para las comunicaciones no guiadas por infrarrojos. Tal es el caso de FHSS, que, si bien es más complicado por la generación de portadoras, necesita de unos procesos de sincronización más sencillos que para el caso de DSSS. También sería interesante analizar otros esquemas, de probados resultados en radiofrecuencia, como por ejemplo los sistemas híbridos: FH-DS, TH-DS o TH-FH; y constatar si las propiedades que los hicieron útiles en los sistemas de radio, son también adecuadas para el medio óptico.

Otra línea, que solo se ha revisado en parte en esta Tesis es la de los sistemas síncronos. Cabría analizar la posibilidad de otro tipo de señales piloto, que eliminasen la vulnerabilidad del sistema a las interferencias sobre la señal de referencia. Un ejemplo podría ser el uso de códigos pseudoaleatorios cortos de fácil sincronización. Además, es interesante extrapolar esta técnica a otros esquemas de espectro ensanchado. En este sentido ya se están haciendo algunos desarrollos en el grupo de tecnología fotónica y comunicaiones de la ULPGC, en cuyo seno se ha desarrollado esta Tesis, para el caso de FHSS.

En cuanto a la velocidad de transmisión, dado el ancho de banda disponible en el medio óptico, es necesario comprobar los límites permitidos para las distintas topologías de enlace. El principal problema es la interferencia entre símbolos, introducida por la multipropagación en el canal. Como ya se ha dicho, los sistemas de espectro ensanchado reducen este efecto, pero es necesario comprobar hasta donde son capaces de llegar o que ganancias de proceso son necesarias para la transmisión de datos a velocidades mayores a las estudiadas en esta Tesis.

El hecho de disponer, con los sistemas propuestos en este trabajo, de la posibilidad de un nuevo medio de acceso (CDMA), abre las puertas al desarrollo de nuevos protocolos de red que hagan uso de la mayor capacidad de datos en la red: protocolos de red basados en varios canales de comunicación (sistemas con canales de servicio y señalización, comunicaciones *full-duplex*, etc...), o la combinación de diferentes sistemas en edificios inteligentes y domótica. Más aún en el caso de sistemas síncronos como el ya descrito, o con el uso de los nuevos enlaces, que usan el mismo código a distintas velocidades, estudiados anteriormente.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Referencias bibliográficas: libros, artículos y ponencias en congresos

[Acampora96] A. Acampora, "Wireless ATM: A Perspective on Issues and Prospects", *IEEE Personal Communications*, August, 1996.

[Arad96] M. A. Arad, A. León-García, "Scheduled CDMA: A Hybrid Multiple Access for Wireless ATM Networks", *Proceedings of IEEE PIMRC'96*.

[Audeh95] M. D. Audeh, J. M. Kahn, "Performance evaluation of baseband OOK for Wireless Indoor Infrared LANs Operating at 100 Mb/s", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, no. 6, June 1995.

[Audeh96] M. D. Audeh, J. M. Kahn, J.R. Barry "Performance of PPM on measured non-directed indoor infrared channels", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, N°. 6, pp. 654-659, June 1996.

[Ayanoglu96] E. Ayanoglu, K. Y. Eng, M. J. Karol, "Wireless ATM: Limits, Challenges, and Proposals", *IEEE Personal Communications*, August, 1996.

[Bacallado00] M. Bacallado,"Diseño y evaluación de un modulador DSSS con conformación de pulsos para C.C. O.O. no guiadas", Proyecto fin de carrera, 2000.

[Bacon95] P. Bacon, "CDMA Myth or Reality", *Proceedings of IEE Colloquium on Local Loop Fixed Radio Access*, 1995.

[Barry90] J. R. Barry, E. A. Lee "Perfomance of coherent optical receivers", *proceedings of the IEEE*, Vol. 78, N° 8, ago. 1990.

[Barry91] J. R. Barry, J. M. Kahn, E. A. Lee, D. G. Messerschmitt "High-Speed non-directional communications for wireless networks" *IEEE Networks Mag.* Pp. 44-53, Nov. 91.

[Barry92] J. R. Barry, J. M. Kahn, "Carrier synchronization for homodyne and heterodyne detection of optical quadriphase-shift keying" *Journal on Lightwave Technology*, N° 12, pp. 1939-1951, Dic. 1992.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

[Barry93] J.R. Barry, J.M. Kahn, W.J. Krause, E.A. Lee, D.G. Messerschmitt "Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels" *IEEE Journal on Selected areas in communications*, Vol 11. N° 3, pp. 367-379, Apr.1993.

[Barry94.1] J. R. Barry "Sequence detection and equalization for pulse position modulation" *Proc. ICC-Supercom 94*, pp. 1561-1565, New Orleans, LA, USA, 1994.

[Barry94.2] J.R. Barry "*Wireless Infrared Communications*" Kluwer Academic Publishers, 1994

[Betancor89] M. Betancor-García, "*Contribución al estudio de dispositivos y sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas mediante el empleo de radiación infrarroja no coherente*", Tesis doctoral, Universidad Politécnica de Madrid 1989.

[Betancor91] M.J. Betancor, F.J. Gabiola, A. Santamaría, F.J. López Hernández "Caracterización del ruido debido a la luz ambiente en sistemas ópticos no guiados", *Actas URSI'91*, Vol II, pp. 1090-94, Cáceres, 1991.

[Betancor92] M.J. Betancor, R. García, A. Julián, M. López-Amo, F.J.López y J.M. Otón "Red hibrida de comunicaciones ópticas para la Universidad Politécnica de Madrid" *Mundo Electrónico* N° 192, pp. 51-55, 1989

[Boudreau90] G. D. Boudreau, D. D. Falconer and S. A. Mahmoud, "A Comparison of Trellis Coded Versus Convolutionally Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Systems", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 8, no. 4, may 1990.

[Brown94] P. Brown, "GPS Applications in Sonobuoys", *Proceedings of IEE Colloquium on Heading Sensors for Sonar and Marine Applications*,1994.

[Buljore97] S. Buljore, J. F. Dioruis, J. Zeidler, L. Milstein, "Experimentation of Space-Diversity Reception Techniques for DS-CDMA Systems", *Proceedings of IEEE 1st Signal Processing Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, 1997.

[Burr93] A. G. Burr, "Bounds of spectral efficiency of CDMA and FDMA/TDMA in a cellular System", *Proceedings of IEE Colloquium on Spread Spectrum Techniques for Radio Communication Systems*, 1993.

[Carruthers96] J. B. Carruthers, J. S. Kahn, "Multiple-Subcarrier Modulation for Nondirected Wireless Infrared Communications", *IEEE Journals on Selected Areas in Communications*, vol. 14, no. 3, April 1996.

[Cedeciyan97] R. D. Cedeciyan, E. Eleftheriou and M. Rupf, "Concatenated Reed-Solomon/Convolutional Coding for Data Transmission in CDMA-Based Cellular Systems", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, no. 10, October 1997.

[Chayat93.1] N. Chayat, M. Rothemberg "Simulation results for several WLAN modulation methods" *Doc. IEEE P802.11-93/135*

[Chayat93.2] N. Chayat, "Considerations in FSK Tx pulse shaping and Rx filtering for low ISI at high bit rates" *Doc. IEEE P802.11-93/160*

[Chen91] K. C. Chen "On-Off keying optical transmission and channel capacity for indoor high rate wireless data networks" *Proc. GLOBECOM 91*, pp. 13.3.1-13.3.5, Phoenix. AR, USA, 1991.

[Chen92] K. C. Chen, C. H. Lee "Capture in multiple access lightwave networks employing direct detect modulations" *IEEE Globecom*, pp. 1344-1348, 1992.

[Chen94.1] K.C. Chen, T.C. Wu "A proposed diffused infrared PHY structure" *Doc. IEEE P802.11-94/80*

[Chen94.2] K.C. Chen, H.K. Lu, T.H. Tsaur "Template parameters of 4-ary PPM IR PHY" *Doc. IEEE P802.11-94/126*

[Cheng94] F.-C. Cheng, J. M. Holtzman, "Effect of Tracking Error on DS/CDMA Successive Interference Cancellation", *Proceedings of IEEE GLOBECOM'94.*

[Chu87] T. S. Chu, M. J. Gans "High-Speed infrared local wireless communications" *IEEE Communications magazine*, Vol. 8, N° 25, pp. 4-10, Ago 1987

[Chung89] F. R. K. Chung, J. A. Salehi, V. K. Wei, "Optical Orthogonal Codes: Design Analysis, and Applications", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 35, no. 3, May, 1989.

[De Miranda97] E. C. de Miranda, R. S. Cole, "Atmospheric Laser Propagation at 0.83 (m over Densely Urbanised Terrain", *Proceedings of IMOC'97.*

[De Taeye92] A. A. De Taeye, "Small Scale European Databases and GPS Applications", *Proceedings of VNIS'92.*

[Delgado00] Delgado, F. Pérez-Jiménez, R. Rabadán J.A., López-Hernández F.J. "Design of a fast frequency-hopping spread-spectrum system for wireless infrared communications" *IEE Electronics Letters*, Vol. 36, N° 17, pp. 1510-1512, Ago 2000.

[Dixon84] R. C. Dixon, "*Spread Spectrum Systems*", John Wiley & Sons, 1984.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

[Getting93] I. A. Getting, "The Global Positioning System", *IEEE Spectrum*, December 1993.

[Gfeller79] F.R. Gfeller, U. Bapst, "Wireless in-house data communications via difusse infrared radiation" *Proc. of the IEEE*, Vol. 67, N° 11, Nov. 1979.

[Goell.74] J.E. Goell "Input Amplifiers for Optical PCM Receivers", *Bell System Tecn. Jour. Vol. 53, N°9*, pp. 1771-93, 1974

[Goell74.1] J.E. Goell " An Optical Repeater with High-Impedance Input Amplifiers", *Bell System Tecn. Jour. Vol. 53, N°4, pp.* 629-43, 1974

[Goldberg95] L. Goldberg "Infrared data transmission: the missing link" *Electronic Design*, pp. 47-64, Apr. 1995

[Gollamudi97] S. Gollamudi, S. Nagaraj, S. Kapoor, Y.-F. Huang, "Low Complexity Adaptive Receiver for CDMA with Multipath Fading", *Proceedings of ICPWC'97.*

[Golomb82] S. W. Golomb, "*Shift Register Sequences*", Agean Park Press 1982.

[Haccoun97] D. Haccoun, Z. Gherbi, "On the Application of Very Low Rate Error Control Coding to CDMA", *Proceedings of CCECE'97.*

[Hanover89] G. Hanover, "Networking the intelligent home", *IEEE Spectrum*, October, 1989.

[Harris94] S. Harris, "Infrared Data Links: the Next Portable Interface Standard", *Proceedings of SVPC'94.*

[Hashemi94.1] H. Hashemi, G. Yun, M. Kavehrad, F. Behbadani, P.A. Galko "Indoor propagation measurements at infrared frequencies for wireless local area networks applications" *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Vol 43, N° 3, pp. 562-575, Aug. 1994.

[Hashemi94.2] H. Hashemi, M. McGuire, T. Vlasschaert, D. Tholl "measurements and modeling of temporal variations of the indoor radio propagation channel" *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Vol 43, N° 3, pp. 733-737, Aug. 1994.

[Hashemi94.3] H. Hashemi, G. Yun, M. Kavehrad, F. Behbadani "Frequency response measurements of the wireless indoor channel at infrared frequencies" *Proc. ICC-Supercom 94*, pp. 1511-1515. New Orleans, LA, USA, 1994.

[Hok88] B. Hok, V. Bythell, M. Bengrtsson *"Development of a wireless stethoscope for auscultatory monitoring during anaestheseia"* Medical & Biological Enginnering & Computing, Vol. 26, N° 3, pp. 317-320, May. 1988.

[Hullet81] J.L. Hullet, S. Moustakas, "Optimum Transimpedance Broadband Optical Preamplifier Design" *Optical & Quantum Electronics*, Vol. 13, p. 65-69, 1981

[IEEE97] *IEEE 802.11 standard for wireless LAN MAC and physical layer specifications*. Nov.1997

[Iqbal91] R. Iqbal and J.S. Bedi, "Performance Analysis of Interference Rejection Techniques in Spread-Spectrum Communication", *Proceedings of TENCON'91.*

[Iqbal91] R. Iqbal and J.S. Bedi, "Performance Analysis of Interference Rejection Techniques in Spread-Spectrum Communication",*Proceedings of TENCON'91.*

[Jones87] K. A. Jones, "*Introduction to Optical Electronics*", John Wiley & Sons Inc., 1987.

[Kahn92] J. M. Kahn, J. R. Barry, W. J. Krause, M. D. Audeh, J. B. Carruthers, G. W. Marsh, E. A. Lee, D. G. Messerschmitt "High-Speed non-directional communications for wireless local area networks" *IEEE Comm. Magazine*, pp. 83-87, 1992

[Kahn94] J. M. Kahn, J. R. Barry, M. D. Audeh, J. B. Carruthers, W. J. Krause, G. W. Marsh "Non directed infrared links for high-capacity wireless LANs" *IEEE Personal Communications*, pp. 12-25, 2nd Quater, 1994

[Kahn95] J. M. Kahn, J. B. Carruthers, W. J. Krause "Experimental characterization of non-directed indoor infrared channels" *IEEE Trans. on Communications*, pp. 1613-1623, Feb. 1995

[Kahn97] J. M. Kahn, J. R. Barry, "Wireless Infrared Communications", *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, no. 2, February 1997.

[Kato93] S. Kato, S. Kubota, K. Seki, T. Sakata, K. Kobayashi, Y. Matsumoto "Implementation architecture,suggested preambles and study, VLSI components for standard 1Mbps GFSK and for higher bit rate FQPSK, OQPSK WLAN" *Doc. IEEE P802.11-93/137*

[Keiser91] G. Keiser, "*Optical Fiber Communications*", McGraw Hill,1991.

[Kubota92] S. Kubota, S. Kato and K. Feher, "Inter-Channel Interference Cancellation Techniques for CDMA Mobile/Personal Communication System", *Proceedings of IEEE ISSSTA'92.*

[Kwon94.1] H. M. Kwon, "Optical Orthogonal Code-Division Multiple-Access System-Part I: APD Noise and Thermal Noise", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, no. 7, July, 1994.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

[Kwon94.2] H. M. Kwon, "Optical Orthogonal Code-Division Multiple-Access System-Part II: Multibits/Sequence-Period OOCDMA", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, no. 8, August, 1994.

[Kwong91] W. C. Kwong, P. A. Perrier and P. R. Prucnal, "Performance Comparison of Asynchronous and Synchronous Code-Division Multiple-Access Techniques for Fiber-Optic Local Area Networks", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 39, no. 11, November 1991.

[Kyoso96] M. Kyoso, A. Uchiyama, "Development of Medical Telemetry System by Spread Spectrum Communication", *Proceedings of 18th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, Amsterdam 1996.

[LaForge99.1] P. M. LaForge, "Growth and expansion of IS-95 CDMA", CDMA Development Group *CDMA world*, June, 1999.

[LaForge99.2] P. M. LaForge, "CdmaOne Evolution to Third Generation: Rapid, Cost-effective Introduction of Advanced Services", CDMA Development Group *CDMA world*, June, 1999.

[Laster97] J.D. Laster, J.H. Reed, "Interference Rejection in Digital Wireless Communications", *IEEE Signal Processing magazine*, may 1997.

[Lee91] W. C. Y. Lee, "Overview of Cellular CDMA", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, no. 2, May 1991.

[Lee92] D. A. Lee, K. B. Letaief, "Performance of Code Division Multiple-Access Techniques in Optical Fibre Networks", *Proceedings of ICCS/ISITA'92*.

[Leeb89] W.R. Leeb "Degradation of signal to noise ratio in optical free space data links due to background illumination" *Applied optics*, Vol. 28, N° 15, 1989, pp. 3443-3449

[López-Hernández00.1] López-Hernández F.J., Delgado, F.; Santamaría, A.; Rabadán, A.; Pérez-jiménez R. "Design of low-cost ATM wireless optical transceivers for short range computer interconeection" remitido a *IEE Electronics Letters*, Oct. 2000

[López-Hernández00.2] López-Hernández F.J., A. Santamaría. "*Wireless LAN Standards and Aplications*" Artech House int. Prevista su publicación para diciembre de 2000.

[López-Hernández00.3] Ray-tracing algorithms for fast calculation of the channel impulse response on diffuse IR wireless indoor channels F. J. López-Hernández, R. Pérez-Jiménez, and A. Santamaría, *SPIE Optical Engineering*, Vol 39, N°10, pp. 2775-2780, Oct. 2000

[López-Hernández97] F.J. López-Hernández, M.J. Betancor "DUSTIN: Algorithm for the calculation of impulse response on IR wireless indoor channels" *IEE Electronics Letters*, Vol. 33, N° 21, pp. 1804-1806, Oct 1997

[López-Hernández98.1] López-Hernández F.J., A. Santamaría, Pérez-Jiménez R. " Montecarlo calculation of the impulse response on diffuse IR wireless indoor channels" *IEE Electronics Letters*, Vol. 34, N° 12, pp. 1260-1262, Jun. 1998

[López-Hernández98.2] López-Hernández F.J., A. Santamaría, Pérez-Jiménez R. " Modified Montecarlo scheme for high-efficiency simulation of the impulse response on diffuse IR wireless indoor channels" *IEE Electronics Letters*, Vol. 34, N° 19, pp. 1819-1821, Sept. 1998

[López-Hernández99.1] F.J. López-Hernández, R. Pérez-Jiménez, A.Santamaría, "A Novel Ray-Tracing Approach for Fast Calculation of the Impulse Response on Diffuse IR-Wireless Indoor Channels", *Proceedings of SPIE Wireless Optical Communications, Photonics East,* September 1999.

[Lopéz-Hernández99.2] F. J. López-Hernández, A. Santamaria, R. Vento, R. Perez- Jimenez, J. Rabadán,"Liquid Level Measurement Using Laser Beam Modulated by Spread Spectrum Signals", *Proceedings IEEE-LEOS ODIMAP II*, 1999.

[Lötter94] M. P. Lötter, L. P. Linde, "A Comparison of Three Families of Spreading Sequences for CDMA Applications", *Proceedings of COMSIG'94.*

[Marsh94] G. W. Marsh, J. Kahn "50 Mb/s difuse infrared free-space link using OOK with decision-feedback equalization" *IEEE Photonics technology letters* Vol. 6, N° 10, Oct. 1994

[Marsh97] G. W. Marsh, J. M. Kahn, "Channel Reuse Strategies for Indoor Infrared Wireless communications" IEEE Trans. On Communications, Vol. 45, N° 10. pp. 1280-1290, Oct.1997

[Marshall96] P. J. Marshall, K. W. Sowerby, M. Shafi, "The Feasibility of Spectrum Sharing Between DS-CDMA Mobile Radio Systems and Microwa

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

APD receiver" *Electronics Letters*, 3rd, Vol. 30, N° 5, pp. 430-431, March 1994.

[McCullagh94.2] M.J. McCullagh "*A* 50 Mb/s optical wireless LAN link using novel optical and electronic technologies" *1994 Int. Zürich Seminar on Digital Communications*, Mar. 1994.

[McTiffin94] M. J. McTiffin, A. P. Hulber, T. J. Ketseoglou, W. Heimsch, G. Crisp, "Mobile Access to an ATM Network Using a CDMA Air Interface", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 12, no. 5, June, 1994.

[Mehdi94] H. Mehdi, K. Feher, "FQPSK oower and espectral efficient family of Modulations for Wireless Communications Systems", IEEE 44th Conference on Vehicular Technology, 1994

[Melián97] V.M. Melián, *"Contribución al estudio de circuitos emisores y receptores para Sistema de comunicaciones ópticas no guiadas"*. Tesis Doctoral, ULPGC, Las Palmas de Gran Canaria, 1997.

[Milstein88] L.B. Milstein, "Interference Rejection Techniques in Spread-Spectrum Communications", *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, no. 6, June 1988.

[Milstein96] L. B. Milstein and D. L. Schilling, "The CDMA Overlay Concept", *Proceedings of IEEE ISSSTA'96.*

[Milstein96] L. B. Milstein and D. L. Schilling, "The CDMA Overlay Concept", *Proceeding of IEEE ISSSTA'96.*

[Moreira93] A. Moreira, R.T. Valadas, A.M. de Oliveira "Infrared modulation method: 16-PPM" *Doc. IEEE P802.11-93/154.*

[Moreira94.1] A. Moreira, C. Lomba, R. Aguiar, R. Valadas, A.M. de Oliveira Duarte "IR PHY Template" *Doc IEEE P802.11-94/95*

[Moreira94.2] A. Moreira, C. Lomba, R. Aguiar, R. Valadas, A.M. de Oliveira Duarte "IR PHYproposal" *Doc IEEE P802.11-94/96*

[Moreira94.3] A. Moreira,A. F. Sousa, R. Aguiar, R. Valadas, A.M. de Oliveira Duarte "Perfomance evaluation of the IR PHYproposal" *Doc IEEE P802.11-94/97*

[Moreira94.4] L. Moreira, A. Moreira, R. Valadas, A.M. de Oliveira Duarte "Measurements of the power spectral density of a 16-PPM @1Mbps optical signal" *Doc IEEE P802.11-94/267*

[Moshavi96] S. Moshavi,"Multi-User Detection for DS-CDMA Communications", *IEEE Communications Magazine*, October 1996.

[Moss96] J. G. O. Moss, A. M. Street, D. J. Edwards and M. J. Mehler, "Analysis of a DS-CDMA Receiver DLL Architecture", *Proceedings of IEEE ISSSTA'96.*

[Muñoz95] J. Muñoz, "*Sistemas de Seguridad*", Paraninfo, 1995.

[Muñoz95] J. Muñoz, *"Sistemas de Seguridad"*, Paraninfo, 1995.

[Muoi83] T.V. Muoi "Receiver Design for Digital Fiber Optic Transmission Systems Using Manchester (Biphase) Coding" *IEEE Trans. on Communications*, Vol. 31, N° 5, pp.608-619, 1983

[Ormondroyd95] R. F. Ormondroyd, "PN Code Synchronisers for Direct-Sequence Spread-Spectrum Systems- A Comparative Evaluation", *Proceedings of IEE Colloquium on New Synchronisation Techniques for Radio System*, 1995.

[Pahlavan94] K. Pahlavan, A. H. Levesque "Wireless data communications" *Proceedings of the IEEE*, Vol. 82, N° 9, pp. 1398-1430. Sept. 1994.

[Parham92] M. J. Parham, C Smythe and B. L. Weiss, "Code Division Multiple-Access Techniques for use in Optical-Fiber Local-Area Networks", *Proceedings of Electronics & Communication Engineering Journal*, august 1992.

[Parkvall96] S. Parkvall, E. Ström, B. Ottersten, "The Impact of Timing Errors on the Performance of Linear DS-CDMA Receivers", *IEEE Journal on Selected Areas in communications*, vol. 4, no. 8, October,1996.

[Pauluzzi92] D.R. Pauluzzi, P.R.H. McConnell, R.L. Poulin "Free Space undirected infrared voice and data communications with a comparison to RF systems" *Proc. IEEE Int. Conf. on Selected Topics in Wireless Communications* pp. 279-285, 1992.

[Pérez00] R. Pérez-Jiménez, J.A. Rabadán, F.J. López-Hernández "Filtered modulatioin schemes for short distance infrared wireless communications" IEEE *Trans. on consumer electronics* Vol. 46, N° 2, pp. 275-282, May. 2000

[Perez95.1] R. Perez-Jimenez, V.M.Melián, M.J. Betancor. "Analysis of Multipath Impulse Response of Diffuse and Quasi-Diffuse Optical Links for IR-WLAN" *Proc. INFOCOM'95,* pp. 7d.3.1-7d.3.7. Boston, MA., USA. abril 1995

[Pérez95.2] R. Pérez-Jiménez, *"Contribución al Estudio de la Propagación en Redes Locales Ópitcas No Guiadas en Interiores"*, Tesis doctoral, Universidad de Las Palmas de Gran Canaria 1995.

[Pérez96] R. Pérez-Jiménez, J. Rabadán Berges and M.J. Betancor "2 Mbps FQPSK-2 modem for wireless

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

infrared LANs" *IEE Electronic Letters*, Vol. 32 N° 20, Sept. 1996

[Pérez97] R. Pérez-Jiménez, J. Berges and M.J. Betancor "Statistical model for the impulse response on infrared indoor diffuse channels" *IEE Electronic Letters*, Vol. 33, N° 15, pp. 1298-1300, Jul. 1997

[Pérez00] R. Pérez-Jiménez, J. Rabadán , F. J. López-Hernández, "Filtered Modulation schemes for Short Distance Infrared Wireless Communications", *IEEE Transactions on Consumer Electronics* vol. 46, n° 2, May 2000

[Pérez99] R. Perez-Jimenez, J.R. Velazquez, S. Perez, S. Martin,"*Teoria basica de la Comunicacion*", Coleccion de Textos Universitarios, Consejeria de Educacion, Cultura y Deportes, Gobierno de Canarias,1999.

[Personick73] S.D. Personik, "Receiver design for digital fiber communications systems (I & II)", *Bell sys. Tech. Jour.*, Vol 52, Jun. 1973.

[Petrovic90] R. Petrovic, S. Holmes, "Orthogonal Codes for CDMA Optical Fibre LANs with Variable Bit Interval", *IEE Electronic Letters*, vol. 26, no.10, 10th, May, 1990.

[Pickholtz82] R. L. Pickholtz, D. L. Schilling and L. B. Milstein, "Theory of Spread-Spectrum Communication", *IEEE Transactions on Communications*, vol. Com-30, no.5, may 1982.

[Popovic92] B. M. Popovic, "Generalized Chirp-like Polyphase Sequences with Optimum Correlation Properties", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 38,no. 4, July,1992.

[Presmanes99] J. Presmanes, "*Comunicaciones ópticas no guiadas de larga distancia*", informe interno grupo CONGA, 1999.

[Presmanes00] López Presmanes, J. "Presentación sobre actividades de investigación en sistemas ópticos no guiados" Presentación oral en *Informática 2000*, La Habana, Cuba, Mayo de 2000

[Price83] R. Price,"Further Notes and Anecdotes on Spread-Spectrum Origins", *IEEE Transaction on Communications*, vol. COM-31, Jan, 1983.

[Proakis95] J. G. Proakis, "*Digital Communications*", McGraw-Hill 1995.

[Qingyan96] Y. Qingyan, Z. Qiwen, "Vehicle Monitoring System Based DGPS Application", *Proceedings of CIE International Conference of Radar*, 1996.

[Rodríguez00] S. Rodríguez, R. Pérez-Jiménez, M. Rodriguéz, A. Ayala, F. Herrera, "Obtención de la respuesta impulsiva del canal para comunicaciones ópticas no guiadas en recintos cerrados", *Actas URSI'00*, pp. 635-636, Zaragoza, 2000.

[Salehi89.1] J.A. Salehi, "Code Division Multiple-Access Techniques in Optical Fiber Networks-Part I: Fundamental Principles", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 37,no. 8, august 1989.

[Salehi89.2] J.A. Salehi et al., "Code Division Multiple-Access Techniques in Optical Fiber Networks-Part II: System Performance Analysis", *IEEE Transaction on Communications*, vol. 37,no. 8, august 1989.

[Samaras98] K. Samaras, A. Street, D. O'Brien, D. Edwards, "Error rate evaluation of wireless Infrared Links", Proceedings of ICC'98, 1998.

[Santamaría93] A. Santamaría, F. J. López-Hernández, "*Wireless LAN Systems*", Artech House, 1993.

[Santamaría94] A. Santamaría "*Contribución al estudio redes de área local con medios ópticos no guiados*" Tesis Doctoral, ETSIT-UPM, Madrid 1994

[Scholtz83] R. A. Scholtz, "The Origins of Spread-Spectrum Communications", *IEEE Transaction on Communications*, vol. COM-30, May, 1982.

[Senior92] J. Senior, "*Optical fiber communications*", Prentice Hall, 1992.

[Shalaby94] H. M. H. Shalaby, E. A. Sourour, "Co-Channel Interference Cancellation in Optical Synchronous CDMA Communications Systems", *Proceedings of IEEE ISSSTA'94.*

[Shannon91] C. Shannon, C.Weaver, "*The mathematical Theory of Communication*", Werner & Dyer,1991.

[Simon94] M. Simon, J. Omura, R. Scholtz, B. Levitt,"*Spread-Spectrum Communications Handbook*", McGraw Hill, 1994.

[Sklar88] B. Sklar, "*Digital Communications*", Prentice-Hall, 1988.

[Stojanovic98] M. Stojanovic, J. G. Proakis, J. A. Rice and M. D. Green, "Spread-Spectrum Underwater Acoustic Telemetry", *Proceedings of OCEANS'98.*

[Tanenbaum96] A. S. Tanenbaum, "*Computer Networks*", Prentice Hall,1996

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

Referencias bibliográficas: direcciones en red

[3com] www.3com.es

[Bluetooth] www.bluetooth.org

[cdg99] http://www.cdg.org, CDMA Development Group web site.

[CISCO] www.cisco.com

[Estándares IEEE] www.ieee.org/std/802.htm.

[ETSI] www.etsi.org

[HAMAMATSU] www.hamamatsu.com

[IEEE] www.ieee.org

[TI] www.ti.com

[MACROMATE] www.microbyr.com

[SIEMENS] www.siemens.com

[LUCENT] www.lucent-technologies.com

[HARRIS] www.harris.com

[AirFiber] www.AirFiber.com

[IrDA] www.Irda.org

[BANG] www.bang-olufsen.com

[JVC] www.jvc.com

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004

[Tong93] H. Tong and G. Bi, "Some new Results on Correlation Properties of Sequences used in CDMA Systems", *Proceedings of IEEE TENCON'93.*

[Tsaur94] T. H. Tsaur, K. C. Chen, C. Lien, M. T. Shih, C. P. Jeremy "A nondirective infrared transceiver for indoor high speed wireless data communication" *IEEE trans. on consumer electronics,* Vol. 40, N° 1, pp. 20-27, feb. 1994

[Tsui94] T.S.D. Tsui, T.G. Clarkson, "Spread-Spectrum Communication Techniques", *Electronics and Communication Engineering Journal,* February 1994.

[Velidi95] R. Velidi, C.S. Georghiades, "Frame synchronization for optical multi-pulse pulse position modulation" *IEEE Trans. on communications,* Vol. 43, N° 2, feb. 1995.

[Vento98] J. R. Vento, " *Contribución al Estudio de las Comunicaciones Ópticas no Guiadas con Señales de Espectro Ensanchado*", Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Madrid 1998.

[Vento99] R. Vento, R. Pérez-Jiménez, J.A. Rabadán, A. Santamaría, F.J. López-Hernández "Experimental characterization of a direct sequence spread spectrum system for In-house wireless infrared communications" *IEEE Trans. on consumer electronics* Vol. 45, N° 4, pp. 1038-1045, Nov. 1999

[Wang92] Q. Wang and J. G. Acres, "Capacity evaluation of Cellular CDMA", *Proceedings of ICWC'92.*

[Winburn90] D. C. Winburn, "*Practical Laser Safety*", Marcel Dekker Inc., 1990.

[Yen85] C.S. Yen, R. D. Crawford, "The use of directed beams in wireless computer communications" *Proc. GLOBECOM'85,* pp. 1181-1184, dic. 1985.

© Universidad de Las Palmas de Gran Canaria. Biblioteca Digital, 2004