

CURRÍCULO VITAE



□ DATOS PERSONALES

NOMBRE: Francisco Alberto Delgado Rajó

□ TITULACIÓN

Doctorado

TÍTULO: Doctor Ingeniero de Telecomunicación
UNIVERSIDAD: Las Palmas de G.C.
FECHAS: 18 de Julio de 2003
CALIFICACIÓN: Cum laude
TÍTULO: Contribución al Estudio de las Comunicaciones Ópticas Difusas en Interiores Mediante Señales de Espectro Ensanchado por Salto en Frecuencia.

Título académico

TÍTULO: Ingeniero de Telecomunicación
UNIVERSIDAD: Las Palmas de G.C.
FECHAS: 1996 - Febrero de 2000
CALIFICACIÓN: PFC (Matricula de Honor)
TÍTULO DE PROYECTO FIN DE CARRERA : Diseño de un Sistema Fast Frequency Hopping para Comunicaciones Ópticas no Guiadas

Otros títulos

TÍTULO: Ingeniero Técnico de Telecomunicación
UNIVERSIDAD: Las Palmas de G.C.
FECHAS: 1988 – Julio 1995
CALIFICACIÓN: PFC (Sobresaliente)

□ EXPERIENCIA PROFESIONAL

EMPRESA: DUOCOM y Fundación Universitaria de Las Palmas
PERIODO: Desde 1 Enero 2002
CARGO: Ingeniero de diseño

EMPRESA: Universidad de Las Palmas (Dep. Señales y Comunicaciones)
PERIODO: 1 Enero 2001 – 31 Diciembre 2001
CARGO: Ingeniero de diseño
DESCRIPCIÓN: Diseño, Realización e Implementación de Sistemas de Comunicaciones para red de Vigilancia Marítima (Proyecto Acomar). Proyecto financiado por fondos FEDER y la Comunidad Autónoma de Canarias.

EMPRESA: TECNASA y ETSI Telecomunicación de la Universidad Politécnica de Madrid.(Departamento de Tecnología Fotónica)
PERIODO: Septiembre- Noviembre de 2000
CARGO: Colaborador de Proyecto de Investigación.

EMPRESA: Universidad de Las Palmas (Dep. Señales y Comunicaciones)
PERIODO: 1 Marzo 2000 – 31 Diciembre 2000
CARGO: Ingeniero de Diseño
DESCRIPCIÓN: Desarrollo e implementación de Medios de Interconexión Ópticos no guiados para Sistemas de Instrumentación en Entornos de Alto Nivel de Ruido Electromagnético. Proyecto cofinanciado por CICYT, FEDER, TECNASA

Experiencia docente universitaria

UNIVERSIDAD: Universidad de La Laguna
DEPARTAMENTO: Física Fundamental
ÁREA DE CONOCIMIENTO: Tecnología Electrónica
NOMBRAMIENTO: Mayo de 2004
CATEGORÍA: Ayudante Doctor

UNIVERSIDAD: Universidad de Las Palmas
DEPARTAMENTO: Señales y Comunicaciones
ÁREA DE CONOCIMIENTO: Teoría de la Señal y Comunicaciones
ASIGNATURAS IMPARTIDAS: Sistemas de Radar
CATEGORÍA: ATP
NOMBRAMIENTO: Marzo de 2001
CESE: Junio de 2001

Estancias en centros

Universidad Politécnica de Madrid (Septiembre-Noviembre 2000). Beca de colaboración en proyecto de investigación. Diseño de sistema de medidas Láser para control de nivel de líquidos. Investigador principal; Francisco López Hernández.

Las Palmas de G.C. 7 de junio de 2004

Francisco A. Delgado Rajó

Resumen Tesis Doctoral

**Contribución al Estudio de las
Comunicaciones Ópticas Difusas en Interiores
Mediante Señales de Espectro Ensanchado por
Salto en Frecuencia**

1. Introducción

En la actualidad, en múltiples aplicaciones, los sistemas de transmisión de datos no guiados empiezan a implantarse como más que una simple alternativa. La sustitución del cable, en algunos casos, se plantea como una necesidad por razones de coste, contaminación electromagnética o simple comodidad. En los últimos años se han desarrollado diversos estándares que proveían a las redes de datos de una mayor flexibilidad, a través de la aplicación de tecnología radio, para telefonía digital, o para redes de datos según los estándares IEEE 802.11, BLUETOOTH o HIPERLAN. Estos sistemas, aportan una alta fiabilidad y permiten mayor libertad en la comunicación con equipos portátiles. Sin embargo, la limitada disponibilidad del espectro radioeléctrico dificulta, en algunos lugares su instalación, tales como entornos de alto nivel de ruido electromagnético, o emplazamientos donde otros equipos empleen la misma banda de frecuencia que los sistemas relacionados antes.

En este entorno, y para determinados campos de aplicación, se han desarrollado sistemas de comunicaciones ópticos no guiados, que sirven como alternativa a los de radio. En primera instancia, debido a las limitaciones de la tecnología empleada en este tipo de dispositivos, las velocidades de transmisión conseguidas, así como los alcances permitidos, limitaban mucho su aplicación. Recientemente, se ha logrado dotar a los dispositivos ópticos de un mayor ancho de banda y de mayor potencia de transmisión. De esta forma, ya no es imprescindible el uso de diodos láser para la transmisión a centenares de metros, lo cual evita los problemas que presenta éste en cuanto a medidas de seguridad se refiere.

Desde su comienzo, el Grupo de Tecnología Fotónica y Comunicaciones de la Universidad de Las Palmas de Gran Canaria ha venido desarrollando una línea de investigación en este sentido, tanto en los enlaces punto a punto, como en los enlaces quasi-difusos en interiores. Los inconvenientes que presentan estos últimos son la presencia de propagación multicamino, debida a las reflexiones producidas en las superficies que delimitan el recinto, y la presencia de interferencias debidas a la iluminación artificial. Por otro lado, el tratarse de un entorno cerrado proporciona la garantía de robustez ante cualquier interferencia que provenga del exterior del mismo. Esto ha motivado a este grupo de investigación a abrir una línea de investigación basada en la aplicación de las técnicas de Espectro ensanchado en el canal óptico no guiado en interiores. Dentro de esta línea, se han desarrollado trabajos empleando enlaces de Secuencia Directa (DS-SS) para la transmisión de señales empleando bajas relaciones de señal a ruido. Sin embargo, dadas las características de los dispositivos, la transmisión de la señal ensanchada se realiza en banda base, con lo que se siguen viendo afectados por interferencias ópticas que se encuentran en la zona más baja del espectro de frecuencias, como puede ser la iluminación fluorescente. Además posibilitan el acceso al medio mediante códigos (CDMA), si bien no con la esperada capacidad en cuanto al número de canales permitidos.

Por estos motivos, este trabajo se centra en el empleo de sistemas de salto en frecuencia (FH-SS), aprovechando las ventajas que presentan respecto a los anteriores. En principio, los sistemas de salto en frecuencia presentan la posibilidad de seleccionar la ubicación del espectro de la señal, permitiendo evitar, con una adecuada planificación, determinadas interferencias. Además, la sincronización resulta más sencilla que en los sistemas DS-SS, debido a que las frecuencias implicadas son menores, y presentan un mejor comportamiento frente a la propagación multicamino. En resumen, una ventaja inmediata que presentan es poder evitar la parte mas baja del espectro de frecuencia donde, como se verá más adelante, se encuentran la mayor parte de las interferencias debidas a la iluminación artificial. Otro de los fines perseguidos es posibilitar la coexistencia con sistemas DS-SS, así como con dispositivos ampliamente implantados (como los ya citados sistemas IrDA).

2. Objetivos

El objetivo fundamental de este trabajo es evaluar las prestaciones de los enlaces FH-SS en el canal infrarrojo no guiado en interiores. Para ello, se parte de un análisis teórico de las posibles mejoras que pueden introducir estas técnicas respecto a las empleadas habitualmente. Se busca con todo disminuir las tasas de error de los sistemas de comunicaciones ópticas frente a las interferencias propias del canal óptico.

Además de esto, se expondrá la caracterización de un posible sistema de sincronización que viene a paliar los inconvenientes de los tradicionales en cuanto a complejidad, consumo y tamaño. Esto permite ampliar el campo de aplicación de los sistemas desarrollados a equipos portátiles, o que precisan de un bajo consumo. Partiendo de la introducción de este tipo de sincronización, se busca la posibilidad de implantación de redes sincrónicas de sistemas FH-SS, que permitan el empleo de técnicas CDMA para el acceso al medio, aprovechando con ello una de las principales ventajas de los sistemas de espectro ensanchado.

Se realiza, asimismo, una evaluación de los sistemas diseñados, por un lado mediante simulaciones, en las que se incluyen respuestas impulsivas de canales reales, frente a todos los posibles efectos propios de este entorno. De esta forma se comprueba que estos sistemas son una buena alternativa en cuanto a su respuesta ante interferencias de banda estrecha y a la propagación multitrayecto.

Finalmente se construirán una serie de prototipos, empleando los conceptos anteriores para la validación en la práctica de las suposiciones anteriores. Estos prototipos incluyen las técnicas de sincronización expuestas antes y su funcionamiento es evaluado en enlaces quasi-difusos. Con todo esto se pretende comprobar que los sistemas de salto en frecuencia introducen un cierto número de mejoras respecto a los convencionales, sin una excesiva complejidad, y que son compatibles con los sistemas ópticos ya implantados, además de que ofrecen una serie de ventajas adicionales como es el uso de CDMA.

3. Técnicas de espectro ensanchado sobre el canal óptico no guiado difuso en interiores

En primer lugar, es importante detallar que el entorno al que se hace referencia es un entorno confinado por superficies que resultan opacas a la radiación luminosa, o por lo menos a la radiación infrarroja: por ejemplo, una habitación donde las paredes, techo y suelo actúan como elementos reflectantes y que introducen dispersión en la radiación. Dado que el tamaño de los receptores empleados es mucho mayor que la longitud de onda de la radiación infrarroja empleada, no se considera el efecto del desvanecimiento en el canal. Si se consideran, por el contrario, los efectos del ruido debido a iluminación ambiente y los efectos de la propagación multitrayectoria, debidos a reflexiones en las paredes o dispersiones. Es de destacar, que en este trabajo se modela el canal partiendo de que la forma de transmisión empleada es la de modulación de la intensidad de la radiación óptica, mientras que la detección se realiza por conversión de la potencia óptica recibida en corriente eléctrica.

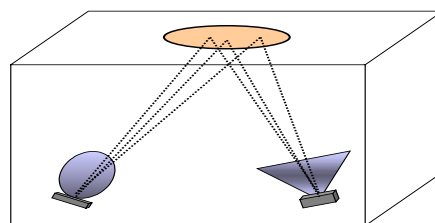


Figura1: Configuración del Canal Óptico Quasi-difuso

La configuración de enlace para la que se ha realizado la presente evaluación consiste, básicamente en la interposición de una superficie reflectora en una localización de buena visibilidad por parte de todos los receptores y emisores de un mismo recinto, de manera que la radiación óptica que llegue al receptor proceda de una primera reflexión. De esta manera, se reduce el efecto multitrayecto respecto a los enlaces difusos, al considerarse sólo las primeras reflexiones (de primer orden), debido a que las demás llegan con bastante menos potencia. Así se aumenta el ancho de banda del canal y se simplifica el cálculo de la respuesta impulsiva, como se verá más adelante. Otra forma de reducir la multipropagación es la elección de emisores con diagramas de radiación más direccionales y receptores de menor campo visual que en los enlaces difusos.

Otra de las características principales del canal a estudiar es la presencia de interferencias de banda estrecha, además del ruido debido a las corrientes que aparecen en los dispositivos receptores. Estas interferencias de banda estrecha son originadas principalmente por las distintas fuentes de iluminación artificial que pueden existir en el recinto a estudiar. La tabla 1 detalla los tipos de iluminación, las longitudes de onda donde emiten su radiación y las componentes de frecuencia que las modula.

Interferencia	Longitud de Onda	Frecuencia Moduladora
Sol (Luz ambiente)	450 nm	Siempre presente (AWGN)
Luz Incandescente	400 – 1400 nm	50 – 2000 Hz
Iluminación Fluorescente	780 – 950 nm	50 – 300.000 Hz
Controles Infrarrojos	700 – 980 nm	200 – 75.000 Hz
IrDA	800 – 900 nm	16 Mbps

Tabla 1: Tipos de Interferencias luminosas, longitudes de onda características y frecuencias de moduladora

Estas interferencias afectan de manera especial a los sistemas de comunicaciones que trabajan en banda base, dado que, como se ve en la tabla, las frecuencias de moduladora no sobrepasan generalmente los pocos megahercios. Como se verá a continuación, las técnicas de espectro ensanchado aportan una serie de importantes ventajas en canales de comunicaciones sometidos a interferencias de banda estrecha, así como al efecto de la propagación multitrayecto. Debido a estas características, se plantearon las hipótesis que constituyen la base de esta tesis doctoral.

4. Fundamentos de FH-SS. Aplicación al Canal Óptico

Los sistemas FH-SS son un caso particular de los sistemas FD-SS. La principal diferencia es que, en este caso, no se transmite continuamente en todas las portadoras disponibles, sino que en cada instante se selecciona una de ellas (o un subconjunto) en función de un código pseudoaleatorio. Por tanto, podría caracterizarse como una modulación MFSK, en la el juego de frecuencias disponibles es mucho mayor que el necesario para transmitir la información. De esta manera, se obtiene diversidad en frecuencia, pero con un menor aumento de la potencia eléctrica que en los sistemas FD-SS. Dado que la frecuencia de la portadora varía de forma rápida entre unos valores predefinidos, es muy complicado acometer el uso de estas técnicas partiendo de modulaciones coherentes, por lo que en este trabajo se asumirá siempre modulación-demodulación incoherente (OOK, MFSK, FSK).

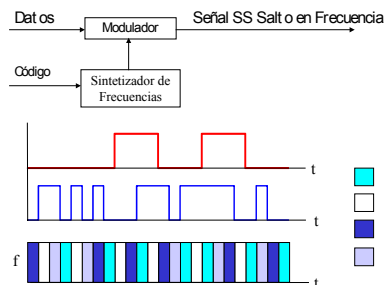


Figura 2 : Diagrama de bloques genérico de un sistema SS de Salto en frecuencia y señales implicadas

El ejemplo más sencillo de un sistema de comunicaciones, donde se emplee el salto en frecuencia, es el de una modulación OOK (*On-off keying*) en el que la frecuencia de la portadora varía según el código empleado. Esta señal seguiría la expresión en el tiempo:

$$s(t) = D_n \cdot \text{Cos}(\omega_o t) \quad \text{para} \quad nT_b \leq t < (n+1)T_b \quad (1)$$

Donde D_n representa el dato a transmitir, pudiendo tomar el valor “0” o “1” durante el tiempo de bit T_b . En esta modulación se transmite un pulso de frecuencia ω_o cuando el dato a transmitir es un “1”, y nada cuando éste es un “0”. En un sistema OOK-FH-SS la frecuencia de la portadora varía de forma pseudoaleatoria, entre valores discretos, teniendo:

$$s(t) = D_n \cdot \text{Cos}(\omega_n t) \quad \text{para} \quad nT_b \leq t < (n+1)T_b \quad (2)$$

Donde ω_n es la frecuencia escogida en cada instante por el código. Las formas de ondas de la señal OOK convencional y la OOK-FH-SS se muestran en la figura 3.

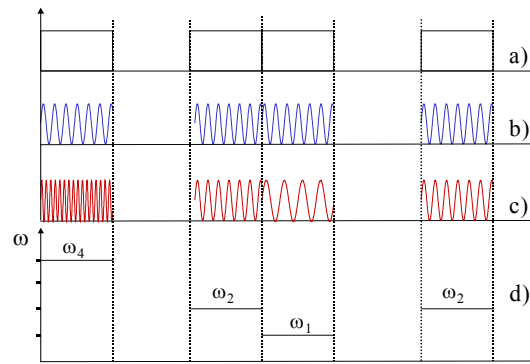


Figura 3: Señales implicadas en un sistema OOK-FH-SS respecto al tiempo. a) Datos, b) Señal OOK convencional, c) Señal OOK-FH-SS y d) Variación de la frecuencia de portadora.

Este sistema no es el más robusto, puesto que se basa en la comparación del nivel de señal con una tensión de referencia en el receptor, para su detección. Lo más habitual es el empleo de modulación digital de frecuencia, como MFSK, donde se transmite una frecuencia de portadora por cada uno de los M símbolos de información. El sistema de salto en frecuencia desplaza todo el espectro de frecuencia de la señal modulada en cada instante, según dicta el código pseudoaleatorio. El caso más extendido es el de dos símbolos ($M=2$), que origina la bien conocida modulación BFSK, utilizada con carácter general en este trabajo. Su expresión en el dominio del tiempo viene dada por:

$$s(t) = \sqrt{2S} \cdot \text{Cos}(\omega_o t + D_n \Delta\omega t) \quad \text{para} \quad nT_b \leq t < (n+1)T_b \quad (3)$$

Donde T_b es el periodo de bit de los datos y D_n toma el valor 1 o -1 en función del dato a transmitir. En este caso, $\Delta\omega$ es el desplazamiento en frecuencia con relación a la frecuencia central ω_o . Si, además del desplazamiento de la portadora producido por los datos, se añade otro (ω_n), debido a la señal de código de periodo T_c (igual, en este caso al periodo de la señal de datos T_b), se tendrá que la frecuencia de la portadora en cada instante dependerá tanto del dato a transmitir, como del símbolo producido por la señal de código en ese instante. La expresión de esta señal en el dominio del tiempo viene dada por (4):

$$x(t) = \sqrt{2S} \cdot \text{Cos}(\omega_o t + D_n \Delta\omega t + \omega_n t) \quad \text{para} \quad nT_c \leq t < (n+1)T_c \quad (4)$$

De este modo, en cada periodo de tiempo $T_b=T_c$ la señal transmitida será un tono de frecuencia $\omega_o + \omega_n + D_n \Delta\omega$. Lo que se ha hecho es trasladar el espectro de la señal BFSK convencional cada T_b segundos. Este es un caso muy general de sistema BFSK-FH-SS, ya que el periodo de la señal de código y el de la señal

de datos coinciden. En función de la relación existente entre ambos tiempos, se puede realizar un primera clasificación de los sistemas FH.

Cuando el periodo de la señal de datos es C ($C \in \mathbf{Z}^+$, $C > 1$) veces el de la señal de código empleado para realizar el desplazamiento en frecuencia ω_n , se habla de sistemas *Fast Frequency Hopping* o sistemas de Salto en Frecuencia Rápido (FFH en lo sucesivo). En este caso, cada dato se transmite por C portadoras diferentes, por lo tanto la tasa binaria de datos R_d es inferior a la de código R_c , en un número entero de veces C . De este modo, la velocidad de salto máxima de una frecuencia a otra vendrá dada por R_c . A la velocidad de salto se le denominará frecuencia de *chip* (R_{chip}) y vendrá siempre dada por el máximo entre la tasa de datos y la de código:

$$R_{chip} = \max(R_c, R_d) \quad (5)$$

Naturalmente, en un sistema FFH $R_{chip}=R_c$. Este sistema tiene la ventaja, como se verá más adelante, de incluir una redundancia en la transmisión de cada dato mediante diversidad en frecuencia. Para el caso particular de una modulación BFSK que desplaza su frecuencia en función de la señal de código, el diagrama que refleja la variación de la frecuencia del tono transmitido se puede ver en la figura 4.

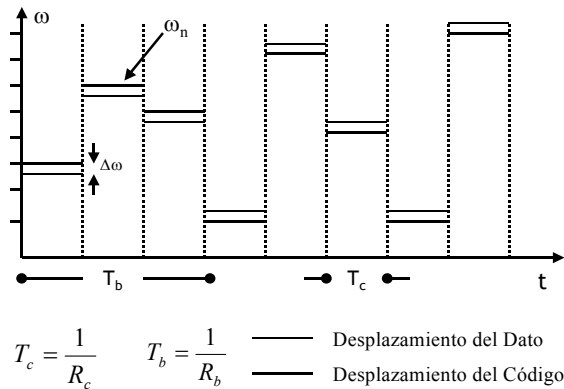


Figura 4: Frecuencias respecto al tiempo en un sistema BFSK-FH-SS. Se observa que el periodo de la señal de código es menor que el de la señal de datos. Por cada dato transmitido se producen tres saltos de frecuencia debidos a la señal de código pseudoaleatoria ($C=3$).

Por simplicidad a la hora de la discriminación de los datos, se ha recurrido también a una distribución basada en reservar la parte alta del espectro de frecuencias para la transmisión de los “1’s” y la baja para los “0’s”, como muestra la figura 5. Esta es la distribución escogida para los prototipos fabricados en este trabajo, como se verá posteriormente.

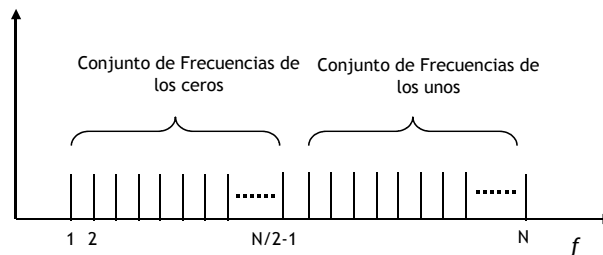


Figura 5: Distribución de frecuencias escogida para el diseño de los prototipos FFH-SS. Dos conjuntos de frecuencias: uno para cada dato.

4.1. Señales FH-SS en el dominio de la frecuencia

El tiempo entre cada salto de frecuencia vendrá dado por el periodo de chip que, como se ha visto, es el mínimo entre el periodo de la secuencia de datos y el de código. Se considerará ahora que este es el periodo de símbolo de la nueva modulación MFSK y se continuará llamando T_{chip} . Durante cada T_{chip} se transmite un

tono de frecuencia ω_n que viene dado por la palabra de K bits que es función de los datos y el código. Así pues, en el tiempo, la señal se puede escribir como:

$$x(t) = 2 \cdot \sum_n \text{Cos}(\omega_n t + \theta_n) \Pi_{T_{chip}}(t - nT_{chip}) \quad (6)$$

Si a esto se añaden las siguientes hipótesis:

- Considerar que las secuencias de datos y de código son procesos aleatorios independientes, para los que la probabilidad de obtención de un símbolo cualquiera, en la palabra de código del sintetizador es la combinación de las probabilidades de los datos y del código. Es decir, que $x(t)$ se puede caracterizar como un proceso de Markov con estados independientes, que se dan con probabilidades $P_i = P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, \dots, P_N$, correspondientes a frecuencias de portadora.
- Asumir también que la fase θ_n es una variable aleatoria cuyo valor puede considerarse constante en cada intervalo, y que los datos transmitidos en cada chip son equiprobables

Entonces se puede calcular la densidad espectral de potencia de una señal FH-SS. Para ello, se calcula primero la función de autocorrelación, teniendo en cuenta lo anterior y, posteriormente, se halla la transformada de *Fourier* de la misma, quedando:

$$S_x(t) = \frac{T_{Chip}}{N_T} \sum_{m=1}^{N_T} \left\{ \text{Sinc}^2[(f - f_m)T_{Chip}] + \text{Sinc}^2[(f + f_m)T_{Chip}] \right\} \quad (7)$$

Lo que representa una serie de funciones $\text{Sinc}^2(f)$ y con un ancho del lóbulo principal, entre los primeros nulos, de $2/T_{chip}$, y que están desplazadas una frecuencia f_m . Su amplitud viene ponderada por la probabilidad de ocurrencia de cada una de esas frecuencias de portadora (en este caso equiprobables). Para generar un espectro contiguo, se hace que la diferencia de frecuencia entre dos portadoras consecutivas sea:

$$\Delta f = f_n - f_{n-1} = 1/2T_{chip} \quad (8)$$

La figura 6 ilustra el espectro de frecuencias de una señal MFSK-FH-SS con distribución continua.

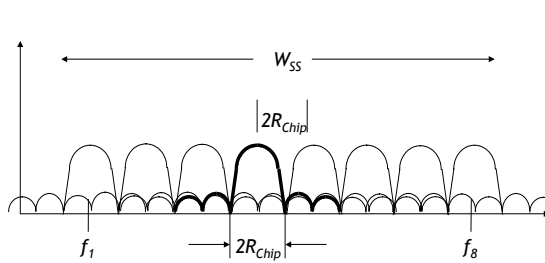


Figura 6: Densidad espectral de Potencia de una señal MFSK-FH-SS. Distribución contigua. Ejemplo para 8 portadoras.

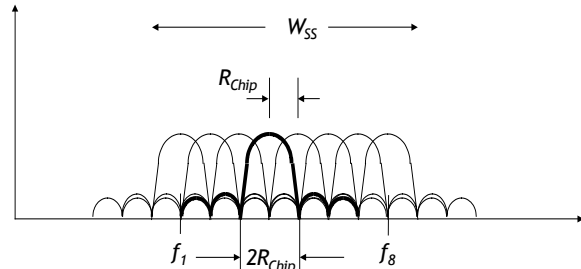


Figura 7: Densidad espectral de frecuencia de una señal MFSK-FH-SS. Distribución solapada.

En esta distribución se aprecia también que cada una de las funciones $\text{Sinc}^2(f)$ del espectro, correspondientes a la densidad espectral de potencia para un intervalo de tiempo T_{chip} , presenta un nulo cada $1/T_{chip}$. Esta propiedad se puede aprovechar para realizar una compresión del espectro en frecuencia solapando unos lóbulos con otros, de manera que cada máximo de una de las funciones $\text{Sinc}^2(f)$ corresponda con un nulo de la adyacente. De esta manera se mantienen las propiedades de ortogonalidad entre las diversas portadoras. La figura 7 refleja esta estrategia de distribución.

4.2. Recepción en los sistemas MFSK-FFH-SS

Como ya se ha dicho, esta tesis se centra en los sistemas de saltos de frecuencia independientes. De esta forma se minimiza el consumo de los circuitos empleados en transmisor y receptor, al emplear un único

dispositivo físico para modulación y ensanche. Los receptores empleados en este tipo de sistemas constan normalmente de dos etapas:

- Desensanche de la señal recibida, mediante su mezcla con una secuencia de portadoras generada localmente en sincronismo con la secuencia de la señal recibida.
- Discriminación del símbolo mediante comparación de la energía obtenida en varios detectores de envolvente (detección no coherente).

Al dedicarse una frecuencia de portadora para la transmisión de cada dato, en el receptor existe una rama por cada posible símbolo. En cada rama hay un DDS que genera las frecuencias correspondientes al conjunto de portadoras de cada símbolo, desplazadas el valor de frecuencia. De este modo, en cada rama se tendrá señal en frecuencia intermedia cuando el dato recibido sea el suyo. En presencia de AWGN, este afectará de igual modo a todas las ramas del sistema, por lo que seguirá teniendo más energía la correspondiente al dato transmitido. La figura 8 representa el diagrama de bloques de los receptores empleados en este trabajo, tanto para las simulaciones, como en los prototipos fabricados.

Es necesario tener especial cuidado en la correcta selección del ancho de banda de estos filtros paso banda de frecuencia intermedia. Dado que se trata del producto de dos expresiones similares a (6), el ancho de banda de éstos, para que pase toda la energía de la señal es de $2/T_{Chip}$. Debido a que se trata de detección no coherente, φ_n y θ_n (fase de la señal generada localmente por el sintetizador) seguirán siendo funciones aleatorias que cambian de valor cada T_{Chip} segundos.

4.3. Probabilidad de error en los sistemas FFH-SS

Dada la posibilidad existente en este tipo de sistemas para la ubicación de las diferentes portadoras, aparece una disyuntiva en torno a uno de los conceptos fundamentales de los sistemas de espectro ensanchado. En los sistemas DS-SS, la medida de la mejora de la relación señal a interferencia entre la salida y la entrada del sistema la da la ganancia de proceso (*Process Gain, PG*). Según la nomenclatura tradicional, este parámetro viene dado por (9):

$$PG = \frac{S_o / N_o}{S_i / N_i} \quad \text{ó} \quad PG = \frac{W_{SS}}{R_s} \quad (9)$$

En el caso de los sistemas FFH-SS, el ancho de banda de transmisión no es directamente el responsable, en todos los casos, de la mejora de la relación S/I del enlace. En realidad la mejora en este parámetro viene dada por el número de portadoras empleado, así como la tasa de redundancia que introducen. Por este motivo, en este trabajo se emplea como medida de calidad de los sistemas analizados la tasa de error obtenida.

En esta tesis se analiza la respuesta de estos sistemas descritos anteriormente, individualmente frente a los tipos de interferencias principales en los canales ópticos quasi-difusos.

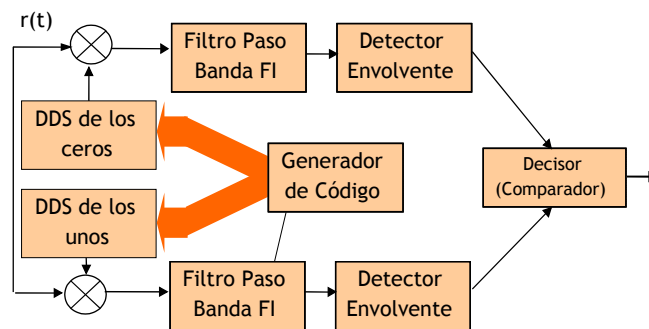


figura 8: Diagrama de bloques de un receptor de doble rama. Sistema BFSK-FFH-SS.

4.3.1. PROBABILIDAD DE ERROR FRENTE A INTERFERENCIA COMPUESTA POR UN TONO

Si se tiene un sistema que emplea en total N_t portadoras, y existe una señal interferente consistente en un tono que coincide en frecuencia con una de las portadoras empleadas por el sistema, la probabilidad de que el sistema utilice en un instante dado el canal donde se sitúa este tono es de:

$$P = \frac{1}{N_t} \quad (10)$$

Si la potencia de la señal en ese instante es S_C , es necesario que la potencia de la señal interferente sea mayor para que pueda causar un error. Sólo tiene que ser mayor en una pequeña cantidad Γ , que se define como el nivel de referencia para “confundir” al decisor empleado en recepción, es decir, que la potencia de la señal interferente sea $S_C + \Gamma$, y que actúe sobre la portadora correspondiente a la transmisión del dato complementario al que se pretende transmitir.

En el caso de que existan J tonos interferentes de diferentes frecuencias, que coinciden con alguna de las empleadas por el sistema, no sólo se producen errores en recepción cuando uno de esos tonos interfiere la frecuencia correspondiente al dato complementario, sino que se puede producir un error en los siguientes casos, asumiendo que se trata de un tono de la misma potencia que el transmitido en cada chip más un valor Γ :

1. Cuando su frecuencia coincide con la del canal del dato complementario al transmitido. Es el ejemplo visto antes cuando se trataba con un solo tono interferente.
2. Cuando existen dos tonos: uno que interfiere al canal del dato transmitido y otro, simultáneamente, interfiriendo al complementario. La probabilidad de que esto suceda es, obviamente $(J/N)^2$. Además, para que se produzca el error, es necesario que el tono que interfiere al canal del dato transmitido, no se sume en fase con éste, puesto que, en ese caso, produciría una mayor energía aún en el detector de envolvente del dato deseado. La probabilidad de que no ocurra esto, para dos tonos de la misma frecuencia es de (1-0,66). Así pues, la probabilidad de que se produzca un error en un chip debido a la interferencia simultánea en el canal deseado y en el complementario es:
3. Cuando un tono interfiere el canal del dato transmitido cancelando la señal del transmisor. Esto se produce para determinados valores del desfase entre ambas señales de la misma frecuencia. La función de distribución de probabilidad de la suma de dos tonos, en función de la relación de fase entre ellas es $f(\Gamma)$. Por lo que la probabilidad de error total queda:

$$P_C = \frac{J}{N_t} + 0.34 \left(\frac{J}{N_t} \right)^2 + f(\Gamma) \left(\frac{J}{N_t} \right) \quad (13)$$

De este modo se caracteriza el sistema frente a las interferencias de banda muy estrecha producidas por la iluminación artificial o por otros dispositivos ópticos. Esta es la probabilidad de error para cada salto de frecuencia en particular (*chip*). En un sistema con redundancia, donde cada dato es transmitido por varios *chips*, se ve disminuida como se ve en la figura 9.

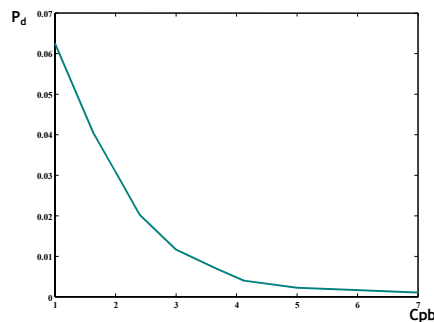


Figura 9: Probabilidad de error de símbolo frente al número de Chips por bit transmitidos. Sistema con 16 portadoras en total (8 para cada uno de los dos símbolos binarios). Un solo tono interferente ($J/N=1/8$) de doble potencia que la señal en cada símbolo.

4.3.2 COMPORTAMIENTO DE LOS SISTEMAS FH FRENTE AL EFECTO MULTITRAYECTORIA.

Otro de los fenómenos presentes en el canal óptico no guiado en interiores es el de la propagación multitrayectoria. Este efecto es particularmente importante cuando la frecuencia de la señal de datos transmitida es moderadamente alta (decenas de MHz). Este tipo de interferencia es debida a las reflexiones de la señal en las paredes del recinto donde se halla el sistema de comunicaciones, o a las reflexiones en los obstáculos. El efecto de este fenómeno, en los sistemas ópticos que transmiten los datos en banda base, es el de producir interferencia intersimbólica.

En el tiempo, el efecto producido por la llegada de una réplica retardada de la señal FFH-SS es el que ilustra la figura 10. La sucesión de ω 's refleja la secuencia de portadoras a la salida del transmisor en función de los datos y del código.

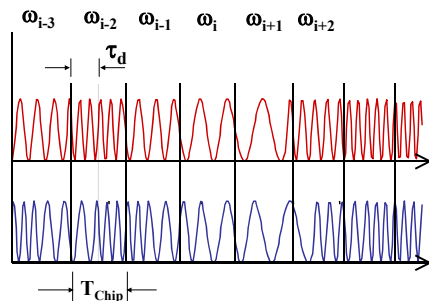


Figura 10: Señal directa y señal retardada a la entrada del receptor. La secuencia de frecuencias seguida es la que se refleja con las ω_i .

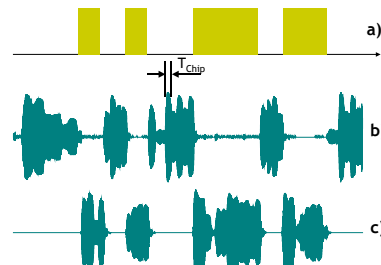


Figura 11: Formas de onda a la salida de los filtros de FI en presencia de efecto multitrayecto cuando el retardo τ_d es menor que el periodo de *chip*.

Si se hace que el periodo de chip T_{Chip} sea más pequeño que el retardo adicional τ_d al que se ve sometida la señal procedente de las reflexiones, ésta última nunca afectará al sistema. Esto es sencillo para enlaces con distancias largas y tasas de salto altas. Al incrementar la tasa de código, cuando la señal retardada llega al receptor, éste ya se encuentra en el siguiente *slot* de tiempo y, por lo tanto, en otra frecuencia del oscilador local. El precio a pagar es el incremento del ancho de banda de cada uno de los lóbulos que componen la densidad espectral de potencia de la señal FH-SS, con el consiguiente aumento de la separación entre portadoras. Los sistemas FFH-SS, con altas tasas de código, ofrecen un excelente comportamiento ante este tipo de interferencia.

Con una elección adecuada del nivel de referencia de la discriminación de datos, la probabilidad de error resultante es muy pequeña. En este último caso se producen diferencias en el nivel de la señal obtenida en los filtros de frecuencia intermedia del receptor, como se ve en la figura 11.

4.3.2 COMPORTAMIENTO DE LOS SISTEMAS FH FRENTE A MÚLTIPLES USUARIOS (CDMA).

Una de las principales ventajas de los sistemas de espectro ensanchado, es la posibilidad del uso de técnicas de acceso múltiple al canal mediante código. En los sistemas FH-SS, el número de usuarios que pueden compartir el mismo canal viene limitado por la probabilidad de error que producen éstos en uno determinado. Para que se produzca un error en un receptor Rx_i , es necesario que uno o varios usuarios de los que comparten el canal, utilicen en el mismo instante la misma portadora que el transmisor Tx_i .

La probabilidad de error producida por la interferencia debida a otros usuarios que comparten el canal, además dependerá del porcentaje de tiempo en el que coincidan estos usuarios. La figura 12 refleja este efecto.

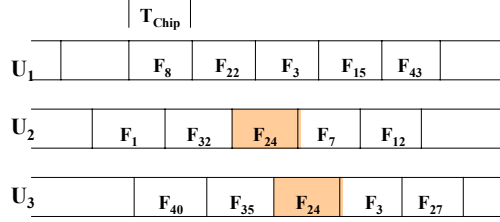


Figura 12: Coincidencia parcial de dos usuarios en el uso de la misma portadora. La coincidencia no se produce en todo el periodo de *Chip* (sistema síncrono).

El porcentaje de tiempo es aleatorio y no se puede controlar, aunque en los sistemas síncronos que se proponen en esta tesis, si existe coincidencia, existirá en todo el periodo de chip. Lo que si se puede disminuir es el número de coincidencias. La probabilidad de error producida por los restantes k usuarios del canal sobre uno determinado viene dada por (14):

$$\bar{P}_e(K) \leq \sum_{k_t=0}^K \sum_{k_p=0}^{K-k_t} \binom{K}{k_t} \binom{K-k_t}{k_p} p_t^{k_t} p_p^{k_p} (1-p_h)^{K-k_t-k_p} P_e(k_t, k_p) \quad (14)$$

Donde k_t y k_p son el número de usuarios que originan interferencias totales y parciales respectivamente y $P_e(k_t, k_p)$ la probabilidad de que exista un error, condicionada a la existencia de interferencias parciales y totales. El cálculo exacto de $P_e(k_t, k_p)$ proporciona la expresión de la probabilidad de error para un sistema asíncrono de salto en frecuencia de acceso múltiple. Este cálculo es extremadamente complejo, por eso en este trabajo se ha simulado este entorno multiusuario para obtener los resultados de tasa de error en función de varios parámetros, como se verá más adelante.

Lo que se trata de minimizar en los sistemas síncronos desarrollados en esta tesis es el número de coincidencias. Para ello, la mejor opción es el emplear códigos basados en la premisa de una distancia Hamming máxima entre los símbolos que generan, en lugar de estar basados en la propiedad de la mínima correlación entre las secuencias, como se hace en los sistemas DS-SS.

En este trabajo se propone el desarrollo de sistemas síncronos que permitirán el empleo de otras familias de códigos que garantizan que el número de coincidencias en frecuencia entre usuarios diferentes es mínimo.

5. Sistemas de Salto en Frecuencia Síncronos

Hasta ahora, se ha asumido siempre que los códigos pseudoaleatorios del emisor y el receptor se hallan perfectamente sincronizados. En realidad, una de las etapas más complejas de un sistema de espectro ensanchado es la encargada de la alineación de los códigos del transmisor y el receptor, objetivo fundamental para la correcta demodulación de los datos. Desde el punto de vista del receptor existen varias incógnitas: El retardo que sufre la señal en su camino entre ambos, las inestabilidades de los relojes de códigos de ambos (que se traduce en cambios de fase y frecuencia) y, en el caso de sistemas móviles, la variación de distancia entre los dos. Además, transmisor y receptor no comienzan su funcionamiento en el mismo instante, por lo que el momento en el que ambos comienzan a generar su secuencia de código es distinto.

El bloque más complejo de cualquier sistema de comunicaciones de espectro ensanchado es el de sincronización. Por este motivo, en este trabajo se ha desarrollado un arquitectura de red basada en una señal de referencia de sincronismo que se encarga de los procesos de adquisición y seguimiento, propios de estas técnicas. De este modo, además se asegura que todas las secuencias de códigos de los nodos de la red comienzan y terminan en el mismo instante, como se vio en el apartado anterior.

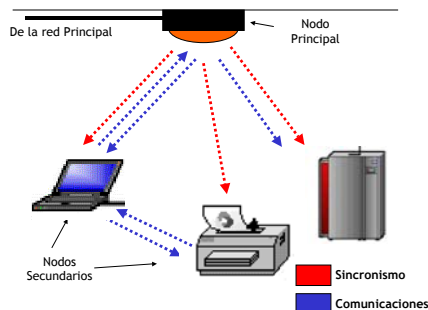


Figura 13: Arquitectura de una red óptica FH-SS síncrona y disposición de los nodos.

Este sistema además presenta las ventajas siguientes:

- Todos los nodos emplean el sincronismo del nodo principal.
- Empleo de códigos basados en la distancia Hamming entre las palabras de frecuencia que generan.
- Mayor simplicidad en los bloques encargados de la recuperación de sincronismo que en los tradicionales.
- Empleo de códigos deterministas diseñados específicamente para cada red, que garantizan la no coincidencia en frecuencia de los diferentes nodos.
- Empleo de la misma secuencia de código en diferentes usuarios de la red, desplazados entre sí un número entero de periodos de código (se aprovecha la baja Autocorrelación de éstos).

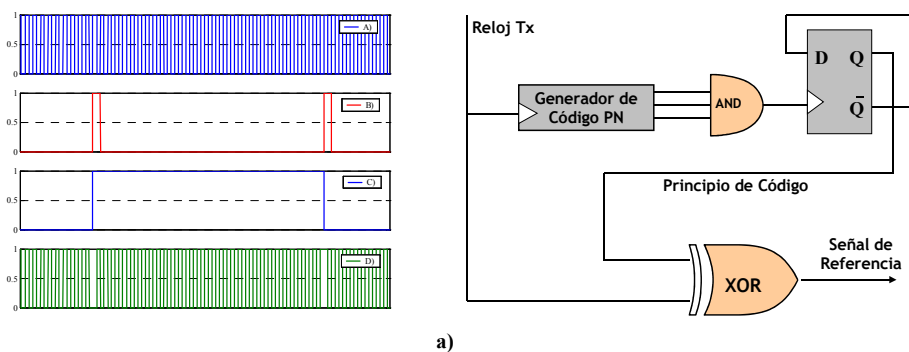


Figura 14: a) señales implicadas en la generación de la referencia (a: reloj de código, b: Inicio de secuencia, c: moduladora del reloj y d: señal modulada). b) Diagrama de bloques que la genera digitalmente.

La señal de sincronismo empleada ofrece la información de fase y frecuencia, así como la del instante de principio de secuencia. La figura 14 muestra esta señal y el diagrama de bloques encargado de generarla.

La portadora de esta señal está formada por el reloj de código y la señal moduladora es una onda cuadrada cuyo semiperiodo es igual a la longitud de una secuencia completa de código. Esta señal de referencia se transmite por debajo del espectro de frecuencias empleado en la transmisión de la señal FFH-SS y, para que los armónicos no afecten a los datos, se somete a un proceso de filtrado paso bajo. La figura 15.a. muestra la densidad espectral de potencia de la señal de referencia junto con la de datos.

La detección del sincronismo se lleva a cabo siguiendo un esquema típico de demodulación de señales moduladas en fase (figura 15.b.).

En el capítulo de resultados se comparan las prestaciones de estos sistemas síncronos con los convencionales, desde el punto de vista de la tasa de error.

6. Metodología de Diseño de Sistemas FH-SS síncronos

Este capítulo describe en detalle la metodología de diseño empleada para el desarrollo de sistemas de comunicaciones FH-SS sobre el canal óptico infrarrojo no guiado en interiores. En el capítulo anterior se describió un modelo de red CDMA síncrona, con una señal de sincronismo única para todos los usuarios, que impedía que las distancias implicadas en los enlaces fueran demasiado elevadas (entorno cerrado). Siguiendo los diagramas de bloques escogidos antes debido a las razones ya explicadas, se llevó a cabo el montaje de varios prototipos para evaluar el empleo de estas técnicas en enlaces ópticos reales. Las características principales de estos prototipos son:

- ✓ Tasa binaria de 512 kbits por segundo.
- ✓ Tasa de 1,536 Mchips por segundo. Esto supone utilizar tres portadoras distintas para transmitir cada bit de datos implicando redundancia en la transmisión.
- ✓ 32 frecuencias portadoras. Que están uniformemente distribuidas desde 24,384 MHz hasta 72 MHz en pasos de 1,536 MHz.
- ✓ Frecuencia de la portadora de la señal piloto de 9,216 MHz. Que ha sido seleccionada para que no interfiera con la señal FHSS.
- ✓ Receptor de doble rama.
- ✓ Modulación y demodulación no coherentes MFSK. Detección de envoltorio.

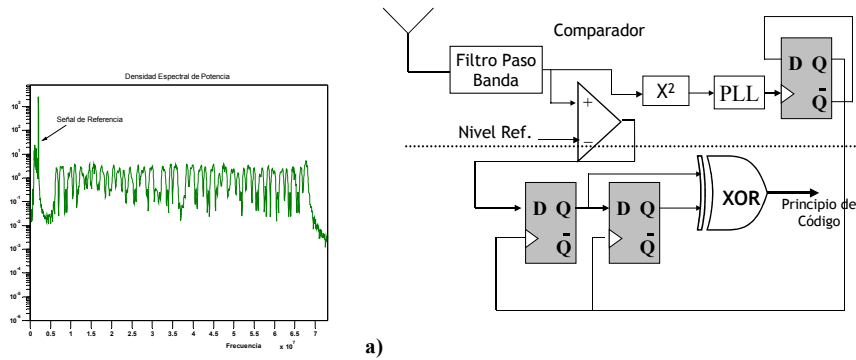


Figura 15: a) Densidad espectral de potencia de las señales de sincronismo y de datos FFH-SS. b) Diagrama de bloques del recuperador de sincronismo.

Para la implementación de este prototipo se han utilizado dispositivos de lógica programable (encargados de la generación del código PN y de la señal de sincronismo) y sintetizadores digitales de frecuencia (DDS's). Todo el bloque de control lógico (que incluye la generación de código, el entrelazado de datos y código y la generación de la señal de sincronismo) se incluye en un sólo dispositivo de lógica programable. En la figura 16 se muestra un prototipo de transmisor FFH-SS y la densidad espectral de potencia de la señal generada. Mediante programación del dispositivo de lógica programable se puede variar la distribución de las portadoras, así como las tasas de datos y código.

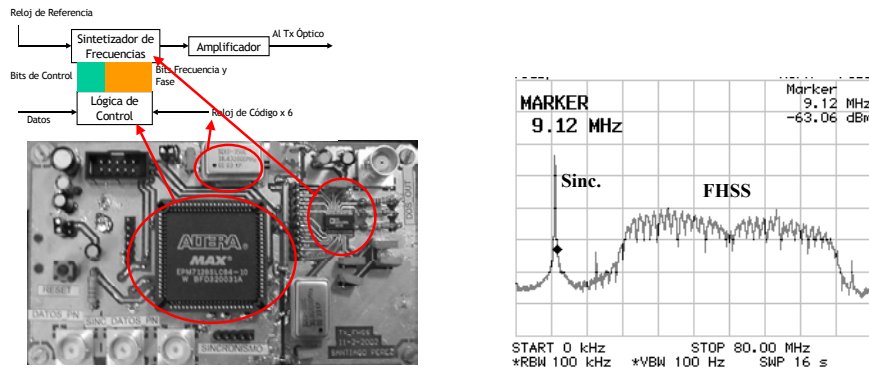


Figura 16: Prototipo de transmisor FFH-SS, con detalle de cada bloque y densidad espectral de potencia de la señal generada, donde se aprecia también la señal piloto o referencia.

Las señales de datos y de referencia son transmitidas por emisores ópticos diferentes. La señal de referencia se transmite con mayor potencia, ya que debe ser correctamente recibida por todos los nodos de la red para su sincronismo.

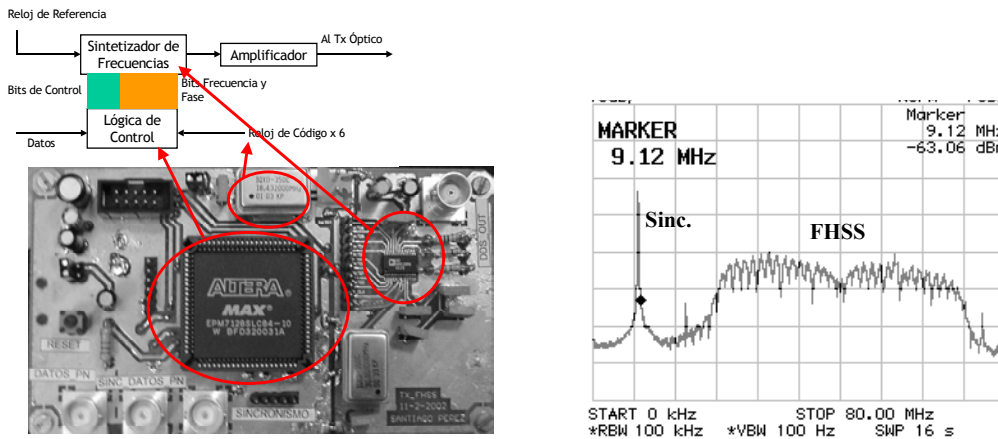


Figura 16: Prototipo de transmisor FFH-SS, con detalle de cada bloque y densidad espectral de potencia de la señal generada, donde se aprecia también la señal piloto o referencia.

En el receptor correspondiente al sistema anterior, se encuentran el receptor de datos FFH-SS y el de recuperación de sincronismo, tal como refleja la figura 17. La discriminación entre la señal del receptor óptico, que es la suma de las señales de datos y de referencia, se lleva a cabo mediante filtrado.

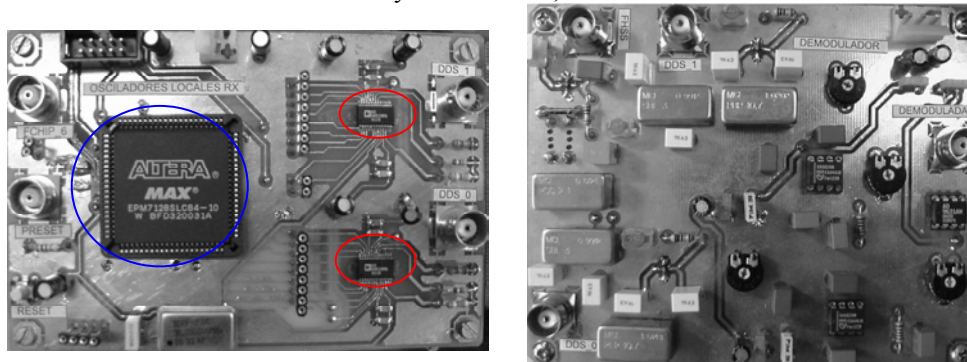


Figura 17: Receptor FFH-SS (a la izquierda), donde se aprecian el bloque de control lógico y los sintetizadores de cada rama y bloque de recuperación de sincronismo (derecha).

Las formas de onda de las señales implicadas en la recuperación de sincronismo se reflejan en la figura 18.a. y la salida de los detectores de envolvente y los datos recuperados en la figura 18.b.

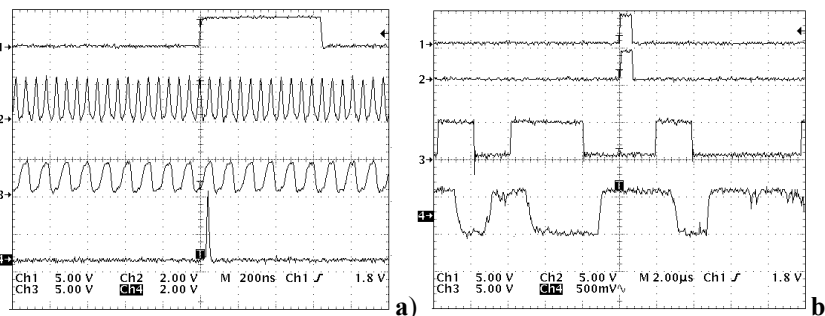


Figura 18: a) Señales implicadas en la detección de sincronismo: 1. Principio de secuencia, 2. portadora de doble frecuencia recuperada, 3. Portadora (reloj de código recuperado) y 4. Señal de principio de código recuperada. b) Señales a la salida del detector de envolvente.

Para la evaluación del enlace, se empleó la configuración mostrada en la figura 19. Las señales de datos y de sincronismo se suman en el canal óptico y son discriminadas en el receptor mediante filtrado. Los emisores ópticos están desarrollados con LED's de 650 nm de longitud de onda que apuntan hacia una superficie reflectante con coeficiente de reflexión $n < 0.9$, simulando una reflexión en un recinto cerrado. La señal procedente de la superficie reflectora, situada a una distancia de 2 m, es detectada por un receptor óptico formado por un módulo comercial (C5351-03 de HAMAMATSU) que, a su vez esta compuesto por un fotodiodo de avalancha (APD), un preamplificador y un amplificador de ganancia variable, de 30 dB como máximo.

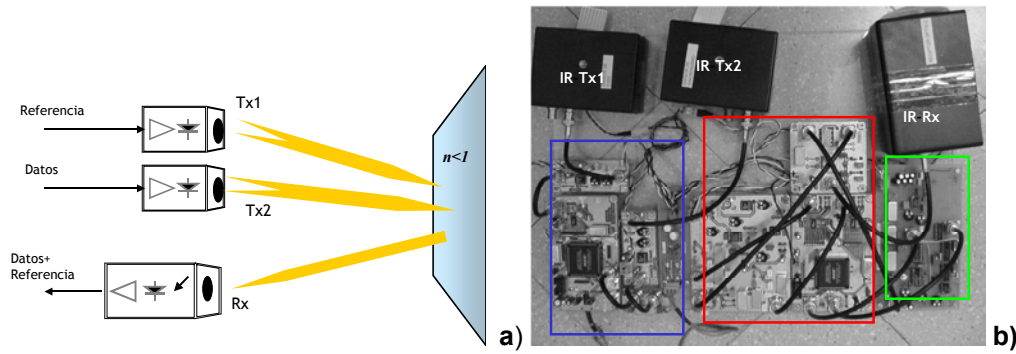


Figura 19: a) Disposición del enlace óptico. b) Vista del prototipo completo (Transmisor y receptor).

7. Evaluación de sistemas FFH-SS síncronos en el canal óptico no guiado en interiores

La evaluación de las técnicas de espectro ensanchado por salto en frecuencia, sobre el canal infrarrojo, se llevó a cabo partiendo de dos fuentes. Por un lado, mediante las simulaciones de diferentes sistemas FFH-SS, con tasas de chip y datos variables, obteniéndose valores de tasas de error frente a ruido, interferencia etc. Por otro lado, mediante las pruebas realizadas con los prototipos, cuyo diseño se ha descrito anteriormente en esta tesis.

Para la evaluación de este tipo de técnicas se partió de un diagrama de bloque genérico para efectuar las simulaciones. En este diagrama están presentes todas las fuentes de interferencia, los usuarios CDMA y las respuestas del canal. Para obtener una caracterización más precisa del sistema, se evaluaron los enlaces frente a cada fuente de perturbación por separado y combinando, en algunos casos, dos de ellas. La figura 20 representa este diagrama de bloques genérico.

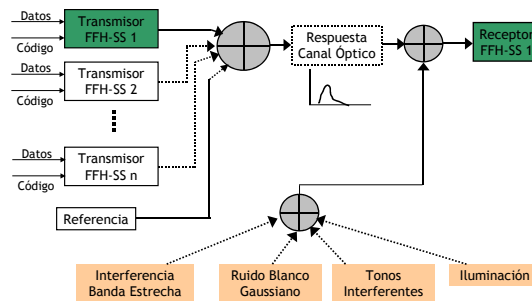


Figura 20: Diagrama de bloques genérico empleado en las simulaciones. Las tasas de datos y código son variables.

En cualquier caso, en las simulaciones realizadas, se han empleado respuestas impulsivas muestreadas, obtenidas mediante dos modelos de aproximación: algoritmos de simulación iterativos, y algoritmos basados en métodos de trazado de rayos. Los resultados de estas simulaciones, muestran una divergencia mínima con los medidas efectuadas experimentalmente. La figura 21 muestra una de las respuestas impulsivas empleadas.

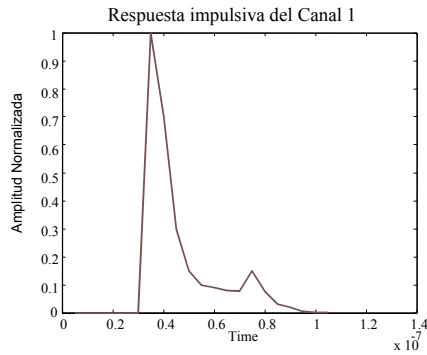


Figura 21 : Resposta impulsiva empleada en simulaciones

En cuanto a la interferencia producida por uno o varios tonos (iluminación artificial), la respuesta del sistema mejora considerablemente con el aumento de redundancia del sistema, es decir cuanto mas *chips* por bit se transmitan. La figura 22 refleja esto.

Debido a las características de baja Autocorrelación de los códigos empleados, la tasa de error debida a otros usuarios que comparten el canal, descende cuando se emplea el mismo código desplazado en todos los usuarios, con respecto a una red asincrona que emplea códigos MLS convencionales. Esto queda reflejado en la figura 23.

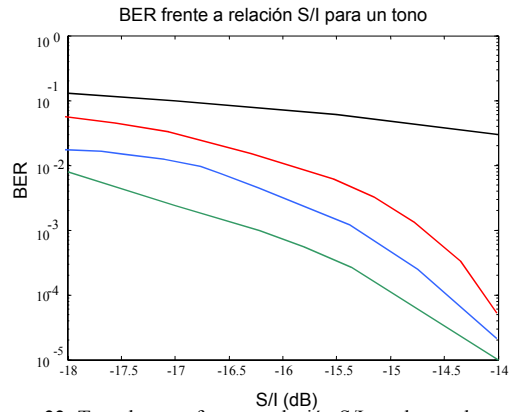


Figura 22: Tasa de error frente a relación S/I en el caso de un tono interferente. Sistema con 128 frecuencias $R_D=125$ Kbps, varias tasas de código (1,2 y 4 chips por bit).Comparativa con DS-SS con $G_p=50$.

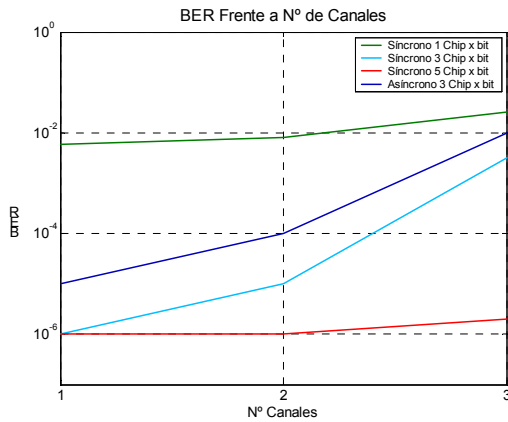


Figura 23: Probabilidad de error frente al número de canales para varias tasas de código. Comparación con sistema asincrono que emplea varios códigos de una familia MLS.

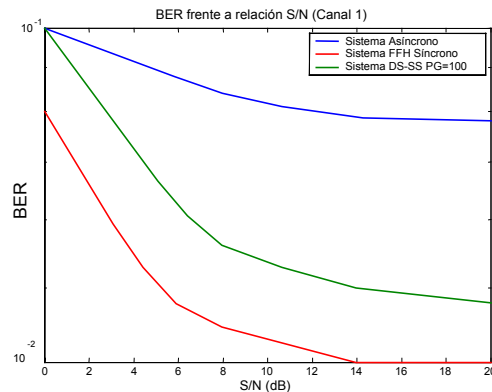


Figura 24: Tasa de error frente a la relación S/N para Sistema Asincrono (azul) y Sistema Sincrono (rojo). Ambos sistemas emplean 5 chips por bit y $R_D=1$ Mbps. En verde se refleja lo mismo para un sistema DS-SS con $PG=100$.

En la figura 24 se refleja el efecto sobre la tasa de error producido por la propagación multitrayectoria. Se aprecia también una mejora con el empleo de sistemas sincronicos. Para este análisis se han empleado los canales muestreados citados antes, en concreto el de la figura 21.

8. Conclusiones

En esta tesis se ha realizado la evaluación de los sistemas de espectro ensanchado por salto en frecuencia sobre el canal óptico infrarrojo. El objetivo que se perseguía era comprobar si este tipo de sistemas, cuyo uso está ampliamente extendido en aplicaciones de radiofrecuencia, aportaban algunas mejoras en enlaces ópticos no guiados quasi-difusos.

Para ello se han diseñado varios enlaces FFH-SS de carácter general, que han sido evaluados mediante diversas simulaciones frente a las interferencias propias del canal óptico (iluminación, luz solar, otros dispositivos ópticos, etc), así como simulaciones realizadas para comprobar la posibilidad de coexistencia con otros sistemas establecidos. Estas simulaciones revelaron que:

- ✓ Permiten el empleo de técnicas CDMA, lo cual favorece su implantación en redes difusas donde convivan con otros enlaces de las mismas características. Con el sistema de sincronización adecuado, la capacidad del canal en cuanto a número de usuarios aumenta considerablemente.
- ✓ Pueden emplearse junto con otras técnicas de espectro ensanchado, como DS-SS, puesto que para los sistemas FFH-SS, la interferencia producida por estos produce un efecto similar a de un ruido blanco de baja potencia.
- ✓ Permiten el uso de diversas técnicas de distribución del espectro de frecuencias, en función de que exista alguna señal interferente que se quiera evitar, sin perjuicio para el buen funcionamiento del sistema. Esto permite el uso de estructuras celulares para habitaciones de mayor tamaño que el habitual.

En enlaces de tasas de datos del orden de centenares de Kb/s, el uso de FFH-SS es posible y mejora considerablemente las prestaciones de los enlaces ópticos en cuanto a interferencias de banda estrecha se refiere y a la propagación multitrayectoria, posibilitando el empleo de CDMA.

Otra de las aportaciones de este trabajo es el desarrollo de una técnica de sincronización basada en la transmisión de una señal de referencia con la información de la frecuencia y la fase del reloj de código del transmisor y la información del instante de principio de una nueva secuencia de código. Este sistema resultó ser de mucha más sencilla implementación que los tradicionales, probándose su funcionamiento a través de la fabricación de un prototipo de enlace FFH-SS óptico donde se empleó esta técnica. El empleo de esta técnica de recuperación de sincronismo permitió el uso de redes de Espectro ensanchado síncronas, con las ventajas que ello implica en cuanto al empleo de CDMA. Esto posibilitó la realización de evaluación del sistema utilizando varios tipos de códigos. De ello se extrajo la conclusión de que los mejores resultados obtenidos fueron para el uso del mismo código MLS en todos los enlaces, con diferentes retardos.

PUBLICACIONES

Científicas internacionales con proceso anónimo de revisión por pares, así como otras publicaciones científicas, libros, capítulos de libros, prólogos, introducciones y anotaciones a textos de reconocido valor científico.

Claves: L Libro completo – CL Capítulo de libro – A Artículo – R Revista – E Editor

LIBROS O CAPÍTULO DE LIBROS

AUTORES: Francisco Delgado, J.A. Rabadán

TÍTULO: Sistemas de Espectro Ensanchado de Salto en Frecuencia.

REVISTA/LIBRO: Fundamentos de Espectro Ensanchado

VOLUMEN/PÁGINAS/EDITORIAL/ AÑO: Vol1, paginas 46, Año 2001

CLAVE: CL

AUTORES: J.A. Rabadán, Francisco Delgado.

TÍTULO: Fundamentos Teóricos de los sistemas de Espectro Ensanchado

REVISTA/LIBRO: Fundamentos de Espectro Ensanchado

VOLUMEN/PÁGINAS/EDITORIAL/ AÑO: Vol1, páginas 32, año 2001

CLAVE: CL

AUTORES: Fundamentos de Espectro Ensanchado

TÍTULO: Sistemas de Espectro Ensanchado de Secuencia Directa.

REVISTA/LIBRO: Fundamentos de Espectro Ensanchado

VOLUMEN/PÁGINAS/EDITORIAL/ AÑO: Vol1 ,páginas 26, año 2001

CLAVE: CL

REVISTAS

AUTORES: F. Delgado, R. Pérez Jiménez, J.A. Rabadán, F.J. López Hernández

TÍTULO: *Design of a Fast Frequency-Hopping Spread-Spectrum System for Infrared Wireless Communications*

REVISTA/LIBRO: IEE Electronics Letters

VOLUMEN/PÁGINAS/EDITORIAL/ AÑO: Vol. 36, nº 17, pag. 1510-12, IEE

CLAVE: R

AUTORES: F. Delgado, J.A. Rabadán, Rafael Pérez Jiménez, F.J. López Hernández

TÍTULO: *Design and testing of a Low-Cost Frequency Hopping Spread-Spectrum System for Wireless Optical In-House Communications*

REVISTA/LIBRO: IEEE Transactions on Consumer Electronics

VOLUMEN/PÁGINAS/EDITORIAL/ AÑO: vol. 48, pag 10-12, IEEE

CLAVE: R

CONTRIBUCIONES A CONGRESOS Y CONFERENCIAS CIENTÍFICAS NACIONALES E INTERNACIONALES

AUTORES: S. Pérez, J. A. Rabadán, F. Delgado, J.R. Velázquez, R. Pérez-Jiménez.
TÍTULO: *Experimental Characterization of a Synchronous Frequency Hopping Spread Spectrum communication System for Wireless Optical Communications.*
TIPO DE PARTICIPACIÓN: Póster
CONGRESO: SPIE Int'l Symposium on microelectronics
PUBLICACIÓN: Actas del congreso
LUGAR DE CELEBRACIÓN: Maspalomas, Gran Canaria (España)
AÑO: 2003

AUTORES: S. Pérez, J. Rabadán, F. Delgado, J. Velázquez, Rafael Pérez.
TÍTULO: Mejora de los enlaces ópticos no guiados mediante técnicas e FFHSS Síncronas para redes difusas en interiores.
TIPO DE PARTICIPACIÓN: Póster
CONGRESO: Optoel '03
PUBLICACIÓN: Actas del congreso

AUTORES: Francisco Delgado Rajó Jose A. Rabadán Borges Santiago T. Pérez Suárez Rafael Pérez Jiménez.
TÍTULO: Evaluación de Técnicas de Espectro Ensanchado para redes de sensores en canales ópticos no guiados difusos en interiores,
TIPO DE PARTICIPACIÓN: Artículo
CONGRESO: JITEL'03
PUBLICACIÓN: Actas de JITEL'03
LUGAR DE CELEBRACIÓN: Las Palmas de G.C. (España)
AÑO:2003

AUTORES: Santiago Pérez Suárez, José Rabadán, Francisco Delgado, José Velásquez.
TÍTULO: Diseño de un Sistema Síncrono de Comunicaciones de Espectro Ensanchado por salto en frecuencia para comunicaciones Ópticas no Guiadas.
TIPO DE PARTICIPACIÓN: Artículo y Ponencia.
CONGRESO: URSI 2002
PUBLICACIÓN: Páginas 185-186 Actas del Congreso
LUGAR DE CELEBRACIÓN: Madrid (España)
AÑO:2002

AUTORES: J. A. Rabadán, F. Delgado, M. Bacallado, R. Pérez-Jiménez, F. López-Hernández.
TÍTULO: Sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas de alta velocidad mediante técnicas de espectro ensanchado,
TIPO DE PARTICIPACIÓN: Artículo
CONGRESO: OPTOEL'01
PUBLICACIÓN: Actas de OPTOEL'01, pp. COM 1-5
LUGAR DE CELEBRACIÓN: Barcelona.

AÑO:2001

AUTORES: Francisco A. Delgado Rajó, Jose A. Rabadán Borges, Rafael Pérez Jiménez, Miguel A. Bacallado.

TÍTULO: Diseño y Simulación de un Sistema de Comunicaciones *Fast Frequency Hopping* Síncrono Para Comunicaciones Ópticas No Guiadas.

TIPO DE PARTICIPACIÓN: Artículo y Ponencia.

CONGRESO: URSI 2001

PUBLICACIÓN: Actas del Congreso

LUGAR DE CELEBRACIÓN: Madrid (España)

AÑO:2001

AUTORES: Rafael Pérez Jiménez, J.A. Rabadán y Francisco Delgado

TÍTULO: Sistemas de Espectro Ensanchado para C.C.O.O. no guiadas

TIPO DE PARTICIPACIÓN: Conferencia

CONGRESO: VII Congreso Internacional de Nuevas Tecnologías aplicadas a la Informática

PUBLICACIÓN:

LUGAR DE CELEBRACIÓN: ministerio de Industria Ligera e ISPJAE (La Habana, Cuba).

AÑO:2000

AUTORES: F. Delgado, J. A. Rabadán, F.J. López-Hernández, R. Pérez-Jiménez

TÍTULO: Diseño de un Sistema *Fast Frequency Hopping* para Comunicaciones Ópticas Infrarrojas no Guiadas en Interiores.

TIPO DE PARTICIPACIÓN: Artículo y Ponencia.

CONGRESO: URSI 2000

PUBLICACIÓN: Páginas 639-640 de las actas del congreso.

LUGAR DE CELEBRACIÓN: Zaragoza (España)

AÑO:2000