

Mejora de la robustez a la iluminación artificial de Sistemas DSSS de Comunicaciones Ópticas no Guiadas

José Rabadán Borges⁽¹⁾, Rafael Pérez Jiménez⁽¹⁾, Fco. Delgado Rajó⁽²⁾, Julio Rufo Torres⁽¹⁾, Santiago Pérez Suárez⁽¹⁾

jrabadan@dsc.ulpgc.es, rperez@dsc.ulpgc.es, jrufu@pas.ulpgc.es, sperez@dsc.ulpgc.es.

⁽¹⁾ Dpto. de Señales y Comunicaciones Universidad de Las Palmas de Gran Canaria.
ETSIT Campus de Tafira s/n, 35017 Las Palmas

⁽²⁾ Departamento de Física Fundamental y Experimental, Electrónica de Sistemas. Universidad de La Laguna.
Edificio Física y Matemáticas, Avda. Francisco Sanchez s/n, Campus de Anchieta 38206. La Laguna

Abstract- Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) optical wireless systems have been shown to be robust to interference from artificial and natural ambient illumination. This is due to the spreading of any interference photocurrent in the receiver. Normally the spread interference spectrum is assumed to be white. In this letter we show that is not the case, and the design of the spreading code has a strong influence on the spectrum of the spread noise. Rules for code design are introduced, and their effect demonstrated experimentally.

I. INTRODUCCIÓN

Una de las características principales de los sistemas de comunicaciones ópticas es la presencia en el canal óptico de interferencias producidas por las fuentes de iluminación artificial. Estas interferencias tienen una densidad espectral de potencia (DEP) compuesta por varias componentes de banda estrecha distribuidas desde los 50 Hz a varios cientos de KHz dependiendo del tipo de fuente de iluminación [1]: las lámparas incandescentes presentan una señal interferente de 100 Hz principalmente; las lámparas fluorescentes interfieren a frecuencias armónicas de 50 Hz hasta un máximo de 2 KHz; y las lámparas de encendido electrónico pueden introducir componentes interferentes de varios KHz de frecuencia dependiendo del circuito electrónico que contenga.

Para reducir los efectos de estas interferencias en los enlaces ópticos no guiados se han propuesto diferentes sistemas. En primer lugar se utilizan filtros ópticos que eliminan señales ópticas de longitudes de onda diferentes a aquellas a las que se realiza la comunicación, también se introducen circuitos de filtrado eléctrico paso alto en los esquemas de los receptores con los que reducir las componentes de ruido que pasan el filtrado óptico (recordemos que las señales interferentes tienen un ancho de banda máximo de cientos de KHz). Por otra parte, también se ha propuesto el uso de técnicas de modulación de portadoras eléctricas que permiten desplazar la señal de datos a frecuencias altas libres de interferencia [2], así mismo se pueden utilizar algoritmos de recuperación de errores como protección extra.

En este trabajo se consideran los sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas basadas en esquemas DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum*), que introducen varias mejoras a

los sistemas ópticos no guiados, entre ellas la robustez frente a este tipo de interferencias de banda estrecha [3]. No obstante, dada la naturaleza de las interferencias de las fuentes de iluminación, se debe prestar especial cuidado en el diseño del bloque DSSS para que obtener los resultados deseados de reducción de dichas interferencias. En concreto, en este trabajo se demuestra que habrá que tener en cuenta el periodo de la secuencia de código de ensanche y su densidad espectral de potencia, así como la densidad espectral de potencia de las interferencias.

II. REDUCCIÓN DE INTERFERENCIA DE ILUMINACIÓN CON TÉCNICAS DSSS

El esquema general de un enlace óptico no guiado con codificación DSSS se puede ver en la fig. 1.

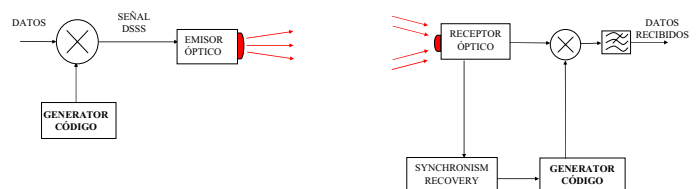


Fig. 1. Sistema DSSS óptico no guiado

Los sistemas DSSS consisten en una codificación de los datos con una señal de código pseudo aleatoria de alta frecuencia [4], de forma similar a una BPSK con el código como portadora. Esto permite realizar su implementación mediante circuitos sencillos, más aún en el caso de los sistemas ópticos, porque no precisa de portadora de radio para poder ser transmitida [2] (es la propia señal óptica la que permite la transmisión).

Como ya se comentó en la introducción, los sistemas DSSS presenta un rechazo elevado a las interferencias de banda estrecha [4]. Esto se debe a los procesos realizados sobre la señal de datos y modulada (también llamada ensanchada) que se detallan en la fig. 2.

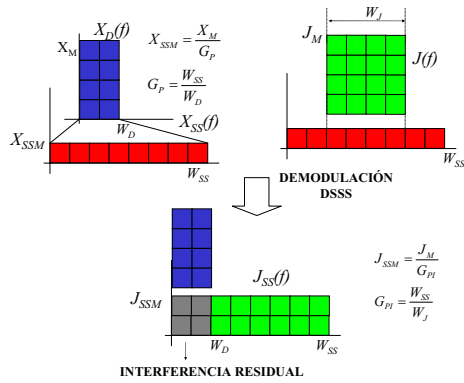


Fig. 2. Proceso de reducción de interferencia en DSSS

En primer lugar la señal de datos se ensancha hasta alcanzar el mismo ancho de banda que la señal de código. En este proceso la DEP de señal obtenida reduce su niveles a un valor $X_{SSM}=X_M/ G_P$, proporcional al parámetro Ganancia de Proceso $G_P=W_{SS}/W_D$.

A continuación se presenta una interferencia $J(f)$, localizada dentro del ancho de banda de la señal ensanchada pero sin ocuparlo totalmente, que es la definición de interferencia de banda estrecha, en caso contrario la señal debe considerarse como un ruido blanco gaussiano[4].

En el receptor, la señal de datos se colapsa a su DEP original, mientras que la señal interferente es ensanchada de forma análoga a la señal de datos en el transmisor: su DEP se extiende hasta el ancho de banda del código y su nivel se reduce a $J_{SSM}=J_M/ G_{PI}$, con $G_{PI}=W_{SS}/W_J$.

Finalmente, se realiza un filtrado dentro del ancho de banda de la señal de datos, de manera que únicamente la parte de interferencia contenida en este ancho de banda perturbará la señal recibida. La interferencia total a la salida del receptor DSSS tiene una potencia G_P veces inferior que la potencia de la señal interferente original independientemente del ancho de banda de dicha interferencia. Esto se muestra en la fig. 3 y en la ecuación 1, donde la interferencia residual dentro del ancho de banda de los datos tiene un nivel de potencia P_{Jr} .

$$P_{Jr} = W_D \cdot J_{SSM} = \frac{W_D \cdot W_J}{W_{SS}} J_M = \frac{P_J}{G_P} \tag{1}$$

$$J_{SSM} = \frac{J_M}{G_{PI}} = \frac{J_M}{W_{SS}/W_J}$$

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

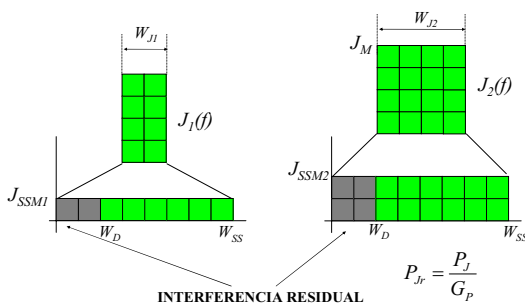


Fig. 3. Reducción de interferencias en DSSS

III. DISEÑO DE LA SEÑAL DE CÓDIGO

Teóricamente, un sistema DSSS que utilice un código de ensanche ideal, como el utilizado en el apartado anterior (señal aleatoria pura) [4], es capaz de transformar una señal de banda estrecha en una señal de ruido blanco gaussiano con una densidad espectral de potencia uniformemente distribuida[4]. Sin embargo, los sistemas reales no disponen de estas señales ideales de códigos, en su lugar hacen uso de secuencias de pulsos pseudo aleatorias generadas por circuitos basados en registros de desplazamiento[5] como el de la fig. 4.

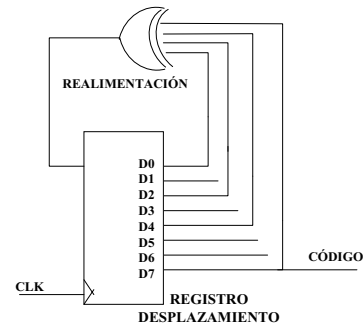


Fig. 4. Generador de secuencia pseudo aleatoria.

La DEP de este tipo de señales presenta una envolvente en forma de función $sinc^2$ y varios armónicos tal como se muestra en la fig. 5.

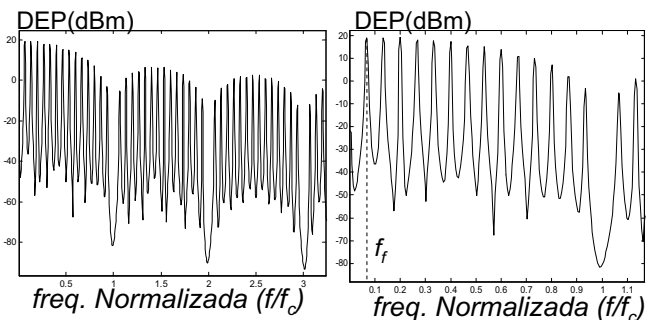


Fig. 5. DEP de señal de código real.

Esta DEP se debe a la periodicidad característica de las secuencias pseudo aleatorias [4]. Para este trabajo se ha seleccionado la familia de códigos de máxima longitud (*Maximum Length Sequences*, MLS), cuyo periodo es $Periodo=2^N-1$ pulsos [4] (donde N es el número de flip-flops del registro de desplazamiento). Cada pulso de la secuencia tiene una duración de $t_c=1/f_c$, donde f_c es la frecuencia de código. De los datos anteriores y con la ecuación 2 podemos obtener la duración de un periodo de código T y la frecuencia fundamental f_f (mostrada en la fig. 5) de los armónicos de la DEP de la señal de código.

$$T = (2^N - 1)t_c = \frac{(2^N - 1)}{f_c} \tag{2}$$

$$f_f = \frac{1}{T} = \frac{1}{(2^N - 1)t_c} = \frac{f_c}{(2^N - 1)}$$

Un sistema DSSS real distribuirá la energía de una señal interferencia de banda estrecha en una señal de banda ancha con una envolvente similar a la de la señal de código que

utiliza (sinc^2 en nuestro caso). Sin embargo, para conseguir este resultado es necesario que el ancho de banda de la señal de la interferencia sea mayor que la frecuencia f_f del armónico fundamental de la señal de código. En ese caso se obtiene un solapamiento de las distintas réplicas de la interferencia moduladas a las frecuencias de los distintos armónicos de la señal de código, lo que produce una distribución continua de la DEP de la señal ensanchada que se acerca a la señal ruidosa esperada en el caso ideal (fig. 6).

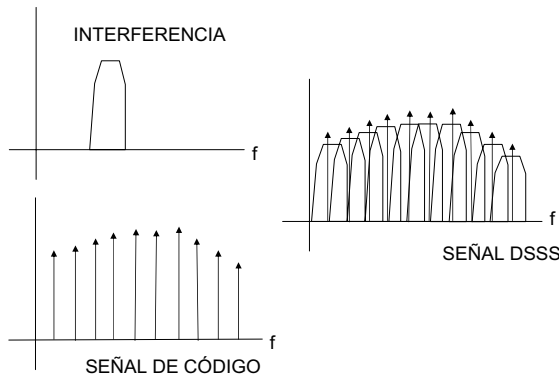


Fig.6. Señal ensanchada con DEP continua

En caso contrario, f_f mayor que el ancho de banda de la interferencia, las señales moduladas no se solapanán y la señal ensanchada tendrá una DEP en forma de ruido coloreado, con componentes de mayor nivel a unas frecuencias que a otras (fig. 7). Como podemos comprobar, este último caso produce un resultado no deseado y no esperado de un sistema DSSS que persigue la distribución uniforme de la energía de la señal interferente en el ancho de banda de la señal de código [4].

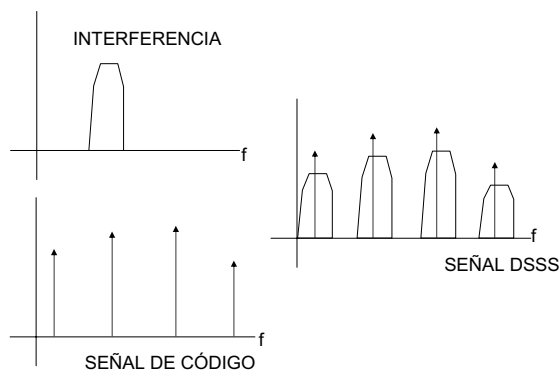


Fig. 3. Efecto debido a la DEP no continua de la señal código real

Hay dos formas de reducir f_f (ver ecuación 2): reducir la frecuencia de código f_c o usar una señal de código con un periodo T mayor. Reducir f_c empeora la robustez del sistema a las interferencias, pues de ella depende la reducción del nivel de la DEP [5] y por tanto es una solución inaceptable. La mejor solución es aumentar el periodo T de la secuencia de código, aumentando el número de flip-flops del generador de códigos, sin cambiar la frecuencia de código f_c . Este número N de flip-flops puede estimarse con la ecuación 3 a partir del ancho de banda de la interferencia f_i y la frecuencia de código f_c .

$$f_i > \frac{1}{T} \Rightarrow f_i > \frac{f_c}{(2^N - 1)} \Rightarrow N > \log_2 \left(\frac{f_c}{f_i} + 1 \right) \quad (3)$$

IV. RESULTADOS

Como verificación de lo expuesto anteriormente se han medido interferencias producidas por iluminaciones reales mediante un receptor óptico diseñado por el Communications Engineering Group de la Universidad de Oxford [6]. Este receptor se caracteriza por presentar un filtrado paso alto con un polo a 90 KHz y un ancho de banda de 50 MHz. La DEP de la señal a la salida de receptor cuando éste es iluminado con una lámpara fluorescente PHILIPS TLD58/35 se presenta en la fig. 8.

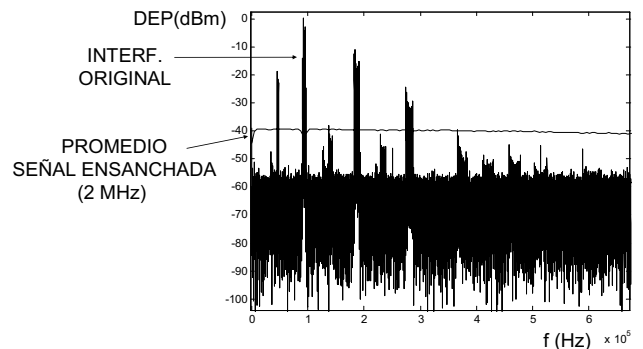


Fig. 8. Detalle de la DEP de la interfeerencia original y de la señal ensanchada a la salida del bloque DSSS

Esta señal de salida del receptor se utiliza como entrada de un sistema DSSS con un código de ensanche MLS de $N=8$ flip-flops (periodo de 255 pulsos) y una frecuencia de código $f_c=2$ MHz. La fig. 8 también compara la interferencia original con un promedio de la DEP de la señal ensanchada a la salida de bloque DSSS, donde se pueden apreciar reducciones de nivel de hasta 40 dB en algunos puntos de la interferencia.

La DEP de la señal ensanchada mostrada en la fig.8 es un promediado de la DEP real de la señal ensanchada y de hecho, dista bastante de su forma verdadera. Una representación con mayor resolución en frecuencia se muestra en la fig. 9, donde se pueden apreciar los armónicos de 2 MHz de la señal de código y la señal ensanchada con su forma exacta. Ahora aparecen las modulaciones de la señal interferente sin solaparse (ruido coloreado), tal y como se había predicho para el caso en que el ancho de banda de la interferencia fuera menor que la frecuencia de código.

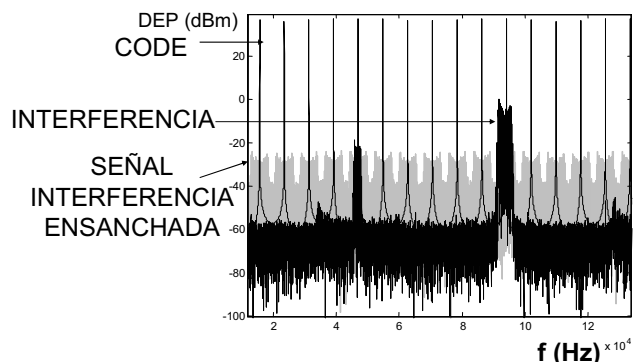


Fig. 9. Efecto de modulación producido por los armónicos de la DEP de la señal de código

En este ejemplo, la frecuencia fundamental f_f de los armónicos de la señal de código son de 7.84 KHz (aplicando la ecuación 2 con $f_c=2$ MHz, $Periodo=255$, $N=8$). Por otra parte, la componente más estrecha de la interferencia tiene 5 KHz de ancho de banda y de ahí que aparezca el efecto de ruido coloreado de la fig.9. Para evitar este problema será necesario reducir la frecuencia fundamental a $f_f < 5$ KHz, que para la misma $f_c=2$ MHz supone un número de flip-flops en el generador de código de $N > 8.6$ (de la ecuación 3). En la fig. 10 se muestra la misma interferencia ensanchada por un sistema DSSS con código MLS, $f_c=2$ MHz y $N=9$ ($Periodo=511$ pulsos y $f_f=4.91$ KHz) y se puede apreciar claramente la reducción del efecto de la modulación y la distribución más uniforme de la DEP la señal ensanchada. Si aumentamos aún más el valor de N se obtendrían mejores resultados, en este caso $N=9$ en el límite inferior.

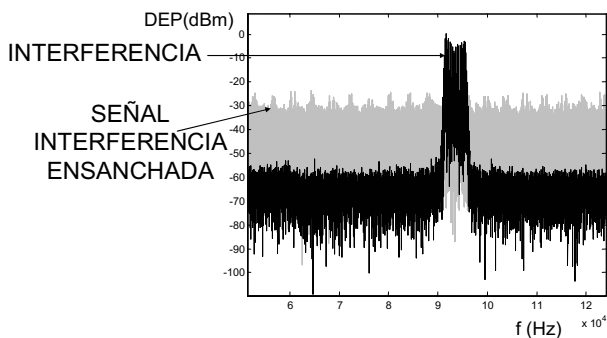


Fig 10. Señal interferencia ensanchada para sistema DSSS con código MLS con 9 flip-flop

V. CONCLUSIONES

En este trabajo, se muestra que la respuesta de los sistemas ópticos no guiados con técnicas DSSS puede diferir bastante de los resultados esperados, en particular, cuando se trata con interferencias producidas por las fuentes de iluminación. En este caso, la salida del receptor correspondiente a la señal interferente debería tener forma de señal ruidosa, pero dependiendo de la señal de código utilizada en el proceso de ensanche, la señal ensanchada puede ser diferente.

Este artículo presenta un método para asegurar el correcto funcionamiento del receptor óptico DSSS frente a interferencias. Para ello se proponen las reglas a seguir para un correcto diseño del código de ensanche, teniendo en cuenta las características de periodicidad de las secuencias pseudo aleatorias y su correspondiente DEP. Las fórmulas obtenidas se han particularizado para códigos de la familia MLS y se han comprobado los resultados con fuentes de iluminación reales, demostrando que la señal ensanchada obtenida siguiendo las ecuaciones propuestas se acerca más a la deseada.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha contado con la financiación en parte del Gobierno de la Comunidad Autónoma de Canarias.

REFERENCIAS

- [1] A. J. C. Moreira, R. T. Valadas, A. M. de Oliveira Duarte, "Characterisation and Modelling of Artificial Light Interference in Optical Wireless Communication Systems", Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1995. PIMRC'95.
- [2] Perez-Jimenez, R.; Rabadan, J.A.; Lopez-Hernandez, F.J., " Filtered modulation schemes for short distance infrared wireless communications ", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol 46, Issue 2, May 2000 Page(s):275 - 282
- [3] Rabadan, J.A.; Bacallado, M.A.; Delgado, F, Perez, S.T.; Perez-Jimenez, R., "Experimental characterization of a direct-sequence spread-spectrum optical wireless system based on pulse-conformation techniques for in-house communications", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol 50, Issue 2, May 2004 Page(s):484 – 490.
- [4] M. Simon, J. Omura, R. Scholtz, B. Levitt, "Spread-Spectrum Communications Handbook", McGraw Hill, 1994.
- [5] 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.
- [6] Parand, F.; Faulkner, G.E.; O'Brien, D.C., *Cellular tracked optical wireless demonstration link*, IEE Proceedings- Optoelectronics, Vol 150, Issue 5, 17 Oct. 2003 Page(s):490 – 496.