

A C T A S

D E L A S S E G U N D A S

J O R N A D A S



TELECOMUNICACIONES

MADRID

NOVIEMBRE DE 1999

RESULTADOS FUNCIONALES DEL PROTOTIPO DE UN SISTEMA DE COMUNICACION OPTICA COHERENTE POR FIBRA OPTICA A ALTA VELOCIDAD

Josep Prat Gomá, Gabriel Junyent Giralt, Jesús Roldán Andrade
Grupo de Comunicaciones Ópticas, ETSET-UPC, Barcelona

INTRODUCCION

En el futuro de las comunicaciones por fibra óptica, la detección heterodina (sistemas coherentes) ofrece, frente a la actual detección directa de la potencia óptica (sistemas MIDD), un incremento importante de la sensibilidad y de la capacidad de transmisión, gracias a la posibilidad de multiplexación de alta densidad en longitud de onda de diferentes fuentes laser. Estas ventajas implican sin embargo un aumento de la complejidad que, con el desarrollo de la tecnología opto-electrónica, está siendo superada.

El proyecto de investigación en sistemas coherentes de alta velocidad desarrollado ha llevado a la consecución de un prototipo completo, con modulación digital CPFSK a 2.5 GBit/s, velocidad que constituye el último nivel normalizado de la Jerarquía Digital Síncrona (MTS-16, a 2488.32 Mbit/s). El proyecto se ha realizado en colaboración con Alcatel-SESA, y está en el marco del Plan Nacional de Banda Ancha.

Concretamente, el sistema de transmisión heterodino CPFSK con demodulación diferencial se ha escogido porque presenta diversas ventajas: permite la modulación directa del laser emisor evitando la pérdida que introduce un modulador externo, presenta una sensibilidad superior a otros formatos FSK, y acepta valores de anchos de línea de los lasers razonables [1-3]. Eléctricamente, la mayor dificultad proviene de los grandes anchos de banda que se manejan, tanto en frecuencia intermedia como en banda base. Esto lleva a la necesidad de escoger unos parámetros de sistema (índice de modulación, tiempo de retardo del demodulador, anchos de banda de los filtros, F_i ...) precisos para conseguir, en la práctica, una sensibilidad elevada.

CONFIGURACION DE LOS SUBSISTEMAS

El transmisor óptico (esquema de bloques de la Fig.1) se basa en un laser monomodo DFB, cuya longitud de onda de 1548nm se modula con una desviación de frecuencia de ± 0.8 GHz, según la corriente de señal previamente adecuada por el circuito "driver" y un ecualizador. El laser está controlado en temperatura mediante una célula Peltier a 17.5° y polarizado a 60mA, con lo que entrega una potencia óptica de -3dBm, después del aislador óptico. El ancho de línea de ruido de fase del laser es de 7 MHz, medido mediante auto-heterodinaje.

En el receptor coherente (esquema de la Fig.2) se realiza el batido de la señal con la del laser oscilador local, trasladándose al dominio eléctrico en frecuencia intermedia (≈ 4.4 GHz) en la etapa de fotodetección. Esta tiene estructura balanceada para aprovechar las dos salidas del acoplador óptico y eliminar el ruido de exceso del laser. Mediante un híbrido de 180 grados y una línea de retardo ajustable se logra la resta en contrafase de las dos corrientes de señal en frecuencia intermedia. La Fig.3 muestra la responsividad ($\approx 6,3$ A/W) de la etapa en frecuencia, usando la salida 'diferencia' o bien 'suma' del híbrido, para comparar el modo de señal con el modo común, que presenta un rechazo de unos 18 dB.

A continuación, la señal es amplificada y filtrada en las etapas de frecuencia intermedia. La Fig.4 muestra su respuesta frecuencial, con un ancho de banda de 2,3 a 6,2 GHz, y una ganancia de 56 a 40 dB, según la tensión de control (0 a 15v). El filtro aproxima una respuesta Buterworth paso banda de orden 7, aunque también hace funciones de ecualizador para reducir el rizado de la respuesta global, puesto que el formato de modulación CPFSK es muy sensible a la distorsión, tanto de amplitud como de fase. El 'layout' del filtro en microstrip es el de la Fig.5. A la salida de la etapa se extrae una muestra de la potencia que se rectifica y pasa al circuito de C.A.G. que actúa sobre un amplificador para asegurar potencia constante al demodulador (16dBm).

La demodulación diferencial se logra mezclando la señal con ella misma retardada τ segundos (265 ps). Posteriormente la señal en banda base se amplifica y ecualiza, siendo regenerada por un híbrido que contiene un detector de flancos, un PLL recuperador de reloj y una báscula comparadora de AsGa.

El oscilador local consiste en un laser con cavidad externa cuyo 'grating' es controlado mediante tres piezoeléctricos con los que se ajusta el comportamiento monomodal de la cavidad y se sintoniza la longitud de onda de forma que se estabiliza la frecuencia intermedia en ± 5 MHz. En la Fig.6 se muestra la relación obtenida entre la tensión aplicada a dos de los piezoeléctricos (T y P) y el desplazamiento de la frecuencia intermedia. La función presenta cuatro saltos de modo en el margen de variación de las tensiones. Por encima de 24 voltios el comportamiento es siempre multimodo. La mejor zona de trabajo observada es entre 4 y 15v, en la que el margen de sintonía monomodal es de 8 GHz. Para mantenernos dentro de este margen los láseres se han debido estabilizar en temperatura en menos de $\pm 0.2^\circ\text{C}$. La deriva subsecuente de la frecuencia intermedia se detecta a través de la señal de continua a la salida del demodulador y se realimenta. La potencia óptica que emite el oscilador local es de -4.8 dBm; su ancho de línea es fluctuante pero inferior a tan solo 1 MHz, por lo que se ha debido medir mediante la técnica de modulación residual del autoheterodinaje (MS-DSH [4]).

El estado de polarización de las dos ondas ópticas se aparean mediante un controlador manual de polarización, basado en tres bucles rotables de fibra (dos $\lambda/4$ y un $\lambda/2$ central).

FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA

La Fig.7 muestra el espectro óptico en la fibra antes de los

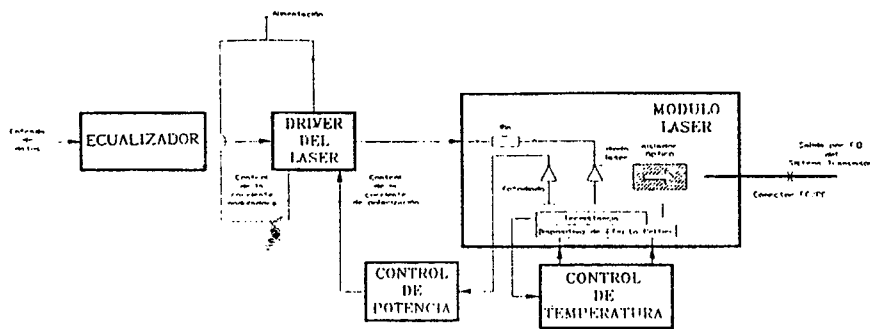


Fig.1: Esquema de bloques del transmisor óptico.

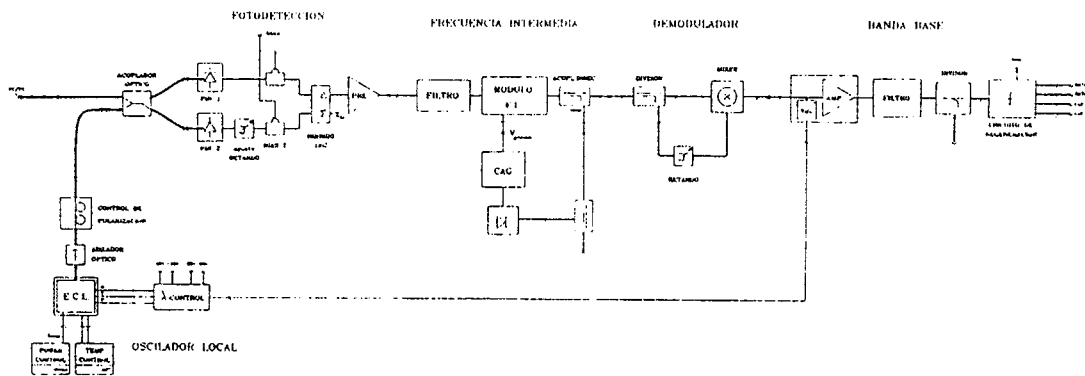


Fig.2: Esquema de bloques del receptor CPFSK.

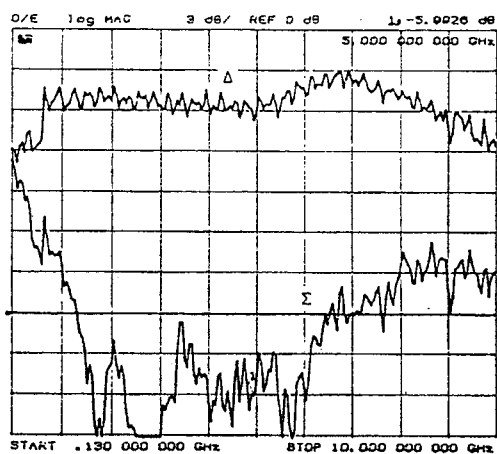


Fig.3: Respuesta óptico-eléctrica de la etapa de fotodetección en modo diferencial (Δ) y en modo común (Σ).

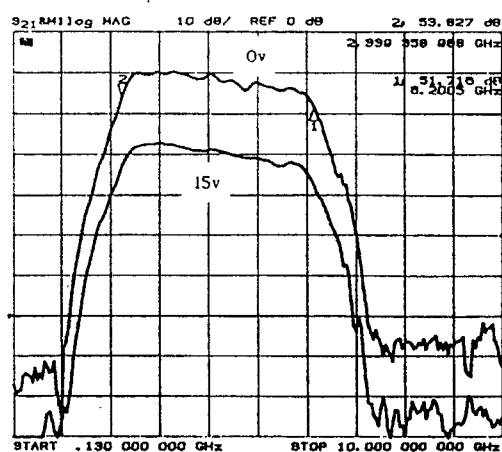


Fig.4: Respuesta en frecuencia de la etapa de frecuencia intermedia ($V_c = 0$ y $15v$).

fotodetectores, destacándose, alrededor de los 1548nm, las frecuencias del oscilador local y de la señal del emisor. Dada la limitada resolución del instrumento (0.1nm), se ha eliminado la atenuación de enlace y se ha enfriado la temperatura del emisor en 0.6°C (la frecuencia intermedia se triplica) para visualizar ambas.

El espectro de señal a la salida de la etapa de frecuencia intermedia es el de la Fig.8, correspondiente al índice de modulación CPFSK de 0,65, para una secuencia pseudoaleatoria larga ($2^{15}-1$) y para secuencia alternada (1010..). En éste se observa el ancho de línea de batido de los láseres, y también el nivel de ruido aditivo en la base de los tres tonos. La atenuación óptica en la medida es de 25 dB.

La Fig.9 muestra el espectro de la señal de 2.5 Gbit/s en banda base a la salida del demodulador diferencial (curva inferior), antes del regenerador, donde se aprecia la atenuación a partir de 2 GHz, y a la salida del mismo (curva superior), el cual es el espectro ideal de una señal digital NRZ.

Un problema crítico de la modulación FM del laser es la distorsión que presenta en bajas frecuencias, en las que el efecto de modulación térmica domina sobre la de los portadores, provocando un brusco decaimiento de la respuesta FM ('dip') alrededor de 1 MHz (curva inferior de la Fig.10). Ello provoca la pérdida de sensibilidad en, por ejemplo, secuencias largas de bits idénticos. Para minimizar dicho problema se ha realizado un ecualizador en el emisor que compensa la subida entre 300 KHz y 6 MHz, como se observa en la respuesta FM de la Fig.10, mientras que no modifica la respuesta en alta frecuencia. El ecualizador es de tipo polo-cero con estructura en π . La mejora obtenida es clara: con secuencias pseudoaleatorias de longitud $2^{15}-1$ desaparece la cota de probabilidad de error que había en 10^{-5} , mientras que en secuencias de $2^{23}-1$ la cota baja de 10^{-4} a 10^{-8} . La secuencia correspondiente a 2^7-1 no se ve afectada por la distorsión.

Otro punto crítico del sistema es la interferencia intersimbólica en la regeneración, motivada por el rizado en frecuencia de las distintas etapas y desadaptaciones, y por la limitación de la banda que se debe realizar a estas frecuencias. A parte de la ecualización en frecuencia intermedia, se ha diseñado un ecualizador en banda base, antes del regenerador, que maximiza la señal y minimiza tanto el ISI como el ruido en el instante de decisión. Dada la imposibilidad de utilizar un método espectral, ya que el sistema es claramente no lineal, se ha muestreado directamente la señal de salida en el tiempo, y utilizando una secuencia digital de entrada preestablecida, se ha desarrollado un algoritmo que aproxima una respuesta impulsional equivalente del sistema y optimiza una red pasiva de cuatro elementos. El método resulta válido siempre que no exista una fuerte asimetría en el sistema. En la Fig.11 se tiene el diagrama de ojo antes y después de ecualizar. La mejora en sensibilidad del receptor es de 1.5 dB.

RESULTADOS

La sensibilidad del receptor que se consigue, para una probabilidad de error de 10^{-9} y con secuencias pseudoaleatorias de longitud 2^7-1 , es de -30.5 dBm, lo que implica una longitud de enlace superior a los 100 Km con fibra de 0.25 dB/Km de atenuación. La gráfica de la Fig.12 muestra la

medida de probabilidad de error en función de la potencia recibida. Con secuencia de $2^{15}-1$ hay una degradación de 1 dB, y con $2^{23}-1$ se tiene el 'BER floor' comentado de 10^{-8} . Se ha probado también una etapa de fotodetección, desarrollada dentro del mismo proyecto, que integra en el mismo circuito un fotodetector y un preamplificador de alta impedancia con HEMT de AsGa. La sensibilidad que se obtiene es similar a la anterior.

Respecto a la sensibilidad teórica ideal de -52 dBm dada por el límite cuántico, se ha estimado la siguiente relación de degradaciones:

- Pérdidas del acoplador óptico: 0,5 dB
- Desapareamiento de la polarización óptica: 0,5 dB
- Eficiencia de los fotodetectores: 2 dB
- Desapareamiento de las salidas balanceadas: 0,5 dB
- Ruido de fase: 1 dB
- Rizado en frecuencia: 2 dB
- Jitter y error de fase en la regeneración: 0.5 dB
- Dispersión: 0.5 dB
- Ruido térmico: 14 dB

La elevada influencia que se tiene del ruido térmico es debida a la insuficiente potencia óptica del oscilador local (-4.8 dBm frente a los 0 dBm deseables) y a que la corriente de ruido de la etapa de fotodetección es excesiva (≈ 45 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$). Con la substitución del oscilador local por un laser DBR y de la etapa de fotodetección actual por un híbrido con 10 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ que se está diseñando, se espera, en el futuro próximo, alcanzar una sensibilidad de -37 dBm, y tener, por otro lado, un margen de sintonía de decenas de GHz.

REFERENCIAS

- [1] L.G.Kazovsky and Jacobsen. J.L.T., vol.7, pp.972-982, Junio 1989.
- [2] K.Iwashita and T.Matsumoto. J.L.T., vol.5, pp.452-460, Abril 1987.
- [3] J.L.Gimlett, R.S.Vodhanhel, M.Choy, A.F.Elrefaie, N.K.Cheung and R.E.Wagner. J.L.T., vol.5, pp.1315-1323, Septiembre 1987.
- [4] R.D.Esman and L.Goldberg. Electronics Letters, Octubre 1988.

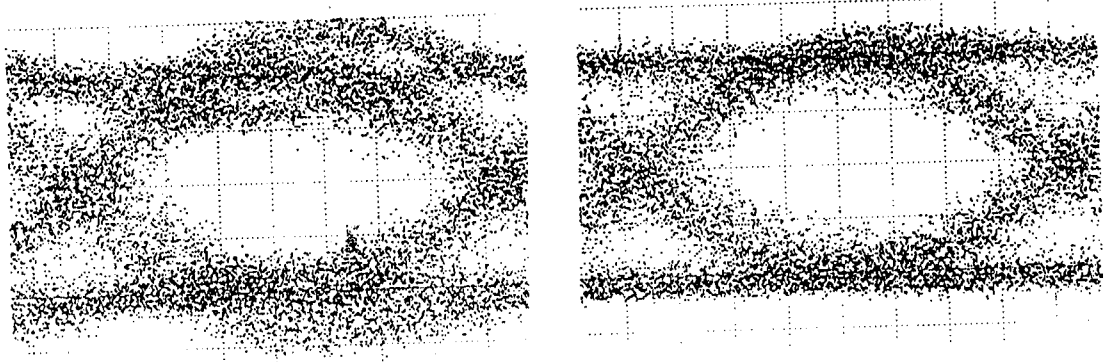


Fig.11: Diagrama de ojo antes (izquierda) y después (derecha) del ecualizador de recepción (aten=20dB).

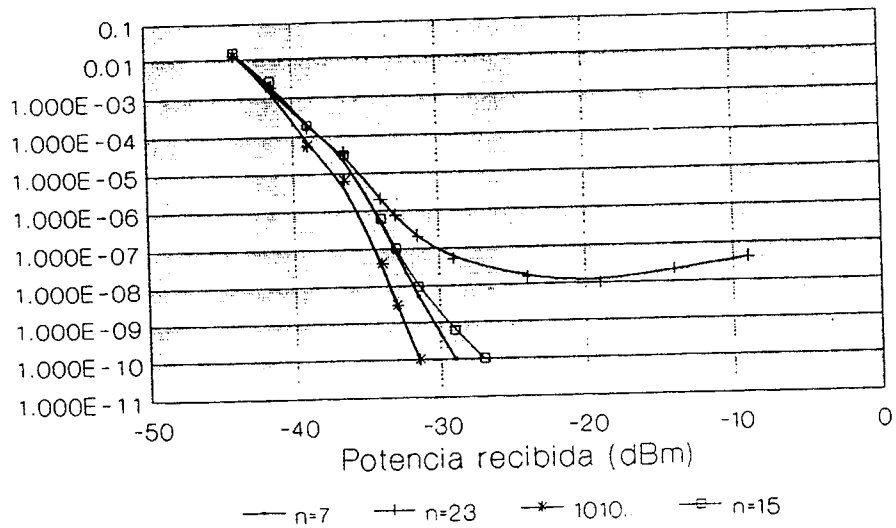


Fig.12: Probabilidad de error versus potencia recibida para distintas secuencias pseudoaleatorias.