

CANCELACION DEL RUIDO AM EN SISTEMAS DE TRANSMISION COHERENTES POR FIBRA OPTICA : RECEPTOR BALANCEADO

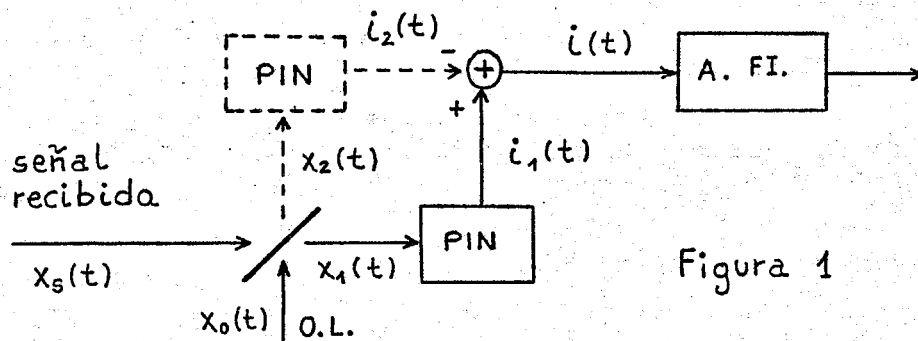
Silvia Ruiz, J.R. Usandizaga, J.A. Navarro y G. Junyent
Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones
Grupo de Comunicaciones Ópticas
E.T.S.I. Telecomunicación Barcelona (U.P.C.)

In this work the authors have studied the AM noise influence over coherent transmission systems employing heterodyne-type detection. A dual-detector optical heterodyne receiver is also studied in order to eliminate the LO noise. Finally a comparison between the two schemes has been done.

En este trabajo se ha estudiado la influencia del ruido AM en sistemas de transmisión coherente con detección heterodina. Se ha estudiado también la configuración del receptor balanceado para eliminar dicho ruido. Finalmente se ha realizado una comparación entre ambos esquemas.

I. INTRODUCCION

En detección óptica coherente el campo eléctrico recibido proveniente de la fibra se combina en la superficie de un fotodetector con el campo procedente de un oscilador local, cuya frecuencia central está desplazada una cantidad Δf de la de la señal recibida. El esquema de detección se llama homodino cuando $\Delta f = 0$ o lo que es lo mismo, cuando las frecuencias de la portadora recibida y la del oscilador local (O.L.) son idénticas, y heterodino si $\Delta f = f_I > 0$, siendo f_I la frecuencia intermedia. Mediante un proceso de filtrado y amplificación eléctricos se obtiene una réplica de la señal trasladada a frecuencia intermedia, conservando la información transmitida para los distintos formatos de modulación (ASK, PSK, FSK). El esquema correspondiente a una detección heterodina es el de la figura siguiente:



donde las partes dibujadas en línea discontinua forman parte del esquema del receptor balanceado.

Es cierto que si las señales recibida y de oscilador

local fueran perfectamente estables, tanto en amplitud como en frecuencia, el único ruido presente sería el ruido shot asociado a los procesos de fotodetección (R.1). En este caso, la relación señal-ruido (SNR) tras la etapa de detección alcanzaría un máximo teórico que se suele denominar límite cuántico. Sin embargo, los campos recibidos llevan incluido un ruido que degrada de modo considerable las prestaciones del sistema y que se asocia a los procesos de emisión espontánea que se generan en el interior de la cavidad laser. En este trabajo se realiza el estudio del receptor suponiendo una señal recibida ideal y una señal de OL contaminada con ruido de amplitud y de frecuencia (ruidos AM y FM) caracterizados en un trabajo anterior (R.2).

En el apartado II se analiza la influencia del ruido de amplitud, así como de los distintos ruidos que intervienen en la etapa de detección (shot y térmico), lo cual permite calcular la SNR a la salida y obtener cuales son las condiciones óptimas de funcionamiento del OL.

Viendo que la degradación introducida por el ruido AM puede llegar a ser del orden de 20 dB respecto al límite cuántico, en el apartado III se propone un esquema de receptor balanceado a fin de eliminar dicho ruido (R.3). Para este esquema se calcula nuevamente la SNR apreciándose una mejora que depende de los dos fotodetectores empleados, así como del coeficiente de transmisión del acoplador. Finalmente se comparan ambos sistemas y se extraen conclusiones.

II. ESTUDIO DEL RECEPTOR HETERODINO SIMPLE

El esquema simplificado del receptor utilizado es el de la Fig. 1 sin considerar las partes en línea discontinua que corresponden al sistema balanceado.

La señal recibida, $x_s(t)$, y la del oscilador local, $x_o(t)$, se mezclan en el combinador de ondas caracterizado por un coeficiente de transmisión en potencia de valor p . La señal que incide sobre el fotodetector es:

$$x_1(t) = p^{1/2} x_s(t) + (1 - p)^{1/2} K^{1/2} x_o(t) \quad (1)$$

donde K es un factor de atenuación de la señal del OL debido a la existencia de aisladores ópticos que evitan posibles reflexiones de señal hacia el interior del laser.

La corriente generada en el fotodiodo es:

$$i(t) = q \lambda(t) + i_{\text{shot}}(t) \quad (2)$$

siendo $\lambda(t)$ el número medio de electrones generados por unidad de tiempo, que es proporcional a la potencia óptica incidente:

$$\lambda(t) = \frac{\eta}{h\nu} P(t) = \frac{\eta}{h\nu} \left[x_1(t) \right]^2 \quad (3)$$

donde $h\nu$ es la energía de un fotón a la frecuencia ν y η el rendimiento del fotodiodo.

La señal recibida y la del DL tienen las siguientes expresiones:

$$x_s(t) = E_s \cos(\omega_s t + \phi_s) \quad (4)$$

$$x_o(t) = \left[E_o + e(t) \right] \cos \left[\omega_o t + \phi_o + \phi(t) \right] \quad (5)$$

donde

- E_s, E_o son las amplitudes de campo en el caso estacionario
- $e(t)$ es la variable aleatoria que representa la fluctuación de amplitud en el oscilador local y que se supone de valor mucho menor que E_o . ($e(t) \ll E_o$).
- $\phi(t)$ var. aleatoria representando la fluctuación de fase.

Por tanto, sustituyendo esta expresión en (2), desarrollando y despreciando los términos en ω_s^2, ω_o^2 y $\omega_s + \omega_o$ que quedan fuera de la banda de paso del fotodiodo, así como los términos de continua que pueden eliminarse mediante un filtro paso alto, tenemos:

$$i(t) = i_{\text{señal}}(t) + i_{\text{AM}}(t) + i_{\text{shot}}(t) = i_{\text{señal}}(t) + i_{\text{ruido}}(t) \quad (6)$$

siendo

$$i_{\text{señal}}(t) = R \sqrt{p(1-p)} K E_o E_s \cos(\omega_I t + \phi_s - \phi_o - \phi(t)) \quad (7)$$

$$i_{\text{AM}}(t) = R K (1-p) E_o e(t) \quad ; \quad R = q\eta / h\nu \quad (8)$$

El receptor puede modelarse mediante el siguiente circuito:

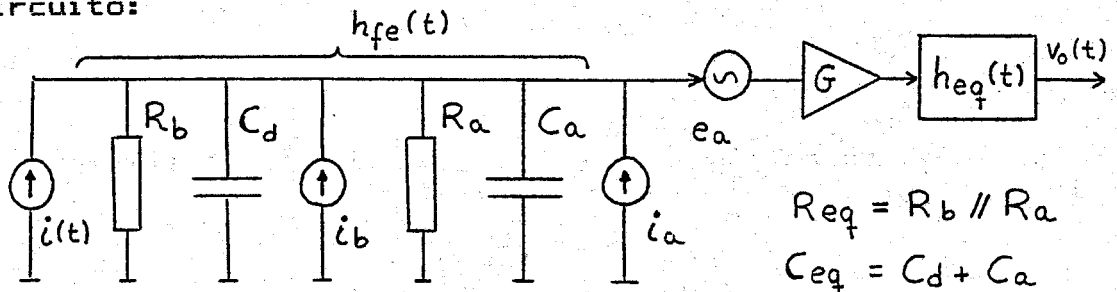


Figura 2

donde:

- R_b es la resistencia de polarización del fotodiodo.
- i_b es la corriente de ruido térmico asociada a R_b .

- C_d es la capacidad del fotodiodo.
- $i(t)$ es la corriente generada por el fotodiodo que viene dada por (6)
- R_a y C_a son la resistencia y capacidad equivalentes a la entrada del amplificador de FI.
- i_a y e_a son los generadores equivalentes de ruido a la entrada del amplificador.
- $h_i(t) = h_{fe}(t) * h_{eq}(t)$

Con todo ello la tensión a la salida del ecualizador es

$$\begin{aligned}
 v_o(t) &= G^{1/2} i(t) * h_i(t) + v_{r. termico}(t) = \\
 &= G^{1/2} i_{señal}(t) * h_i(t) + G^{1/2} i_{ruido}(t) * h_i(t) + \\
 &+ v_{r. termico}(t) \quad (9)
 \end{aligned}$$

Si suponemos que la función de transferencia del ecualizador compensa exactamente $h_{fe}(t)$ de modo que a la salida del receptor tenemos la misma forma de pulso que a la entrada:

$$|H_i(f)| = \begin{cases} Z & -B_{FI}/2 \leq f - f_i \leq B_{FI}/2 \\ 0 & \text{en el resto} \end{cases} \quad (10)$$

siendo B_{FI} el ancho de banda en frecuencia intermedia.

Definimos la relación señal-ruido como el cociente entre la potencia de señal y la de ruido que se tiene a la salida del receptor, siendo:

$$P_{señal} = Z^2 G R^2 p(1-p) K \frac{E_o^2 E_s^2}{2} \quad (11)$$

$$P_{ruido} = P_{shot} + P_{AM} + P_{r. termico} \quad (12)$$

Seguidamente vamos a calcular cada uno de los términos que contribuyen al ruido:

- Potencia de ruido shot: siguiendo un desarrollo similar a (R.4) se llega a la siguiente expresión:

$$\begin{aligned}
 P_{shot} &= 2 q G R (1-p) \frac{E_o^2}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H_i(f)|^2 df = \\
 &= 2 q Z^2 G R K (1-p) P_o B_{FI} \quad (13)
 \end{aligned}$$

- Potencia de ruido de amplitud.

$$P_{AM} = 2 G \int_{-\infty}^{+\infty} S_{AM}(f) |H_1(f)|^2 df \quad (14)$$

siendo $S_{AM}(f)$ la densidad espectral de potencia de las fluctuaciones de corriente asociadas al ruido de amplitud del oscilador local, que se calcula como la transformada de Fourier de la autocorrelación de la corriente de ruido AM:

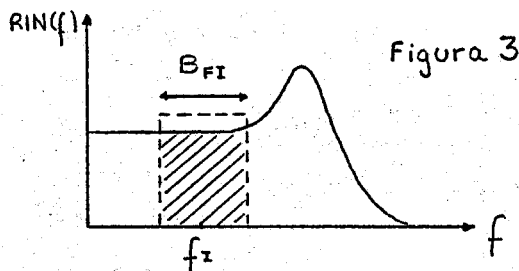
$$R_{AM}(\tau) = \langle i_{AM}(t) i_{AM}(t + \tau) \rangle = R^2 K^2 (1 - p)^2 E_0^2 R_e(\tau)$$

$$P_{AM} = 2 G R^2 K^2 (1 - p)^2 E_0^2 \int_{-\infty}^{+\infty} S_e(f) |H_1(f)|^2 df \quad (15)$$

La relación entre la densidad espectral de potencia de la fluctuación de amplitud de campo y la de la fluctuación en el número de fotones es conocida (R.5):

$$S_e(f) = (E_0^2/4) (S_{\Delta I}(f)/I_0^2) = (E_0^2/4) RIN(f) \quad (16)$$

siendo $RIN(f)$ el ruido relativo de intensidad. El término a integrar se aprecia en la Fig.3 donde se observa que para potencias de OL relativamente altas, dentro de la banda de FI sólo estará la parte plana del espectro del $RIN(f)$. Esto permite utilizar la siguiente simplificación:



$$P_{AM} = 2 G Z^2 R^2 (1 - p)^2 \frac{E_0^2}{4} RIN(0) B_{FI} \quad (17)$$

- Potencia de ruido térmico: analizando el esquema del receptor se llega a (R.4)

$$\begin{aligned} P_{r. termico} &= 2 (2 \pi C_{eq})^2 G S_{ea} \int_{-\infty}^{+\infty} |H_1(f)|^2 f^2 df + \\ &+ 2 G \left[\frac{S_{ea}}{R_{eq}^2} + S_{ia} + \frac{2k\theta}{R_b} \right] \int_{-\infty}^{+\infty} |H_1(f)|^2 df = \\ &= 2 (2 \pi C_{eq})^2 G S_{ea} Z^2 B_{FI} (f_I^2 + B_{FI}/12) + \\ &+ 2 G (S_{ea}/R_{eq}^2 + S_{ia} + 2k\theta/R_b) Z^2 B_{FI} = 2 G Z^2 S_T \end{aligned} \quad (18)$$

Por tanto calculando la relación señal-ruido obtenemos,

tras algunas simplificaciones y realizando el cambio $E = \sqrt{2P}$:

$$\text{SNR} = \frac{p P_s}{\frac{h\nu}{\eta} B_{FI} + K(1-p) P_o \text{RIN}_o B_{FI} + \left(\frac{h\nu}{q\eta} \right)^2 \frac{S_T}{K(1-p)P_o}} \quad (19)$$

III RECEPTOR BALANCEADO.

La utilización de un receptor heterodino simple conlleva degradaciones respecto al límite cuántico que pueden llegar a ser del orden de 20 dB. Esto es debido fundamentalmente al ruido de amplitud del oscilador local y a que no se aprovecha toda la potencia disponible en el combinador. La solución propuesta para superar los problemas citados anteriormente es el uso de un receptor balanceado cuyo esquema es el de la Fig. 1

En el caso ideal el combinador de ondas es simétrico, es decir $p = 0.5$ y los fotodiodos son idénticos (misma eficiencia cuántica y respuesta en frecuencia). En este caso decimos que el sistema se halla equilibrado. En la práctica no siempre sucede así y no se consigue eliminar totalmente el ruido de amplitud.

Analizando el circuito siguiendo el procedimiento descrito anteriormente:

$$x_1(t) = (1-p)^{1/2} x_s(t) - p^{1/2} k^{1/2} x_o(t) \quad (20)$$

$$x_2(t) = p^{1/2} x_s(t) + (1-p)^{1/2} k^{1/2} x_o(t) \quad (21)$$

$$i(t) = i_2(t) - i_1(t) = \frac{q}{h\nu} \left[\eta_2 x_2^2(t) - \eta_1 x_1^2(t) \right] + i_{shot2}(t) - i_{shot1}(t) \quad (22)$$

Teniendo en cuenta que los términos de ruido shot están incorrelados y volviendo a calcular la relación señal-ruido se obtiene tras algunas simplificaciones:

$$\text{SNR} = \frac{p P_s}{\frac{(\eta_1 p + \eta_2 (1-p))}{(1-p)(\eta_1 + \eta_2)^2} h\nu B_{FI} + K \text{RIN}(0) B_{FI} P_o \frac{(\eta_2 (1-p) - \eta_1 p)^2}{(1-p)(\eta_1 + \eta_2)^2} + \frac{S_T (h\nu/q)^2}{(1-p)(\eta_1 + \eta_2)^2}} \quad (23)$$

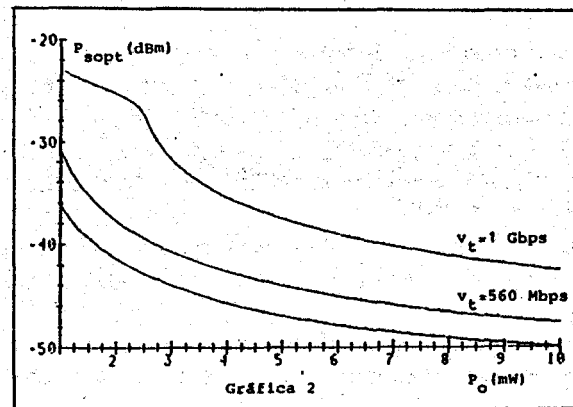
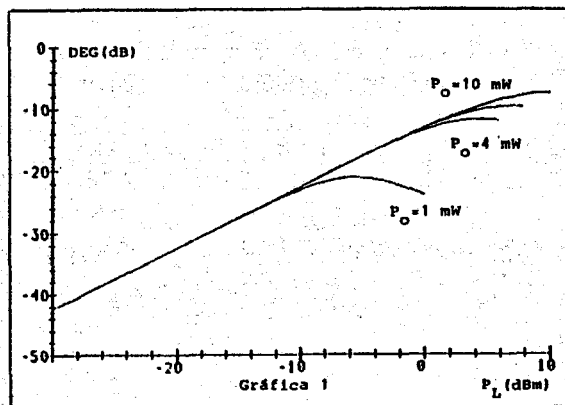
En la fórmula anterior se aprecia que para $\eta_1 = \eta_2$ y $p=0.5$ el término del ruido de amplitud se hace nulo con lo cual se consigue aumentar la relación señal-ruido frente al caso del receptor heterodino simple. Esto permitirá aumentar la sensibilidad del sistema, es decir, que la potencia mínima requerida a la entrada del receptor podrá ser menor lo cual se traduce en la posibilidad de diseñar enlaces de mayor longitud.

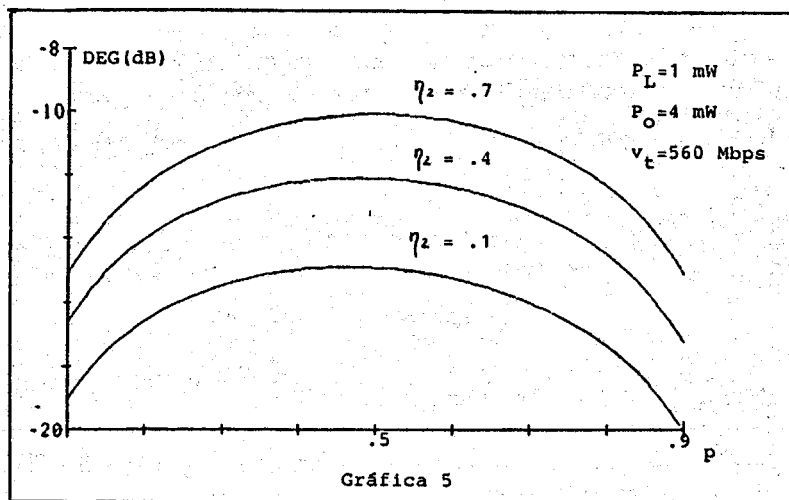
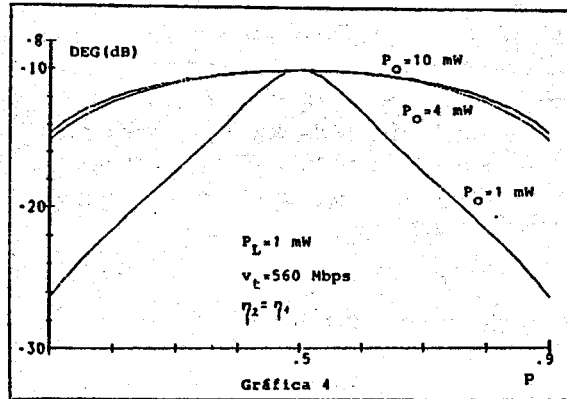
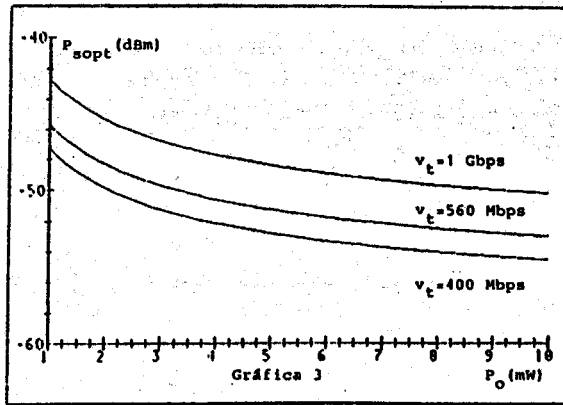
IV. CONCLUSIONES

En la gráfica 1 se representa la degradación de SNR entendida esta como el cociente de la SNR obtenida y la SNR que viene determinada por el límite cuántico (haciendo $S_T = 0$ y $RIN(0)=0$) para distintos valores de potencia de emisión del OL y en función de $KP_O = P_L$ o potencia que incide sobre el combinador. Puede observarse la existencia de un valor óptimo cuya expresión analítica es sencilla de determinar calculando la derivada de SNR respecto a P_L , así como la importante degradación que introduce el ruido de amplitud en un receptor heterodino simple.

En la gráfica 2 se representa la potencia mínima detectable óptima en función de P_O , tomando para cada P_O la P_L óptima.

En la gráfica 3 se representa al igual que antes la sensibilidad máxima pero en el caso de utilizar un receptor heterodino balanceado. Puede observarse la mejora respecto a la gráfica 1 de donde se deduce la conveniencia de utilizar dicho esquema. Finalmente, en las gráficas 4 y 5 se representa la degradación en el receptor balanceado en el caso de que el coeficiente de transmisión no sea 0.5 y los rendimientos de los fotodiodos no sean idénticos. Para estos casos aunque no se consiga eliminar completamente el ruido AM las prestaciones siguen siendo mejores que en el receptor heterodino simple.





REFERENCIAS

1. M. Joindot. "La réception hétérodyne en microondes et en optique: analogies et différences". Ann.Télécommun.,40, No.3-4, 1985.
2. J.R.Usandizaga, Silvia Ruiz y G.Junyent."Influencia del ruido AM del oscilador local en un sistema de transmisión coherente por fibra óptica con detección heterodina y modulación PSK". II Congreso Mundial Vasco, Comunicaciones, Dic. 1987.
3. S.B.Alexander."Design of wide band optical heterodyne balanced mixer receivers". IEEE J. Lightw. Tech., vol.LT 5, No4, 1987.
4. S.D. Personick."Receiver design for digital fiber optic communication systems".Bell System Tech. J., vol 52, No9, 1973.
5. P.Spano, S. Piazzolla, M.Tamburrini. "Phase Noise in Semiconductor Lasers: A Theoretical Approach", IEEE J.O.E.vol.QE 19 No 7, 1983.