

RECEPTOR OPTICO PARA PSK HOMODINO CON
ESTRUCTURA DE PLL CON DECISION GUIADA

J.Vall-Ilosera, S.Ruiz-Boqué, A. Molpeceres y G.Junyent
Departamento Teoría de la Señal y Comunicaciones
Grupo Comunicaciones Ópticas
E.T.S.I. Telecomunicación de Barcelona
c/ Jorge Girona Salgado s/n. 08034

Abstract

The purpose of this paper is the study of homodyne optical receivers for PSK modulations, using a direct-decision's scheme, that is a Costas loop scheme's modification. After optimizing receiver parameters we bound the laser linewidth required for an efficient transmission.

El presente artículo tiene como objetivo el estudio de los receptores ópticos homodinos para modulaciones PSK, que usen un esquema de decisión-guiada que es una variante del lazo Costas. Se pretende acotar la anchura espectral del laser para conseguir una transmisión eficiente, habiendo optimizado anteriormente el receptor.

1. INTRODUCCION.

Actualmente el interés en las comunicaciones ópticas se centra en los sistemas coherentes, dentro de ellos los receptores homodinos presentan ciertas ventajas frente a los heterodinos, tales como un mejora de 3 dB. en la sensibilidad del receptor, mayores velocidades de transmisión y un proceso de detección simplificado al no haber etapa a frecuencia intermedia. Por otro lado la modulación digital PSK, es la que ofrece mejores prestaciones a nivel de sensibilidad, por lo que este artículo se centra en sistemas coherentes con modulación PSK y proceso de detección homodina. El problema principal que hay que resolver es la necesidad de la recuperación óptica de la portadora.

Dicho problema se ha resuelto mediante el uso de una estructura PLL con decisión guiada (ref.1), cuyo esquema básico se puede ver en la figura 1. En dichos receptores la potencia recibida es dividida, destinando parte a la detección de datos y parte a la recuperación de la portadora. Este último proceso se realiza mediante la señal que circula a través de la rama inferior, que es

multiplicada por los datos ya detectados, \hat{a}_k , de manera que se elimina la modulación de la señal, antes de que dicha señal entre en el filtro de lazo.

El parámetro β indica la fracción de potencia recibida que circula por la rama de recuperación de portadora. El retardo que aparece en dicha rama no se ha considerado en el estudio puesto que el tiempo de bit, T , es pequeño (ref.2).

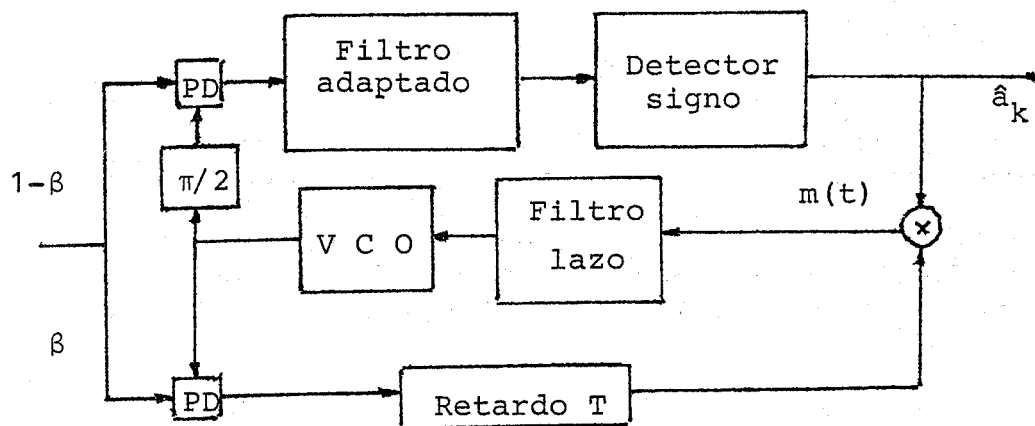


figura 1

El filtro de lazo del PLL de la anterior figura se ha escogido de primer orden y consta de un integrador y un corrector de fase. Se utiliza este tipo de filtro debido a que es el que ofrece mejores prestaciones en cuanto a estabilidad y por otro lado permite tener una ganancia de lazo elevada y a la vez ser robusto al ruido aditivo (ref.4).

Cuando el circuito ha recuperado la portadora, el PLL está en fase de seguimiento, es posible obtener un esquema lineal del receptor, figura 2, en el que $\phi_N(t)$ y $\phi_{OL}(t)$ representan, respectivamente, los ruidos de fase generados por el laser transmisor y por el oscilador controlado por tensión, VCO, existente en el lazo del PLL.

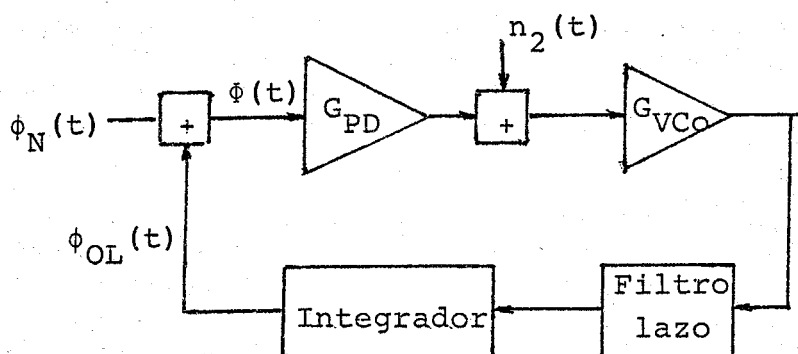


figura 2

$n_2(t)$ representa el ruido shot producido en el proceso de fotodetección de la rama de recuperación de portadora.

2. VARIANZA TOTAL DEL ERROR DE FASE.

Obtenido el esquema lineal se aplica superposición y por lo tanto se tratan los efectos producidos por los dos ruidos principales, de fase y shot, de forma separada.

La varianza debida al ruido de fase provocado por los láseres se ha calculado teniendo en cuenta, solamente, la componente más importante de dicho ruido, que aparece en el margen de frecuencias de 1 MHz a 1 GHz, correspondiente a un ruido frecuencial blanco. La densidad espectral de potencia unilateral correspondiente a esa componente es (ref.3)

$$S_{RB}(f) = \frac{\Delta\nu}{\pi f^2} \quad (1)$$

siendo $\Delta\nu$ la anchura espectral de los láseres, tanto emisor como receptor. A partir del esquema lineal se obtiene, para un factor de amortiguamiento de la función de transferencia en lazo cerrado del PLL de $1/\sqrt{2}$, la varianza del error de fase debido al ruido de fase, que tiene la expresión siguiente:

$$\sigma_{EF1}^2 \cong 2.36 \frac{\Delta\nu}{B_n} \quad (2)$$

con B_n el ancho de banda equivalente de ruido del PLL.

La segunda contribución a la varianza total proviene del ruido shot, $n_2(t)$, cuya densidad espectral de potencia unilateral es (ref.2)

$$S_{rs}(f) = \frac{\eta e^2}{h\nu} P_{ol} \quad (3)$$

donde η es la eficiencia de ambos fotodetectores, e la carga del electrón, h la constante de Planck, ν la frecuencia de trabajo y P_{ol} la potencia generada por el oscilador local. A partir del esquema lineal, se obtiene que la varianza del error de fase debido al ruido shot vale

$$\sigma_{EF2}^2 = \frac{h \nu}{2 \eta \beta P_R} B_n \quad (4)$$

Suponiendo que dichos ruidos son independientes, la varianza total del error de fase es

$$\sigma_{EF}^2 = 2.36 \frac{\Delta \nu}{B_n} + \frac{h \nu}{2 \eta \beta P_R} B_n \quad (5)$$

que se representa en la figura 3, con ϕ_e en grados y B_n en Hertz.

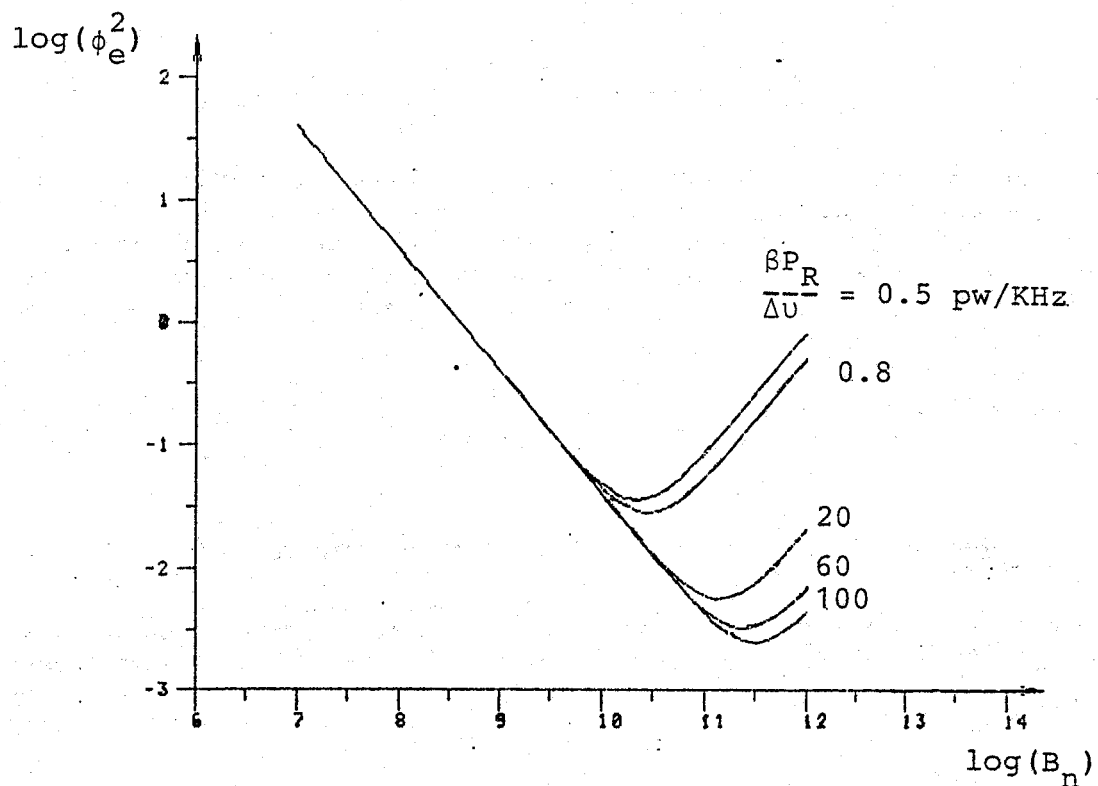


figura 3

En esta gráfica se puede ver que es posible obtener un valor óptimo de B_n que minimice el error de fase,

$$\phi_e = \sqrt{\sigma_{EF}^2}$$

para una cierta potencia de señal recibida. Derivando (5) e igualando a cero, se obtiene

$$B_{n \text{ opt}} = \sqrt{\frac{4.72 \beta \eta \Delta \nu P_R}{h \nu}} \quad (6)$$

$$\phi_0 \cong 2.1726 \sqrt{\frac{\Delta \nu h \nu}{\beta \eta P_R}} \quad (7)$$

3. PROBABILIDAD DE ERROR.

Para el cálculo de la probabilidad de error, se ha supuesto que el ruido shot que se produce en el fotodetector de la rama de detección de datos, $n_1(t)$, es una variable aleatoria gaussiana. Dicha probabilidad de error se puede aproximar, para el caso de valores de fase pequeños, por, (ref 5)

$$P_e \cong 0.5 \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{2 \eta T (1-\beta) P_R}{h \nu}} \right] \quad (8)$$

con

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\pi} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt$$

Si en (8) se hace $\beta=0$, es decir se supone que toda la potencia recibida se utiliza para la detección de datos, se comprueba que para obtener una probabilidad de error de 10^{-9} , el número de fotones por bit, dado por $\eta P_R T/h\nu$, está entorno a 9, que se denomina límite cuántico y representa el número de fotones mínimo necesario para obtener la probabilidad de error deseada. La existencia de $\beta \neq 0$ implica que el número de fotones necesarios deberá ser mayor.

Además el hecho de la existencia del error de fase, considerado como una variable aleatoria gaussiana de media cero, obliga a que el número de fotones necesarios, para que la probabilidad de error inicialmente fijada se mantenga, deba ser mayor. La influencia del error de fase se representa mediante $F(\phi_0)$.

Ambos efectos se representan por el factor p , que representa la potencia de penalty o potencia de castigo.

$$p = \frac{1}{9} \cdot \frac{\eta P_R T}{h \nu} = \frac{F(\phi_e)}{1-\beta} \quad (9)$$

4. OPTIMIZACION DEL RECEPTOR.

En (9) se ve que se puede optimizar el receptor para conseguir un valor mínimo del penalty variando el parámetro β . Despejando de (7) la anchura espectral del laser y de (9) el tiempo de bit, se tiene

$$\Delta \nu T = \frac{9}{4.72} \phi_e^4 (p - F(\phi_e)) \quad (10)$$

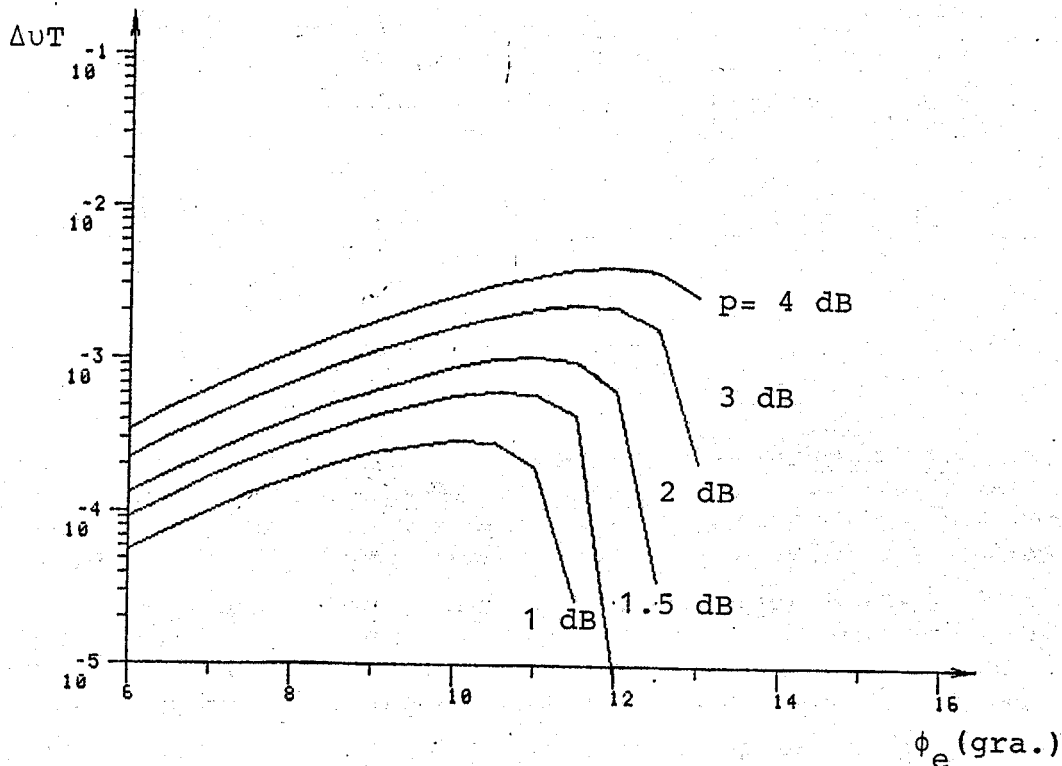


figura 4

la figura anterior corresponde a la expresión (10), obsérvese que para cada $\Delta \nu T$ puede obtenerse el valor del p mínimo, que puede modelarse por

$$P_{\min} \cong 1 + 61.5 (\Delta\nu T)^{1/1.48} \quad (11)$$

A partir de (9) y (10) se obtiene un valor para el parámetro β , que para el caso $p = P_{\min}$ es β_{opt}

$$\beta_{\text{opt}} = \frac{4.72 \Delta\nu T}{9 \phi_e^4 P_{\min}} \quad (12)$$

Es lógico pensar que β no debe superar el valor 0.5, en cuyo caso se usaría más potencia en la recuperación de la portadora, que en la detección de los datos. Imponiendo esta condición se obtiene que

$$P_{\min} < 2.955$$

que a su vez obliga a que deba cumplirse

$$\Delta\nu < 6.072 \cdot 10^{-3} \cdot R_b$$

donde R_b es la velocidad de transmisión.

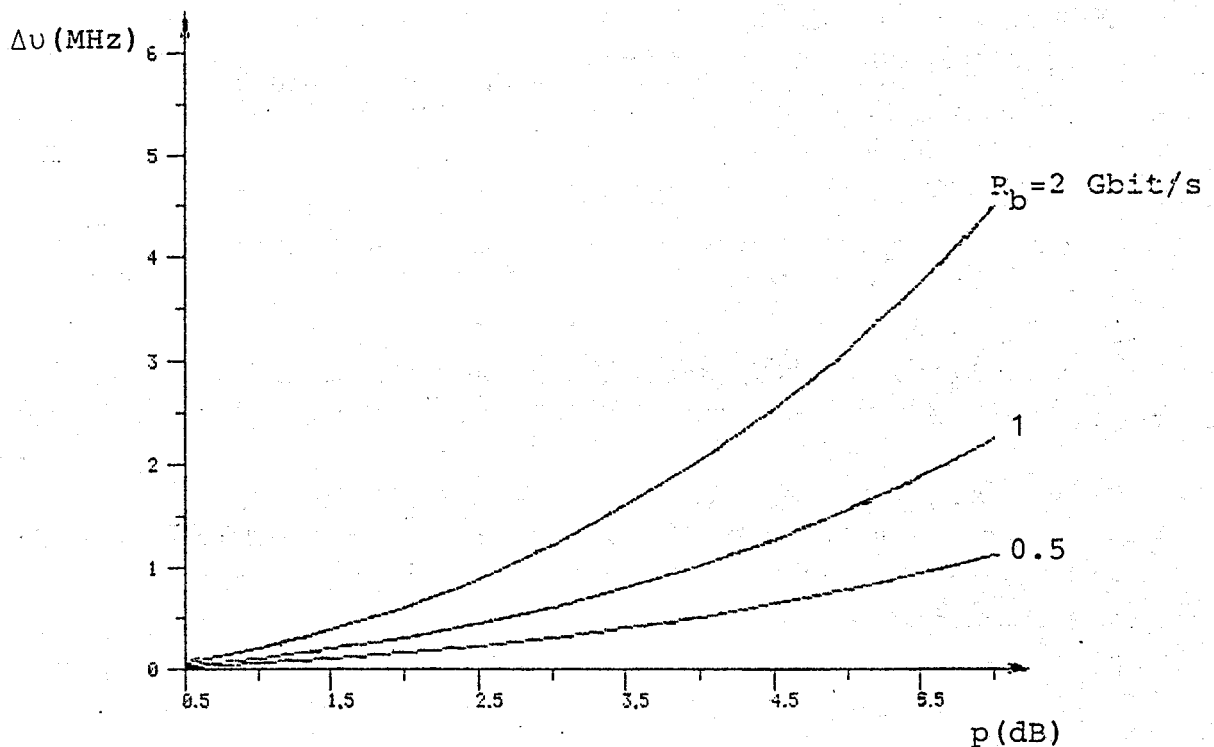


figura 5

En la figura 5 se representa la anchura espectral máxima dependiendo del p_{\min} , donde se ve que ésta aumenta, con el penalty permitido y con la velocidad de transmisión.

Se han conseguido en el presente artículo expresiones que permiten diseñar los parámetros del receptor para obtener unas prestaciones determinadas, habiéndose supuesto que el ruido shot y el ruido de fase son variables aleatorias gaussianas. Así la anchura espectral de los lasers queda acotada superiormente, dependiendo de la velocidad de transmisión del sistema y del factor p permitido y por otro lado el factor β aparece como una función del p_{\min} .

REFERENCIAS

- (1). B. Glance. "Performance of homodyne detection of binary PSK optical signals". J. Lightwave Technology. Vol. LT-4, No 2, February 1986.
- (2). L.G. Kazowsky. "Decision-driven phase-locked loop for optical homodyne receivers: performance analysis and laser linewidth requirements". J. Lightwave Technology. Vol. LT-3, No. 6, Diciembre 1985
- (3). J. Salz. "Coherent lightwave communications". ATT Technical Journal. Vol. 64, No 10, Diciembre 1985.
- (4). A. Blanchard. "Phase locked loops: Application to coherent receiver design". Willey & sons Inc. 1976
- (5). Prabhu. "PSK performance with imperfect carrier phase recovery". Trans. on Aerospace and Electronic systems. Vol. AES-12, No 12, Marzo 1976.

Agradecimientos: Se agradece la ayuda concedida por la CIRIT.