

## EXTRACCION EN LAZO ABIERTO DE LA FASE DE PORTADORA EN SISTEMAS DE DEMODULACION COHERENTE

Autores: Margarita Cabrera, Eugenia Santamaría, Miguel Angel Lagunas

Dpto. Teoría de la Señal y Comunicaciones, UPC, Apdo. 30002, 08080-BARCELONA. Tfo: 2046551, Ext. 345.

Area: Transmisión y procesado de señal.

### ABSTRACT

The Burst transmission of digital data, using Time Division Multiple Access, has become one of the more usual techniques in the satellite communications systems. In this paper, a method for carrier phase extraction in a coherent demodulation TDMA system is presented, with a 9,6 Kbits transmission rate. It is compared with other existent methods.

### I INTRODUCCION

Los sistemas y redes TDMA se caracterizan por tener terminales de alta precisión, tanto en sincronismo de símbolo, como en el conocimiento de frecuencia portadora, cuya imprecisión debe ser insignificante respecto a la duración del periodo de símbolo  $T_s$ . Ambas características son debidas a la naturaleza de los sistemas de transmisión Burst, ráfagas de símbolos de corta duración, procedentes de distintas estaciones o usuarios y multiplexadas entre sí. Como contrapartida existe una gran incertidumbre en el conocimiento de la fase de la portadora.

En un sistema MPSK, para cada ráfaga de datos procedente de una fuente determinada, se requiere la estimación de la fase de la señal portadora ( $\phi$ ) y además la estimación de fase ( $\phi_i$ ) para cada símbolo en dicha ráfaga, correspondiente a la información, como queda reflejado en (1).

$$r(t) = A \cdot \cos(\omega_r t + \phi + \phi_i) + n(t) \quad (1)$$

$n(t)$  es un ruido aditivo gaussiano  $N(0, \sigma^2)$ , provocado por el canal AWGN y la fase  $\phi_i$  debida a la información permanece constante a lo largo de cada  $T_s$  intervalo de tiempo, correspondiente a un símbolo. El número de símbolos contenidos en cada ráfaga suele oscilar entre 8 y 64.

Las técnicas de lazo cerrado utilizadas para estimar la fase (PLLs), resultan subóptimas si el tiempo de adquisición es considerable respecto a la duración de cada ráfaga [3]. Viterbi [2] estima la fase mediante un sistema de lazo abierto, no líneal que permite alcanzar los objetivos propuestos para cada ráfaga de símbolos. En este artículo se propone un método digital de lazo abierto similar a Viterbi [2], con él que se extrae la fase de la portadora y se permiten márgenes de error de frecuencia mayores que en [2].

En el apartado II se presenta el esquema general dentro del cual se incluye el estimador de fase propuesto. En III se describe dicho estimador, así como alguna de sus propiedades matemáticas. En IV se presentan algunos resultados obtenidos y finalmente en V y en VI se dan conclusiones y referencias respectivamente.

## II ESQUEMA GENERAL

En la figura 1, se ilustra la estructura general del estimador de fase. Se ha considerado que existen  $2N+1$  símbolos por ráfaga o burst.

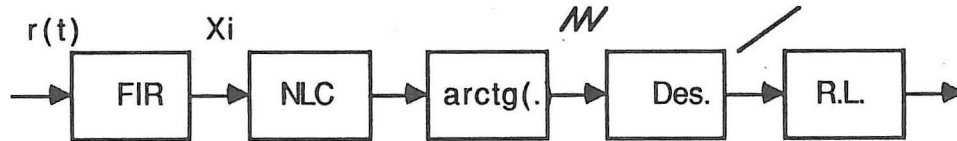


Figura 1. EXTRACCION DE FASE Y FRECUENCIA EN UN SISTEMA DE DEMOD.

La señal que llega al sistema dentro de la banda de transmisión, se filtra con el objeto de obtener el equivalente paso-bajo de la señal. El filtro utilizado es un filtro FIR y el vector de coeficientes del mismo es precisamente el vector de steering o enfoque a la frecuencia de la portadora.

$$A^T = (1, \exp(-j\omega_0 T), \exp(-j2\omega_0 T), \dots, \exp(-jL\omega_0 T)) \quad (2)$$

$T$  equivale al periodo de muestreo y  $L$  a la razón de muestras por símbolo. A la salida se obtiene una muestra compleja por símbolo

$$x_i = \rho \cdot \exp j(\phi + \phi_i + \epsilon + \Delta\omega i T_s) \quad i=-N, \dots, N \quad (3)$$

$\epsilon$  es el ruido de fase provocado por el canal y efectos de transmisión y  $\Delta\omega$  es el error de frecuencia producido por la diferencia entre la frecuencia de llegada y la de recepción dentro del filtro FIR. A partir de este punto se trabaja a razón de una muestra /símbolo y se inicializa la estimación de fase.

Las muestras complejas  $x_i$  son de naturaleza aleatoria debido a la introducción de ruido producida durante la transmisión. La función de probabilidad conjunta para el módulo y ruido de fase viene dada por

$$p(\rho, \epsilon) = K \cdot \exp(-\rho^2 / 2\sigma^2 + \gamma/2 - \rho \gamma \cos(\epsilon) / 2) \quad (4)$$

$\gamma$  es la razón de energía de símbolo a energía de ruido.

## III ESTIMADOR DE FASE

La estimación de fase se inicia eliminando la modulación mediante un circuito no lineal, que eleva cada muestra al número de niveles  $M$ . Consecuentemente se produce una ambigüedad por  $M$  en los parámetros ( $\phi$  y  $\Delta\omega$ ) a estimar. Mediante una operación  $\arctg(x)$  se estima la fase en cada muestra. La estimación de fase obtenida mediante este procedimiento se halla insesgada sólo para el símbolo central.

$$E[\hat{\phi}_i] = E[\arctg(x_i)] = i \Delta\omega T_s M + M\phi_i \quad -N \leq i \leq +N \quad (5)$$

El cálculo de la varianza del estimador de fase, resulta más complejo, sin embargo, cuando el error de frecuencia es nulo, como ocurre en la muestra central, la varianza del estimador coincide con la cota de Cramer-Rao. Tanto en el cálculo del sesgo como en el cálculo de la varianza del estimador de fase, aparecen los momentos estadísticos de orden  $M$  de la fase. Si el ruido apenas distorsiona el módulo de las muestras resultantes, el momento de orden  $M$ , coincide con la transformada de Fourier de la función de distribución de probabilidad del ruido de fase  $\epsilon$  centrado alrededor de la fase  $\phi$ ; Este efecto provoca que la varianza de la estimación resulte afectada, pero no la media.

La secuencia producida  $\hat{\phi}$  es aproximadamente constante cuando no se produce error de frecuencia ( $\Delta\omega = 0$ ) y en caso contrario tiende a una recta de pendiente igual a  $M \cdot \Delta\omega$ . Cuando el error frecuencial cumple

$$\Delta\omega(2N + 1)M > 2\pi \quad (6)$$

llega a producir diferencias de fase mayores a  $2\pi$  rad. dentro de un burst, los saltos de fase producidos se eliminan mediante un proceso de desenrosque de fase. Finalmente la secuencia obtenida se aproxima por una recta mediante un proceso de regresión líneal, basado en minimizar el error cuadrático medio. Dicha recta evaluada en el punto central da lugar a la estimación  $\hat{\phi}$  y de su pendiente se extrae la estimación  $\hat{\Delta\omega}$ .

#### IV RESULTADOS OBTENIDOS

En este apartado se presentan resultados de algunas pruebas realizadas, en las que se ha simulado un sistema completo, desde la parte de emisión hasta la demodulación.

En principio se muestran datos sobre las mejoras obtenidas al utilizar el estimador presentado respecto al estimador de [2]. En [2], el máximo error frecuencial permitido viene dado por (6), mientras que en el método aquí presentado, la restricción viene dada al evitar que los saltos de fase se produzcan de modo tan continuado que la secuencia previa al desenrosque oscile entre símbolo y símbolo consecutivos, siendo imposible en tal caso, determinar la pendiente de la posible recta a extraer. El  $20\log(\Delta\omega_{\max}/\Delta\omega_{\max \text{ Viterbi}})$ , es decir la relación en dB entre el máximo error que se permite cometer ahora y el permitido en [2], es de 12 dB cuando se trabaja con 8 símbolos/burst ( $2N+1$ ) y aumenta línealmente con  $2N+1$  hasta 28dB a 64 símbolos/burst.

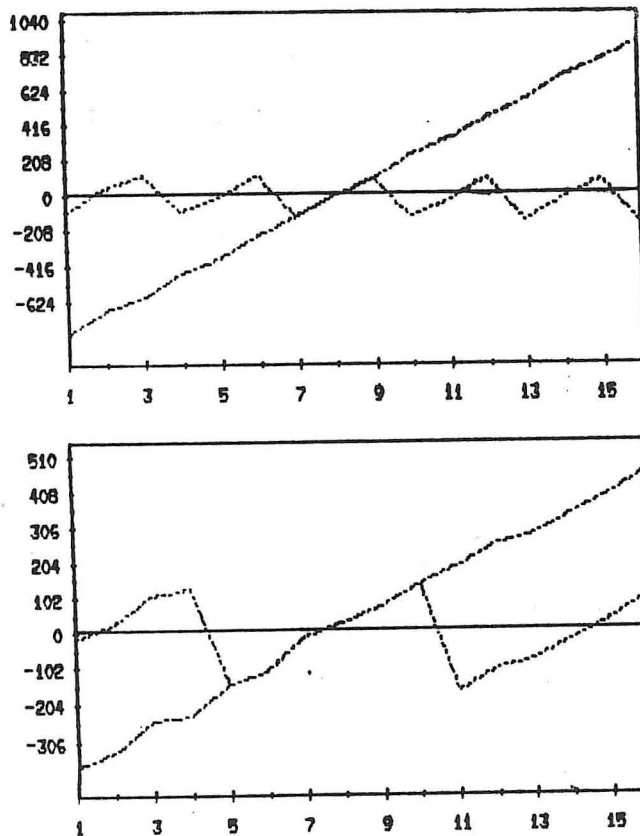
En la tabla I se muestra el comportamiento del método al estimar la fase para 4 niveles distintos de relación de energía de bit a energía de ruido ( $E_b/N_0$ ), a distintos razones de muestreo y errores de frecuencia normalizados a la frecuencia de muestreo.

$E_b/N_0$	12dB			5dB			0dB			-5dB		
m/s	4	8	16	4	8	16	4	8	16	4	8	16
Er. w 0,001	10,95	10,26	10,22	11,71	10,25	10,26	12,68	10,15	10,3	error	19,1	10,39
0.005	11,01	11,4	10,23	10,9	12,37	9,42	10,42	13,95	8,33	error	error	6,5
0,01	11,1	13,4	error	14,5	error	error	error	error	error	error	error	error

TABLA I. FASE ESTIMADA. SEÑAL 4PSK,  $\phi = 10^\circ$

Los resultados obtenidos son altamente satisfactorios para  $E_b/N_0 \geq 0\text{dB}$  y  $\Delta\omega < 0,01$  (normalizado), mientras que utilizando el método [2] el error  $\Delta\omega = 0,001$  produce buenas estimaciones para 4 y 8 muestras/símbolo y en los otros casos la estimación resulta errónea.

La figura 2 muestra la secuencia estimada  $\hat{\phi}$  en grados, para los casos 1\* y 2\*, antes y después del desenrosque de fase. El símbolo central es el que corresponde a la estimación tras la regresión líneal. En estas realizaciones el error producido al estimar la frecuencia, normalizado a la frecuencia de muestreo, es de -93dB y de -71dB para 8 y 4 muestras por símbolo respectivamente.



a, Caso 1\*

b, Caso 2\*

Figura 2. FASE ESTIMADA PRE Y POST DESENROSQUE  $E_b/N_0 = 5\text{dB}$ ,  $\phi = 10^\circ$

a) 8 muestras/símbolo, b) 4 m/s.

Finalmente para una prueba de  $\Delta w$  normalizado = 0,01,  $\phi = 10^\circ$  y 4 muestras/símbolo se muestra en las figuras 3-a y 3-b la estimación de fase y de frecuencia respectivamente para valores de  $E_b/N_0 = -12\text{dB}, \dots, +12\text{dB}$ . En 3-c y 3-d se observan la varianzas de dichas estimaciones.

Para relaciones de  $E_b/N_0 \geq 3 \text{ dB}$  las estimaciones obtenidas son casi perfectas.

## V CONCLUSIONES

Se ha presentado un método de lazo abierto, de extracción de fase y frecuencia en señales MPSK, análogo al presentado en [2] salvo en la introducción de un desenrosque de fase. Cuando el error de frecuencia producido al recibir la señal es considerable, el método alcanza mejoras respecto al método de Viterbi. Realizando estudios de la varianza de las estimaciones, el comportamiento es casi perfecto para  $E_b/N_0 \geq 3 \text{ dB}$  y se degrada progresivamente para relaciones decrecientes de  $E_b/N_0$ .

Las líneas a seguir en el futuro son la aplicación de estas técnicas en sistemas CPFSK.

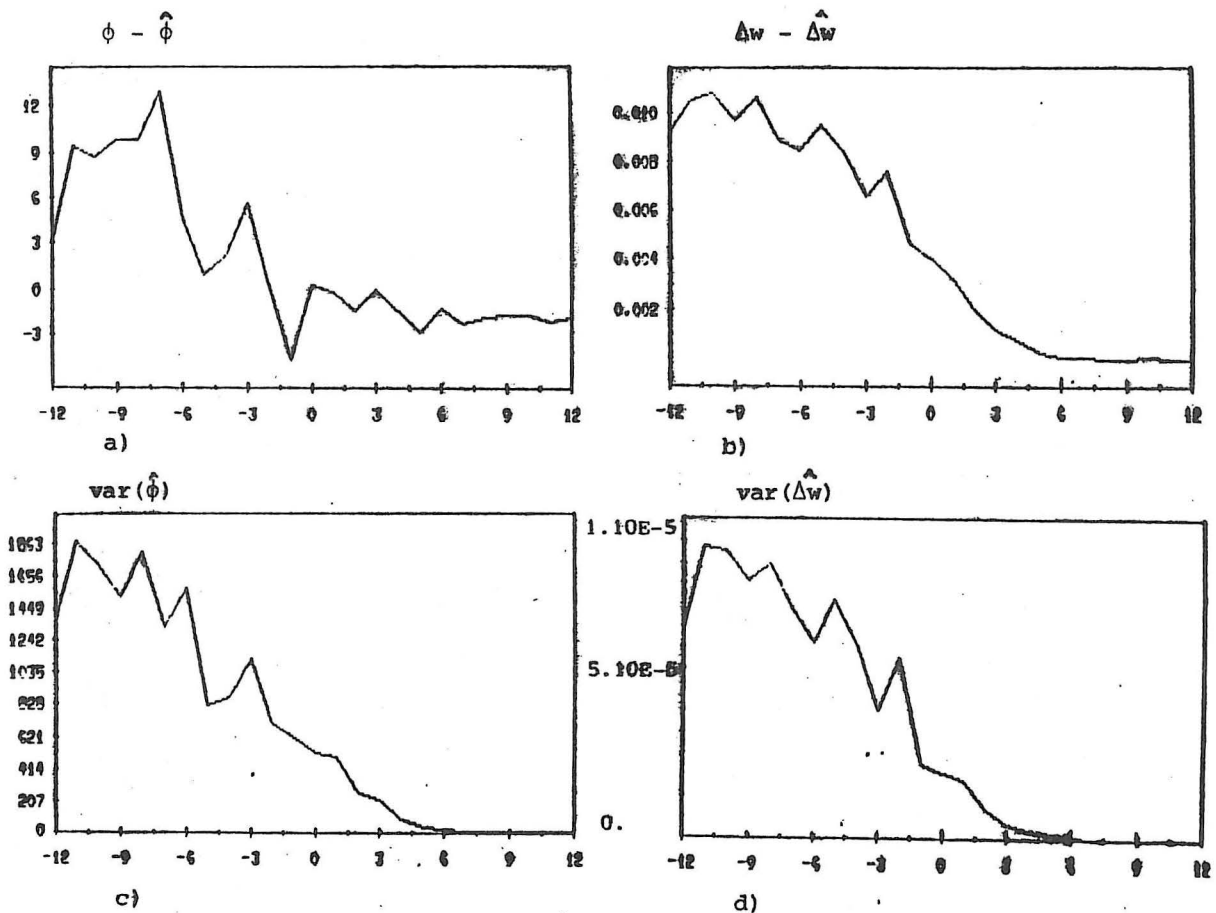


Figura 3. CURVAS RESPECTO A  $E_b/N_0$ . a)  $\phi$ , b)  $\Delta w$ , c)  $\text{var}(\hat{\phi})$ , d)  $\text{var}(\hat{\Delta w})$

## VI REFERENCIAS

- [1] A. Papoulis, "PROBABILITY, RANDOM VARIABLES AND STOCHASTIC PROCESSES", McGraw-Hill, 1984.
- [2] Viterbi & Viterbi. "NONLINEAR ESTIMATION OF PSK-MODULATED CARRIER PHASE WITH APPLICATIONS TO BURST DIGITAL TRANSMISSION". IEEE Transactions on IT, Vol. 29. Julio, 1983.
- [3] J. G. Proakis. "DIGITAL COMMUNICATIONS", McGraw-Hill, 1983.

---

This work has been supported by the PRONTIC grant N° 105/88 and the ESA Project UPC-TC599.