

## **4.- Detector de fase y frecuencia propuesto por Sari y Moridi.**

### **4.1.- INTRODUCCIÓN.**

Hemos visto cómo la probabilidad de error aumenta cuando la sincronización del receptor no es perfecta, lo cual siempre se va a dar en sistemas reales. La sincronización de portadora es un punto crítico en muchos sistemas de comunicaciones digitales, y particularmente, en aplicaciones de radio por microondas donde el offset de frecuencia puede tomar grandes valores debido a la incertidumbre de la frecuencia del oscilador de RF utilizado en la conversión ascendente y descendente entre la frecuencia intermedia (IF) y la frecuencia de portadora, conversión que se realiza antes de demodular la señal para obtener la versión paso de baja. Las modulaciones eficientes en cuanto al ancho de

banda utilizadas en estos sistemas, esto es, M-QAM, son muy sensibles a las oscilaciones de fase y requieren anchos de banda de bucle muy estrechos en la recuperación de la portadora. Los anchos de banda típicos oscilan sobre los 10 KHz. Por otro lado, la incertidumbre de frecuencia en los osciladores de RF llevan a desviaciones de frecuencia absolutas que pueden llegar a varios cientos de KHz, y el bucle de recuperación debe enganchar en esas condiciones.

Las dos condiciones descritas, es decir, oscilaciones de fase suficientemente pequeñas y gran rango de adquisición, hacen desechar la idea de un diseño de PLL (phase locked loop) convencional como los vistos en el anterior capítulo. La alternativa más común para hacer frente a estas dificultades suele ser diseñar un bucle de banda estrecha satisfaciendo los requisitos de jitter de fase, y extender el rango de adquisición de alguna forma. Con respecto a las técnicas para hacer esto, podemos mencionar las siguientes:

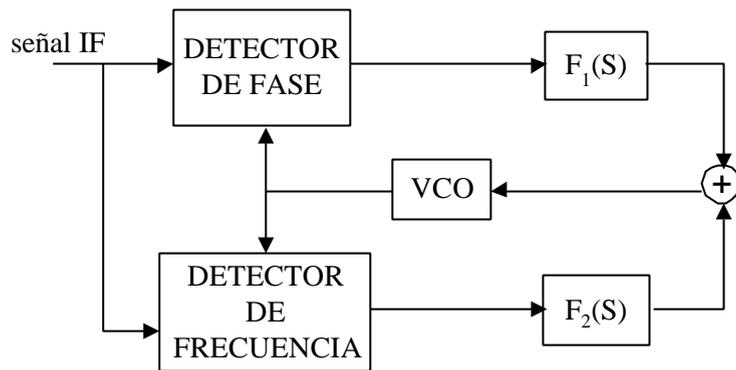
- a) Conmutación del filtro del bucle.
- b) Uso de un elemento no lineal en el filtro del bucle.
- c) Barrido de frecuencia.
- d) Detectores de frecuencia.

El método a) está basado en la utilización de un filtro de gran ancho de banda durante el proceso de adquisición, y en conmutar a un filtro de banda estrecha cuando la fase esté enganchada. Obviamente, este método requiere un detector de enganche para controlar el conmutador.

En el segundo método, un elemento no lineal es insertado en el bucle entre el detector de fase (PD) y el filtro, o el filtro por sí mismo comprende un elemento no lineal. La idea básica es hacer que uno de los parámetros del filtro dependa de la magnitud de la salida del PD para que el comportamiento del sistema cambie cuando se logre enganchar la fase.

La técnica más comúnmente utilizada en radio digital por microondas es el barrido de frecuencia. Consiste en mover la frecuencia del oscilador de IF sobre un intervalo de incertidumbre, lo cual puede hacerse añadiendo a la salida filtrada del PD una señal periódica (por ejemplo, sinusoidal o triangular) hasta que se logre enganchar la fase. Una vez que esto se consigue, el barrido de frecuencia se para con el fin de

prevenir un incremento no deseado del jitter de fase. Aunque este planteamiento es comúnmente empleado, tiene una seria limitación: el bucle engancha con certeza solamente si la tasa de barrido es menor que el valor máximo, dado empíricamente para PD's sinusoidales y valores altos de SNR por el valor  $\omega_n/2$ , donde  $\omega_n$  es la frecuencia natural del bucle. Esto conlleva una adquisición lenta, típicamente del orden de 100 ms [5].



**Figura 4.1.- Bucle de sincronización con un FD y un PD en paralelo.**

La última técnica de adquisición mencionada es usar un detector de frecuencia (FD), también llamado detector de diferencia de frecuencia. Los FD's convencionales sólo son útiles para la adquisición de frecuencia, esto es, no se pueden utilizar para detección de fase y seguimiento. Los FD's son usados tradicionalmente en paralelo con los PD's, y las respectivas salidas son filtradas separadamente y sumadas entre sí, como se ve en la figura 4.1. En esta configuración, el comportamiento del bucle de adquisición está gobernado por el FD durante el proceso de adquisición, y por el PD en estado estacionario. Tras la fase de adquisición, el FD da como salida cero, y, consecuentemente, no incrementa el jitter de fase en estado estacionario. Detectores de frecuencia de este tipo han sido utilizados previamente en la recuperación de la temporización, y el bucle de Costas en la recuperación de señales bifase. Casi todos los FD's están adaptados para implementación analógica.

En lo sucesivo, veremos una clase de detectores de fase y frecuencia (PFD's) que se comportan como detectores de frecuencia durante la adquisición y como detectores de fase en estado estacionario. Se obtienen mediante una modificación de los PD's convencionales, y requieren muy poca circuitería adicional. El sistema propuesto

es aplicable a una gran variedad de esquemas de modulación. La filosofía de los PFD's no es nueva; varios esquemas han sido expuestos antes que éste que aprovechan su comportamiento.

El estudio que expondremos está basado en el artículo de Hikmet Sari "Un nuevo tipo de detectores de frecuencia en sistemas QAM", de Junio de 1986, en el cual se dan algunos resultados preliminares. En la próxima sección veremos cómo un PD convencional se puede transformar en un PFD fácilmente, y presentamos la idea clave que hay tras el nuevo PFD.

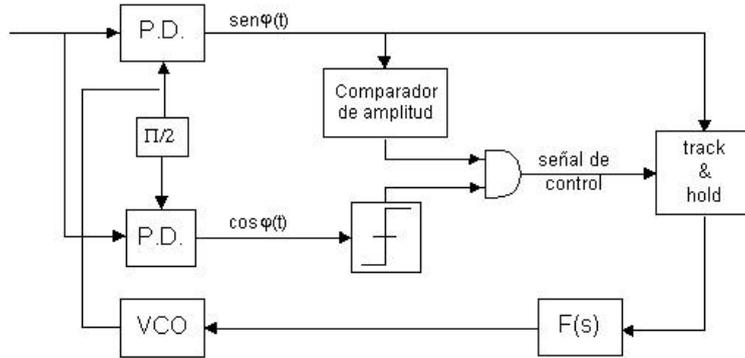
## **4.2.- PRINCIPIO BÁSICO.**

Aunque nuestro principal interés se centra en los PD's discretos en tiempo que se encuentran en los bucles de decisión con retroalimentación para la recuperación de portadora, comenzaremos considerando un PD continuo en el tiempo, y mostrando cómo se puede transformar en un FD. Nos centraremos en un PD senoidal para visualizar el principio básico, pero el planteamiento es muy general, y otros PD's pueden ser abordados de forma similar.

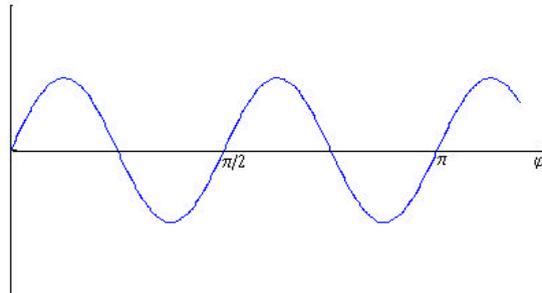
La figura 4.2 muestra el diagrama de bloques de un FD basado en este concepto. El PD del brazo superior de esta estructura es el PD que transformamos en un FD manipulando apropiadamente su salida. Sin pérdida de generalidad, los dos PD's que aparecen en este diagrama de bloques se suponen senoidales, y sus características de salida se muestran en las figuras 4.3 y 4.4. El PD del brazo inferior está en cuadratura con el del brazo superior, y entonces, su característica de salida está desplazada un cuarto de periodo con respecto a la otra. La periodicidad de  $\pi/2$  asumida es la del bucle recuperador de portadora en sistemas con señales QPSK.

En estado estacionario, el error de fase  $\phi(t)$  fluctúa alrededor de un punto estable de enganche de la forma  $\phi_k = k\pi/2$  donde  $k$  es un número entero. Sin embargo, durante la adquisición, el error de fase evoluciona a una velocidad proporcional al offset de frecuencia instantáneo. Para ver mejor esto, supongamos que el bucle está abierto y que el offset de frecuencia es  $f_d$ . Entonces, el error de fase evoluciona linealmente con el tiempo como  $\phi(t) = 2\pi f_d \cdot t + \phi(0)$ . La salida del PD es una señal sinusoidal de frecuencia  $f_d$  con componente de continua nula. Dicho de otra forma, en una situación en bucle

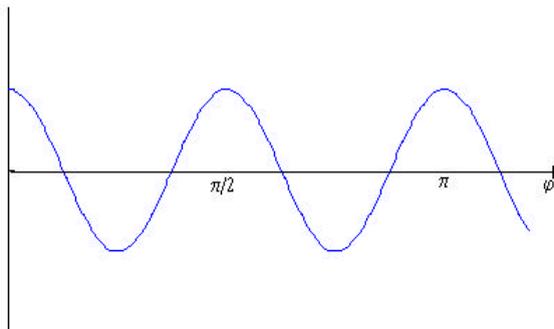
abierto, el PD proporciona una salida sin componente de continua, y por tanto no hay información en la polaridad de la desviación de frecuencia. Por el contrario, los detectores de frecuencia en una situación similar proporcionan una salida de continua proporcional a, o al menos, con la misma polaridad que la desviación de frecuencia [5].



**Figura4.2.- Diagrama de bloques de un PFD basado en el nuevo concepto.**



**Figura 4.3.- Característica de salida del PD principal.**



**Figura 4.4.- Característica de salida del PD en cuadratura.**

Veamos ahora cómo el circuito de la figura 4.2 realiza una función FD. El dispositivo de seguimiento y mantenimiento (*track and hold*) de la figura está controlado de la siguiente forma:

- a) Sigue la salida del PD principal (el del brazo superior) cuando

$$|\varphi(t) - k\pi/2| < \theta \quad (4.1)$$

donde  $k$  es un número entero y  $\theta$  es un ángulo arbitrario ( $\theta < \pi/4$ ), esto es, cuando el error instantáneo de fase cae dentro de un intervalo  $2\theta$  centrado en un punto de enganche  $k\pi/2$ , y

- b) Opera en modo *hold* cuando el error de fase está fuera de estos intervalos. Más específicamente, el dispositivo opera en modo *track* cuando la amplitud de la salida del PD principal es más pequeña que  $\sin(\theta)$  y la salida del PD en cuadratura es positiva. Conmuta al estado de mantenimiento o *hold* tan pronto como una de las dos condiciones deja de cumplirse. La señal de control originada en el PD principal determina si el error de fase está en un intervalo predeterminado centrado en un punto de transición, y la originada en el otro PD permite reconocer el punto de enganche.

Para ver que este circuito implementa una función FD, consideremos primero un offset de frecuencia positivo. En este caso, el error de fase es una función creciente en el tiempo, y el dispositivo de seguimiento y mantenimiento describe la siguiente curva (con trazo sólido):

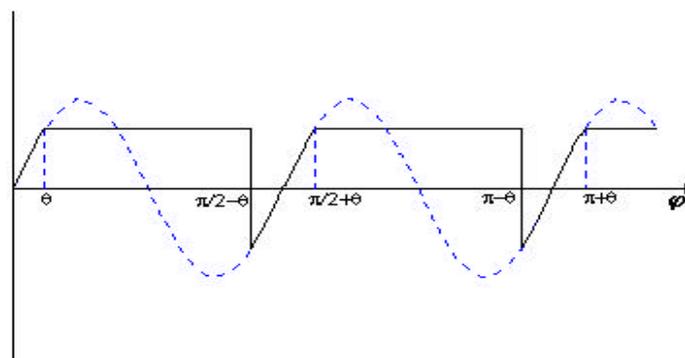
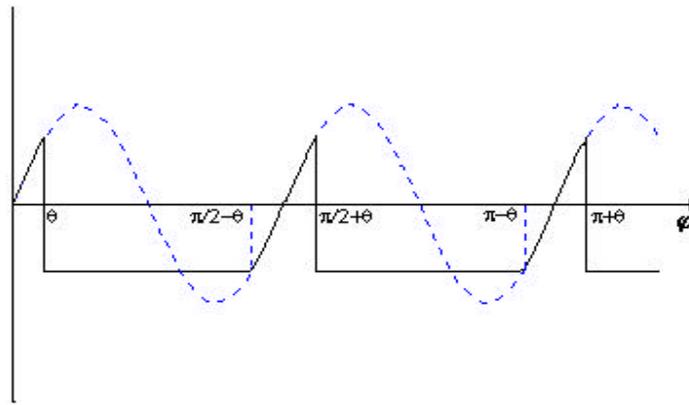


Figura 4.5.- Salida del detector modificado en presencia de un offset de frecuencia positivo.

Esta curva coincide con la salida original del PD en cada intervalo de la forma  $(k\pi/2 - \theta, k\pi/2 + \theta)$ , pero es constante entre dos intervalos de los anteriores. Con  $f_d > 0$  la salida del PD en  $\varphi = 0$  es almacenada en memoria hasta  $\varphi = \pi/2 - \theta$ , su valor en la fase  $\varphi = \pi/2 + \theta$  hasta  $\varphi = \pi - \theta$ , y así siempre. Claramente, la salida del dispositivo de seguimiento y mantenimiento tiene una componente de continua positiva.

Ahora, consideremos una desviación de frecuencia negativa. En este caso, el error de fase es una función decreciente en el tiempo. En este caso, como se muestra en la figura 4.6, la salida del PD en  $\varphi = \pi - \theta$  es memorizada hasta  $\varphi = \pi/2 + \theta$ , la salida en  $\varphi = \pi/2 - \theta$  hasta  $\varphi = \theta$ , ... En consecuencia, con  $f_d < 0$ , la salida del dispositivo de seguimiento y mantenimiento tiene una componente de continua negativa.



**Figura 4.6.- Salida del detector modificado en presencia de un offset de frecuencia negativo.**

Así pues, insertando un dispositivo de seguimiento y mantenimiento adecuado a la salida del PD sinusoidal, hemos construido un FD. Aunque nos hemos centrado en un PD sinusoidal, el método es aplicable a cualquier característica de PD. En ausencia de ruido, la componente dc a la salida del detector es [5]

$$\bar{n} = \left(1 - \frac{4q}{p}\right) W(q) \operatorname{sgn}(f_d) \quad (4.2)$$

donde  $W(\cdot)$  es la característica del PD, suponiendo que es una función impar del ángulo  $\varphi$ .

Llegados a este punto, cabe remarcar dos cosas. Primero, debe enfatizarse que el circuito que hemos descrito es, de hecho, un PFD. En estado estacionario, el error de fase  $\varphi(t)$  permanece pequeño, el dispositivo de seguimiento y mantenimiento permanece en estado de seguimiento, y el bucle se comporta como en el caso de un PD original. Por consiguiente, el mismo circuito implementa una función FD durante la adquisición y una función PD durante el estado estacionario. La segunda cuestión, la mencionada discusión centrada en un PD continuo en el tiempo. En consecuencia, la conmutación entre el modo de seguimiento y el modo de mantenimiento ocurre exactamente en los puntos  $\varphi = k\pi/2 + \theta$  para  $f_{\text{e}} > 0$  y en  $\varphi = k\pi/2 - \theta$  para  $f_{\text{e}} < 0$ . Como se verá en la próxima sección, la mayoría de los bucles de recuperación de portadora de interés práctico en sistemas PSK emplean un PD discreto en el tiempo, y el proceso de memorización del error de fase no comienza exactamente en estos puntos. Sin embargo, el método descrito todavía lleva a una característica FD en un gran rango del offset de frecuencia.

Con respecto a la elección de  $\theta$ , el valor óptimo es aquel que maximiza la componente de continua a la salida del detector. Este valor depende de la característica original del PD. Se puede comprobar que el valor óptimo de  $\theta$  es aproximadamente  $16^\circ$  para un PD sinusoidal y  $22^\circ$  para un PD en diente de sierra. Estos valores óptimos son válidos sólo para PD's continuos en el tiempo para los cuales el PFD resultante de la transformación tiene (en ausencia de ruido) una característica FD rectangular. Para PD's discretos en tiempo la esta característica no sería rectangular, y el valor de  $\theta$  dado maximiza la salida de continua sólo para offsets de frecuencia muy pequeños, sin un interés significativo. La elección de  $\theta$  en el caso de PD's discretos en tiempo y su influencia se verá más adelante.

### **4.3.- APLICACIÓN A LA RECUPERACIÓN DE PORTADORA.-**

El principio que hemos descrito en la sección previa será aplicado aquí a la recuperación de portadora en señales PSK, aunque en principio ya hemos dicho que está pensado para señales más eficientes en banda, como son las señales 16-QAM. En PSK, bucles de Costas pueden emplearse, estando basados en un PD continuo en el

tiempo. Sin embargo, en sistemas QAM, la multiplicación de frecuencias no puede eliminar completamente la modulación de fase de la señal, y es más apropiado utilizar bucles con decisión realimentada. Esto es, la información de fase es extraída en los instantes de muestreo del detector de datos y de la señal demodulada (y posiblemente ecualizada). La información de fase discreta es entonces filtrada y enviada al VCO. En lo sucesivo, consideraremos exclusivamente los DFL's (bucles de decisión retroalimentada) por su importancia práctica en la recuperación de portadora.

En PSK, la transformación de un PD en un PFD de acuerdo con el principio descrito es muy clara. Los símbolos de la señal están equiespaciados en un círculo, y describen ese círculo en caso de pérdida de sincronización, como se muestra en la figura 2.17 para la constelación de señales QPSK. Para obtener un PFD, la salida del PD es activada y pasada a través del filtro del bucle sólo cuando el punto de la señal demodulada corresponda a un error instantáneo menor que  $\theta$  en valor absoluto. En otro caso, la salida previa del PD es utilizada como entrada actual al filtro del bucle. La implementación de este concepto requiere:

1. El diseño de una ventana apropiada situada alrededor de los puntos nominales de las señales de la constelación, y

2. Una lógica de control para analizar, en cada instante de muestreo, qué muestra de señal demodulada cae dentro de una de estas ventanas. El diseño de las ventanas que se ve en la figura 4.8 tiene la ventaja de la simplicidad en la realización. Con los puntos  $(\pm 1 \pm j)$  como los cuatro posibles valores de los símbolos complejos y con el borde de la ventana fijados a una distancia de 0.5 de los ejes horizontal y vertical, el ángulo  $\theta$  es aproximadamente  $24^\circ$ . Para aplicar esto a la constelación QPSK que venimos viendo desde el capítulo 2 sólo tendremos que realizar una rotación de  $\pi/4$  y dividir las componentes en fase y cuadratura de la señal entre  $\sqrt{2}$ . Este principio es fácilmente generalizable a 8-PSK y señales PSK de nivel más alto; para una constelación 8-PSK, vemos un diseño análogo de las ventanas en la figura 4.9.

Un diagrama de bloques general del PFD propuesto es mostrado en la figura 4.10. Por conveniencia, se asume en esta figura que la salida del PD es binaria, así que sólo se requiere un flip flop para la memorización. De un modo más general, habrá tantos flip flops como bits salgan en paralelo del PD. En DFL's convencionales, los flip flops son controlados por el reloj de periodo de símbolo; la única circuitería adicional

que requeriría el PFD propuesto es la lógica de control utilizada para cancelar la transición del reloj de temporización cuando la señal demodulada está fuera de las ventanas predeterminadas.

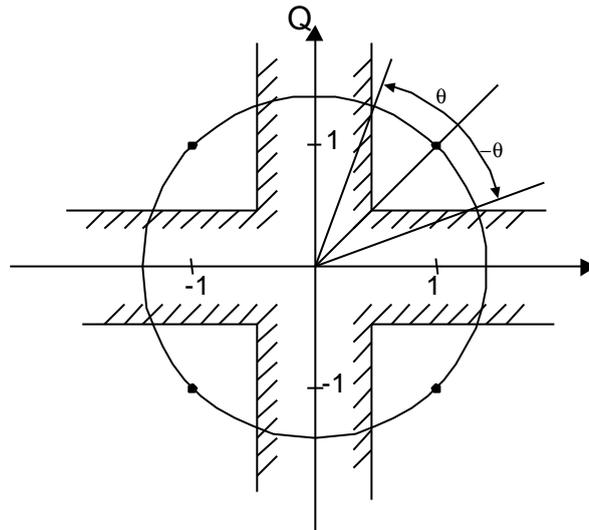


Figura 4.8.- Construcción de un PFD para recuperación de portadora en sistemas QPSK.

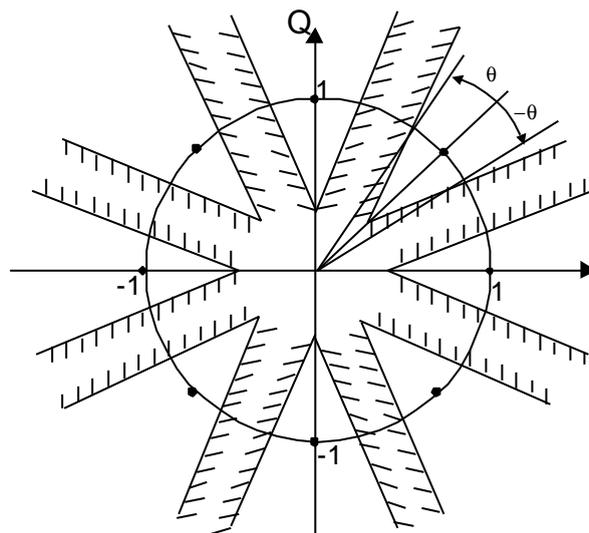


Figura 4.9.- Construcción de un PFD para recuperación de portadora en sistemas 8-PSK.

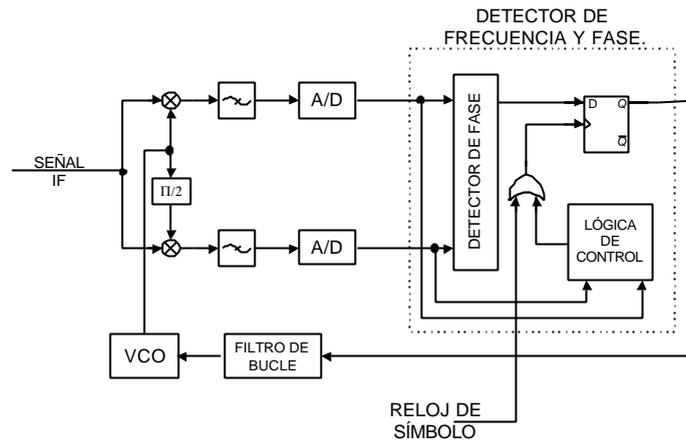


Figura 4.10.- Diagrama de bloques general de un bucle de recuperación de portadora.

#### 4.4.- CARACTERÍSTICAS DEL FD. COMPORTAMIENTO EN LA ADQUISICIÓN.

Ilustraremos ahora las características del FD en estos detectores y explicaremos cual debe ser su comportamiento en adquisición simulado. En lo sucesivo, asumiremos un detector de fase con realimentación tipo polaridad, cuya salida será:

$$\varepsilon_k = \text{sgn}(e_k^Q) \text{sgn}(I_k) - \text{sgn}(e_k^I) \text{sgn}(Q_k) \quad (4.3)$$

con

$$e_k^Q = Q_k - \hat{b}_k \quad \text{y} \quad e_k^I = I_k - \hat{a}_k \quad (4.4)$$

Donde  $I_k$  y  $Q_k$  son las respectivas muestras en los canales I y Q en el k-ésimo instante, y  $\hat{a}_k$  (respectivamente  $\hat{b}_k$ ) es el símbolo detectado cuya detección está basada en  $I_k$  (respectivamente  $Q_k$ ). La función  $\text{sgn}(\cdot)$  representa la función matemática signo, es decir,  $\text{sgn}(x) = 1$  para  $x > 0$  y  $\text{sgn}(x) = -1$  para  $x < 0$ . Este detector de fase es universal, i.e., puede aplicarse a cualquier constelación de señales bidimensional.

#### 4.4.1.- CARACTERIZACIÓN DEL FD.

El PFD derivado de este PD, para QPSK, tiene la característica de la figura 4.11, para el caso de ausencia de ruido y para una SNR de 20 dB, y para tres elecciones distintas de ventanas alrededor de los puntos nominales [5]. En esta imagen, se utiliza una notación distinta:  $\Delta f$  es la desviación de frecuencia y  $T$  es el periodo de símbolo. El detector de fase es sinusoidal. Se han usado fronteras verticales y horizontales, como en la figura 4.8, correspondiendo a  $|I_k| > \alpha$  y  $|Q_k| > \alpha$  donde  $\alpha$  es un número arbitrario entre 0 y 1. Una primera observación es que para offsets de frecuencia pequeños, se obtienen ganancias mayores con valores más altos de  $\alpha$  (valores altos de  $\alpha$  corresponden a valores pequeños de  $\theta$ ). En el caso sin ruido, la característica FD es constante hasta un valor del offset de frecuencia dado por:

$$2\pi f_d T_m = \theta \quad (4.5)$$

donde  $T_m$  es el periodo de símbolo, y  $\theta$  es el ángulo de fase determinado por las ventanas elegidas. Por encima de este valor de  $f_d$ , la característica del FD decrece rápidamente debido al hecho de que la evolución del error de fase sobre un intervalo de símbolo es mayor que el ángulo  $\theta$ , y la operación del FD descrita en el punto 4.2 no se aplica ya en sentido estricto. La característica del FD sigue un cambio de signo tras el cual la adquisición no es posible. Este valor del offset de frecuencia constituye un límite absoluto en el rango de adquisición. Aunque la elección  $\alpha = 0.75$  nos da la mayor ganancia a la salida del detector para valores pequeños de  $f_d$ ,  $\alpha = 0.25$  da el mayor rango de frecuencia sobre el cual la característica del FD tiene el signo correcto. Esto sugiere que para offsets de frecuencia pequeños, la adquisición más rápida se podría conseguir con  $\alpha = 0.75$ , pero el rango de adquisición es mayor con  $\alpha = 0.25$ , lo cual hace esta última alternativa más atractiva, ya que la extensión del rango de adquisición es la meta principal. Con una SNR de 20 dB, el rango de adquisición es prácticamente igual que en ausencia de ruido, pero la ganancia es menor.

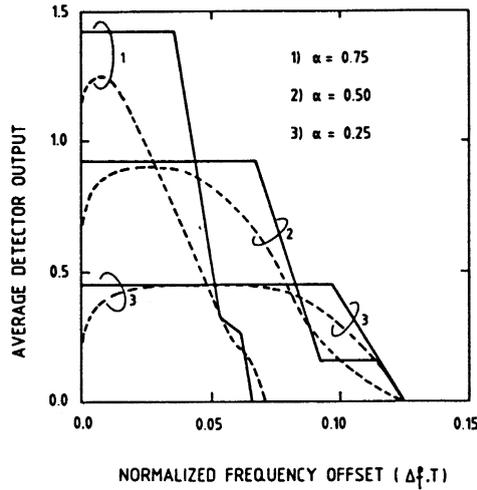


Figura 4.11.- Característica de la salida de FD del detector para QPSK (\_\_\_: ausencia de ruido, ----: SNR=20 dB).

#### 4.4.2.- COMPORTAMIENTO EN ADQUISICIÓN.

El próximo paso del estudio realizado por los autores del algoritmo fue la evaluación del comportamiento en la etapa de adquisición del PFD y su comparación con el detector de fase original. La evaluación fue realizada mediante simulaciones por ordenador, dado que la evaluación analítica del rango de adquisición del PLL conteniendo un FD no parecía realizable.

Se asume la utilización de un bucle de segundo orden. La función de transferencia del filtro es

$$L(s) = \frac{1 + t_2 s}{1 + t_1 s} \quad (4.6)$$

donde  $\tau_1$  y  $\tau_2$  son dos constantes de tiempo que, junto con la ganancia del bucle, determinan las propiedades en estado estacionario y la adquisición del bucle.

La ecuación diferencial que gobierna la trayectoria del error de fase es

$$\dot{\phi}(t) = \Omega - K_0 L(s) u(t) \quad (4.7)$$

donde el punto designa la derivada con respecto al tiempo,  $\Omega$  es la desviación de frecuencia (en radianes) inicial,  $K_0$  es la ganancia del VCO y  $u(t)$  es la salida del detector continuo en tiempo. A partir de estas ecuaciones, se obtiene el tiempo medio de adquisición del bucle [5]. En la figura 4.12 tenemos los resultados obtenidos para QPSK. En esta figura, el offset de frecuencia está normalizado por el ancho de banda de ruido del bucle  $W_L$  y el tiempo de adquisición por su inversa  $1/W_L$ . En esta figura se observa que los PFD's considerados llevan a una gran mejora del comportamiento con respecto al PD original, en términos de velocidad de adquisición y rango de adquisición.

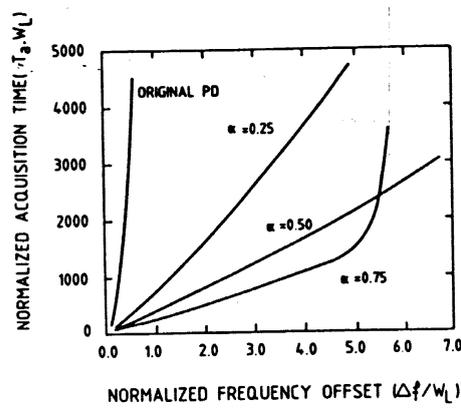


Figura 4.12.- Tiempo de adquisición simulado frente al offset de frecuencia para QPSK.

## 4.5.- EVALUACIÓN EXPERIMENTAL.

El comportamiento en adquisición del PFD propuesto también fue evaluado experimentalmente, utilizando un módem de laboratorio 16-QAM a 100 Mbits/s [5]. Este módem emplea un filtro coseno alzado de Nyquist con un 50% de exceso de banda. En el receptor, las señales I y Q demoduladas son convertidas en símbolos de 8 bits y después pasadas a un ecualizador con decisión retroalimentada (DFE) completamente digital, que consta de dos ramas de realimentación hacia delante y una hacia detrás. La recuperación del reloj se lleva a cabo usando un PD de tipo cruce por cero. El bucle de recuperación de portadora es un DFL de tipo polaridad. El filtro del bucle es como el descrito anteriormente, y la frecuencia intermedia del módem es de 140 MHz. Durante las medidas de la adquisición, el algoritmo de adaptación del ecualizador fue deshabilitado para evitar interacciones entre el ecualizador y la señal de control del

bucle de recuperación de portadora. En este modo, el ecualizador puede considerarse como un retraso puro, que reducirá el rango de adquisición del bucle.

Se probaron tres PFD's y se compararon con el PD original. Los resultados obtenidos utilizando los parámetros  $WL = 107$  KHz,  $\tau_1 = 22$  ms se muestran en la figura 4.13. Claramente, los PFD's probados llevan a un incremento sustancial del rango dinámico. No entraremos en la comparación entre los distintos PFD's por estar ésta fuera de nuestro estudio, al tratarse el sistema concreto de un esquema basado en modulación 16-QAM, como ya hemos mencionado.

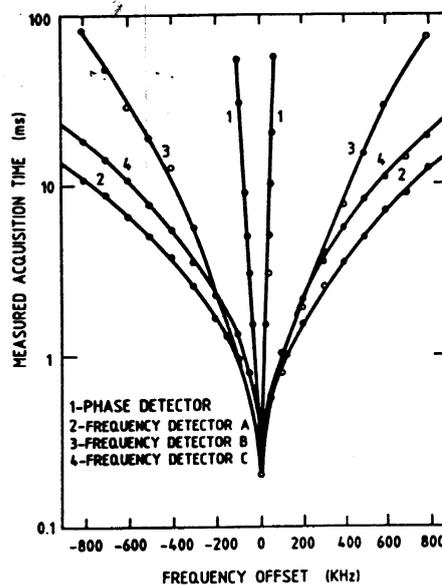


Figura 4.13.- Tiempo de adquisición medido frente a offset de frecuencia usando un módem de laboratorio 16-QAM.

#### **4.6.- COMPORTAMIENTO EN ESTADO ESTACIONARIO.**

Debido al pequeño ancho de banda del bucle de recuperación de portadora, la magnitud del error instantáneo de fase excede  $\theta$  con una probabilidad muy baja. Como consecuencia, el comportamiento del *jitter* en estado estacionario en sistemas PSK es virtualmente idéntico al del PD original, y queda fuera de nuestro estudio.

## **4.7.- CONCLUSIONES DE LOS AUTORES DEL ALGORITMO.**

Se ha presentado un tipo de PFD's para recuperación rápida de portadora en sistemas de comunicación digital. La idea base es aplicable a un gran número de esquemas de modulación, y particularmente ajustable a sistemas PSK. Por medio de simulaciones por ordenador y experimentos de laboratorio los nuevos PFD's demostraron mejorar de forma notable las propiedades del bucle de adquisición. En PSK, esta mejora se consigue sin penalización en el comportamiento del *jitter* de fase.

El nuevo PFD requiere muy poca circuitería adicional con respecto a los PD's convencionales, y son fácilmente implementados con altas tasas de datos. El rango de adquisición considerablemente alto conseguido hace estos detectores muy atractivos para sistemas de radio digital en la banda de microondas y otras aplicaciones que requieren bucles de recuperación de portadora que deben funcionar con grandes offsets de frecuencia.

Un último punto a tener en cuenta es que todas las simulaciones por ordenador y los experimentos de laboratorio se hicieron en un entorno libre de distorsión. Por lo tanto, una cuestión que queda en el aire es cómo se comportará el sistema en presencia de desvanecimiento multitrayecto, que es la mayor causa de desviaciones en sistemas de radio digital por microondas. Aunque es de esperar que el desvanecimiento multitrayecto reduzca el rango de frecuencias sobre el cual el bucle tiene la característica de un FD, así como la ganancia del FD a lo largo del rango, estos detectores deberían mantener una considerable ventaja sobre los PD's convencionales en ese entorno.