

DETECTORES DUALES DE FRECUENCIA DEPENDIENTES DE LOS DATOS EN COMUNICACIONES DIGITALES

Morixell Lamarca Orozco, Gregori Vázquez Grau

Depto de Teoría de la Señal y Comunicaciones
 ÉTSI de Telecomunicaciones de Barcelona
 Apdo. 30002, Barcelona 08080
 Tel. +34-3-4016440
 Fax +34-3-4016447

Abstract: This paper deals with the estimation of frequency Dopplers greater than the signaling rate in noisy and hostile environments. A feedback loop scheme is used, having a Dual Filter Detector (DFD) as the frequency error detector. The basic structure of the DFD is modified to introduce data dependent algorithms which decrease system sensibility to noise and enable it to keep in tracking even in presence of interferences with very low CIR.

1. INTRODUCCION

La estimación del error de frecuencia en el entorno de las comunicaciones digitales es previa a cualquier otra etapa de sincronismo y de recuperación de parámetros. Este problema es especialmente grave en comunicaciones mediante satélites de órbita baja y, por lo tanto, no geoestacionarios. En ellos tanto el desplazamiento Doppler como su rapidez de variación son significativos y pueden alcanzar valores superiores a la velocidad de señalización. En estos casos, detectores de frecuencia tales como los cuadrícóreladores o los detectores rotacionales no son útiles.

Alberty y Hespelt [1] propusieron un esquema adaptativo en lazo cerrado con un nuevo detector de error de frecuencia conocido como Detector por Filtros Duales o DFD. La señal error generada por el DFD era ponderada por un factor de actualización m antes de entrar a un NCO y ser utilizada para trasladar la señal a la frecuencia deseada:

$$f_{nco} = f_{nco} + \mu e \tag{1}$$

El DFD consta de dos filtros espejo w_1 y w_2 con respuestas en frecuencia simétricas respecto a la frecuencia central deseada. La señal error es generada como la diferencia de los módulos al cuadrado de las dos salidas: (señal 'e' fig. 1)

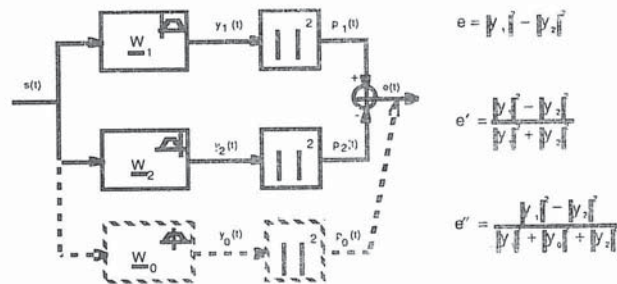


Fig1 Diagrama de bloques del DFD y definición del error.

Este artículo utiliza la estructura básica del DFD tal y como fue ideada por Alberty y Hespelt, pero aplica una definición alternativa de la señal error que fue propuesta en [2] y que estaba basada en el radar monopulso sigma-delta. La señal de error se calcula como 'e' (fig.1). Tal y como se explicaba en [2], esta definición tiene la ventaja de resultar en una medida que es independiente de la potencia de la señal recibida y que mejora el compromiso propio de los esquemas por detector de cero entre el tiempo de adquisición y el ruido de la estimación en seguimiento.

Este efecto puede ser enfatizado introduciendo en el denominador la salida de un filtro adaptado centrado en la frecuencia deseada: error e'' (fig.1). El nuevo sumando será prácticamente cero excepto si la señal está centrada en la frecuencia deseada, y por lo tanto, sólo contribuirá a reducir la sensibilidad del sistema al ruido en seguimiento. A pesar de todo, la importancia del nuevo término dependerá del diseño de los dos filtros espejo (de su respuesta en la frecuencia central).

Ambas definiciones, e' y e'' han sido utilizadas en esta implementación de los algoritmos propuestos aquí. A continuación se pasa a analizar el diseño de los filtros del DFD y la introducción en ellos de algoritmos dependientes de los datos.

En primer lugar se estudiará la justificación del uso de algoritmos dependientes de los datos y la arquitectura utilizada. Posteriormente se analizarán cada uno de los dos algoritmos considerados. Se verá que, en este caso, diferentes criterios de optimización llevan a soluciones también distintas y con prestaciones no coincidentes.

2. EL DFD DEPENDIENTE DE LOS DATOS

El diseño de los dos filtros espejo es el que determinará el buen o mal comportamiento del DFD. Al evaluar las prestaciones de un estimador de frecuencia se deben considerar dos aspectos:

- ... el máximo doppler en frecuencia que puede estimarse
- ... y el 'jitter' de salida debido al ruido de modulación o 'pattern noise', así como el ruido de canal aditivo y las interferencias.

Por una parte, el ancho de banda de los filtros debe ser tan grande como el máximo error de frecuencia que se desea detectar. Sin embargo, por otra parte, el uso de un ancho de banda grande también implica un mal filtrado de el ruido aditivo introducido por el canal. En definitiva, la elección del ancho de banda del filtro requiere un nuevo compromiso entre las fases de adquisición y seguimiento.

Idealmente, se desearía tener filtros autosintonizados: filtros con ancho de banda variable, grande en adquisición y pequeño (adaptado a la banda de la señal) en seguimiento. La contribución de este artículo es la propuesta de un esquema donde la información disponible se utiliza para conseguir este fin. El resultado obtenido es un diseño dinámico y dependiente de los datos.

El objetivo es lograr un algoritmo para los DFD

- ... donde el compromiso en la elección del ancho de banda de los filtros desaparezca y el sistema sea capaz de minimizar el jitter al mismo tiempo que aún detecta errores de frecuencia importantes,
- ... que sea capaz de cancelar el jitter debido al espectro imagen en esquemas de muestreo en IF
- ... y que permita que el subsistema de estimación en frecuencia se mantenga en seguimiento incluso en presencia de interferencias.

Nosotros sugerimos un algoritmo de filtrado adaptativo trabajando en lazo cerrado paralelo al de la estimación de frecuencia. La idea es diseñar uno de los filtros (w_1) para optimizar una cierta función de coste, y elegir el otro filtro como los coeficientes conjugados a fin de conseguir la deseada simetría especular de las dos respuestas en frecuencia:

$$\underline{w}_1 = \underline{w}_2^*$$

La diferenciación de la respuesta en frecuencia de los dos filtros (a fin de que la señal error no sea siempre idénticamente nula) se logra imponiendo a los filtros que tengan una determinada ganancia a ciertas frecuencias. Así, el diseño puede formularse en términos de la optimización de una función de coste con restricciones lineales.

La optimización con restricciones lineales es una técnica habitual en arrays de antenas (problema de filtrado espacial o conformación de haz). No obstante, debe señalarse que hay una diferencia importante entre esa aplicación y la aquí propuesta. Mientras que en conformación de haz las restricciones se eligen como la dirección de la señal incidente, ahora el espectro de la señal se desplaza a medida que la estimación del doppler mejora y, además, ya no ocupa una única frecuencia sino toda una banda de frecuencias (debido a la modulación). Por este motivo, en el caso que nos ocupa las restricciones se han ubicado en la banda ocupada por la señal durante seguimiento, pero debe recordarse que éstas no caracterizan completamente la señal recibida.

El algoritmo adaptativo del DFD (fig.2) se basa en el Cancelador de Lóbulos Laterales Generalizado (GSLC), esquema de conformación de haz introducido por Griffiths y Jim [3]. El sistema está compuesto de dos filtros FIR operando en paralelo. La rama superior es un filtro diseñado tal como venía haciéndose hasta ahora, teniendo el ancho de banda necesario para detectar dopplers grandes; la rama inferior está compuesta de una matriz de bloqueo, consistente en un banco de filtros que tienen ceros en las frecuencias donde se sitúan las restricciones, y un algoritmo adaptativo que pondera las salidas de estos filtros. De este modo, la ganancia en las frecuencias donde se imponen las restricciones quedan especificadas como las ganancias de la rama superior.

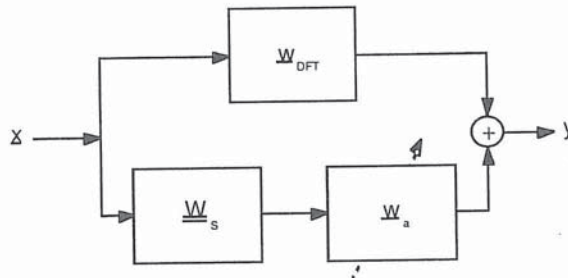


Fig.2 Aplicación de la arquitectura del GSLC al DFD

Una vez especificadas las restricciones y elegida una arquitectura para el sistema, el último paso es diseñar el algoritmo adaptativo. Aquí se han analizado dos funciones de coste que se traducen en dos formas distintas de realimentación del algoritmo adaptativo (fig 3).

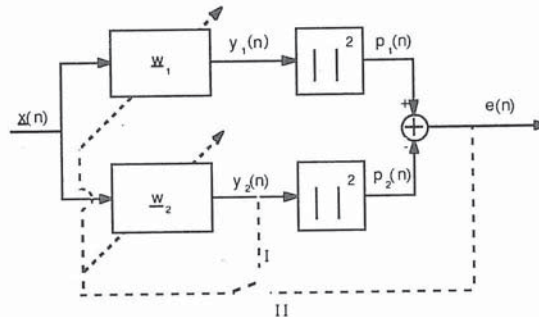


Fig. 3 Los dos tipos de realimentación para la actualización de los filtros.

3. ALGORITMO I

En primer lugar, los filtros se han diseñado para minimizar el efecto de las interferencias y el ruido aditivo en la salida de cada uno de ellos. Este criterio lleva al diseño habitual del GSLC y, por lo tanto, algoritmos conocidos como el LMS o el RLS, pueden ser aplicados para actualizar los pesos.

En este caso, una restricción es suficiente para asegurar que los dos filtros son distintos y, se puede ver que entonces la matriz de bloqueo se reduce a un único filtro de primer orden [3]. Las simulaciones demuestran que este diseño proporciona buenos resultados:

- ... logra un cancelación prácticamente total del espectro imagen
- ... reduce considerablemente el jitter debido a ruido aditivo
- ... y permite al sistema mantenerse en seguimiento aunque, una vez enganchado, aparezcan interferencias de potencia muy superior a la de la señal deseada (si aparecen interferencias en la fase de adquisición no hay forma de distinguirlas de la señal útil y, por lo tanto, no se puede garantizar que el sistema adquiera correctamente).

Por otra parte, estos resultados se mantienen si la frecuencia de la señal deseada es altamente no estacionaria (gran 'doppler rate').

4. ALGORITMO II.

Es de destacar el hecho de que el algoritmo I no tiene en cuenta el jitter causado por el 'pattern noise'. Ello es debido a la función de coste elegida: la salida de cada filtro individualmente siempre está afectada por 'pattern noise'.

El ruido de modulación es importante cuando la EbNo es alta (en cualquier otro caso, este efecto es superado por el ruido del canal) y bajo estas condiciones, la rama inferior del sistema casi no contribuye a la salida, por lo que se puede decir, aunque matizándolo mucho, que el sistema estará libre de ruido de modulación en la medida en que lo esté el diseño clásico.

Gardner [4] demostró que la salida de un DFD puede estar libre de ruido de modulación cuando la señal está centrada en la frecuencia deseada para señales con modulación sin offset si los filtros se eligen como réplicas desplazadas en frecuencia del filtro adaptado. Sin embargo, este es un diseño muy restringido. Se desearía tener un DFD que proporcionase una salida que optimizase el 'jitter' de la salida calculado como la superposición de las contribuciones del ruido del canal, las interferencias y el ruido de modulación. De este modo, se llega a la segunda función de coste analizada en este artículo.

El segundo diseño busca minimizar el 'jitter' a la salida, esto es, la varianza de la señal error:

$$[\min] E[(e - E\{e\})^2] \quad (2)$$

Para ello se ha desarrollado un algoritmo basado en la estimación instantánea del gradiente de la función de coste:

$$\underline{w}(n+1) = \underline{w}(n) - \frac{1}{4} \mu \nabla_{\underline{w}} \left\{ E[(e - E\{e\})^2] \right\} \quad (3)$$

Tras algunos desarrollos algebraicos, si se toma la definición e" de la señal de error, la expresión final para el filtro adaptativo es:

$$\underline{w}_1(n+1) = \underline{w}_1(n) - \mu \frac{e}{d} \left((1-e) \underline{x}_1 - (1+e) \underline{x}_2 \right) \quad (4)$$

Desafortunadamente, las teóricas ventajas de este algoritmo sobre el anterior se desvanecen cuando se realizan simulaciones.

Obsérvese que la función de coste ahora tiene una dependencia de cuarto orden con los coeficientes del filtro, mientras que en el primer diseño la dependencia era sólo de segundo orden. Este hecho es importante porque provoca que esta nueva versión del DFD tenga una convergencia más lenta y, dado que el algoritmo adaptativo para actualizar los coeficientes del filtro está trabajando en paralelo con otro lazo cerrado para la estimación de la frecuencia, la combinación de ambas convergencias se traduce en un mayor 'jitter' a la salida.

En la práctica las simulaciones muestran que el algoritmo II

- ... tiene prestaciones similares al I en cuanto a cancelación de la frecuencia imagen y efecto del ruido aditivo,
- ... pero en cambio su lenta convergencia limita su comportamiento ante la presencia de 'doppler rate'
- ... y, además, el sistema es sensible a la presencia de interferencias.

Por otra parte, puede verse que este algoritmo requiere un mínimo de dos restricciones para garantizar la diferenciación en frecuencia de los filtros, lo que provoca que la matriz de bloqueo no pueda simplificarse como se había hecho para el algoritmo I.

5. SIMULACIONES

En las fig. 4 y 5 se muestra el comportamiento de los algoritmos propuestos en el caso de que se reciba una señal QPSK con 16 muestras por símbolo y se utilicen filtros de 16 coeficientes. En la fig.4 se muestra el comportamiento del DFD clásico de los algoritmos I y II en el caso de ausencia de interferencia y EbNo=∞ dB. En la fig. 5 se muestra el comportamiento del algoritmo I en presencia de una interferencia senoidal con CIR=-30 dB y EbNo=6 dB.

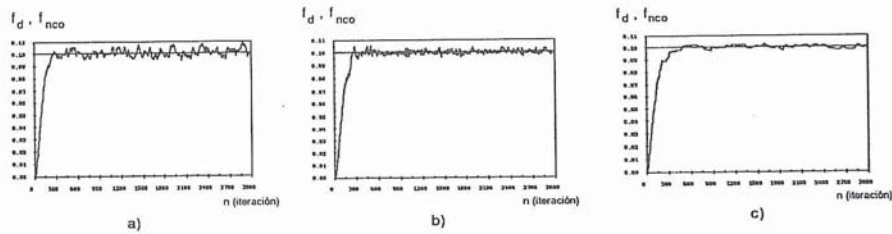


Fig. 4 Comportamiento de los diferentes diseños ante la frecuencia imagen.
a) DFD clásico; b) algoritmo I; c) algoritmo II

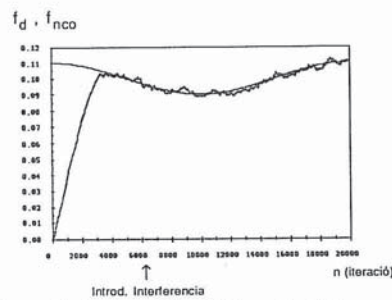


Fig. 5 Comportamiento del algoritmo I si en la iteración 6000 aparece una interferencia

6. EVALUACION FINAL Y CONCLUSIONES

En este artículo se han analizado dos algoritmos basados en la aplicación del filtrado adaptativo a los DFD. Las simulaciones han mostrado que el primero de ellos tenía prestaciones iguales o superiores a las del segundo en todos los aspectos, aunque a priori se esperase lo contrario.

La arquitectura del GSLC y el algoritmo I han conseguido los objetivos propuestos, mejorando el jitter en la salida debido tanto al ruido de canal aditivo, como a la frecuencia imagen o las interferencias. Sin embargo el ruido de modulación no se ha considerado.

Todo ello se ha conseguido con un incremento reducido del coste computacional. En cualquier caso, dado que el DFD es necesario cuando el doppler es grande en relación a la velocidad de señalización, esto es, para la gama baja de velocidades, su implementación es totalmente factible desde el punto de vista tecnológico.

REFERENCIAS

- [1] T.Alberty and V.Hespelt, "A New Pattern Jitter Free Frequency Error Detector", IEEE Trans. on Communications, COM-37, Feb. 1989
- [2] J.Sala,G.Vázquez y M.A.Lagunas, "Filtrado de Kalman para la Recuperación de Portadora a partir de Estimaciones Previas".URSI'91, Cáceres, Setiembre 1991
- [3] L.J.Griffiths and C.W.Jim, "An Alternative Approach to Linerly Constrained Adaptative Beamforming", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol AP-30, Jan.1982
- [4] F.M.Gardner, *Demodulator Reference Recovery Techniques Suited fof Digital Implementation*, Final Report: ESTEC Contract No. 6847/NL/DG European Space Agency, 1988