

TÉCNICAS DE DEMODULACIÓN PARA SEÑALES BFSK

Jorge Torres Gómez¹

¹Dpto. de Telecomunicaciones y Telemática, Cujae, La Habana, Cuba, Máster en Sistemas de Radiocomunicaciones, jorge.tg@electrica.cujae.edu.cu

RESUMEN

El presente artículo describe las distintas técnicas de demodulación de señales BFSK reportados en la literatura científica. Se abordan las técnicas de correlación, detector por envolvente, técnicas de autosincronía con PLL y por último filtrado adaptativo. En esta última se hace marcado énfasis y su inserción en los esquemas de demodulación mediante su diagrama en bloques. Se aborda el principio de funcionamiento de cada técnica con la descripción analítica de sus parámetros de configuración. Se describen además las ventajas y desventajas alrededor de cada tipo de demodulador. En el artículo también se ilustran las simulaciones obtenidas a partir del estímulo con señales BFSK.

Palabras claves: BFSK, Correlación, Detector de Envolvente, Filtrado Adaptativo.

ABSTRACT

The present article addresses several reported techniques for demodulating BFSK signals. Correlation techniques, envelope detector, self-tuning and adaptive filters are described. In the latest case, a detailed description is given by means of the block scheme in accordance with the demodulation of this type of signals. The internal sketch for each technique is also explained as well as the analytical description of each parameter. Besides, the simulations obtained with BFSK signals are also illustrated.

Key words: BFSK, Correlation, Envelope Detector, Adaptive Filter.

INTRODUCTION

En el canal de comunicaciones ocurren procesos no deseados para la comunicación: la distorsión de la señal transmitida, la atenuación, la interferencia y el ruido. Los recursos para combatir estos procesos pueden ser abordados en cualquiera de los tres elementos del modelo de comunicaciones; en el transmisor, en el canal de comunicaciones y en el receptor. Las técnicas empleadas en el receptor responden a dos elementos, a los procesos ocurridos en el canal y a la forma de onda emitida en el transmisor. Con respecto al canal están las técnicas de equalización para contrarrestar la distorsión, y el filtrado en la frecuencia para contrarrestar el ruido. Sin embargo, mejores resultados se obtienen si se añaden técnicas de transmisión que también contrarresten los procesos no deseados del canal, las modulaciones representan un recurso para tal motivo.

El proceso de modulación añade varias ventajas, la trasmisión puede realizarse en una zona de frecuencia especificada por el diseñador, la cual si es alta permite antenas más pequeñas. Por otra parte, entre varias señales moduladas se puede compartir el espectro de frecuencia sin solaparse, permitiendo la trasmisión simultánea de distintas señales de información, a esto se le llama multiplexado. También algunas modulaciones combaten el ruido sin necesidad de aumentar la potencia de trasmisión en el transmisor ^{1,2}.

Las modulaciones pueden ser analógicas o digitales, La ventaja de las modulaciones digitales frente a las analógicas consiste en la finitud de sus señales, lo cual permite combatir el ruido producto de la regeneración de la señal. La desventaja en las modulaciones digitales consiste en los recursos de sincronía necesarios para demodular de forma óptima. No obstante, las nuevas técnicas de programación para hardware digital ofrecen soluciones de diseño complejo y con alto grado de fiabilidad y robustez, ejemplo de esto son los Microprocesadores y los FPGA (Field Programmable Gate Array, Campo de Arreglo de Compuertas Programables), con los cuales se logran implementar operaciones matemáticas difíciles de lograr solo con transistores, resistencias, diodos, capacitores o inductores.

La modulación digital abordada en el presente trabajo es la BFSK (Binary Frequency Shift Keying, Llaveo por Desplazamiento Binario de Frecuencia), empleada en comunicaciones satelitales³ e inalámbricas^{4,5}. Está formulada para variar la frecuencia de la señal portadora en solo dos valores a partir de la señal de información binaria a transmitir. Esta forma de onda determina solo dos símbolos, la figura 1 ilustra a modo de ejemplo en a) la información binaria a transmitir, en b) la modulación generada.

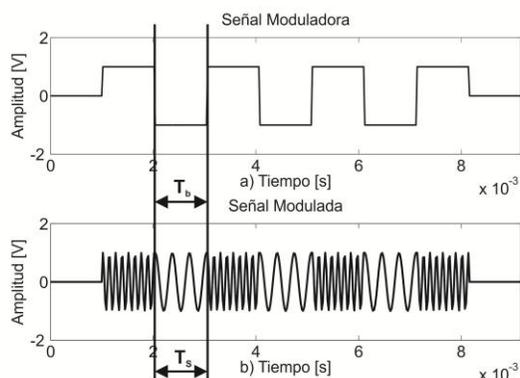


Figura 1. Modulación BFSK. a) Señal de información. b) Modulación BFSK

La modulación BFSK se caracteriza por ser de amplitud y potencia constante. Los efectos en la variación de amplitud que ocurren mayormente en los canales inalámbricos afectan poco la demodulación, dado que la información está presente en los cambios de frecuencia. También es aplicable en receptores pasivos (no amplifican la señal recibida) dado que con poco nivel de amplitud se garantiza la demodulación⁶. El presente artículo aborda las técnicas de recepción para BFSK, de estas su principio de funcionamiento, casos de aplicación y comparaciones entre las mismas. Los métodos analizados son el receptor de correlación, el detector de envolvente, circuitos de autosincronía y filtrado adaptativo, los cuales se analizan por separado en las siguientes secciones.

RECEPTOR ÓPTIMO

Diversas técnicas pueden ser concebidas para implementar un circuito de demodulación que recupere la información de la señal BFSK, es decir, pasar de la figura 1 b) a 1 a). Por ejemplo, con el análisis de la salida de un contador de cruces por cero cuando en la entrada se determina cuando cambia el símbolo y se recupera la información. Otra vía puede ser concebida si se aplica la derivación temporal de la modulación recibida y se analiza la envolvente resultante. De estos dos ejemplos una vez implementado el circuito queda determinada la relación señal a ruido de la información recuperada, este parámetro determina la calidad con la cual opera el método elegido. No obstante: ¿cuál de los dos circuitos recuperará la información con la mayor relación señal a ruido?, ¿existirá alguna configuración que brinde la mayor relación señal a ruido posible? La primera de las preguntas responde al hecho de escoger siempre el mejor método, la segunda se deriva de la primera y es la más general, su respuesta es la concepción del receptor óptimo.

Una de las versiones de esquema circuital del receptor óptimo se muestra en la figura 2, este se denomina receptor en cuadratura no coherente. A diferencia del receptor coherente, su salida es independiente de la fase de la señal de entrada y evita el empleo de circuitos detectores recuperadores de fase. Su concepción se basa en realizar la correlación de la señal de entrada con las funciones bases de la modulación. A la salida de cada integrador se tiene una medida del grado de parecido entre la señal recibida y los símbolos que debieran esperarse. Si se encuentra más grado de parecido con el tono de frecuencia lenta entonces la rama superior tendrá un nivel de voltaje más alto que el inferior, en este caso la salida del sistema será un nivel bajo, en caso contrario nivel alto.

El receptor óptimo presenta el mejor diseño para obtener la mayor relación señal a ruido y la menor probabilidad de error, otros esquemas para recuperar la información que se refleja en los cambios de frecuencia presentará siempre un desempeño inferior. No obstante presenta inconvenientes importantes para su implementación física. El esquema de la figura 2 integra sobre un tiempo de símbolo, por ello la necesidad de estar en sincronía con este parámetro, de lo contrario se realizará una demodulación incorrecta. Para esto se emplean circuitos de recuperación de sincronía de símbolo (1). Por otra parte los elementos que multiplican en ambos esquemas circuitales necesitan ser una copia fiel de las componentes de la modulación, un desplazamiento en frecuencia de la señal de arriba puede provocar resultados no tan óptimos como el de otros demoduladores. El receptor coherente necesita de menos ancho de banda que el no coherente, y su desempeño frente al ruido es mejor, aproximadamente se pueden ahorrar entre 1 y 4 dB de potencia cuando se emplea, pero necesita de tener sincronía con la fase, lo cual encarece su implementación.

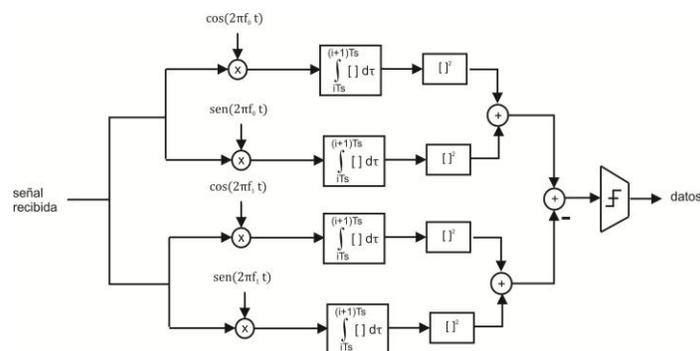


Figura 2. Esquema de receptor de cuadratura para BFSK.

DETECTOR DE ENVOLVENTE

La modulación BFSK opera con dos frecuencias, por tanto es de esperar que espectralmente contenga energía alrededor de estos valores. Por esto, emplear un filtro pasa-banda con centro en una de las frecuencias de trabajo permitirá separar en el tiempo un tono del otro, si este se configura para que su ancho de banda sea el correspondiente al de un símbolo. La figura 3 muestra lo que sucede a la salida de dos filtros pasa-banda configurados para que permitan el paso de cada uno de los tonos separados en cada rama.

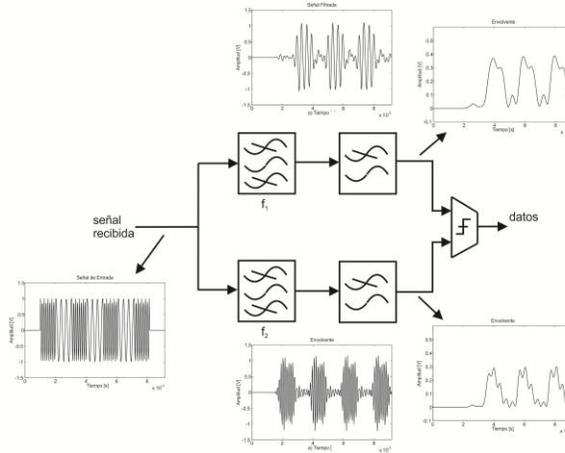


Figura 3. Esquema circuital del Detector de Envolverte.

La demodulación a partir de la configuración mostrada en la figura 3 consistirá en determinar cuando aparece a la salida de cada filtro pasa-banda la energía asociada a cada símbolo. Para esto basta colocar un detector de envolvente a la salida de cada filtro para identificar la presencia de cada tono. Este detector de envolvente puede implementarse con un filtro pasa-bajo o mediante la configuración de rectificadores de media onda o de onda completa con capacitores y resistencias como los utilizados en los demoduladores para AM. La decisión se realiza por comparación de estas envolvertes, la de nivel más alto indicará el símbolo correspondiente.

El detector de envolvente es un ejemplo de configuración sencilla para implementar un receptor no coherente. Aunque en comparación con el óptimo puede requerir más recursos de cómputo al implementar sus filtros. Caso de que las frecuencias de trabajo sean cercanas entre sí se exige de los filtros pasa-banda un orden alto. El detector de envolvente debe ser de cuidado en su aplicación, se debe estar seguro de que en el canal de comunicaciones transcurre una modulación BFSK. El principio de operación es detectar energía en dos bandas de frecuencia, pero no tiene en cuenta la forma de onda que transcurre en el canal, otras formas de onda no necesariamente las provenientes de la modulación pueden compartir energía en la banda de análisis y proceder a una demodulación sin ningún sentido.

DETECTOR DE AUTOSINCRONÍA

En ⁷ se propone un demodulador para BFSK empleando la configuración de Lazo de Costas para VCO, no obstante introduce cambios en sus componentes para garantizar una correcta demodulación. La figura 4 muestra el demodulador propuesto, el elemento NCO (Numerical Control Oscillator, Oscilador

tiempo de símbolo como se indica en (1), a partir de contar con dos tonos en cuadratura $\cos(w_i n)$ y $\sin(w_i n)$. Estos tonos tienen por amplitud los términos $A \cos(\varphi)$ y $A \sin(\varphi)$, los cuales son desconocidos en el receptor. En este caso, el filtrado adaptativo puede emplearse para ajustar esta amplitud a tonos generados en el receptor como se muestra en la figura 5⁸.

$$s[n] = A \cos(w_i n + \varphi) = A \cos(\varphi) \cos(w_i n) - A \sin(\varphi) \sin(w_i n) \quad 1)$$

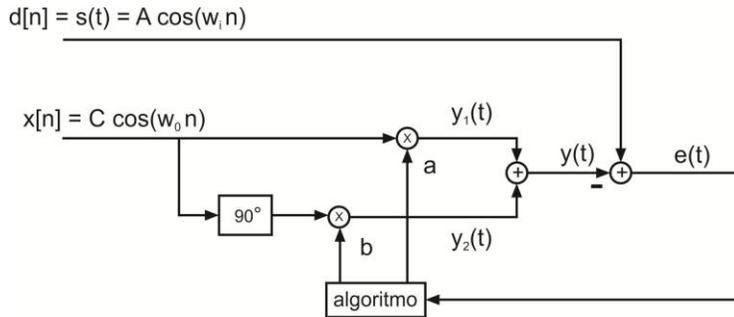


Figura 5. Configuración de filtro Notch.

En la configuración de la figura 5 se coloca por la señal deseada la modulación recibida, mientras que se genera el tono $x[n] = C \cos(w_i n)$ como entrada al filtro de dos coeficientes a y b . La salida de este filtro está condicionada por la combinación lineal $y[n] = aC \cos(w_i n) + bC \sin(w_i n)$, y por su parte el algoritmo de ajuste de los coeficientes debe lograr la igualación de esta salida a la relación (1).

La demodulación se puede obtener a partir de observarse la señal error en la figura 5. Una vez que transcurra el símbolo de frecuencia w_0 la señal error tienen un nivel bajo, mientras que si transcurre el símbolo de frecuencia rápida entonces se obtendrán oscilaciones con la amplitud de la señal deseada. El esquema general del demodulador se muestra en la figura 6. En este caso se emplean dos ramas, una para cada frecuencia y un detector de envolvente para reconocer a partir de la señal error cual símbolo es el que se transmite, esta configuración tiene mucha analogía con el detector de envolvente de la figura 3, excepto por la sustitución de los filtros pasa-banda por filtros adaptativos Notchs.

Para el ajuste de los coeficientes a y b se emplea el algoritmo LMS⁹. El mismo busca minimizar la potencia de la señal error con el desplazamiento de los coeficientes en la dirección contraria al vector gradiente $\vec{\nabla} J = [J_a J_b]$. El desplazamiento de los coeficientes se realiza mediante la posición anterior del mismo y el próximo movimiento se describe por la relación (2), la constante μ regula la velocidad de adaptación.

$$\begin{aligned} a[n + 1] &= a[n] - \frac{\mu}{2} J_a \\ b[n + 1] &= b[n] - \frac{\mu}{2} J_b \end{aligned} \quad 2)$$

$$\vec{\nabla} J[n] = \left[\frac{\partial e^2}{\partial a} [n] \quad \frac{\partial e^2}{\partial b} [n] \right] = 2e[n] \left[\frac{\partial e}{\partial a} [n] \quad \frac{\partial e}{\partial b} [n] \right] = -2e[n] [C \cos(w_i n) \quad C \sin(w_i n)] \quad 3)$$

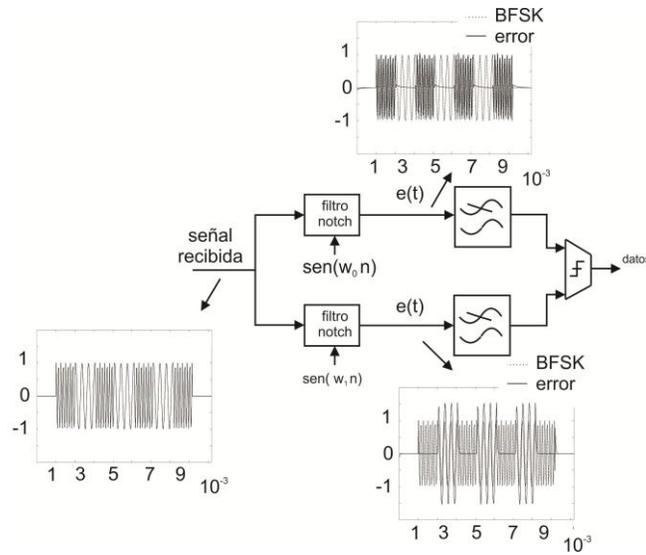


Figura 6. Esquema de demodulador con filtro Notch

La velocidad de ajuste del sistema se modifica por la constante μ en las relaciones (2). Esta constante regula el tiempo de ajuste τ dado por $\tau = \frac{2}{\mu C^2} \cdot 10$. Este tiempo de ajuste determina cuando la función error es casi cero.

Sistemas sin señales de referencia

En la sección anterior el esquema del filtro Notch necesita de antemano las frecuencias de la modulación para la generación de las señales de referencia. Existen a su vez otras configuraciones en las cuales la señal de referencia lo constituye la propia señal BFSK. La figura 7 muestra un esquema de tal sistema, en este caso la idea consiste en predecir los valores futuros de la señal recibida para obtener una señal error casi cero. El filtro pasa-banda de la figura 7 puede ser implementado por un sistema FIR o IIR, su funcionamiento se puede interpretar a partir de que el mismo ajusta su banda de paso a la frecuencia instantánea de la señal que arriba. Es a partir de los coeficientes del filtro que se logra la demodulación de la señal.

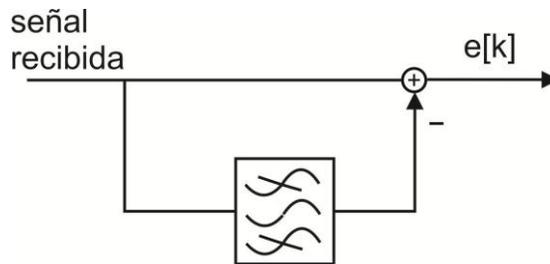


Figura 7. Configuración de Filtro Adaptativo sin señal de referencia.

Sistema con filtro FIR

La figura 8 muestra una estructura de filtro FIR en la cual los coeficientes $\vec{A}[n]=[a_1, a_2, \dots, a_L]^T$ son ajustados para minimizar la función error mediante el algoritmo LMS como se indica en (4) a partir de las muestras de la señal de entrada representado en forma vectorial $\vec{X}[n]=[x(n-1), x(n-2), \dots, x(n-L)]^T$ ¹¹.

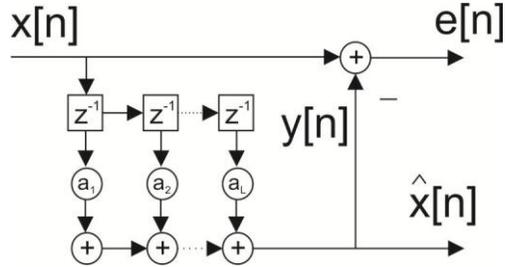


Figura 8. Filtrado Adaptativo con estructura FIR.

$$\vec{A}[n + 1] = \vec{A}[n] + \mu e[k] \vec{X}[n] \tag{4}$$

El tiempo de ajuste de los coeficientes puede determinarse por la relación $\tau = \frac{1}{\mu \sigma^2}$ donde σ^2 representa la potencia promedio de la señal de entrada. Una vez ajustados los coeficientes se verifica en el dominio de la frecuencia lo mostrado en (5), lo cual brinda una condición útil para la demodulación de las señales. En efecto, a partir de analizar el mínimo para $Q(w)$ se puede recuperar la frecuencia instantánea de la señal recibida. La figura 9 muestra los resultados.

$$x[k] = \hat{x}[k] = \sum_{i=1}^L a_i \cdot x[k - i] \tag{5}$$

$$X(w) = X(w) \cdot \sum_{i=1}^L a_i \cdot e^{jwi} = X(w) \cdot Q(w)$$

$$X(w) \left(1 - \sum_{i=1}^L a_i \cdot e^{jwi} \right) = 0 \Rightarrow 1 - \sum_{i=1}^L a_i \cdot e^{jwi} = Q(w) = 0$$

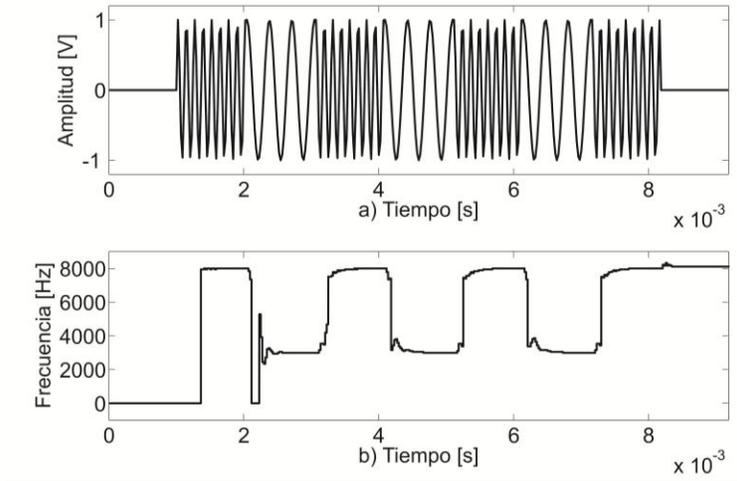


Figura 9. Recuperación de la frecuencia instantánea de la modulación recibida. a) Señal BFSK. b) Frecuencia instantánea recuperada con 9 coeficientes.

Sistemas con filtro IIR

La descripción anterior también puede lograrse con un filtro IIR de cero simple y dos polos complejos conjugados¹². Este filtro se implementa mediante la función transferencial en (6), donde r denota la distancia de los polos al origen y siempre se toma menor que la unidad para garantizar la estabilidad del diseño¹³. El coeficiente a a variar se denota por a . El valor de frecuencia γ para el máximo de la función transferencial se obtiene como se indica en (7), mediante el ajuste apropiado del coeficiente a es de esperar que γ coincida con la frecuencia instantánea de la modulación recibida.

$$H(z) = \frac{(1 - r^2) \left[\frac{az}{1+r^2} - 1 \right]}{z^2 - az + r^2} \quad (6)$$

$$\gamma = \arccos\left(\frac{a}{1+r^2}\right) \quad (7)$$

El coeficiente $a[k]$ se ajusta por el algoritmo LMS como se muestra en (8), lo cual se convierte en una relación recursiva con el propio valor del gradiente.

$$\begin{aligned} a[k+1] &= a[k] - \frac{\mu}{2} \nabla J \\ \nabla J &= \frac{\partial e^2}{\partial a}[n] = -2e[n] \frac{\partial y[n]}{\partial a} \\ y[n] &= a \frac{1-r^2}{1+r^2} x[n-1] - (1-r^2)x[n-2] + ay[n-1] - r^2y[n-2] \\ \frac{\partial y[n]}{\partial a} &= \frac{1-r^2}{1+r^2} x[n-1] + y[n-1] + a \frac{\partial y[n-1]}{\partial a} - r^2 \frac{\partial y[n-2]}{\partial a} \\ \beta[n] &= \frac{\partial y[n]}{\partial a} \\ \beta[n] &= \frac{1-r^2}{1+r^2} x[n-1] + y[n-1] + a\beta[n-1] - r^2\beta[n-2] \\ a[k+1] &= a[k] + \mu e[n]\beta[n] \end{aligned} \quad (8)$$

En ¹⁴ se sugiere la supresión de los términos recursivos para $\beta[n]$ en las relaciones (8), esto favorece una menor sensibilidad a los errores del vector gradiente y conlleva a una convergencia más rápida. La figura 10 muestra los resultados del análisis del parámetro en (7), se puede apreciar que esta solución es de respuesta lenta dado que no alcanza el valor de 8000 Hz partiendo de los 3000 Hz.

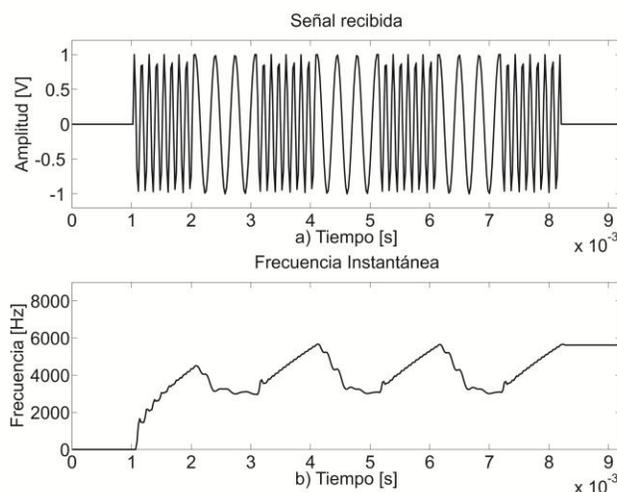


Figura 10. Recuperación de la frecuencia instantánea con sistema IIR.

CONCLUSIONES

A excepción del receptor óptimo los demoduladores analizados muestran técnicas para demodular señales BFSK sin la necesidad de conocer el Tiempo de Símbolo de la modulación ni el sincronismo con este parámetro. Estas técnicas se pueden agrupar en las que necesitan conocer de la frecuencia de trabajo de la modulación: Detector de Envolvente, Filtro Adaptativo Notch con señal de referencia, y en aquellas que no necesitan de este parámetro: Demoduladores basados en autosincronía (Lazos PLL y Costas), y Filtro Adaptativo en versión FIR e IIR sin señal de referencia.

De estas técnicas el detector de envolvente resulta la vía más directa dado que no necesita de la convergencia de coeficientes para su funcionamiento, no obstante su aplicación en hardware puede resultar costosa cuando las frecuencias de trabajo son cercanas entre sí, esta característica puede exigir la implementación de filtros de alto orden y limitar así las facilidades de implementación en FPGA por ejemplo. Por otra parte, las técnicas adaptativas funcionarían bien en estos casos, aunque las frecuencias sean cercanas entre sí el orden de los filtros adaptativos permanece invariable.

El empleo de filtros adaptativos sin señal de referencia resulta ser la variante menos "exigente" de los métodos aplicados para demodular señales BFSK. No necesita conocer las frecuencias de trabajo de la modulación y tampoco tiene limitaciones en cuanto al rango de enganche como es el caso de las estructuras PLL o Lazo de Costas, incluso intenta maximizar la correlación cruzada entre lo que predice y lo recibido tratando de igualar los resultados de un detector óptimo. Su principal desventaja se centra en los tiempos de convergencia que pueden ser prohibitivos para el caso de frecuencias alejadas entre sí.

REFERENCIAS.

Las referencias dentro del texto se harán por orden numérico ascendente consignándose así en el acápite referencias, en el mismo orden que aparecieron en el texto.

[1] SKLAR B. Digital Communications, Fundamentals and Applications. New Jersey, USA: Prentice Hall, 2001. 953 pp. ISBN 0130847887.

[2] CARLSON, A.B.; CRILLY, P.B.; RUTLEDGE, J.C. "Communication Systems: An introduction to Signals and Noise in Electrical Communication". McGraw-Hill, 2002. 853 pp. ISBN 0-07-011127-8.

[3] VEŘTÁT, I; MRÁZ , J. "Hybrid M-FSK/DQPSK Modulations for Cube Sat Pico satellites". Radio engineering. 2013. Vol 22, núm. 1, pp. 389 – 93.

[4] PENG K-C, LIN C-C, CHAO C-H. "A Novel Three-Point Modulation Technique for Fractional-N Frequency Synthesizer Applications". Radio engineering. 2013. Vol 22, núm. 1, pp. 269 – 75.

[5] LONT, M.; MILOSEVIC, D.; DOLMANS, G.; VAN ROERMUND, A.H.M. "Implications of I/Q Imbalance, Phase Noise and Noise Figure for SNR and BER of FSK Receivers". IEEE Transaction on Circuits and Systems I: Regular Papers. 2013. Vol 60, núm. 8, pp. 2187 – 98.

[6] YUAN, F. CMOS Circuits for Passive Wireless Microsystems. Springer, 2010. 294 pp. ISBN 9781441976796.

[7] TERVO, R.; ZHOU, K. "DSP based self-tuning BFSK demodulation". En IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing, 1993, pp. 68–71.

[8] WIDROW B, GLOVER JR, MCCOOL JM, KAUNITZ J, WILLIAMS CS, HEARN RH; ZEIDLER, J.R.; EUGENE, D.; GOODLIN, R.C. "Adaptive Noise Cancelling: Principles and Applications". Proceedings of the IEEE. 1975, Vol 63, núm. 12, pp. 1962-1716.

[9] HAYKIN S. Adaptive Filter Theory. Prentice Hall, 2001, 997 pp. ISBN 0130901261.

[10] WIDROW, B.; STEARN, S.D. Adaptive Signal Processing. New Jersey, USA: Prentice Hall, 1985. 594 pp. ISBN 0-13-004029-0.

[11] GRIFFITHS, L.J. "Rapid measurement of digital instantaneous frequency". IEEE Transaction on ASSP. 1975. ASSP-23, núm. 2, pp. 207–222.

[12] DAVID, R.; STEARN, S.; ELLIOT, G.; ETTER, D. "IIR algorithms for adaptive line enhancement". IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1983, pp. 17-21.

[13] OPPENHEIM, A.V.; SCHAFER, R.W. Discrete-time signal processing. Upper Saddle River: Pearson; 2010.

[14] AHMED, N.; HUSH, D.; ELLIOT G.; FOGLER, R.J. "Detection of multiple sinusoids using an adaptive cascaded structure". IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1984, Vol. 9, pp. 199-202.