

Contribución a la Modernización de radares de banda métrica mediante el diseño de un receptor para una señal de sondeo modulada linealmente en frecuencia.

Andy Luis Morales Guerra¹, Jorge Félix López Moyano², Enrique Escamilla Hernández³, Nelson Chávez Ferry⁴, Jorge Torres Gómez⁵

¹²⁴⁵Departamento de Telecomunicaciones y Telemática. CUJAE, ³Instituto Politécnico Nacional IPN

³eescamillah@ipn.mx, ⁴nelson@electronica.cujae.edu.cu, ⁵jorge.tg@electronica.cujae.edu.cu

RESUMEN

El presente artículo aborda el tema del empleo de la compresión de pulsos en radar, haciendo énfasis en la Modulación Lineal de Frecuencia (MLF). Además, se plantean las características principales del filtro adaptado como elemento encargado de la compresión del pulso, y se derivan operaciones algebraicas para eliminar el efecto de la fase de la señal recibida en la capacidad de detección. Se implementa un software que permite la simulación de la recepción de los pulsos transmitidos mediante la modulación MLF, permitiendo la configuración de los parámetros de la modulación en ambientes de Ruido Blanco Aditivo Gaussiano. El resultado obtenido es un primer paso en la actualización técnica de radares para aumentar el poder de resolución de los mismos.

Palabras claves: Radar, Compresión de Pulsos, MLF.

ABSTRACT

The present article is about the utilization of pulse compression applied to radars and emphasizes on Linear Frequency Modulation (LMF). In addition, it discusses the main features of the matched filter as an element in charge of pulse compression, and it derives algebraic operation in order to vanish the effect of received signal phase into the capacity of detection. The implemented software will finally allow to simulate the reception of transmitted pulses with LMF modulation, allowing the configuration of modular parameters in Additive-White-Noise-Gaussian conditions. The final result is a first step for technique improve of radars in order to increases power resolution.

Key words: Noise, Matched Filter, Pulse Compression.

INTRODUCCIÓN

Las aplicaciones del radar en la sociedad tienen dos vertientes, la militar y la civil. La primera tiene interés con fines de defensa, y por tanto cualquier actualización bien fundamentada encaminada a modernizar los sistemas de radar es de gran importancia. Desde el punto de vista civil el estudio e investigación de los fenómenos atmosféricos cobra hoy en día una enorme actualidad, teniendo en cuenta los cambios climáticos que se están produciendo en el mismo. Asociado a esto se encuentran determinados fenómenos que ocurren en la atmósfera como son las tormentas eléctricas, huracanes, lluvias, y el radar por su parte es un sensor de importancia comprobada en el estudio e investigación de prácticamente todos estos fenómenos.

El tema del presente artículo encuentra aplicación general a todo lo antes expuesto en los radares en funcionamiento de pulso de vieja generación. Estos presentan la desventaja de que para garantizar mayor resolución necesitan grandes potencias de transmisión, de modo que el pulso transmitido posea la suficiente energía y pueda ser detectado su eco durante el proceso de la recepción.

Teniendo en cuenta esto, el problema científico es el siguiente:

¿Cómo contribuir a modernizar los sistemas de radar de vieja generación, acercándolos a los radares de la generación actual mediante el incremento del ancho de banda de la señal transmitida?

Ante el cual se plantea la siguiente hipótesis como posible solución:

Si se diseña un sistema de radar utilizando un incremento en el ancho de banda de la señal transmitida, se logrará obtener mayor resolución debido a un pulso con más energía pero con una potencia considerablemente menor, manteniendo la misma probabilidad de error.

Para lograr actualizar estos viejos radares y hacerlos más resolutivos, sin aumentar la potencia de transmisión y lograr mantener la misma probabilidad de error, se necesita de un cambio en la forma de la señal emitida. La forma de onda utilizada debe variar de acuerdo a los requerimientos de lo que se desea obtener. Las modulaciones por sus características, son capaces de satisfacer los parámetros buscados por el diseñador del radar, en dependencia de su uso.

Para poder aumentar la resolución del radar, disminuyendo su potencia de transmisión, y manteniendo su probabilidad de error, es necesario aumentar el tiempo de duración de la señal. Aumentar el tiempo de duración de la señal provocará que la resolución se deteriore en la detección de los blancos suficientemente cercanos entre sí. No obstante esto puede ser revertido a través del proceso de compresión de pulsos mediante una modulación adecuada y empleando como receptor el Filtro Adaptado [1], con el objetivo de disminuir la potencia de transmisión y mantener la probabilidad de error, logrando un aumento en la resolución del blanco.

Las principales modulaciones abordadas en la compresión de pulsos de radar son:

1. Modulación Lineal de Frecuencia (MLF).
2. Modulación No Lineal de Frecuencia.
3. Modulación por Código de Fase.

De las modulaciones mencionadas se destaca la MLF, no sólo porque presenta buen comportamiento en el momento de determinar la distancia y la velocidad de un objeto, sino porque es la más fácil de implementar y las desventajas que posee no representan un impedimento significativo para la aplicación práctica de la misma.

En la literatura científica se han encontrado implementaciones de receptores para MLF. Entre estos figura en [2] una implementación sobre DSP empleando Módulos de Evaluación (EVM, por sus siglas en inglés), las cuales son plataformas de desarrollo de bajo costo para diseño de hardware en tiempo real. Se aplican técnicas de correlación y autocorrelación para detectar señales en presencia de ruido que incluyen un procesador, una cantidad limitada de periféricos y de memoria externa. El filtro adaptado implementado en el dominio del tiempo y la frecuencia presenta resultados muy buenos en condiciones de una relación Señal a Ruido de -10 dB .

También se ha realizado la implementación digital de un compresor de pulsos para la banda comprendida entre los 7 y 12.5 GHz (banda X) [3]. En este caso la señal fue generada por un generador de ondas en banda base con un producto. Luego la señal fue llevada a la banda X mediante un multiplicador. En el receptor se obtuvo la misma señal aplicándole el proceso inverso, y mediante una tarjeta de adquisición de datos conectada al puerto PCI de una PC la señal fue introducida en una computadora. Por medio de algoritmos desarrollados en el software MatLab, se efectuó la compresión de la señal MLF transmitida. En este proyecto se empleó la ventana de Hamming para disminuir los lóbulos laterales a la salida del filtro adaptado.

Por otro lado, en [4] se presenta el diseño de un receptor para la modulación MLF sobre FPGA con diferentes tipos de ventana, mostrando que los mejores resultados se obtienen con la aplicación de funciones atómicas para reducir el nivel de los lóbulos laterales.

El presente artículo realiza una propuesta de diseño de receptor con la eliminación total del efecto de la fase de la señal de arriba en la detección. Soluciones en hardware similares a las mostradas pueden ser sugeridas para su implementación.

Modulación Lineal de Frecuencia y Receptor

Se trata de una modulación en frecuencia en la cual esta varía de forma lineal en el tiempo y puede cambiar de manera creciente o decreciente. La ecuación 1) [1] describe de forma analítica la modulación tratada y la figura 1 muestra las variables de la modulación, así como la señal moduladora.

$$s(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_0 t + \frac{\mu}{2} t^2 \right) \right] \quad 0 \leq t \leq T \quad 1)$$

Donde:

A representa la Amplitud del pulso

f_0 representa la Frecuencia de inicio de variación de la portadora.

$\mu = B/\tau$ representa la Razón de cambio de la frecuencia respecto al tiempo de duración del pulso.

T representa la Duración del pulso.

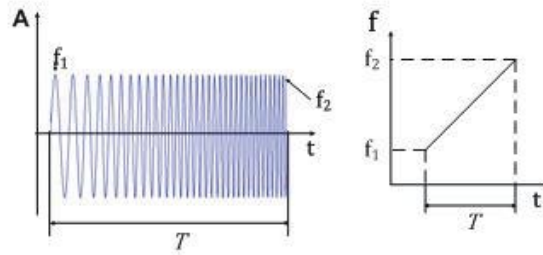


Figura 1. Modulación linealmente en frecuencia aplicada a un pulso sinusoidal.

La figura 1 muestra cómo la frecuencia varía desde el comienzo hasta el fin del pulso del radar, la recepción para lograr la compresión referida debe estrechar este pulso transmitido luego de recibirse por su rebote en un blanco dado. Para esto el receptor se construye de forma tal que “atrase” en el tiempo las frecuencias más lentas y a su vez retrase menos las frecuencias más altas, de esta forma es de esperarse que el primer frente del pulso recibido luego de pasar por el receptor se acerque al segundo frente recibido del mismo pulso [5].

Para lograr el atraso referido, el receptor debe realizarse con un diseño en el tiempo de retardo dependiente de la frecuencia, e inverso al de la onda transmitida, esto se logra mediante un Filtro Adaptado y a la vez resulta el óptimo para lograr la menor probabilidad de error en la detección del pulso transmitido, la función transferencial del filtro adaptado se muestra en 2).

$$H(f) = G_a S^*(f) e^{-j2\pi f t_d} \quad 2)$$

Donde:

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j2\pi f t} dt$$

representa la Transformada de Fourier de la señal de entrada.

$S^*(f)$ representa el complejo conjugado de $S(f)$.

t_d representa el valor fijado de tiempo a la salida del filtro en el cual la señal es observada con un máximo, su valor mayor que cero permite la implementación física del mismo.

G_a representa una constante igual a la máxima ganancia del filtro (generalmente tomada como uno).

Nótese que el término $S^*(f)$ de la ecuación 2) resulta ser el encargado de aportar una configuración de fase en el receptor inverso al de la onda transmitida, lo cual asegura la compresión del pulso recibido. En la figura 2 se muestra de forma simplificada el resultado de la compresión de un pulso MLF mediante el empleo de un Filtro Adaptado. Cuando la onda es modulada MLF se reduce la duración del pulso de T a T/B segundos a la salida del receptor [6]. Esta es la gran ventaja de la modulación, con el parámetro B se puede controlar la duración de los pulsos aún transmitiendo el pulso con duración T

y con esto tener un poder resolutivo tan alto como sea el ancho de banda disponible en el diseño del receptor.

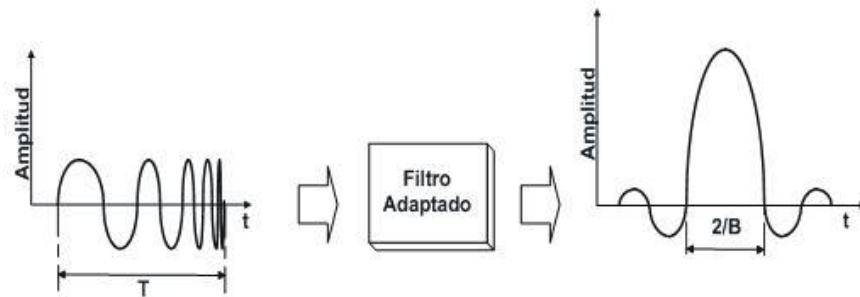


Figura 2. Proceso de compresión de pulsos.

La forma de onda a la salida del filtro será la de una función sinc, ecuación 3) [1].

$$\text{sinc}(BT) = (\text{sen}(\pi BT)/\pi BT) \quad 3)$$

La MLF es una modulación que presenta un excelente desempeño en el proceso de medición de la frecuencia Doppler, para estimar la velocidad con la que se mueve un objeto. Su implementación física no resulta tan complicada respecto a otras modulaciones que cumplen el mismo objetivo, aunque presenta la desventaja de que al momento de comprimir el pulso, según 3), son generados lóbulos laterales al lóbulo principal en la detección a la salida del filtro que puede enmascarar otros blancos de menor coeficiente de superficie efectiva de reflexión.

Disminución de Lóbulos Laterales

La MLF luego de la compresión produce lóbulos laterales de gran tamaño, estos podrían enmascarar objetivos de menor coeficiente de superficie efectiva de reflexión con respecto a otros blancos cercanos que reflejen con mayor energía la onda transmitida. Para disminuir en amplitud estos lóbulos se aplican las funciones de iluminación empleadas en el diseño de antenas para reducir los lóbulos espaciales. Estas funciones, también llamadas ventanas, son aplicadas en el dominio del tiempo o de la frecuencia, siendo en esta última donde se obtienen mejores niveles de relación señal a ruido [5], ver figura 3.

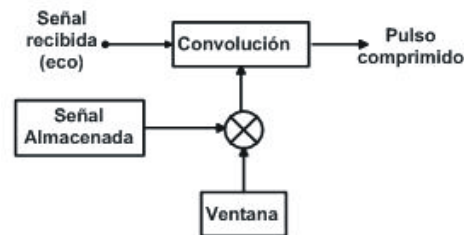


Figura 3. Aplicación de las funciones de iluminación en la compresión de pulsos.

En el presente trabajo se utilizó el esquema representado en la figura 3, aplicando la ventana de Hamming, mejores resultados pueden ser obtenidos por la aplicación de funciones atómicas [4].

Segundo Detector

Luego de la etapa del filtro adaptado le sigue la etapa de detección. El problema a resolver se encuentra en determinar si a la salida del receptor existe solo ruido (del tipo blanco aditivo gaussiano, AWGN); o si existe señal con ruido aditivo, pero minimizando la probabilidad de error en la detección. Para elegir una de las dos posibilidades la salida se dividirá en dos regiones: la de detección y la de no detección. Mediante el criterio de máxima verosimilitud, conociendo la función de densidad de probabilidad del ruido AWGN, y con la aplicación de las reglas de Bayes, se obtiene que la detección se realiza mediante la comparación con un umbral, el cual es la mitad del valor máximo a la salida del Filtro Adaptado [7]. Si la envolvente excede dicho umbral se dice que hay presencia de señal (detección), de lo contrario se está en presencia solamente de ruido (no detección). El esquema de la figura 4 muestra una posible implementación de la etapa de detección.

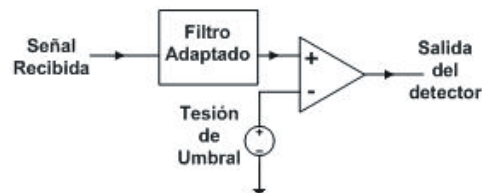


Figura 4. Esquema del detector.

Efecto de la fase en la recepción

Durante el proceso de transmisión y recepción de la señal de sondeo en un radar, la onda electromagnética emitida puede sufrir perturbaciones en sus principales parámetros, entre estos la fase de la señal puede variar durante la generación del eco al retornar de la superficie del blanco. Una variación de la fase puede tener un efecto negativo en el momento de la recepción de la señal de sondeo, en 4) se presenta una señal recibida con un valor de fase arbitrario en el intervalo $[0 \ 2\pi]$.

$$s(t) = A \cos \left[2\pi(f_0 t + \frac{\mu}{2} t^2 + \varphi) \right] \quad 0 \leq t \leq T \quad 4)$$

Donde:

φ representa la fase de la señal recibida de valor arbitrario en el intervalo $[0 \ 2\pi]$.

La figura 5 muestra una configuración de Filtro Adaptado utilizado en la recepción, donde la señal almacenada es la Transformada Inversa de Fourier de la expresión 2), se ilustra como varía su salida (para máxima correlación entre la señal recibida y la almacenada con fase de cero grados) para distintos valores de fase entre 0 y 2π se puede observar que blancos con fase en una vecindad de $\pi/2$ pueden no ser detectados aunque el blanco sea de un alto coeficiente de superficie efectiva de reflexión.

Por otro lado la figura 6 muestra el esquema de recepción típico para señales no coherentes [7], este es utilizado con el objetivo de independizar la amplitud en la salida de la fase de la señal de entrada, no obstante aún se observa variación a la salida del Filtro Adaptado, lo cual no contribuye a obtener una

relación señal a ruido lo más alta posible. El motivo por el cual se observa esta variación es que las funciones bases de la modulación no son ortogonales entre sí.

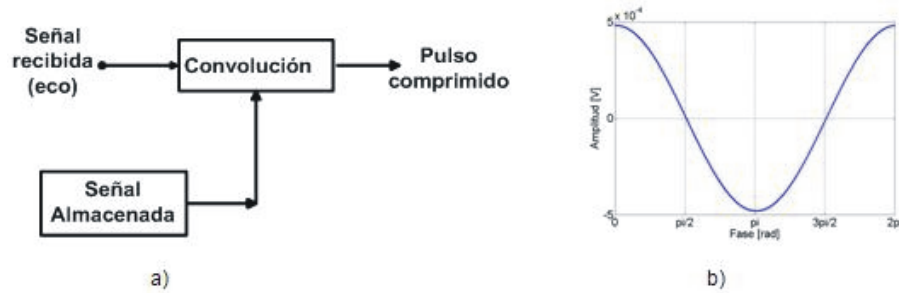


Figura 5. a) Filtro Adaptado. b) Efecto de la fase a la salida de un filtro adaptado.

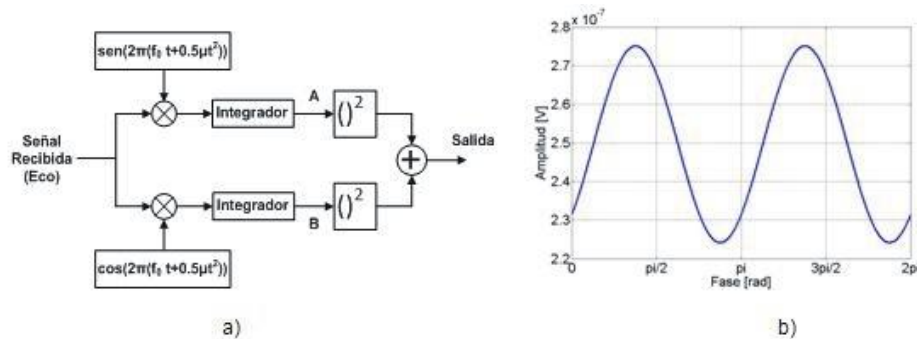


Figura 6. a) Receptor no coherente. b) Dependencia de su salida con respecto a la fase de la señal de entrada.

Ante el problema de independizar la fase de la señal de entrada se decidió realizar un procesamiento algebraico con las señales en los puntos A y B de la figura 6a), el cual queda resumido en un bloque de procesamiento mostrado en la figura 7a). Partiendo de la descomposición de la señal recibida en sus funciones bases se obtiene lo mostrado en la ecuación 8).

$$S_{Rx} = A_r \cos \left[2\pi \left(f_0 t + \frac{\mu t^2}{2} \right) \right] \cos(\varphi) - A_r \sin \left[2\pi \left(f_0 t + \frac{\mu t^2}{2} \right) \right] \sin(\varphi) \quad (8)$$

De acuerdo a la figura 10a) por la rama superior, en el punto A se obtendrá:

$$\begin{aligned} & \int_0^T (S_{Rx}) \cdot (MLF_s)(t) dt = \\ &= \int_0^T A_r \cos \left[2\pi \left(f_0 t + \frac{\mu t^2}{2} \right) \right] \sin \left[2\pi \left(f_0 t + \frac{\mu t^2}{2} \right) \right] \cos(\varphi) dt \\ & - \int_0^T A_r \sin \left[2\pi \left(f_0 t + \frac{\mu t^2}{2} \right) \right] \sin \left[2\pi \left(f_0 t + \frac{\mu t^2}{2} \right) \right] \sin(\varphi) dt \end{aligned} \quad (9)$$

Donde:

$MLF_s(t) = \sin \left[2\pi \left(f_0 t + \frac{\mu t^2}{2} \right) \right]$ representa una de las funciones bases de la modulación, a partir de lo mostrado en 8).

Como los elementos $\text{sen}(\varphi)$, y A_r dependen del tiempo pueden salir de la integral. Luego se definen los coeficientes C_s y S_s como:

$$C_s = \int_0^T \cos \left[2\pi \left(f_0 t + \frac{\mu t^2}{2} \right) \right] \text{sen} \left[2\pi \left(f_0 t + \frac{\mu t^2}{2} \right) \right] dt \quad (10)$$

$$S_s = \int_0^T \text{sen}^2 \left[2\pi \left(f_0 t + \frac{\mu t^2}{2} \right) \right] dt \quad (11)$$

Como se puede apreciar estos coeficientes se configuran solamente a partir de las funciones bases de la modulación, por tanto son elementos internos al receptor. De esta forma la señal de salida por la rama superior S_{out_A} queda de forma simplificada como:

$$S_{out_A} = \int_0^T (S_{RX}) \cdot (MLF_s)(t) dt = A_r C_s \cos(\varphi) - A_r S_s \text{sen}(\varphi) \quad (12)$$

De la misma forma se obtiene en la ecuación 13) la salida para la rama inferior en el punto B.

$$S_{out_B} = \int_0^T (S_{RX}) \cdot (MLF_c)(t) dt = A_r C_c \cos(\varphi) - A_r C_s \text{sen}(\varphi) \quad (13)$$

Donde:

$$C_c = \int_0^T \cos^2 \left[2\pi \left(f_0 t + \frac{\mu t^2}{2} \right) \right] dt$$

$$MLF_c(t) = \cos \left[2\pi \left(f_0 t + \frac{\mu t^2}{2} \right) \right]$$

Se puede observar que de realizar la operación $S_{out_A}^2 + S_{out_B}^2$ no se puede eliminar la presencia de los términos $\text{sen}(\varphi)$ y $\cos(\varphi)$, lo cual es responsable de las variaciones de amplitud del receptor de la figura 6, esto es debido al coeficiente C_s , el cual muestra la falta de ortogonalidad de las funciones bases de la ecuación 8).

No obstante, considerando los términos $\cos(\varphi)$ y $\text{sen}(\varphi)$ como incógnitas en las ecuaciones 12) y 13) y aplicando el método de Cramer se despejan los mismos como lo muestran las ecuaciones 14) y 15).

$$\cos(\varphi) = \frac{\begin{vmatrix} S_{out_A} & -A_r S_s \\ S_{out_B} & -A_r C_s \end{vmatrix}}{D} = \frac{S_{out_B} A_r S_s - S_{out_A} A_r C_s}{D} \quad (14)$$

$$\text{sen}(\varphi) = \frac{\begin{vmatrix} A_r C_s & S_{out_A} \\ A_r C_c & S_{out_B} \end{vmatrix}}{D} = \frac{S_{out_B} A_r C_s - S_{out_A} A_r C_c}{D} \quad (15)$$

Donde:

$$D = \begin{vmatrix} A_r C_s & -A_r S_s \\ A_r C_c & -A_r S_c \end{vmatrix} = A_r S_s A_r C_c - A_r C_s A_r C_s$$

Ahora empleando la identidad trigonométrica $\cos(\varphi)^2 + \sin(\varphi)^2 = 1$ y despejando A_r^2 se obtiene la expresión 16), y esta sí resulta ser independiente de la fase de la señal de arribo [8].

$$A_r^2 = \frac{S_{out,B}^2 (S_s^2 + C_s^2) - 2S_{out,B} S_{out,A} C_s (S_s + C_s) + S_{out,A}^2 (C_s^2 + C_c^2)}{(S_s C_c - C_s^2)^2} \quad (16)$$

La expresión 16) muestra el procesamiento algebraico a realizar a la salida de los puntos A y B de la figura 7a) para encontrar la total independencia de la fase. En la figura 7b) se puede apreciar la independencia total de la amplitud máxima detectada con variaciones en la fase en el intervalo $[0 \ 2\pi]$.

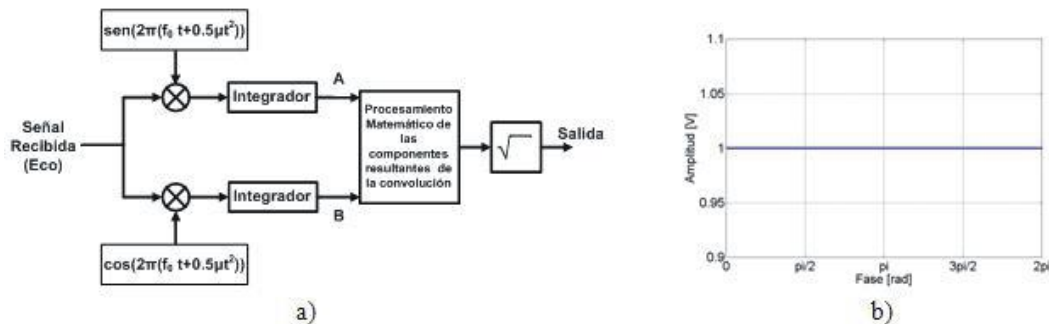


Figura 7. a) Esquema de Filtro Adaptado para independizar la salida de la fase de la señal de arribo. b) Salida generada por el esquema

Simulación en Matlab e Interfaz Gráfica

Para la simulación de la recepción de señales moduladas MLF con el receptor de la figura 7a) se realizó en el software MatLab una interfaz gráfica de usuario, como lo muestra la figura 8. En la misma se pueden recrear situaciones prácticas reales como solapamiento de pulsos, variaciones en la amplitud de la señal recibida y la presencia de AWGN en el sistema.

Entre las tres pantallas de la interfaz se recrean tres pulsos recibidos modulados en MLF, esta opción es fija para restar complejidad y porque con tres pulsos se pueden simular la mayoría de los casos de interés. Las otras dos muestran la salida de la figura 7a) y el resultado de la detección empleando lo mostrado en la figura 7. No obstante siendo fijo el total de pulsos recibidos se pueden variar su amplitud y posición de forma independiente, además de añadir ruido AWGN. Se incorporó además la aplicación de la ventana de Hamming para disminuir los lóbulos laterales.

Contrastación del filtro diseñado con resultados teóricos de operación

Con el objetivo de validar el diseño con los resultados teóricos del filtro mostrado en la figura 7a) se prepararon dos pruebas enfocadas a determinar la resolución con y sin la aplicación de la ventana de

Hamming. Los parámetros de la modulación empleados son: $f_1 = 180 \text{ MHz}$, $B = 333 \text{ kHz}$, para lograr una compresión del pulso de $43.2 \mu\text{s}$ a $6 \mu\text{s}$, de acuerdo con las posibilidades del transmisor de estado sólido [9].

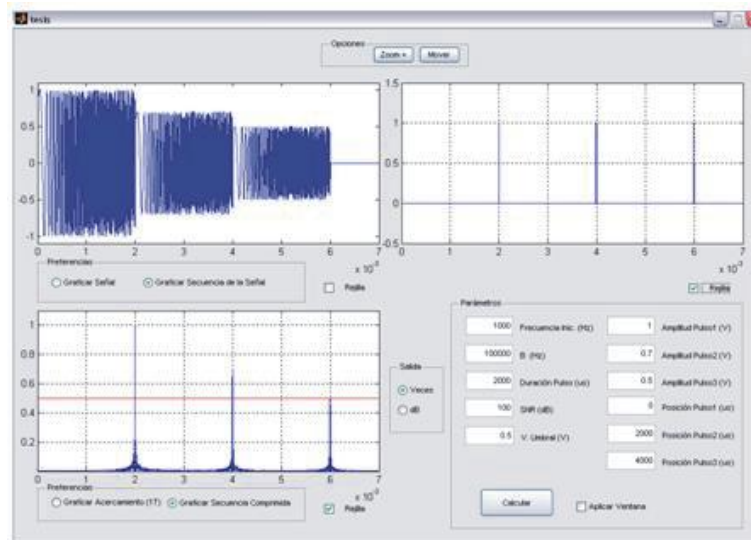


Figura 8. Interfaz Gráfica de la simulación.

Prueba 1

Comprobar de forma práctica que la separación de dos ecos con valor $2/B$ es la separación mínima para detectar 2 blancos.

La figura 9 a) muestra dos señales MLF superpuestas con una separación entre sus frentes de $6 \mu\text{s}$, el mínimo para el cual se diseñó la señal MLF.

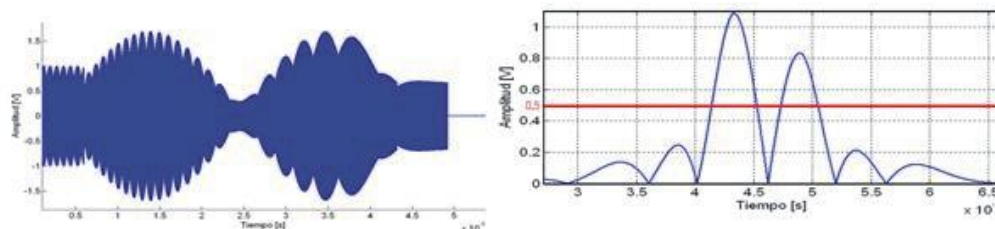


Figura 9 a) Señal en el tiempo compuesta por dos señales con ancho del pulso de $T = 43.2 \mu\text{s}$ y superposición de $6 \mu\text{s}$ b) Salida del filtro en la figura 10a).

Luego de aplicar esa señal recibida al filtro diseñado en la figura 10a) se obtiene lo mostrado en la figura 9b), se puede observar las formas de ondas relativas a cada pulso y separadas en el mínimo teórico es de $\frac{2}{B} = 6 \mu\text{s}$.

Prueba 2

Determinar la separación mínima cuando se aplica la técnica de reducción de lóbulos laterales aplicando ventana de Hamming.

La figura 10 muestra el ensanchamiento del lóbulo principal al aplicar la ventana con respecto a la señal obtenida de no ser aplicada la técnica, lo cual concuerda con un ensanchamiento aproximado del 60% próximo al 50% estudiado teóricamente. En decibel la amplitud de los lóbulos laterales decrece a -24 dB con respecto al lóbulo principal, lo cual corresponde con el valor esperado teóricamente cuando la tasa de compresión es menor de 20 unidades, cabe aclarar que para tasas de compresión por encima de 100 unidades se pudiera obtener una atenuación de lóbulos laterales de hasta -42 dB [1].

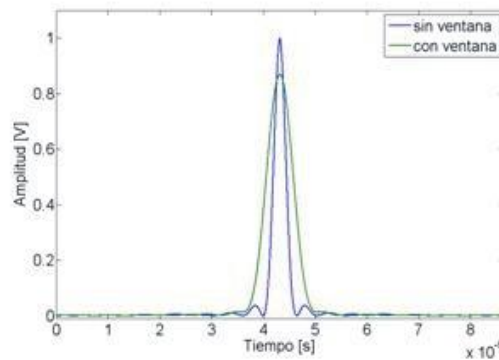


Figura 10. Resultados al aplicar la ventana de Hamming en el proceso de compresión de pulsos.

CONCLUSIONES

De las técnicas consultadas en la literatura científica se abordó la modulación MLF, por lograr las tasas de compresión necesarias y de acuerdo con una fácil implementación en software y hardware.

La interfaz creada resulta ser un primer paso en la actualización del receptor, permite simular casos prácticos con variabilidad de parámetros y sus resultados se encuentran acordes con lo esperado de forma teórica.

Se logró a través de un sistema de ecuaciones diseñado e implementado en el filtro adaptado independizar su salida de la fase de entrada, brindando ventaja en la tarea de detección asegurando una Relación Señal a Ruido lo más alta posible.

Referencias

- [1] M. I. Skolnik, Radar Handbook, 2nd Ed ed.: McGraw-Hill, 1990.
- [2] X. Wu, et al., "Linear FM/chirped radar receiver matched filter implementation " presented at the Microwave and Millimeter Wave Technology, 2000, 2nd International Conference on. ICMMT 2000 2000.
- [3] S. G. Qadir, et al., "Digital Implementation of Pulse Compression Technique for X-band Radar," presented at the Applied Sciences & Technology, 2007. IBCAST 2007. International Bhurban Conference on 2007.
- [4] E. Escamilla-Hernández, et al., "Signal compression in radar using FPGA," Rev. Fac. Ing. Univ. Antioquia, pp. 134-143, 2010.
- [5] C. E. Cook and M. Bernfeld, Radar Signals, an Introduction to Theory and Application. New York, London: Academic Press, 1967.
- [6] M. I. Skolnik, Introduction to Radar Systems, 3rd Ed ed.: McGraw-Hill, 1990.
- [7] B. SKLAR, DIGITAL COMMUNICATIONS Fundamentals and Applications, 2nd Edition ed.: Prentice Hall, 1989.
- [8] A. L. M. Guerra and J. F. L. Moyano, "Contribución a la Modernización de radares de banda métrica mediante el diseño de un receptor para una señal de sondeo modulada linealmente en frecuencia," Ingeniero en Telecomunicaciones y Electrónica, Departamento de Telecomunicaciones, ISPJAE, La Habana, 2011.
- [9] t. FM, "TCI-10/25-03," 2011.