

Diseño de la señal excitadora y del filtro adaptado para un radar de compresión de pulsos

Heriberto García López

Artículo Original

Emedin Rodríguez Águila

Fuerzas Armadas Revolucionarias (FAR), La Habana, Cuba

Nelson Chávez Ferry

Correo electrónico: nelson@electronica.cujae.edu.cu

Argel González Padilla

Correo electrónico: argel@electronica.cujae.edu.cu

Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, Cujae, La Habana, Cuba

Resumen

El presente artículo aborda el empleo de la técnica de compresión de pulsos de radar, haciendo énfasis en la modulación lineal de frecuencia (MLF). 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 modela una estructura hardware para la conformación del pulso transmitido en lenguaje de descripción de hardware de circuitos integrados de muy alta velocidad (VHDL). 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, modulación lineal de frecuencia (MLF), filtro adaptado, lenguaje de descripción de hardware de circuitos integrados de muy alta velocidad (VHDL)

Recibido: 28 de septiembre del 2012

Aprobado: 18 de junio del 2013

INTRODUCCIÓN

La mayor parte de los radares instalados en Cuba son sistemas implementados con transmisores que operan sobre la base de tecnologías de tubos al vacío. Estos son equipos voluminosos y pesados que para lograr una resolución de $6 \mu\text{s}$ hacen uso de pulsos de pequeña duración y bajo porcentaje del ciclo útil; por este motivo requieren suministros de altos niveles de potencia de 180 kW para lograr la energía mínima necesaria requerida en el proceso de detección.

El presente artículo tiene el objetivo de contribuir con la modernización de estos sistemas de radar mediante la adaptación del transmisor de estado sólido TCI-10/25-03 [1] a un radar de la banda métrica. Los transmisores de estado sólido son equipos que operan sobre la base de circuitos integrados, por lo que en comparación con los transmisores

de tubos al vacío son equipos más pequeños y menos pesados que requieren de un menor consumo de potencia con 25 kW, lo que permite manejar mayores anchos de banda con buena eficiencia [2].

Debido a que los transmisores de estado sólido operan con bajos niveles de potencia de transmisión, la energía de la señal disminuye al continuar transmitiendo con la misma duración de pulso, y por consecuente se afecta la probabilidad de detección; por otra parte este transmisor de estado sólido no logra transmitir su potencia en $6 \mu\text{s}$. El inconveniente de la potencia de transmisión puede ser resuelto aumentando el tiempo de duración de la señal transmitida, ya que esto permite mantener la energía por pulso utilizando la potencia de transmisión disponible de 25 kW [2].

$$E = \frac{P_t \cdot \tau}{2} \quad (1)$$

donde:

P_t : Potencia de transmisión.

τ : Duración del pulso transmitido.

Sin embargo, un pulso más largo hace que la resolución se deteriore en la detección de los blancos suficientemente cercanos entre sí. Con esta solución se puede transmitir la energía necesaria pero no con la resolución deseada de 6 μ s. Esto puede ser revertido a través del proceso de compresión de pulsos de gran ancho de banda y empleando como receptor un filtro adaptado (FA). Esta técnica permite transmitir un pulso de gran duración y comprimir el eco recibido hasta obtener un pulso estrecho que garantice el rango de resolución deseado [2-3]. La figura 1 muestra el efecto de la compresión de pulsos, la señal transmitida con un ancho temporal de τ segundos es reducida al pasar por el FA a $\tau_c = 2/B$ s cuando es modulada linealmente en frecuencia (MLF), donde B representa el ancho de banda de la señal transmitida. Con base en el FA es posible conformar con el transmisor de estado sólido una señal con 43,2 μ s de duración de 25 kW de potencia, esta con igual energía que la señal conformada por el transmisor de tubos al vacío de 6 μ s de duración y 180 kW de potencia. La modulación MLF en conjunto con el FA logra la compresión de 43,2 μ s a 6 μ s, de modo que finalmente no se pierde resolución.

A la salida del FA se obtiene la función de autocorrelación de la señal recibida, dado que esta forma un par transformado con la densidad espectral de potencia de la señal, es de esperar que mientras mayor sea el contenido de frecuencia de la modulación mayor será la compresión de dicho pulso a la salida del filtro.

La implementación de la técnica de compresión de pulsos parte de la transmisión de una señal de gran ancho de banda, lo cual puede ser logrado a través de técnicas de modulación que esparcen el espectro de dicha señal antes de ser transmitida. Existen dos esquemas de modulación para aumentar el ancho de banda del pulso transmitido, la modulación de la frecuencia instantánea y la modulación de fase.

De las modulaciones abordadas por la literatura científica sobresalen la modulación lineal y no lineal de frecuencia (MLF y MNLF), así como la modulación por código de fase (MCF) como las más utilizadas.

De estas la MLF resulta ser la más aplicada e investigada por ser muy fácil de implementar en software y en hardware [4-6]. La principal desventaja que presenta la MLF es que junto al lóbulo principal son generados lóbulos laterales temporales del pulso comprimido, que pueden llegar a enmascarar blancos de poca superficie efectiva de reflexión por lo que es requerido aplicar algún método para reducir el nivel de estos lóbulos. Sin embargo, este inconveniente puede ser asumido en comparación con las ventajas que ofrece su uso, principalmente su fácil implementación en hardware a diferencia de la MNLF y la MCF [3].

El presente artículo propone el diseño en lenguaje de descripción de hardware del esquema transmisor-receptor con la modulación MLF y el FA en su versión no coherente, este último con modificaciones para realizar una detección independiente de la fase del eco recibido. Este esquema funciona como sistema acoplado al transmisor de estado sólido y en su conjunto presenta los beneficios de menor consumo de potencia, mayor portabilidad y se preserva la capacidad de detección y resolución.

DISEÑO DEL TRANSMISOR

La señal transmitida se diseña modulada linealmente en frecuencia para lograr una expansión del espectro de la misma, esta modulación consiste en hacer un incremento de la frecuencia instantánea de forma lineal a partir de la frecuencia de inicio de barrido f_0 , verificándose temporalmente una ley cuadrática de fase y constante de modulación μ como indica la ecuación (2):

$$x(t) = \cos[2\pi(f_0 t + \frac{\mu}{2} t^2)] \quad 0 \leq t \leq \tau \quad (2)$$

El eco de esta señal proveniente del blanco será procesado por un filtro adaptado, caracterizado por un retardo de grupo que es lineal e inverso al aplicado a la señal en el transmisor

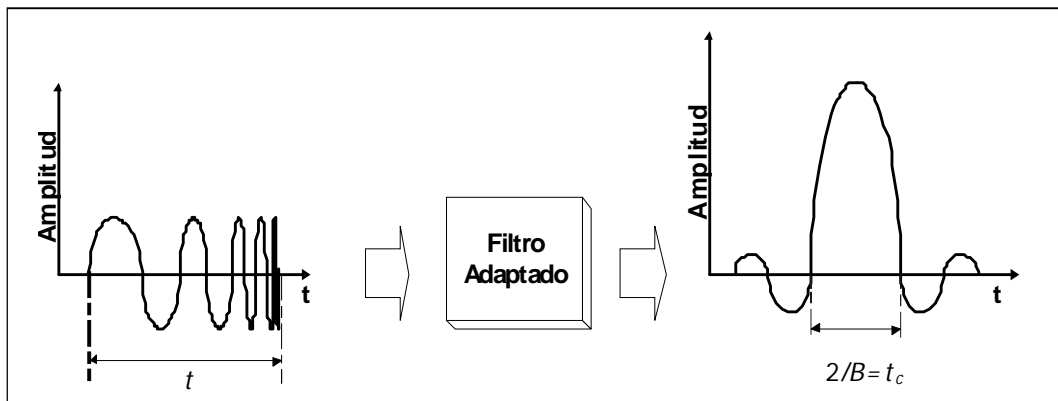


Fig.1. Proceso de compresión de pulsos de radar

en la modulación. De esta forma las frecuencias más altas al inicio del pulso se van a retrasar y sumar de forma coherente con las frecuencias más bajas al final del mismo, provocando una compresión del pulso a la salida de dicho filtro.

El diseño de la señal a transmitir fue realizado en el entorno de Simulink del programa de simulación MatLab. El objetivo perseguido fue conformar el argumento del coseno de la señal descrita en (2) y luego realizar el cálculo de la función trigonométrica mediante un bloque para lenguaje de descripción de hardware (HDL) de la librería hdlb de este mismo entorno. La figura 2 muestra el diseño propuesto.

En el diseño de la figura 2 se logra el efecto del incremento discreto del tiempo mediante la multiplicación de los valores de un contador por el tiempo de muestreo T_m , luego se multiplica por f_0 en una rama y se eleva al cuadrado y se multiplica por en la otra, ambas se suman y con esto se conforma el argumento de la señal trigonométrica excepto por el valor de 2π , el cual es añadido por el bloque encargado de calcular el coseno de dicha suma. Los motivos de multiplicación por la ventana de Kaiser son explicados en el apartado del receptor.

Con el objetivo de corroborar el correcto funcionamiento del mismo y obtener una representación más clara de la señal obtenida se realizó una simulación sin el efecto de la ventana de Kaiser y con baja frecuencia de muestreo. El resultado se muestra en la figura 3, donde se observa cómo la frecuencia va aumentando paulatinamente con el incremento de la cantidad de muestras.

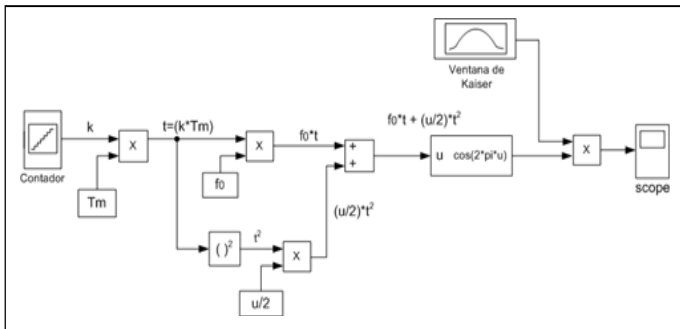


Fig. 2. Esquema propuesto para el diseño de la señal MLF

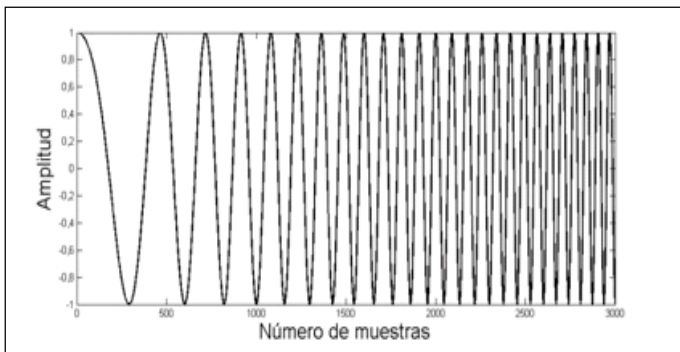


Fig. 3. Señal MLF obtenida en la primera simulación. Los parámetros de la señal son: $f_m = 1\text{ MHz}$, $T = 3\text{ ms}$, $B = 15\text{ kHz}$, $f_0 = 1\text{ kHz}$, $\mu = 7,708\ 3 \cdot 10^9$

El radar de la banda métrica a modernizar hace uso de un pulso de $6\ \mu\text{s}$ y una potencia de transmisión de 180 kW , la máxima potencia disponible en el transmisor de estado sólido es de 25 kW , para conservar con igual valor la energía y no empeorar la capacidad de detección el nuevo pulso debe tener una duración de $43,2\ \mu\text{s}$, esto obtenido mediante la ecuación (1).

La MLF permite obtener un ancho de banda de $B = 2/\tau_c$, donde τ_c representa el ancho del pulso comprimido como muestra la figura 1, para obtener una resolución de $6\ \mu\text{s}$ es necesario que la señal tenga un ancho de banda de 333 kHz . Este radar está sintonizado a una frecuencia intermedia de 30 MHz lo cual conlleva que la frecuencia de inicio de barrido tome un valor correspondiente a la diferencia entre 30 MHz y la mitad del ancho de banda de la señal igual a $29,833\ 5\text{ MHz}$, en una etapa posterior esta señal será trasladada hasta los 180 MHz que es la portadora del transmisor. El valor de μ es la razón entre el ancho de banda y la duración del pulso igual a $7,708\ 3 \cdot 10^9$, teniendo en cuenta estos valores se realizó la simulación; el resultado se muestra en la figura 3.

Una vez diseñado y simulado en el entorno de Simulink el esquema de transmisión de la señal se prosiguió al diseño en VHDL. Los bloques utilizados pertenecen a la librería hdlb de MatLab, estos permiten generar un código secuencial en lenguaje VHDL. Para la aplicación en un dispositivo FPGA (Field Programmable Gate Array-campo de arreglo de compuertas programables) es necesario que el sistema sea síncrono, por lo que es importante realizar algunos cambios al código generado por Simulink con este fin; así como también adaptarlo para que la señal tome valores válidos durante la duración del pulso y sea cero hasta tanto no haya transcurrido el período de repetición. La frecuencia de repetición se fijó en 300 Hz , lo cual, como indica la ecuación, permite obtener un alcance máximo de 500 km (3)[2].

$$D = \frac{c}{2f_r} \quad (3)$$

donde:

D : Representa el rango de alcance máximo inambiguo.

c : Representa la velocidad de la luz en el vacío.

f_r : Representa la frecuencia de repetición del pulso.

La figura 4 muestra la simulación realizada en el software Quartus II para la tarjeta EP2C20F484C7 de la familia Altera [7], esto para bajas frecuencias de muestreo con el objetivo de verificar el diseño y sin el empleo de la ventana de Kaiser.

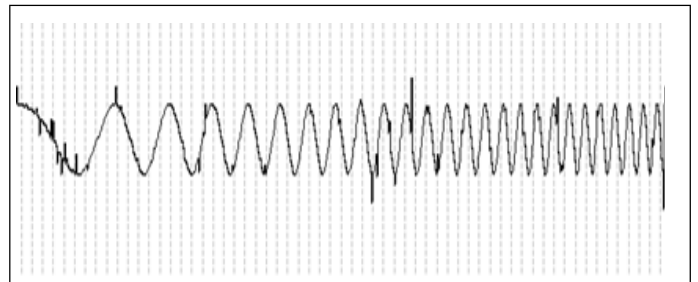


Fig. 4. Simulación de la señal MLF en el software Quartus II

DISEÑO DEL RECEPTOR

El diseño del receptor se basó fundamentalmente en el esquema propuesto en [8] con algunas modificaciones; el objetivo del diseño consiste en realizar una detección independiente de la fase de la señal recibida como se indica en la ecuación (4). De emplearse el típico receptor no coherente [9] con receptores de correlación en fase y cuadratura se obtiene que la amplitud máxima de la señal recibida varía con la fase como se indica en la figura 5, tal efecto es producido por la falta de ortogonalidad entre las funciones base indicadas en la relación (5) mediante las funciones trigonométricas $\cos(x)$ y $\sin(x)$.

$$S_{Rx} = A_r \cos[2\pi(f_0 t + \frac{\mu t^2}{2}) + \varphi] \quad (4)$$

$$S_{Rx} = A_r \cos[2\pi(f_0 t + \frac{\mu t^2}{2})] \cos(\varphi) - A_r \sin[2\pi(f_0 t + \frac{\mu t^2}{2})] \sin(\varphi) \quad (5)$$

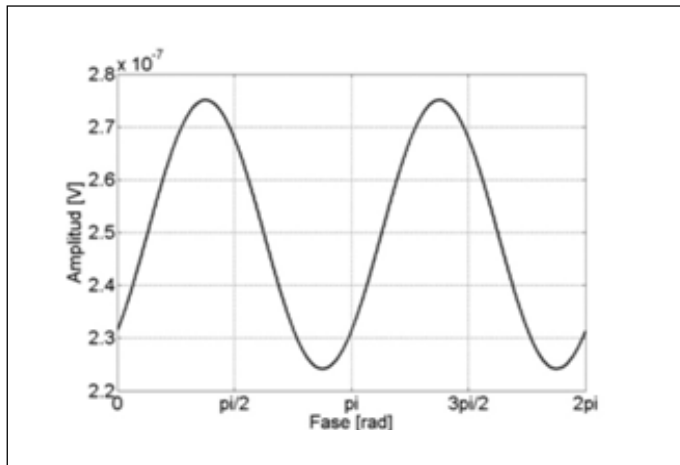


Fig. 5. Efecto de la fase en la amplitud máxima del receptor de correlación no coherente

Con el objetivo de desarrollar un receptor independiente de la fase de la señal transmitida se plantea el desarrollo analítico de la salida del receptor de correlación en fase y cuadratura con los resultados mostrados en (6) [8].

$$S_{out_s} = \int_0^T (S_{Rx})^* (MLF_s(t)) dt = A_r C_s \cos(\varphi) - A_r S_s \sin(\varphi)$$

$$S_{out_i} = \int_0^T (S_{Rx})^* (MLF_c(t)) dt = A_r C_c \cos(\varphi) - A_r S_c \sin(\varphi) \quad (6)$$

Donde S_{out_s} y S_{out_i} indican la salida de ambos filtros de correlación en fase y en cuadratura, mientras que $MLF_s(t)$ y $MLF_c(t)$ indican las funciones bases de la modulación. Las constantes C_s , C_c y S_s aparecen como resultado de aplicar la integral al producto de la señal recibida y la función base

de la modulación MLF (t), las mismas son independientes de la fase φ de la señal recibida. En (6) se puede observar que con la operación del receptor de correlación no coherente $(S_{out_s} + S_{out_i})^2$ no se evita el efecto de la fase y se obtienen resultados como el que se muestra en la figura 5.

Las ecuaciones planteadas en (6) pueden ser abordadas considerando como variables independientes $\cos(\varphi)$ y $\sin(\varphi)$, cuando se despejan ambas en la ecuación (7) puede emplearse la relación trigonométrica $\cos^2(\varphi) + \sin^2(\varphi) = 1$ y derivarse así las operaciones a realizar con S_{out_s} y S_{out_i} para obtener un receptor independiente de la fase de la señal recibida.

$$\cos(\varphi) = \frac{A_r (S_{out_i} S_s - S_{out_s} C_s)}{A_r^2 (S_s C_c - C_s^2)} = \frac{(S_{out_i} S_s - S_{out_s} C_s)}{A_r (S_s C_c - C_s^2)}$$

$$\sin(\varphi) = \frac{A_r (S_{out_i} C_s - S_{out_s} C_c)}{A_r^2 (S_s C_c - C_s^2)} = \frac{(S_{out_i} C_s - S_{out_s} C_c)}{A_r (S_s C_c - C_s^2)}$$

$$\cos^2(\varphi) + \sin^2(\varphi) = 1 = \frac{(S_{out_i} S_s)^2 - 2(S_{out_i} S_s)(S_{out_s} C_s) + (S_{out_s} C_s)^2}{A_r^2 (S_s C_c - C_s^2)^2}$$

$$1 = \frac{(S_{out_i} C_s)^2 - 2(S_{out_i} C_s)(S_{out_s} C_c) + (S_{out_s} C_c)^2}{A_r^2 (S_s C_c - C_s^2)^2} \quad (7)$$

Finalmente se puede observar que es posible despejar la amplitud de la señal recibida para obtener una relación con la salida de los filtros adaptados independiente de la fase (8).

$$A_r^2 = \frac{S_{out_i}^2 (S_s^2 + C_s^2) - 2S_{out_i} S_{out_s} C_s (S_s + C_c) + S_{out_s}^2 (C_s^2 + C_c^2)}{(S_s C_c - C_s^2)^2} \quad (8)$$

La ecuación (8) indica el conjunto de operaciones a realizar con S_{out_s} y S_{out_i} con el fin de obtener un receptor que recupere para cualquier valor de fase la amplitud de la señal recibida A_r . Los resultados de este receptor se muestran en la figura 6 con $A_r=1$, estos resultan contrastantes con respecto a la figura 5, a partir de que la amplitud máxima del receptor no varía con la fase y además se recupera en valor.

Al igual que el transmisor se diseña, el receptor en el entorno de Simulink con los bloques de la librería hdlb, los resultados se muestran en la figura 7. Los bloques de filtro digital hacen función del cálculo de autocorrelación cuando se almacena en sus coeficientes las funciones bases muestreadas, estos se implementan con las megafunciones del software Quartus II [10].

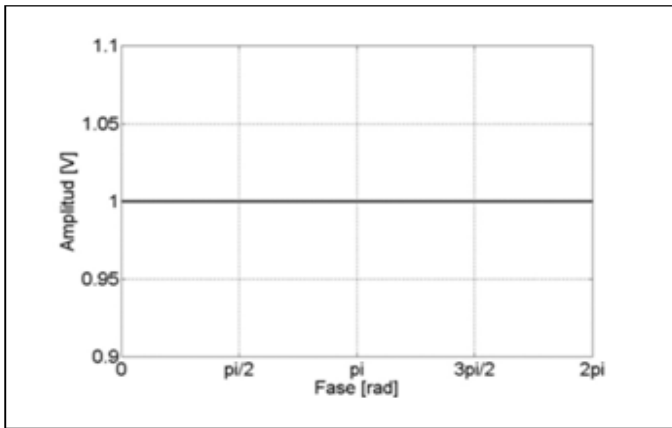


Fig. 6. Resultados con las operaciones de la ecuación (8)

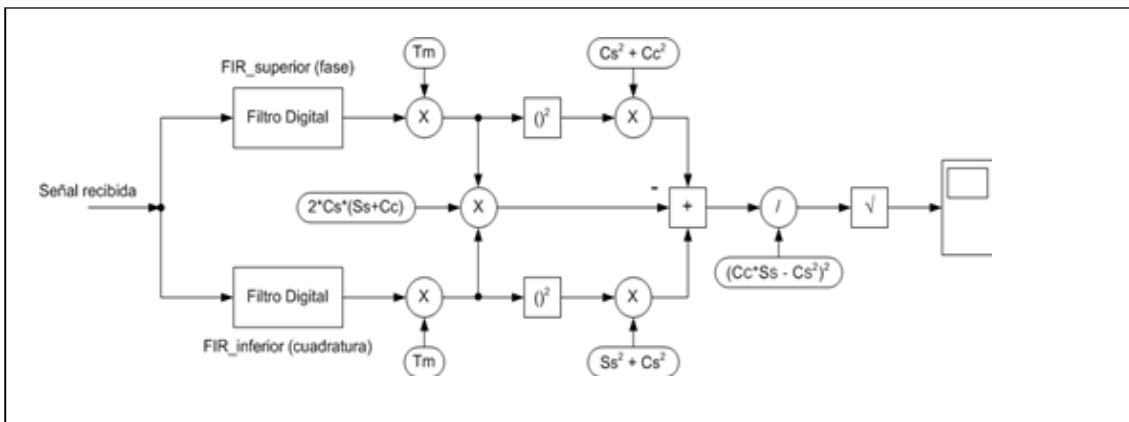


Fig. 7. Esquema de recepción propuesto

Para implementar el diseño de la figura 7 en VHDL se debe tener en cuenta las capacidades de almacenamiento del Cyclone II instalado en la tarjeta EP2C20F484C7. En este caso es posible el almacenamiento de 2 000 muestras para cada filtro de la figura 7 con 12 bits de precisión, no obstante la señal transmitida como se muestra en la figura 4 requiere de 3 000 muestras para su representación teniendo en cuenta la relación de Nyquist [11].

Para lograr la reducción de 3 000 a 2 000 muestras se emplea el truncamiento con la ventana de Kaiser [12] con el objetivo de controlar espectralmente los lóbulos laterales y el ancho de banda de la señal transmitida original. La señal almacenada en fase queda como se muestra en la figura 8, a diferencia de lo que se presenta en la figura 4 su envolvente termina siendo controlada por la forma de la ventana de Kaiser, las constantes C_s , C_c y S_s de la figura 7 se calculan por la relación (9) empleando la ventana [13].

$$C_s = \int_0^T \cos[2\pi(f_0 t + \frac{\mu t^2}{2})] \sin[2\pi(f_0 t + \frac{\mu t^2}{2})] \text{kaiser}^2(t) dt$$

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

$$S_s = \int_0^T \sin^2[2\pi(f_0 t + \frac{\mu t^2}{2})] \text{kaiser}^2(t) dt \quad (9)$$

Por otra parte, si se recibe con funciones bases modificadas por la ventana de Kaiser se hace necesario transmitir con esta ventana dado que se desea realizar una detección óptima; por tal motivo se incorpora este elemento en el diseño del transmisor de la figura 2. La versión final del diseño es transmitir una forma de onda como se muestra en la figura 8 y recibir mediante el esquema de la figura 7. En la figura 9 se presenta el resultado del empleo del esquema transmisor-receptor propuesto cuando se recibe una señal con desfase $\varphi = 3\pi/2$, la amplitud del lóbulo principal resulta en 6,11 μs , lo cual representa un error de 1,8 % del valor esperado de compresión de 6 μs .

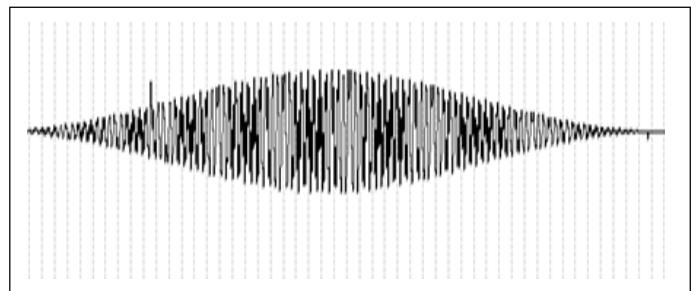


Fig. 8. Señal MLF para los parámetros reales de diseño en el software Quartus II con empleo de la ventana de Kaiser

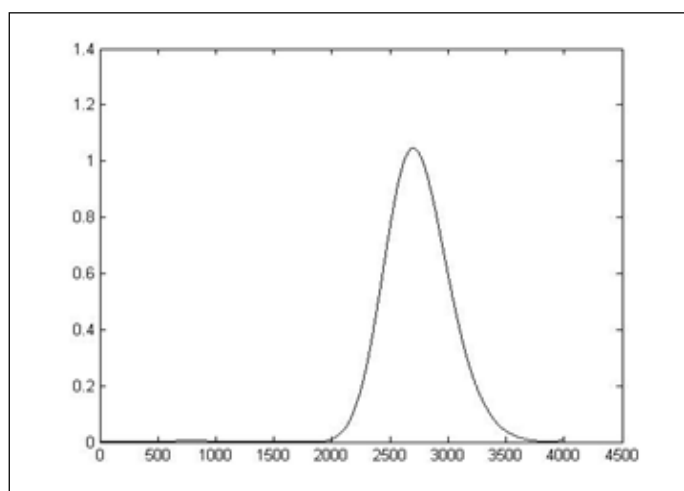


Fig. 9. Señal de salida del filtro adaptado para una fase de $3\pi/2$

CONCLUSIONES

Con el objetivo de contribuir a la modernización del radar de la banda métrica mediante la adaptación de un transmisor de estado sólido, se propuso el empleo de la modulación MLF, por lograr las tasas de compresión necesarias y por ofrecer una fácil implementación en software y en hardware.

A través del análisis del receptor no coherente se realizaron manipulaciones al mismo para independizar la amplitud máxima a su salida de la fase de la señal de arribo. Estos cambios aunque introducen más aritmética de procesamiento permiten conservar la probabilidad de detección.

Se diseñó la señal a transmitir y el receptor asociado en lenguaje VHDL mediante el software Quartus II con el fin de lograr su implementación en FPGA. Esta plataforma permitió implementar un receptor en tiempo real y la posibilidad de reprogramar su funcionamiento, lo cual posibilita además un nivel de empaquetado tal que beneficia mucho su instalación.

REFERENCIAS

1. DB ELECTRONICA TELECOMUNICAZIONI S.p.A. "User's Manual Release 1.2 TCI-10/25-03". Padua, Italia, 134 pp. 2012.
2. SKOLNIK, MARRILL I. *Radar Handbook*. New York, USA: 3th edition, McGraw-Hill, 2008, 1352 pp. ISBN 978-0-07-148-547-0.
3. COOK, Charles E.; BERNFELD, Marvin. *Radar Signals, an Introduction to Theory and Application*. New York, London: Second Edition, Academic Press Inc, 1968, 546 pp. Library of Congress Catalog Card Number 66-30803. ISBN: 0-12-384360-X.
4. XIN, 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. Beijing, ed.: IEEE, Cat. NO. 00EX364, 695-698 pp. ISBN 0-7803-5743-4.

5. SHAHIDA 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, Islamabad. 35-39pp. ISBN 978-969-8741-04-4.
6. Escamilla-Hernández, Enrique *et al.* "Signal Compression in Radar Using FPGA," *Revista Facultad de Ingeniería*. vol. 3, núm. 55, pp. 134-143, 2010. ISSN 0120-6230.
7. ALTERA. "Cyclone II FPGA Starter Development Board: Reference Manual" [ref. febrero 2006]. Disponible en la Web: http://www.intel.com/education/referenzmanual_altera_DE1.pdf [consultado en marzo 2012].
8. MORALES GUERRA, Andy L.; LÓPEZ MOYANO, Jorge F. "Contribución a la modernización de radares de banda métrica mediante el diseño de un receptor para una señal de sondeo modulada linealmente en frecuencia". Director: Nelson Chavez. Tesis de Diploma. Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, La Habana, Cuba. 2011.
9. SKLAR, Bernard. *Digital Communications, Fundamentals and Applications*, second edition, Prentice Hall, 2001, 953 pp. ISBN 0-13-084788-7.
10. ALTERA. "FIR Compiler: User Guide" [ref. Abril 2009]. Disponible en la web: http://www.altera.com/literature/ug/fircompiler_ug.pdf [Consultado en marzo 2012].
11. CARLSON, A. Bruce; CRILLY, Paul B.; RUTLEDGE, Janet C. *Communication Systems: An introduction to Signals and Noise in Electrical Communication*, fourth edition, McGraw-Hill, USA, 2002, 853 pp. ISBN 0-07-011127-8.
12. Alan, V.; Oppenheim, Ronald. *Discrete-Time Signal Processing*, second edition New Jersey, USA, 1998. 823 pp. ISBN 0-13-754920-2.
13. ÁGUILA R., Emedin; LÓPEZ G., Heriberto. "Diseño de un radar de compresión de pulsos, de la banda métrica, empleando modulación lineal de frecuencia: Desarrollo en FPGA de la señal excitadora para un transmisor a estado sólido". Director: Argel González Padilla. Tesis de Diploma, Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, La Habana, Cuba. 2012.

AUTORES

Heriberto García López

Ingeniero en Telecomunicaciones y Electrónica, Fuerzas Armadas Revolucionarias, La Habana, Cuba

Emedin Rodríguez Águila

Ingeniero en Telecomunicaciones y Electrónica, Fuerzas Armadas Revolucionarias, La Habana, Cuba

Nelson Chávez Ferry

Ingeniero en Telecomunicaciones y Electrónica, Doctor en Ciencias Técnicas, Doctor en Ciencias, Profesor Titular, Departamento de Telecomunicaciones y Telemática, Facultad de Ingeniería Eléctrica, Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, La Habana, Cuba

Argel González Padilla

Ingeniero en Telecomunicaciones y Electrónica, Máster en Ciencias, Profesor Asistente, Departamento de Telecomunicaciones y Telemática, Facultad de Ingeniería Eléctrica, Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, Cujae, La Habana, Cuba

Design of Excitatory Signal and Matched Filter for Compressed Pulsed Radar

Abstract

In this paper is presented pulse compression technique in radar, focusing on Linear Frequency Modulation (LFM). Matched Filter characteristics are the elements considered for pulse compression, algebraic operations are derived to avoid the signal phase effect received by detection capacity. A hardware system for pulse compression in language description hardware is implemented. The product obtained is a first step in radar techniques to improve resolution capacity.

Keywords: radar, lineal frequency modulation (LFM), matched filter, very-high-speed integrated circuits hardware description language (VHDL).