

DISEÑO EN FPGA DE UNA IONOSONDA GENERACIÓN

Germán Fariñas¹, Reinier de Armas², Miguel Portieles²

1 Instituto de Geofísica y Astronomía, Calle 212, No. 2906, e/ 29 y 31, La Coronela, La Lisa, 2 Grupo de Radar, Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, Cujae, Calle 114, No. 11901, Marianao.

e-mail: german@iga.cu, dcomones@mail.mn.co.cu, miguepp@icid.cu

RESUMEN

El presente trabajo aborda la técnica de compresión de pulsos en radar, específicamente para el diseño de radares de sondeo vertical de la ionosfera (ionosondas). Se implementa esta técnica mediante la modulación por código binario de fase a través de los códigos complementarios. Se expone un diseño para una ionosonda de nueva generación que emplee las técnicas actuales de compresión de pulsos e integración coherente, como parte de una propuesta de modernización de la estación de sondeo ionosférico del Instituto de Geofísica y Astronomía. Este diseño aumenta la relación señal a ruido en la recepción, y además disminuye significativamente la potencia de transmisión; lo cual se comprueba mediante simulaciones realizadas en el Simulink. El diseño fue desarrollado en FPGA y simulado en Quartus obteniéndose los resultados esperados, lo cual es alentador por la reducción en los costos de esta opción sobre la de comprar una ionosonda moderna a su precio comercial.

PALABRAS CLAVES: compresión de pulsos, FPGA, integración coherente, ionosonda.

FPGA DESIGN OF NEW GENERATION IONOSONDES

ABSTRACT

This paper focuses on the topic of pulse compression radar, specifically for the design of vertical sounding of the ionosphere (ionosonde). This technique is implemented by binary code modulation phase through complementary codes. A design is exposed for an ionosonde that uses modern techniques of pulse compression and the coherent integration, as part of a proposal of modernization that it can be carried out in the ionospheric sounding station of the Institute of Geophysics and Astronomy. This design of modernization increase the signal to noise ratio in the receiver, and besides decrease the power of transmission significantly; which checks itself by means of carried out simulation of the design in the Simulink. The design was developed in FPGA and simulated in QUARTUS and it obtained the hoped-for results, which is encouraging for the reduction of the costs of this option over buying a modern ionosonde to its commercial price.

KEY WORDS: coherent integration, FPGA, ionosonde, pulse compression.

INTRODUCCIÓN

Una ionosonda envía ondas de radio hacia la ionosfera en dirección vertical. La señal se propaga hasta una altura donde su frecuencia es igual a la del plasma ionosférico, produciéndose allí la máxima intensidad de reflexión. Examinando la demora del eco recibido, se infiere la altura a la que ocurre la reflexión, conocida como “altura virtual”; la cual no es la altura real de reflexión sino la que se obtendría si la velocidad de la señal emitida fuera la velocidad de la luz en el vacío.

En una ionosonda el punto transmisor y receptor se encuentran en el mismo lugar; el sondeo se realiza enviando ondas de radio verticalmente hacia la ionosfera y procesando el eco recibido producto de la reflexión en alguna capa ionosférica.

Un sondeo completo es llevado a cabo por un radar de sondeo ionosférico cuando se transmite una señal que secuencialmente barre todas las frecuencias preestablecidas por el radar y se determina la altura a la cual se refleja la señal para todo el rango de frecuencias que posea la ionosonda. Con estas mediciones, para cada frecuencia emitida se construye una representación, denominada ionograma, la cual contiene la variación de la altura virtual con respecto a la frecuencia de sondeo en un instante dado. El ionograma es la información de salida tradicional de una ionosonda; a continuación se muestra en la Fig. 1 un ionograma proveniente de la ionosonda IPS-42 en La Habana:

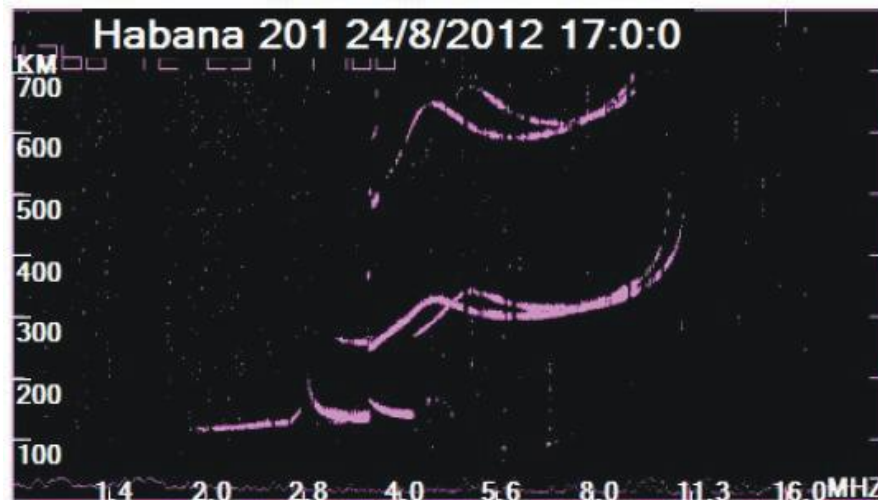


Figura 1: Ionograma de la IPS-42 (Instituto de Geofísica y Astronomía).

PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL EN APLICACIONES DE RADAR

Los radares de sondeo ionosférico tienen como principal objetivo medir la altura a la cual se refleja una frecuencia específica en alguna capa de la ionosfera. Para calcular la altura virtual (h_v) a la cual se refleja la señal transmitida, es decir, la distancia a la cual se encuentra el blanco (capas ionosféricas) se emplea la siguiente ecuación.

$$h_v = \frac{c \cdot \Delta t}{2} \quad (1)$$

Donde hv representa una altura que no es la real sino la altura a la cual se reflejaría la señal si viajara a la velocidad de la luz; c es la velocidad de la luz y Δt el tiempo de demora del eco reflejado.

Una vez que el pulso es emitido se necesita esperar un tiempo suficiente, que sea tal que permita que el eco de la señal regrese y sea detectado antes de que el próximo pulso sea transmitido. Por consiguiente la frecuencia a la cual los pulsos pueden ser transmitidos está determinada por la mayor altura a la cual se espera que se encuentre el blanco; esta altura máxima H es determinada si se sustituye por hv en la ecuación (1) como se muestra a continuación:

$$H = \frac{c}{2 \cdot frp} \quad (2)$$

Donde Δt se sustituye por el tiempo máximo de demora del eco y constituye el inverso de la frecuencia de repetición de pulsos (frp).

La resolución del radar es la distancia mínima para detectar entre dos blancos diferentes. Denotando la resolución como ΔH , esta se puede determinar si se sustituye por H en la ecuación (1), donde en este caso Δt representa la longitud del pulso, que si se sustituye por T y como según [1] el ancho de banda del radar es $B/1T$, la ecuación (1) queda de la siguiente forma:

$$\Delta H = \frac{c \cdot T}{2} = \frac{c}{2 \cdot B} \quad (3)$$

De la ecuación (3) es visto que para obtener un rango fino de resolución (ΔH pequeño) se requieren pulsos de corta duración (T pequeño) y para la detección de blancos distantes se requiere gran potencia pico del pulso.

Ambas condiciones: pulsos de corta duración y con una potencia pico elevada son necesarios para obtener buen rango de detección y un rango fino de resolución; sin embargo no es factible generar pulsos con gran potencia pico, debido al alto consumo eléctrico que se genera, la interferencia que se produce a otros sistemas y el tamaño del equipamiento el cual sería necesariamente de válvulas al vacío. Es por ello que la técnica de compresión de pulsos es usada, en la cual largos pulsos codificados en frecuencia o en fase son transmitidos y los pulsos recibidos son decodificados o procesados para obtener un pulso relativamente estrecho mediante la utilización del proceso de correlación o el uso de filtros adaptados en el receptor [2].

Compresión de pulsos y modulación por código binario de fase

El uso de la compresión de pulsos permite lograr la potencia promedio transmitida de un pulso largo, obteniéndose además el rango de resolución de un pulso de corta duración [2], de esta forma se evita la generación de señales con un gran pico de potencia.

La compresión de pulsos de radar es una técnica que constituye una ventaja en los sistemas de radar que se emplean en el sondeo ionosférico en cuanto a potencia transmitida y poder resolutivo. Consiste en estirar o ensanchar el pulso por un factor determinado, aumentando el ciclo útil de la señal transmitida, por lo que contendrá más energía sin requerir un transmisor con mayor potencia, como se muestra en la Fig. 2, donde se observa que la energía de un pulso de larga duración con menor potencia es equivalente a la energía de un pulso de corta duración con una potencia mayor.

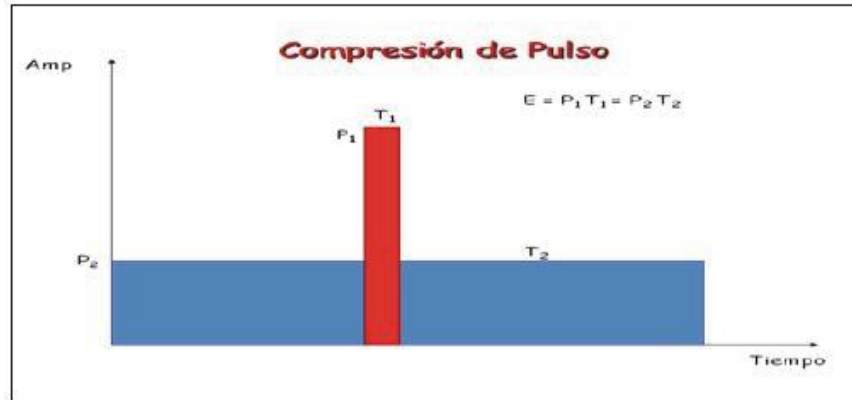


Figura 2: Energía en la compresión de pulsos.

Las modulaciones utilizadas en la compresión de pulsos para radares de sondeo ionosférico encontradas en la literatura consultada son: la Modulación Lineal de Frecuencia (MLF) y Modulación por Código Binario de Fase, siendo esta última la que se tratará por ser la concebida a utilizar en el diseño de una ionosonda, debido al bajo nivel de los lóbulos laterales en el tiempo que presenta su función de autocorrelación y su fácil implementación digital tanto en la obtención de la señal excitadora del transmisor como en la demodulación de la señal recibida en la etapa receptora.

En este tipo de modulación la fase de la senoide, que está contenida en el pulso que es transmitido, es la que seguirá las variaciones de un código que puede ser fijo o pseudoaleatorio. Para ello un pulso de larga duración T es dividido en varios subpulsos, llamados bit de código o chip, cada uno de duración τ . La fase de cada subpulso es escogida para que varíe entre 0 y π radianes, en dependencia del código utilizado. En la Fig. 3 puede observarse, en un ejemplo, una señal sinusoidal (representada por $\text{sen}(wt)$), un código binario cualquiera que pudiera modular la señal (representado por $c(t)$) y los cambios binarios de fase en la señal sinusoidal cuando se emplea este tipo de modulación (representado por $m(t)$).

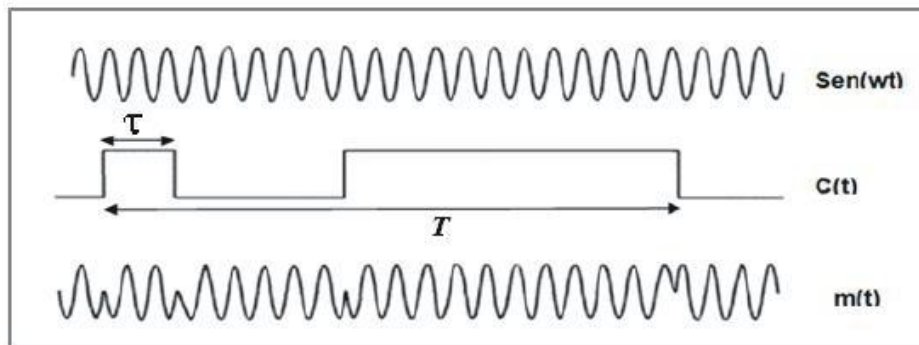


Figura 3: Modulación por código binario de fase

Como característica fundamental de esta modulación podemos decir que su relación de compresión es $N=T/\tau$, donde T es el tiempo de duración del pulso codificado, o lo que es igual, la compresión dependerá del largo del código empleado. Un criterio para escoger un buen código es que su función de autocorrelación tenga bajos niveles de lóbulos laterales y altos lóbulos principales. En el diseño de ionosondas de nueva generación se utilizan frecuentemente los códigos complementarios [3].

Los códigos complementarios se definen como dos secuencias de la misma longitud N , las cuales tienen la propiedad de que las funciones de autocorrelación, para cada par de códigos complementarios, tienen las magnitudes de los lóbulos laterales iguales pero con signo opuesto [3], por lo que la suma de las dos funciones de autocorrelación tiene un lóbulo principal de amplitud $2N$ y el nivel de lóbulos laterales es cero en el caso ideal; es por ello que este tipo de código es el más empleado en radares de sondeo ionosférico, pues esa característica es única y no la comparte con otros códigos o secuencias binarias.

Integración Coherente

La integración de los pulsos de radar recibidos, es otra de las formas de elevar la relación señal a ruido en la recepción y es muy utilizada en las modernas estaciones de sondeo ionosférico. Consiste en sumar muchos ecos recibidos antes de calcular la amplitud de la señal recibida, lo que permite incrementar la energía de la señal como si fuera un solo pulso con mayor duración; también el ruido es integrado pero como su naturaleza es estocástica hace que el incremento de su potencia sea menor que la potencia de la señal.

La integración coherente de K señales puede proporcionar un aumento en un factor K en la potencia de la señal recibida. Realmente esta es una situación teórica porque no es posible incrementar a K como se desea, ya que la fase de la señal útil no permanece inalterada y el cambio de fase puede invertir el proceso [4].

La variación de la fase puede ser debido a las inestabilidades del sistema y las variaciones intrínsecas ocurridas en la reflexión en las capas de la ionosfera. Así que después de una cantidad de tiempo no será posible sumar las señales útiles porque sería posible que la amplitud resultante disminuya. En este trabajo se elige empíricamente un factor $K = 5$.

DISEÑO DEL TRANSMISOR Y RECEPTOR DIGITAL

Como fue decidido en el epígrafe anterior la señal transmitida verticalmente se modulará por código binario de fase con una secuencia de códigos complementarios. Entiéndase por la señal a modular a la sinusoide contenida dentro de los pulsos transmitidos por el radar. Un esquema general de la modulación realizada por el transmisor para un radar de sondeo ionosférico se muestra en la Fig. 4, es importante aclarar que la señal de salida del transmisor digital debe excitar la etapa de potencia del mismo.

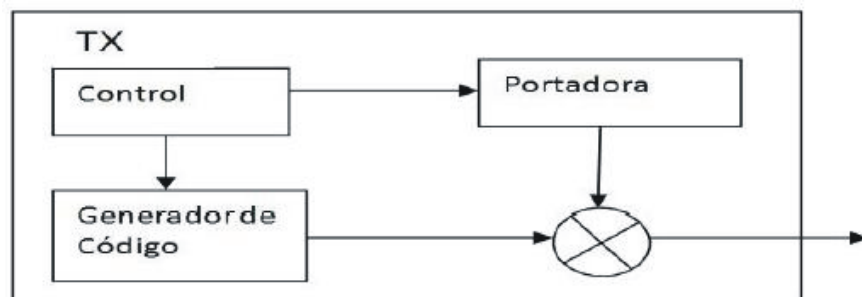


Figura 4: Esquema general del modulador BPSK en un radar de sondeo ionosférico

La ecuación (1) permite que los parámetros de diseño como son: resolución, distancias máxima y mínima a detectar, sean calculados o que a partir de fijar los mismos se calculen otros parámetros.

Los parámetros de diseño exigidos están enfocados fundamentalmente al conocimiento previo que se tiene acerca de las características de la ionosfera. Estos parámetros son:

1- La resolución debe ser de 5 km, pues las características principales de las capas de la ionosfera no deben variar en menos de esa distancia.

2- La distancia mínima se fija en 90 km, ya que a partir de esta altura las condiciones de ionización de la ionosfera son favorables para la propagación de las ondas de radio a través de la misma.

3- La distancia máxima se fija en 750 km, este parámetro depende de varios factores, por lo general se escoge una altura mayor o igual a 750 km para permitir la detección de un segundo eco.

Después de fijar los parámetros de diseño anteriores, se obtienen los requerimientos extremos que hacen posible su cumplimiento. Sustituyendo en (3) $\Delta H=5\text{km}$ y despejando B, se obtiene el ancho de banda requerido para obtener la resolución esperada. El resultado es $B=30\text{ KHz}$.

Para una modulación BPSK el ancho de banda (B) se calcula de la siguiente manera [5 sklar]:

$$B = 1/\tau \quad (4)$$

Siendo τ el tiempo de bit del código utilizado para la modulación. Despejando τ de (4) se obtiene el tiempo máximo de duración de cada bit del código utilizado, por tanto $\tau = 33.3\mu\text{s}$.

Si se sustituye en (1) la altura mínima de 90 km, se obtiene la máxima duración del pulso, $T = 600\mu\text{s}$. De igual forma si se sustituye en (2) la altura máxima de 750 km y se despeja la frecuencia de repetición de pulsos (frp), se obtiene que $\text{frp} = 200\text{Hz}$. El inverso de la frp es el tiempo que existe entre la transmisión de dos pulsos consecutivos (trp), por tanto $\text{trp} = 5\text{ ms}$.

Los parámetros extremos de tiempo de bit de código τ , tiempo total de duración del pulso T y la frecuencia de repetición de pulsos (frp) o el tiempo de repetición de pulsos (trp) que fueron obtenidos luego de fijar las condiciones de diseño iniciales serán utilizados para culminar el diseño después que se analicen los parámetros en la recepción.

Receptor Digital

Actualmente la disponibilidad de rápidos conversores análogo-digital capaces de muestrear directamente en frecuencia intermedia las señales de radar, ha permitido que se utilicen receptores digitales en lugar de las convencionales demodulaciones en cuadratura analógicas [2]. Este proceder tiene beneficios como: reducir el costo, tamaño y peso; disminuir la disipación de potencia de los componentes; así como brindar mayor flexibilidad en anchura de banda y frecuencia de muestreo, entre otras ventajas. Para el caso particular de los radares de sondeo ionosférico, implementados con compresión de pulsos a través de la modulación por código binario de fase, es utilizado un receptor digital, del cual se presenta un diagrama en bloques general en la Fig. 5.

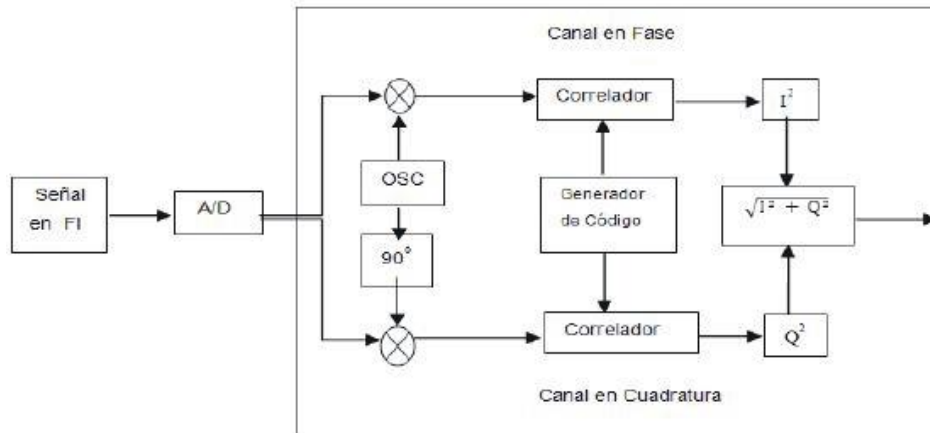


Figura 5: Diagrama de un receptor digital para un radar de sondeo ionosférico.

La señal recibida es amplificada y llevada a la frecuencia intermedia (FI) deseada, siendo por lo general un proceso analógico. Luego se realiza la conversión análogo-digital (A/D) del eco recibido en FI y tras digitalizarse, la señal pasará por un proceso de Demodulación Digital en Cuadratura (en inglés se conoce como Digital Downconversion): que consiste en multiplicar la señal por dos tonos digitales con frecuencia igual a la FI, estando uno desfasado 90° con respecto al otro, obteniéndose dos canales que han sido llamados en fase (I) y en cuadratura (Q); por lo que se lleva la señal de FI a la forma compleja $I + jQ$; este procedimiento constituye, un requerimiento indispensable debido a que no se conoce con que fase arriba la señal, ya que el receptor es no coherente. Después del proceso de demodulación la señal es entregada a los filtros adaptados digitales o correladores; los cuales efectúan la operación de correlación entre el código almacenado y la señal demodulada para obtener el retardo temporal del eco recibido. Luego, a la salida de los filtros adaptados, se realiza la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de los canales en fase (I) y en cuadratura (Q) para obtener la amplitud del eco recibido, lo que está en correspondencia con el procedimiento matemático de hallarle el módulo a un número complejo ($I + jQ$).

Cuando se tiene alguna flexibilidad en la elección de la FI o en la frecuencia de muestreo del conversor análogo-digital, se puede utilizar una arquitectura simplificada de la demodulación digital en cuadratura: muestreo en cuadratura [2] (en inglés se conoce como Direct Digital Down conversion).

Un factor importante a tener en cuenta es que sólo se puede coger una muestra por cada período de la señal en FI para cada canal. En la figura 6 se muestra un ejemplo del muestreo en cuadratura, donde se puede observar en color negro las muestras que se toman para el canal I y en color rojo las del canal Q.

En el caso particular de los receptores modernos para el sondeo ionosférico se utilizan dos canales de conversión (uno para I y otro para Q), teniendo los conversores la misma frecuencia de muestreo pero desfasados 90°, o sea, uno de ellos estará muestreando un cuarto del período retrasado con respecto al otro.

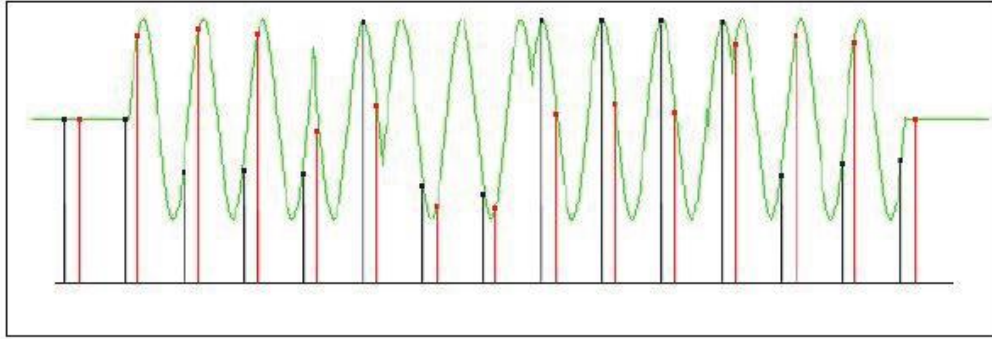


Figura 6: Muestreo en cuadratura

Cuando se utilizan dos canales de conversión la frecuencia de muestreo tiene que ser igual a la frecuencia de la señal en FI. Esto debe tener como contra parte que el tiempo de bit debe ser un número entero del período de la señal para que todos los bits tengan la misma cantidad de muestras enteras. Como el método de muestreo en cuadratura está estrechamente vinculado a la frecuencia intermedia (FI) a utilizar, seleccionar la cantidad de muestras que se requieren por cada bit de código, impone la FI requerida para el receptor del radar y viceversa.

De todo lo visto hasta aquí se tiene que en una modulación por código binario de fase cada canal tendrá tantas muestras para el procesamiento digital, como períodos de la señal recibida en FI quepan en el tiempo de recepción.

Diseño del sistema

Teniendo en cuenta los parámetros extremos requeridos que fueron calculados arriba: τ , T y f_{rp} , se hará el análisis de los parámetros requeridos en el receptor para obtener la relación señal a ruido (S/N) mínima necesaria para la detección.

Con la longitud del pulso T obtenida, dividida entre el tiempo del bit τ , se calcula la longitud del código a utilizar en la modulación, que para este caso y en un primer momento sería de 18 bits.

A partir de gráficos existentes de probabilidad de detección (PD) y probabilidad de falsa alarma (PFA) en función de S/N [6], se determina el valor de S/N mínima que debe tener la señal antes del proceso de detección, o sea a la entrada del detector por umbral (punto 6 Fig. 7). Para una PD requerida, la cual para radares de sondeo ionosférico es de 0,5 [4], se fija un valor de PFA, que generalmente en sistemas de radar es 10^{-6} [2]. Para este caso la S/N encontrada en el gráfico antes mencionado es aproximadamente 11,25 dB.

En la Fig. 7 se muestra el receptor digital concebido para el diseño, para facilitar el entendimiento se le han puesto números en los puntos más importantes donde los requerimientos del diseño serán analizados.

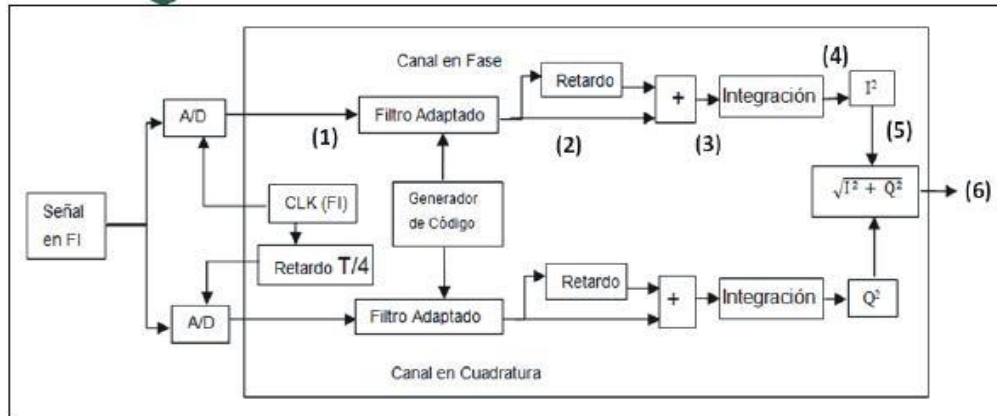


Figura 7: Esquema para el análisis de los requerimientos del receptor digital

Se escoge un tiempo de duración de bit de los códigos $\tau = 32 \mu\text{s}$ menor que $33,33 \mu\text{s}$, que es el máximo permitido, esta selección es beneficiosa por ser τ entero y base 2. Se elige un par de códigos complementarios de 16 bits, menor que la longitud máxima de 18 bits. El par de códigos complementarios de 16 bits utilizado en este diseño, tomado de [6], se muestra a continuación:

Código_1_16:(1 1 1 -1 1 1 -1 1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1); código 1 del par complementario de 16 bits

Código_2_16:(1 1 1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 1); código 2 del par complementario de 16 bits.

Como la longitud de los códigos empleados es de 16 bits, la longitud del código multiplicado por el tiempo de bit ($16 \cdot 32 \mu\text{s}$) fija una duración total de pulso de $T = 512 \mu\text{s}$. Se escoge un valor de tiempo de repetición del pulso trp , cuyo valor mínimo fue calculado con anterioridad, para que sea múltiplo entero de la longitud del código lo que facilita el diseño; seleccionándose $trp = 5,12 \text{ ms}$.

La frecuencia de muestreo y la FI se eligen de acuerdo a la cantidad de muestras que se quiere tomar por cada bit de código. En [6] se demuestra que la ganancia de procesamiento que proporciona la técnica de compresión de pulsos se multiplica por la cantidad de muestras obtenidas en cada bit, este resultado solo se obtiene para el caso de los códigos complementarios. En este diseño se propone 8 muestras por cada bit de código. El período de muestreo queda entonces definido en $4 \mu\text{s}$ ($\tau/8$) y la frecuencia de muestreo y la FI en 250 KHz.

La ganancia de procesamiento (G_p) del sistema (aumento de la relación S/N final con respecto a la inicial) se distribuye de la siguiente forma: 5 veces (7 dB) debido a las cinco integraciones coherentes, 128 veces (21 dB) en el proceso de correlación (16 bits de código \times 8 muestras/bit) y 2 veces (3 dB) debido a la suma de los dos códigos complementarios, para una ganancia de procesamiento total de 31 dB.

SIMULACIÓN DEL DISEÑO

Tras haber calculado todos los parámetros de diseño se procede a realizar la simulación para dar veracidad a lo antes expuesto. El diseño se realiza en el Simulink de Matlab y se ha dividido en 2 secciones: transmisión y recepción. En la Fig. 8a se muestran los dos códigos complementarios separados por un tiempo $trp = 5.12\text{ms}$ y tienen una duración de $T = 512 \mu\text{s}$, el ciclo útil de la señal a

transmitir es de 10% (0.512/5.12). En la Fig. 8b se muestran los pulsos modulados por una portadora, que constituyen la señal de radar que excita al transmisor.

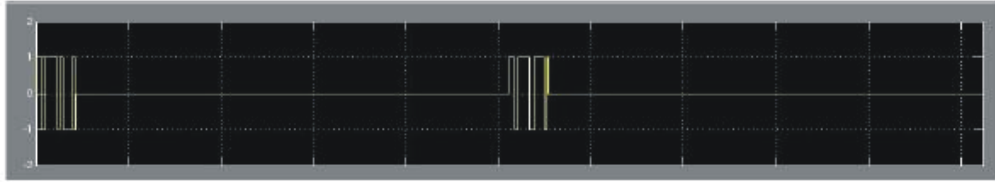
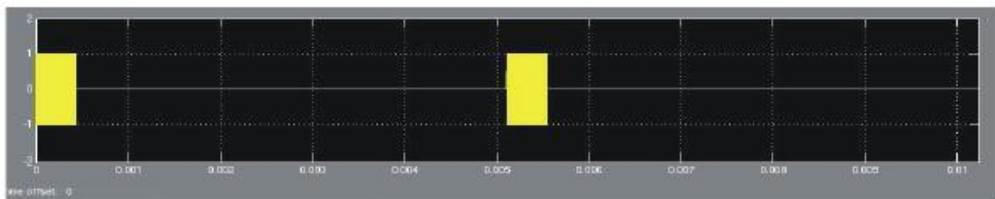


Figura 8: a) Pulso codificado con cada uno de los 2 códigos complementarios. b) Pulsos codificados y modulados (señal que excita el transmisor de potencia).



Después de ser amplificada, la señal es transmitida hacia el canal de propagación por una antena delta y luego los ecos reflejados de la señal son recibidos por otra antena delta ortogonal a la de transmisión. Esta configuración de antenas es la que se usa con mayor frecuencia en las estaciones de sondeo ionosférico [4].

En el canal de propagación la señal es atenuada por diversos factores, y va acompañada de ruidos naturales y los provocados por la actividad del hombre. En la simulación se fijó un ruido equivalente al provocado por el hombre de -60dBm de potencia, lo cual es una situación extrema (Miguel y Reinier Tesis). Respecto a la atenuación sufrida por la señal se puede decir que de todas las que afectan, la atenuación geométrica es la que más influye y varía según la distancia que se refleje el eco, mientras que las otras fuentes de atenuación del canal se mantienen en un valor promedio. Se asume para la simulación una atenuación de 130 dB [4]. Con estos valores el ruido enmascara completamente a la señal a la entrada del receptor, ver Fig. 9b).

La primera función de un receptor superheterodino debe ser amplificar la señal y llevarla a la FI deseada, esto último se logra mediante varios pasos de conversión. En la simulación realizada se construyó un bloque que realice esta función, por tanto a la entrada del receptor digital (Fig. 7) tenemos la señal en FI amplificada pero con ruido, es decir se mantiene igual la S/N. En la Fig. 9 se muestra la señal FI a la entrada del receptor digital sin ruido (Fig. 9a) y con ruido incorporado (Fig. 9b).

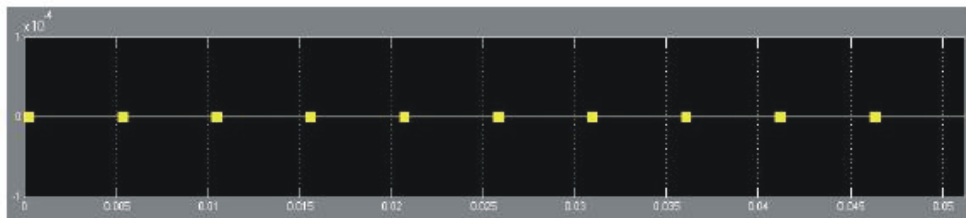


Figura 9: a) Señal en FI sin ruido a la entrada del receptor digital.

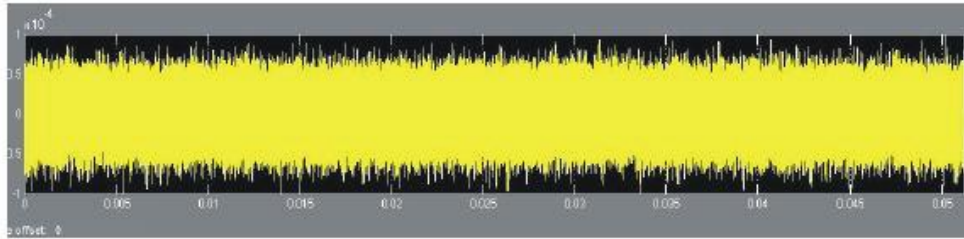


Figura 9: b) Señal en FI con ruido incorporado a la entrada del receptor digital.

Los conversores A/D muestrean la señal a 250 KHz (FI) (punto 1 Fig. 7) y el filtro adaptado realiza la correlación con uno de los dos códigos complementarios, el resultado de esta correlación se almacena, y exactamente $\tau_p = 5.12\text{ms}$ después se realiza la correlación con el segundo código complementario, por último se suman las dos correlaciones y si no existiera ruido el resultado sería un pulso triangular perfecto de base τ , pero como el ruido está presente se obtiene un pulso comprimido con un ancho aproximado de un bit de código ($\tau = 32 \mu\text{s}$), en este punto del receptor digital (punto 3 Fig. 7) concluye el proceso de compresión de pulso. El proceso explicado anteriormente se repite 5 veces y se suman los cinco pulsos comprimidos (integración coherente). En el otro canal se realiza simultáneamente el mismo procedimiento. Para obtener la mayor potencia de la señal, como se explicó arriba, se eleva al cuadrado la señal resultante de cada canal, se suma y se le calcula la raíz cuadrada. El resultado de la simulación del proceso de recepción se muestra en la Fig. 10.

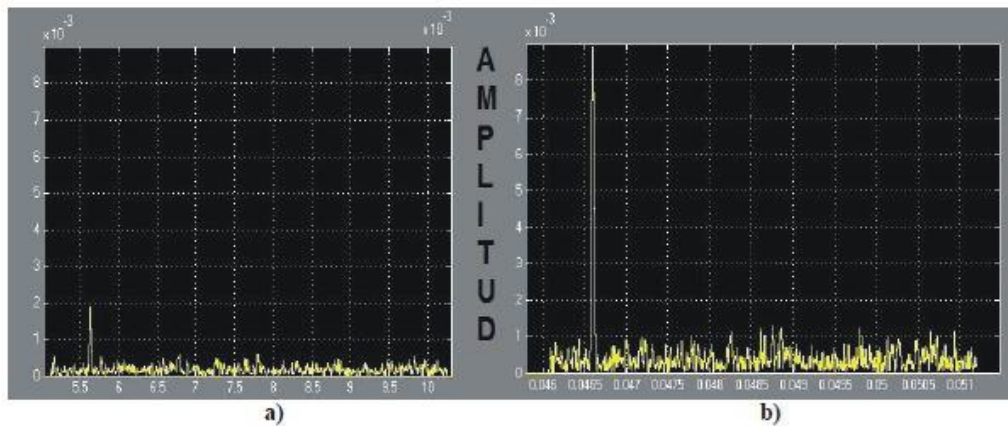
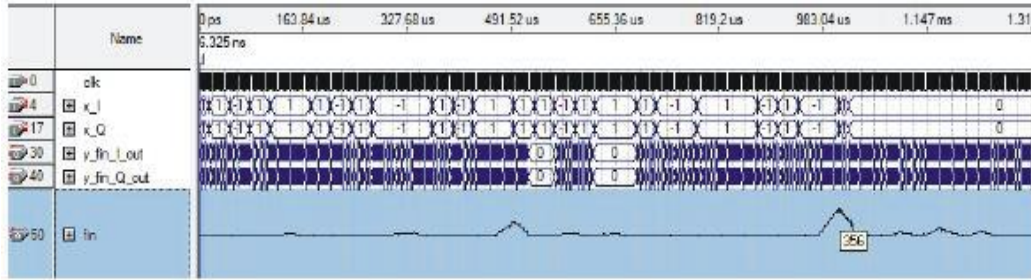


Figura 10: a) Compresión de pulso sin integración coherente. b) Proceso completo de recepción incluyendo integración coherente.

Para apreciar de una manera clara la ganancia de procesamiento que aporta la compresión de pulsos y la integración coherente por separado, se muestra en la Fig. 10a el resultado de la correlación y suma de la señal muestreada con los códigos complementarios (punto 3 Fig. 7), si se compara esta imagen con la Fig. 9b se puede observar como ya se distingue un pico fácilmente detectable por encima del nivel de ruido. El proceso de compresión de pulso aporta la mayor ganancia de procesamiento.

Por último en la Fig. 10b se muestra el resultado final después de la integración coherente de 5 pulsos comprimidos como los de la Fig. 10a, en este caso el pico de señal aumenta en cinco veces, como era de esperar, y el nivel de ruido no aumenta de manera apreciable. Si se realiza un análisis estadístico se

puede comprobar que la relación S/N aumentó durante todo el proceso de recepción en 31dB con respecto a la señal de entrada al receptor digital (Fig. 9b).



CONCLUSIONES

Después de llevar a cabo la simulación del diseño en el Simulink se puede afirmar que utilizar la técnica de compresión de pulsos mediante la modulación por código binario de fase, el uso de los códigos complementarios y la integración coherente proporciona una ganancia de procesamiento ó aumento de la relación señal a ruido de 31 dB. Se demostró que muestrear en cuadratura constituye una buena y eficaz opción para demodular las señales codificadas en fase. Utilizar en el diseño la integración coherente de cinco ecos recibidos ratificó lo ventajoso de esa técnica de procesamiento de señales en el incremento de la relación señal a ruido.

Se llevó a cabo el desarrollo del diseño en FPGA, implementado con las técnicas de integración coherente y la compresión de pulsos para la modulación por código binario de fase. El diseño fue bastante mesurado en cuanto a utilización de los recursos del FPGA, lográndose un por ciento de utilización de solo el 48 %. Mediante la simulación en el Quartus se comprobó el buen desempeño de la técnica de compresión de pulsos en FPGA; quedó por simular la integración coherente debido a que las prestaciones de la computadora utilizada no eran suficientes.

Los resultados de la simulación en Quartus constituyen un punto de partida para la futura implementación física del diseño como parte de la construcción en Cuba de una ionosonda, que posea técnicas de procesamiento digital de señales acordes a las estaciones de sondeo ionosférico de nueva generación.

REFERENCIAS

1. MAHAFAZA, Bassem R. Radar systems analysis and design using Matlab. Chapman & Hall/CRC, 2000. ISBN 1-58488-182-8.
2. SKOLNIK, Merrill I. Radar Handbook. 3 ed, Mac Graw Hill; 2008. ISBN 978-0-07-148547-0.
3. Background to Ionospheric Sounding [en línea]. [ref. de 15 de febrero de 2012]; Disponible en Web: <http://ulcar.uml.edu/framesd.htm>.
4. AROKIASAMY, BJ. et al. "The new AIS-INGV Digital Ionosonde Design Report". Istituto Nazionale di Geofisica e Vulcanologia. Roma, Italia. 2003.
5. SKLAR, Bernard. DIGITAL COMMUNICATIONS Fundamentals and applications. 2nd ed: PRENTICE HALL. 2000. ISBN 0-13-084768-7.
6. PORTIELES, Miguel; DE ARMAS, Reinier. "Desarrollo en FPGA de la señal excitadora del transmisor y del receptor digital para un radar de sondeo ionosférico". Tesis de grado, Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, La Habana, 2012.