

Editorial de la Universidad  
Tecnológica Nacional

## Procesamiento de señales para aplicaciones de radar

**M. A. Cabrera<sup>1,2</sup>,  
R. G. Ezquer<sup>1,2,3</sup>,  
E. Monachesi<sup>1</sup>,  
G. Molina<sup>2</sup>,  
J. M. López<sup>1</sup>,  
M. G. Ferreyra<sup>2</sup>,  
S. A. Grupalli<sup>2</sup>,  
C. E. Garay<sup>1</sup>  
Carlos Iván<sup>2</sup>.**

(1) *Centro de Investigación sobre Atmósfera Superior y Radiopropagación (CIASUR).  
Facultad Regional Tucumán, Universidad Tecnológica Nacional.*

(2) *Laboratorio de Ionósfera, Dpto. de Física, FACET, Universidad Nacional de Tucumán.*

(3) *CONICET*

2010

# Procesamiento de señales para aplicaciones de radar

M. A. Cabrera<sup>1,2</sup>, R. G. Ezquer<sup>1,2,3</sup>, E. Monachesi<sup>1</sup>, G. Molina<sup>2</sup>, J. M. López<sup>1</sup>, M. G. Ferreyra<sup>2</sup>, S. A. Grupalli<sup>2</sup>, C. E. Garay<sup>1</sup> y Carlos Iván<sup>2</sup>.

(1) *Centro de Investigación sobre Atmósfera Superior y Radiopropagación (CIASUR).*

*Facultad Regional Tucumán, Universidad Tecnológica Nacional. mcabrera@frt.utn.edu.ar*

(2) *Laboratorio de Ionósfera, Dpto. de Física, FACET, Universidad Nacional de Tucumán.*

(3) *CONICET*

**RESUMEN:** Midiendo el tiempo transcurrido desde la emisión hasta la recepción de una onda electromagnética que se transmite desde un sistema de antenas es posible calcular la distancia al objetivo. Esto se llama sensado remoto por ondas de radio y es la técnica que se utiliza en los sistemas de radares, para la ayuda a la navegación aérea, marítima, para aplicaciones en geofísica y uso militar. Tradicionalmente, estos sistemas utilizaron técnicas de repetición de pulso transmitido y detección de envolvente. Los radares modernos utilizan técnicas de spread-spectrum para mejorar la resolución del rango con bajas potencias transmitidas. Para esto se codifica la señal que se transmite con el objetivo de lograr características de anchos de banda similares a los del sistema de detección por envolvente. Para extraer información, de la señal receptionada es necesario utilizar métodos de procesamiento de señales. Se propone en este trabajo modelar algunas etapas de un sistema de sensado remoto por ondas de radio, tales como etapas de generación de códigos, modulación bifásica, muestreo en cuadratura y correlación cruzada. Se utilizó el software Matlab<sup>®</sup> para simular las distintas etapas del procesamiento de señales. Los resultados muestran que aun para una señal inmersa en ruido, es posible extraer información temporal y de amplitud del eco.

**PALABRAS CLAVES:** Radar, Spread-Spectrum, Correlación, Códigos.

## 1 INTRODUCCIÓN

Investigar tecnología para el sensado remoto por ondas de radio permite desarrollar o introducir mejoras a sistemas de radares de uso civil, militar y en aplicaciones geofísicas. Básicamente un radar es un transmisor-receptor sincrónico que mide el tiempo transcurrido entre la emisión y la recepción de una señal de radio que se refleja (el eco) en el objetivo. Esta información temporal permite calcular una distancia. En esta disciplina concurren diferentes tareas para extraer información útil del eco de la señal transmitida que será utilizada para la medición.

Se propone en este trabajo modelar señales y algunas etapas de un sistema de sensado remoto por ondas de radio utilizando Matlab<sup>®</sup> (Etter, 1997; Roberts, 2004; entre otros). La generalidad de este estudio, dentro de su alcance, es aplicable para otras disciplinas del sensado remoto, como ser por ondas sonoras; como el caso de sonares y ecógrafos.

La simulación permitirá analizar el comportamiento de las señales involucradas a lo largo de las etapas con el objetivo de establecer pautas cualitativas y cuantitativas que permitan el diseño del sistema (Cabrera et al, 2007), tales como: la generación de códigos, la modulación de la portadora para mejorar la resolución del objetivo y la relación señal-ruido de la señal receptionada, filtrados en el proceso, la detección de la señal receptionada, la que combina el muestreo y el proceso de correlación que permite obtener la información temporal y de amplitud del eco.

### 1.1 *El sistema de radar*

La Figura 1 muestra un diagrama simplificado en bloques de un moderno radar del tipo monoestático (Skolnik, 1990), se pueden identificar las partes que lo componen: transmisor, sintetizador de frecuencias, unidad de control, receptor, unidad de procesamiento de señales y la representación de la

información, la que se puede visualizar o grabar. Durante largo tiempo los radares utilizaron la técnica de repetición de pulso y detección de envolvente.

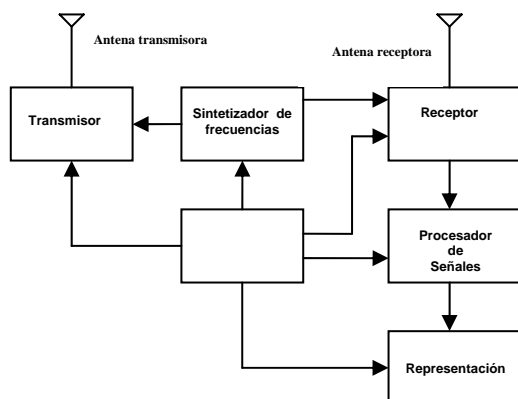


Figura 1

Esto significa emitir altas potencias que permitan la recepción del débil eco enmascarado por el ruido, como es el caso de los radares para aplicaciones geofísicas (Jursa, 1985; entre otros). Los sistemas modernos utilizan técnicas de spread-spectrum para mejorar la resolución del objetivo con bajas potencias transmitidas (Poole, 1985, Bianchi, 2003 et al; entre otros). Para esto se utiliza un sistema de codificación intrapulso que permite obtener anchos de banda similares a los del sistema de detección por envolvente. Esta técnica se conoce como “compresión del impulso” (Rastogi, 1990). Para lograr esto es necesario emitir ondas codificadas de larga duración y procesar la señal receptionada mediante correlación de la misma con una muestra local del código modulador (Mohamed, 1991). Así para extraer información de la señal receptionada es necesario utilizar métodos de procesamiento de señales (Nozaki, 1993; Bianchi et al, 2003; entre otros).

Se puede demostrar que a mayor densidad espectral en un determinado ancho de banda, mayor será la energía emitida y en consecuencia mayor la potencia del eco, lo que incrementará la relación señal ruido (S/N) en la entrada de la etapa de recepción del sistema. Es posible determinar mediante mediciones espectrales, como se ilustra en las figuras 2 y 3, que un pulso corto de mucha potencia no modulado es equivalente, desde el punto de vista de la energía a una ráfaga de portadora modulada de baja potencia.

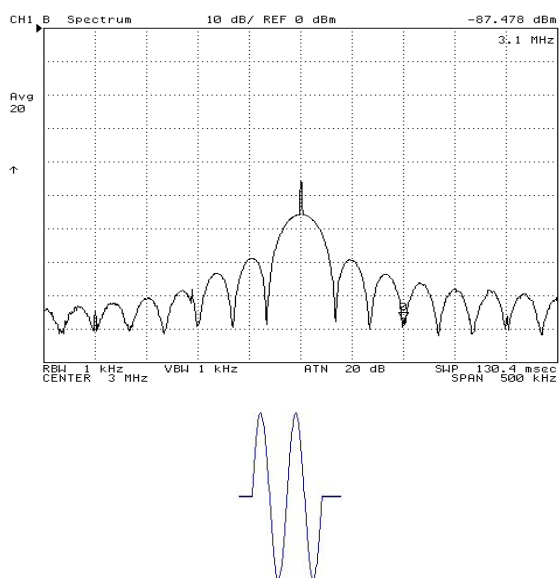


Figura 2

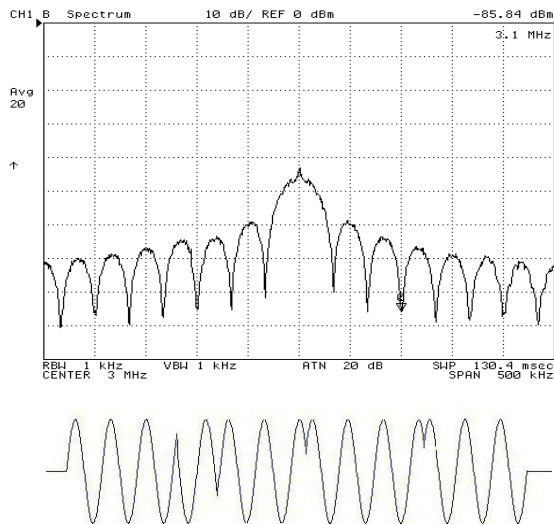


Figura 3

El desarrollo de un sistema de estas características implica considerar aspectos teóricos y prácticos en lo referente al manejo de señales de radio para la detección de un objetivo, procesamiento de estas señales en presencia de ruido y otros factores inherentes al diseño de radares (Skolnik, 1980; Curry, 2005).

## 2. LOS CODIGOS Y LA CORRELACION

El principio de Spread-Spectrum (espectro expandido) aplicado a radares consiste en modular una larga ráfaga de portadora mediante algún código pseudoaleatorio. Así se pueden lograr adecuadas resoluciones del rango emitiendo bajas potencias de radio (Rastogi and Sobolewki, 1990; entre otros). Se puede demostrar que la resolución del rango varía linealmente con la longitud temporal de la correlación, que en este caso es equivalente al ancho del pulso simple transmitido. (Cook and Bernfeld, 1967; Vakman, 1968). En el caso de sistemas con modulación binaria de portadora, la resolución del rango está vinculada al ancho de banda equivalente de la señal emitida, que se evalúa en base al mínimo salto binario en el código (Patro et al, 1990; entre otros).

Dentro del proceso de detección del objetivo, la correlación es la herramienta matemática que permitirá extraer la información del eco. La señal receptionada, luego de ser filtrada, amplificada y trasladada a valores de frecuencia intermedia, es muestreada en cuadratura de manera de obtener una secuencia de muestras digitales (Bianchi et al, 2003). Esta operación permite recuperar el código de la señal receptionada y en una operación posterior correlacionarlo con una secuencia del código local. Si bien existen diversas secuencias de códigos que se utilizan en radares (Ioannidis and Farley, 1972), en esta modelación se utilizará una secuencia de código complementario, debido a que su función de autocorrelación tiene la propiedad de que la suma de las correlaciones de sus lóbulos laterales se cancela completamente (Golay, 1961; Hall, 2003). En general en el diseño de radares donde las señales receptionadas están afectadas por ruido intenso, se utilizan secuencias de códigos con funciones de autocorrelación con alto lóbulo principal y lóbulos laterales despreciables; algunos criterios fijan que la potencia total en los lóbulos laterales no exceda un 20% de la potencia total del lóbulo principal (Sultzer and Woodman, 1984). De esta manera el proceso de correlación, necesario para la detección del eco, está vinculado a la codificación, puesto que la función de correlación además de extraer información del pico principal, evalúa los lóbulos laterales de una determinada secuencia y define la secuencia de código más apropiada para el sistema de radar que se está diseñando (Huang and MacDougall, 2005).

Dado que el objetivo de estos estudios esta vinculado a aplicaciones geofísicas, en esta modelación se utilizó una secuencia de código complementario de 16 bits, con una longitud de bit de  $30\mu\text{s}$ , lo que permite una resolución del rango de 4,5 km (Apéndice 1) (Ariokiasamy et al, 2002).

### 3. EL MODELADO DEL PROCESAMIENTO DE LAS SEÑALES

La simulación es una herramienta de utilidad a la hora de validar hipótesis de trabajo antes de su desarrollo e implementación. La modelación permite, además, profundizar la comprensión de un sistema real, a partir de la interpretación de las relaciones entre los distintos elementos contenidos en él, y del reconocimiento de las variables de mayor impacto.

Dentro del proceso de modelación, las herramientas informáticas juegan un rol importante, simplificando y reduciendo el tiempo requerido para el mismo. De este modo se puede destinar mayor tiempo y esfuerzo al proceso de análisis de los resultados de la simulación. Este análisis permite crear resultados que a su vez sirven para retroalimentar el modelo, validándolo o permitiendo el ajuste del mismo. En un paso posterior a la simulación se encuentra la reproducción real del modelo (Etter, 1997).

Se modelaron algunas etapas para un sistema de sensado remoto de características avanzadas, tales como etapas de generación de códigos, modulación binaria, generación de ruido en la banda de interés, muestreo en cuadratura y correlación cruzada. Esto permitió obtener información del eco considerando el ruido que enmascara a la señal receptionada.

Se utilizó el software Matlab<sup>®</sup> para simular las distintas etapas del procesamiento de señales. Este lenguaje de programación técnico-científico trabaja con variables vectoriales y matriciales. Una de sus ventajas es que incluye cajas de herramientas con funciones incorporadas. En particular en este trabajo se utilizaron funciones predefinidas dentro del conjunto de herramientas de procesamiento de señales (Mahafza, 2000). Para el cálculo de la correlación se redefinió el algoritmo de la correlación a fin de ganar velocidad en el proceso.

La Figura 4 muestra un diagrama del modelado del sistema. Es conocido que mediante procesos de conversión de frecuencias es posible trasladar las señales portadoras y sus bandas laterales desde valores de radio frecuencia (RF) a valores de frecuencia intermedia (FI) conservando el ancho de banda y la información original contenida en la portadora de RF (Terman, 1977; Tomasi, 1996; entre otros). Este trabajo consiste en modelar las señales desde la etapa de FI hasta la recuperación del eco. Se moduló una señal de FI, de 100 kHz (Ariokiasamy et al, 2002), con el código generado localmente.

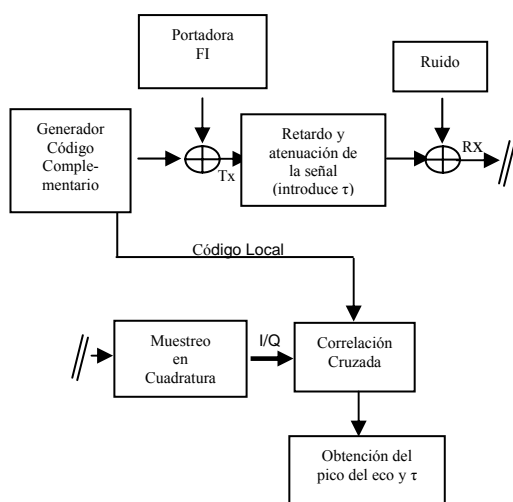


Figura 4

Un generador de código, genera dos secuencias complementarias de 16 bits (Apéndice 2). Cada bit tiene una longitud de 30 $\mu$ s, así la longitud de la secuencia código es de 480 $\mu$ s. La portadora senoidal es modulada mediante la secuencia de código con la técnica de modulación bifásica por desplazamiento de fase (BPSK). Un bloque que se denomina “retardo y atenuación” introduce las reflexiones y atenuación que sufre la señal emitida, y luego se suma el ruido. Para recuperar la señal se realiza un muestreo en cuadratura (Tomasi, 1996), el que permite separar la portadora del código. Se opta por este método para evitar pérdida de información debido a diferencias de fase en el muestreo introducidas por la contribución de múltiples reflexiones de la señal. El resultado del muestreo son dos

señales I/Q con la información del eco, para cada secuencia de código. Luego se correlacionan estas muestras con el código local para obtener la posición temporal y amplitud del eco.

### 3.1. Las señales:

Consideremos de forma general una señal portadora,  $a(t)$ , en el dominio de tiempo continuo, de la siguiente forma:

$$a(t) = A \exp[j\omega_0 t] \quad (1)$$

Donde  $A$  es la amplitud y  $j = (-1)^{-1/2}$  es la notación del número complejo y la frecuencia angular  $\omega_0 = 2\pi f_0$ , con  $f_0$  la frecuencia, en Hz, de la señal. Si  $a(t)$  se modula mediante un código  $C(t)$ , se tiene que la señal transmitida,  $S(t)$ , puede escribirse como:

$$s(t) = AC(t) \exp[j\omega_0 t] \quad (2)$$

Donde  $C(t) = "1"$  o  $"-1"$  lo que hace que la portadora cambie su fase en  $\pi$  radianes.

La señal recepcionada  $r(t)$  por el receptor será el resultado de la suma de los múltiples ecos atenuados y desplazados en fase. Así tenemos que:

$$r(t) = \sum_{i=1}^n b_i s(t - \tau_i) \quad (3)$$

Donde  $b_i$  y  $\tau_i$  son la amplitud y retardo temporal de orden  $i$  debido al camino múltiple. Ahora para simplificar el modelado en vista a mostrar el resultado, consideremos sólo un eco:

$$r(t) = b_1 C(t - \tau_1) \exp[j\omega_0 t - j\phi_1] \quad (4)$$

Donde  $\phi_1$  representa la fase de la portadora correspondiente al eco 1.

El proceso de muestreo permite separar la portadora del código. El término de la fase de la portadora será representado por un coeficiente  $\beta$  de amplitud compleja. Se puede entonces denotar a  $r(t)$  (en tiempo continuo) y como  $r(n)$ , en tiempo discreto, así se tiene que:

$$r(n) = \beta C(n - \tau_1) \quad (5)$$

Para obtener  $\tau_1$  se correlacionan las muestras de la señal recepcionada con una muestra local del código modulador  $C(t)$  que en tiempo discreto se escribe  $C(n)$ . Esta operación (Oppenheim, 2005; entre otros) se escribe como:

$$r_c(n) = r(n) * C(n) \quad (6)$$

Explicitando esta operación se tiene que:

$$r_c(n) = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^M r(n+k) \cdot C(k) \quad (7)$$

Donde  $N$  es el número de muestras adquiridas en la ventana de tiempo de escucha,  $M$  la longitud del código. Así  $n$  varía desde 1 hasta  $N$  y  $k$  desde 1 hasta  $M$ .

$$r_c(n) = M\beta\delta(n - \tau_1) \quad (8)$$

La ecuación 8 muestra el resultado de la aplicación de la ecuación 7, donde luego de efectuado el proceso de correlación, es posible obtener una función impulso  $\delta$  desplazada en  $\tau_1$ . Donde en el caso ideal la amplitud de la función impulso, en el momento del retardo cero de la correlación, tendrá el valor  $M$ . Este valor de  $M$  representa una ganancia para la señal recuperada aunque también en este proceso aumenta el ruido no correlacionado, pero lo hace en una razón de  $M^{1/2}$  lo que significa que el proceso de correlación mejora el valor de la S/N (Ghebrebrhan and Luce, 2004).

Con el objeto de dar claridad al proceso de extracción del código de la señal, el ruido no fue considerado en estas relaciones matemáticas.

### 3.2. Algunos resultados

En esta sección se presentan, gráficamente, algunos resultados obtenidos en el proceso de simulación de las señales descrito en la Figura 4.

Se simuló la modulación de una señal portadora de 100 kHz, con un código complementario de 16 bits (Apéndice 2), luego se sumó el ruido y se aplicó, por ejemplo, un retardo de tiempo  $\tau = 1350 \mu\text{s}$ . Con el objeto de dar realismo a la simulación de la señal receptionada, la relación de la amplitud de portadora modulada a la amplitud de nivel de ruido (S/N), es de -4 dB.

La Figura 5a y 5b, representa el muestreo de la señal receptionada para la primera secuencia de código. Se puede observar que el muestreo en cuadratura genera I y Q muestras, las que luego serán almacenadas en una memoria digital. Se puede observar como se recupera la información del código a pesar de la variación de la amplitud provocada por el ruido que contaminó a la señal.

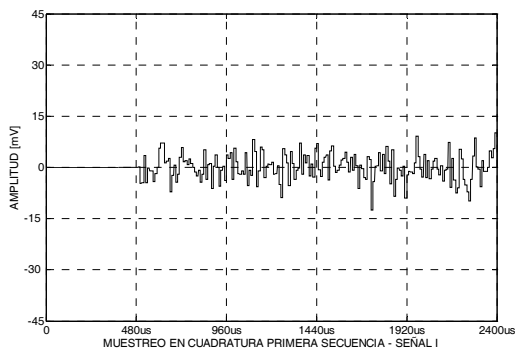


Figura 5a

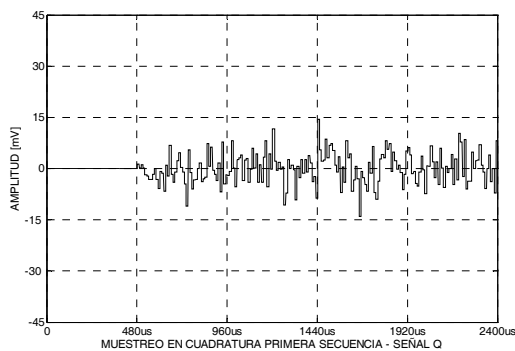


Figura 5b

Las muestras digitales I/Q de la señal, para cada secuencia, se suman y se obtiene la amplitud  $A$  para cada secuencia,  $A_1$  y  $A_2$  (ver Apéndice 3) que luego se correlacionan con cada una de las secuencias del código local, lo que origina dos salidas de correlaciones.

La figura 6 muestra una de las salidas correlacionadas, para la primera secuencia del código.

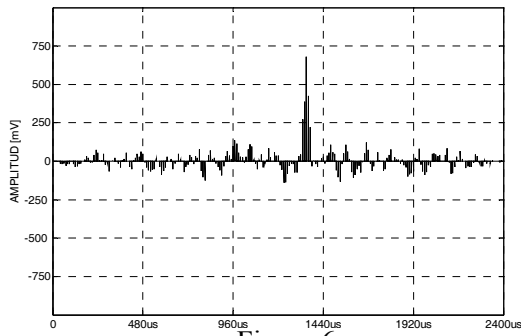


Figura 6  
Correlación primera secuencia

A fin de utilizar las propiedades del código complementario se suman las salidas correlacionadas para las dos secuencias del código, esto se aprecia en la figura 7. Es posible apreciar un definido pico del eco de unos 15 dB sobre el valor eficaz del eco recepcionado en esta ventana de tiempo. El valor de máxima amplitud se obtiene en 1354  $\mu$ s.

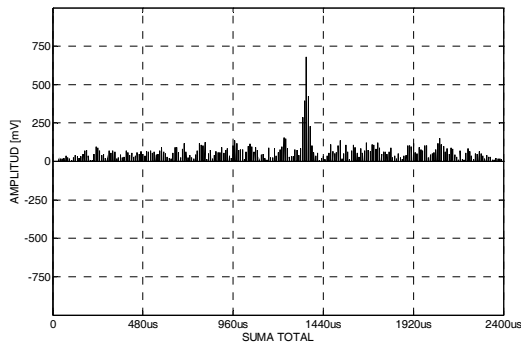


Figura 7

#### 4. CONCLUSIONES

Se modelaron algunas etapas de un sistema de censado remoto, tales como etapas de generación de códigos, modulación bifásica, muestreo en cuadratura y correlación cruzada.

Los resultados muestran que aun para una señal inmersa en ruido, es posible extraer información temporal y de amplitud del eco, mediante la utilización de técnicas de codificación sobre la onda portadora que se emite.

Se pudo comprobar la robustez del sistema de procesamiento al alcanzarse ganancias de 15 dB en la recuperación de la información del eco de la señal recepcionada.

La simulación permite analizar el comportamiento de las señales involucradas a lo largo de las etapas con el objetivo de establecer pautas cualitativas y cuantitativas necesarias para el diseño físico y futura implementación de un sistema de censado remoto.

#### *Agradecimientos*

Este trabajo ha sido subsidiado por los proyectos 26/408-CIUNT, Universidad Nacional de Tucumán y 25/P028-FRT, Universidad Tecnológica Nacional, Argentina.



## REFERENCIAS

- Ariokiasamy, James B., C. Bianchi, U. Sciacca, G. Tutone and E. Zuccheretti; "The new AIS-INGV Digital Ionosonde"; Desing Report, Sezione di Geomagnetismo, Aeronomia e Geofisica Ambientale, Istituto Nazionale di Geofisica e Vulcanologia (INGV), Rome, Italy, 2002.
- Bianchi Cesidio Umberto Sciacca, A. Zirizzotti, E. Zuccheretti and Baskaradas J. Arokiasamy; Signal processing techniques for phase-coded HF-VHF radars; *Annals Geophysics*, V46, N°4, pp. 697-705, 2003.
- Cabrera Miguel A., R. G. Ezquer, J. Lopez, C. Bianchi, S. M. Radicella, G. Molina, E. Garay, C. Ivan, M. Valdez, M. Ferreyra, L. A. Zalduendo; Proyecto de desarrollo de un sondador digital para investigación Ionosférica, *Revista Ciencia Tecnología y Medio Ambiente*, FRT, UTN, N°6, pp 30-33, Argentina, 2007.
- Cook, C. E., and M. Bernfeld, *Radar Signals - An introduction to theory and applications*, Academic, San Diego, Calif., 1967.
- Curry, G. Richard, *Radar System Performance Modeling*, 2<sup>nd</sup>. Edit., Ed. Artech House, Norwood, MA, 2005.
- Etter, Delores M., *Solución a problemas de ingeniería con Matlab*, Ed. Prentice Hall, Mexico, 1997.
- Ghebrehbran, Ogubazghi; Luce Hubert; M. Yamamoto and S. Fukao; Interference suppression factor characteristics of complementary codes for ST/SMT radar applications, *Radio Science*, V39, RS3013, doi:10.1029/2003RS002910, 2004.
- Golay, M.J.E., Complementary series, *IRE Trans. Inf.Theory*, 7, 82-87, 1961.
- Hall, J.I., Notes on Coding Theory, Department of Mathematics, Michigan State University, E. Lansing, MI, January 2003.
- Huang, J. and J. W. MacDougall; Legendre coding for digital ionosondes, *Radio Science*, V40, doi:10.1029/2004RS003123, 2005.
- Jursa, A. S., *Handbook of Geophysics and the Space Environment*, AFGL, Air Force, USA, 1985.
- Ioannidis, G., and D. T. Farley; Incoherent scatter observations at Arecibo using compressed pulses, *Radio Science*, 7, 763-766, 1972.
- Mahafza, Bassem R., *Radar Systems Analysis and Desing Using MATLAB*; Ed. Chapman & Hall/CRC, USA, 2000.
- Mohamed, Nasser J.; Resolution Function of Nonsinusoidal Radar Signals: II – Range –Velocity Resolution with Pulse Compression Techniques, *IEEE Transactions Electromagnetic Compatubility*, V33, N°1, Feb., 1991.
- Nozaki, Kenro, Application of FM/CW techniques to ionosondes. World Data Center, Report UAG-104, Proceedings of Session G6 at the XXIVth general Assembly of the URSI, Kyoto, Japan, 1993.
- Oppenheim, Alan, *Tratamiento de señales en tiempo discreto*. Pearson Prentice Hall, Madrid, 2005.
- Patro, Y. K. G., K. R. Suresh Nair and P. Balamuralidhar; Effect of signal path distortions on the decoding performance in a pulse compression radar system, *Radio Science*, V25, N°5, pp 1095-1100, 1990.
- Poole, A. W. V., Advanced Sounding, The FMCW alternative, *Radio Science*, V.20, pp. 1609-1616, Dec. 1985.
- Rastogi, Prabhat K.; Signal processing and data analysis in middle Atmosphere radar; *Radio Science*, V25, N°5, pp 1071-1086, 1990.
- Rastogi, P. K., and G. Sobolewki; New quasi-complimentary code sets for atmospheric radar applications, *Radio Science.*, V25, N°5, pp 1087-1094, 1990.
- Roberts, M. J., *Señales y Sistemas*, Ed. Mc. Graw Hill, Mexico, 2004.
- Skolnik, M. I., "Introduction to radar systems, Mc. Graw-Hill, Tokyo, 1980.

Skolnik, M. I., Radar Handbook, Mc. Graw-Hill, New York, 1990.

Sultzter, M, P., and R. F. Woodman; Quasi-complementary codes: A new technique for radar sounding, Radio Science., 19, pp 337-344, 1984.

Terman, Frederick E., Ingeniería Electrónica y de Radio, Ed. Arbó, BsAs, Arg., 1977.

Tomasi, Wayne; Sistemas de Comunicaciones Electrónicas, Ed. Prentice Hall, Mexico, 1996.

Vakman, D. E., Sophisticated Signals and the Uncertainty Principle in Radar, Edited by E. Jacobs, Springer-Verlag, New York, 1968.

### Apéndice 1

Si se considera que la señal viaja a la velocidad de la luz,  $C= 3 \times 10^8$  km/s, es posible determinar el ancho que debe tener un bit a fin de poder obtener una resolución de 4,5 km. Se puede escribir:

$$\Delta t = \frac{2\Delta h}{C} = \frac{2 \cdot 4,5 \text{ km}}{3 \times 10^8 \text{ km/s}} = 30 \mu\text{s}$$

Donde el valor de  $30 \mu\text{s}$  se conoce como longitud sintética del pulso transmitido.

### Apéndice 2

Las secuencias de código utilizadas en la simulación son las siguientes:

Primera secuencia: 11011110 10001011

Segunda secuencia: 11011110 01110100

(Rastogi, 1990)

### Apéndice 3

El muestreo en cuadratura genera muestras I y Q. las que sumadas dan la amplitud para cada secuencia, se puede escribir:

$$A^2 = I^2 + Q^2$$