

Desarrollo e Implementación de Radar FMCW de Baja Potencia

RPIC Estudiantil 2023, 1 al 3 de noviembre de 2023, Oberá, Misiones

Matías E. Amoia
Universidad Nacional de La Plata
Facultad de Ingeniería
Instituto LEICI
Email: matiaseamoia@gmail.com

Juan I. Fernández Michelli
Universidad Nacional de La Plata
Facultad de Ingeniería
Instituto LEICI
Email: jfernandez@ing.unlp.edu.ar

Sebastián Pazos
Universidad Nacional de La Plata
Facultad de Ingeniería
Instituto LEICI
Email: sebastianpazos@gmail.com

Resumen—Este artículo presenta el análisis teórico detallado, el diseño y la implementación de un radar FMCW (Frequency-Modulated Continuous Wave), junto con mediciones que ponen a prueba su funcionamiento y los resultados correspondientes. El radar FMCW se diferencia del radar convencional ya que transmite una señal de onda continua, en lugar de pulsos, modulando linealmente su frecuencia.

El propósito principal de este artículo es destacar las cualidades distintivas de los radares FMCW, como su bajo costo, facilidad de construcción, alta resolución y eficiencia en términos de consumo de energía, y se identifican las áreas de aplicación en las que estos sistemas pueden ser particularmente apropiados.

Los resultados preliminares obtenidos en este estudio resaltan la eficacia del radar FMCW de baja potencia, evidenciando su capacidad para obtener mediciones precisas con una buena resolución, sin demandar altos niveles de potencia. Este trabajo contribuye a la comprensión de las aplicaciones prácticas y el potencial de los sistemas FMCW en diversos campos.

I. INTRODUCCIÓN

Desde sus inicios en la década de 1950, la tecnología radar ha experimentado un crecimiento constante, utilizándose inicialmente en aplicaciones militares, y convirtiéndose posteriormente en una tecnología aplicada en las más diversas áreas del sensado remoto; como vigilancia, meteorología, agricultura, exploración espacial, alerta ante catástrofes naturales, entre otras. A nivel de corto alcance, los radares pueden encontrarse en aplicaciones automotrices, sensores de velocidad, nivel o vibración, o incluso monitoreo de escenarios “indoor”.

Este proyecto surge en respuesta a la necesidad de contar con un radar económico y configurable para llevar a cabo experimentos en el ámbito académico y obtener datos de reflexiones del entorno. Se basa en un proyecto previo descrito en [1], donde el equipo se utiliza como herramienta en un curso de grado. El propósito de este radar es caracterizar este entorno a través de la recopilación de reflexiones, procesar esta información y utilizarla en la toma de decisiones.

El presente artículo se centra en el desarrollo del radar FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave), una alternativa a los radares pulsados convencionales para aplicaciones de rango cercano. A diferencia de los radares pulsados, que transmiten señales de corta duración y luego esperan para detectar posibles ecos (reflejos de la señal transmitida en diferentes objetivos), el radar FMCW opera de manera

continua. Este radar emite constantemente una onda a través de su antena emisora y monitorea activamente en busca de reflexiones utilizando su antena receptora.

El enfoque principal de este trabajo es desarrollar, construir y caracterizar un sistema de radar FMCW, destacando su eficiencia energética y su buena resolución espacial, lo que se traduce en un dispositivo de baja potencia y menor complejidad, y en consecuencia, de menor costo. Los resultados obtenidos demuestran la viabilidad y la idoneidad de este radar FMCW de baja potencia para aplicaciones que requieren alta resolución en distancias cortas. Esto puede contribuir al desarrollo de sistemas de radar más económicos y configurables para diversas aplicaciones.

A continuación, presentamos la organización de este artículo: en la sección II se detalla la teoría subyacente del radar FMCW, en la sección III se describe la implementación práctica del radar, en la sección IV se presentan los experimentos realizados y los resultados obtenidos, y en la sección V se enumeran las conclusiones.

II. MARCO TEÓRICO

II-A. Estimación de Rango

El radar FMCW transmite una señal sinusoidal periódica, modulada linealmente en frecuencia. Esta señal se conoce como “chirp” [2] y puede ser expresada como

$$x_t(t) = A_t \cos \left[2\pi \left(f_0 + \frac{B}{2T} t \right) t + \phi_0 \right] \quad (1)$$

con $x(t+T) = x(t)$.

La fase instantánea de la señal $x_t(t)$ es

$$\theta_t(t) = 2\pi \left(f_0 + \frac{B}{2T} t \right) t + \phi_0 \quad (2)$$

Dado que la frecuencia es la derivada de la fase, entonces la frecuencia de la señal transmitida es

$$\begin{aligned} f_t &= \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} [\theta_t(t)] \\ &= f_0 + \frac{B}{T} t \end{aligned} \quad (3)$$

La ecuación (3) muestra que la evolución de la frecuencia de la chirp es lineal con el tiempo. De aquí podemos definir los parámetros de la chirp como

- f_0 : Frecuencia inicial de barrido de chirp
- B : Ancho de banda de chirp
- T : Período de la chirp

En resumen, el radar FMCW emite una señal de período T , cuya frecuencia inicial es f_0 y su frecuencia final es $f_0 + B$. Suponiendo que la chirp transmitida se refleja en un objetivo estático y vuelve hacia el radar, éste captará una copia atenuada y retardada de la señal original, a la cual llamaremos $x_r(t)$, donde

$$x_r(t) = A_r \cos \left\{ 2\pi \left[f_0 + \frac{B}{2T}(t - \tau) \right] (t - \tau) + \phi_0 \right\} \quad (4)$$

La fase instantánea de la señal $x_r(t)$ es

$$\theta_r(t) = 2\pi \left[f_0 + \frac{B}{2T}(t - \tau) \right] (t - \tau) + \phi_0 \quad (5)$$

La frecuencia de la señal recibida será

$$\begin{aligned} f_r &= \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} [\theta_r(t)] \\ &= f_0 + \frac{B}{T}(t - \tau) \end{aligned} \quad (6)$$

Restando las ecuaciones (6) y (3) obtenemos

$$\Delta f = S\tau \quad (7)$$

donde $S = B/T$. Como muestra la ecuación (7), la diferencia de frecuencia entre la chirp transmitida y recibida, es directamente proporcional al retardo τ . La constante de proporcionalidad se denomina pendiente S (del inglés, slope) y resulta del cociente entre el ancho de banda y el período de la chirp.

Durante τ segundos, la señal viajó del radar hasta el objetivo y volvió hasta la antena receptora a la velocidad de la luz; por lo tanto, si el objetivo se encuentra a una distancia R

$$\tau = \frac{2R}{c} \quad (8)$$

entonces la diferencia de frecuencia nos da una medida del rango al objetivo

$$\Delta f = S \left(\frac{2R}{c} \right) \quad (9)$$

Despejando el rango R de la ecuación (9), obtenemos

$$R = \frac{c}{2S} \Delta f \quad (10)$$

II-B. Estimación de Velocidad

La deducción anterior es válida para un objetivo estático en relación con el radar. Sin embargo, cuando el objetivo experimenta un movimiento relativo con respecto a la posición del radar, se produce un cambio en la fase de la señal entre barridos de frecuencia consecutivos, y este cambio depende

de la velocidad a la que se mueva el objetivo. Midiendo estas diferencias de fase entre barridos consecutivos, el radar FMCW puede estimar la velocidad del objetivo de interés.

Para entender cómo se realiza esta estimación, consideremos la diferencia de fase entre las señales transmitidas y recibidas en un instante dado t , que podemos obtener restando las ecuaciones (5) y (2):

$$\Delta\theta(t) = \theta_r(t) - \theta_t(t) \quad (11)$$

Supongamos que en el instante inicial $t = 0$ se transmite una chirp, y se captura una reflexión de la misma después de un retardo de tiempo τ_1 . Durante este tiempo, la chirp transmitida habrá experimentado un cambio en su fase, mientras que la chirp recibida, que es una copia retardada de la señal original, conservará la misma fase que tenía la chirp transmitida en el instante inicial. Por lo tanto, la diferencia de fase entre ambas será

$$\begin{aligned} \Delta\theta(\tau_1) &= \theta_r(\tau_1) - \theta_t(\tau_1) \\ &= 2\pi f_0 \tau_1 + \pi \frac{B}{T} \tau_1^2 \end{aligned} \quad (12)$$

Supongamos ahora que, luego de un tiempo T , se transmite otra chirp, (es decir, que comienza otro barrido de frecuencia), pero que el objetivo se movió una determinada distancia ΔR . El retardo de llegada de la señal reflejada habrá cambiado, dado que el objetivo se encuentra a una distancia distinta, por lo que llamaremos a este retardo τ_2 . Entonces, la diferencia de fase entre ambas chirp en el instante $T + \tau_2$ será

$$\Delta\theta(T + \tau_2) = \theta_r(T + \tau_2) - \theta_t(T + \tau_2)$$

Pero la chirp es periódica de período T , por lo cual

$$\begin{aligned} \Delta\theta(T + \tau_2) &= \Delta\theta(\tau_2) \\ &= 2\pi f_0 \tau_2 + \pi \frac{B}{T} \tau_2^2 \end{aligned} \quad (13)$$

Llamamos φ al cambio entre diferencias de fase de dos barridos consecutivos

$$\begin{aligned} \varphi &= \Delta\theta(\tau_2) - \Delta\theta(\tau_1) \\ &= 2\pi f_0 \Delta\tau + \pi \frac{B}{T} \Delta\tau^2 \end{aligned} \quad (14)$$

Donde $\Delta\tau = \tau_2 - \tau_1$. Dado que los retardos τ son muy pequeños, podemos despreciar el término que contiene $\Delta\tau^2$, por lo tanto

$$\varphi \approx 2\pi f_0 \Delta\tau \quad (15)$$

Es importante notar que la diferencia entre los retardos está directamente relacionada con el cambio en el rango del objetivo entre barridos. Por lo tanto

$$\Delta\tau = \frac{2\Delta R}{c}$$

En consecuencia

$$\varphi \approx 2\pi f_0 \frac{2\Delta R}{c} \quad (16)$$

Pero $f_0/c = \lambda$; donde λ es la longitud de onda, entonces

$$\varphi \approx \frac{4\pi\Delta R}{\lambda} \quad (17)$$

Dado que el período de las señales de chirp en este tipo de radares generalmente no supera el orden de las décimas de milisegundos e, incluso, a menudo está en el rango de los microsegundos, podemos asumir que durante este tiempo el objetivo se mueve a una velocidad constante, ya que objetivos de interés, como personas caminando o vehículos en movimiento, no pueden variar significativamente su velocidad en ese lapso de tiempo. Por lo tanto, la distancia que el objetivo recorrió entre los barridos será

$$\Delta R = vT$$

Por lo tanto

$$\varphi \approx \frac{4\pi vT}{\lambda}$$

Despejando v de la anterior ecuación, obtenemos

$$v \approx \frac{\lambda}{4\pi T} \varphi \quad (18)$$

Por lo tanto:

1. El rango del objetivo puede estimarse midiendo la diferencia de frecuencia entre la señal transmitida y reflejada en un mismo barrido.
2. La velocidad del objetivo puede estimarse midiendo el cambio en la diferencia de fase de la señal transmitida y reflejada entre dos barridos consecutivos.

II-C. Muestreo

Hasta este punto, hemos explorado cómo los radares FMCW estiman tanto el rango como la velocidad de los objetivos de interés. Sin embargo, para comprender cómo operan estos radares y cómo se obtienen datos útiles en la práctica, es esencial considerar el proceso de muestreo de las señales puestas en juego. Esta sección, provee una presentación y un breve análisis del muestreo de señales en estos radares, lo que permite la obtención de datos precisos y relevantes para su posterior análisis y aplicación.

Como se mostró en el transcurso de esta sección, la información relevante para el radar FMCW se encuentra en la diferencia de fase y frecuencia entre las señales $x_t(t)$ y $x_r(t)$. Por lo tanto, definimos una nueva señal $x(t)$ dada por la diferencia de fases entre ambas señales

$$x(t) = A_0 \cos \left\{ 2\pi \left[f_0 \tau - \frac{B}{2T} (\tau^2 - 2t\tau) \right] \right\} \quad (19)$$

En la práctica, esta señal se obtiene a partir de la multiplicación de ambas señales y la eliminación de la componente de alta frecuencia mediante un filtro pasa-bajos. Se debe tener en cuenta que, esta ecuación, sólo es válida para el período de tiempo en el que la señal transmitida y la señal recibida están transitando el mismo barrido de frecuencia. Por conveniencia, entonces, podemos expresar a la variable t como

$$t = nT + t_n \quad (20)$$

donde n es el número de barridos realizados desde el tiempo de referencia ($t = 0$). De este modo, si

$$nT < t < (n+1)T$$

entonces, está transcurriendo el n -ésimo barrido. Suponiendo que el radar detecta un objetivo que se mueve a velocidad constante a una distancia R , podemos expresar el rango como

$$R = R_0 + vt$$

reemplazando esta expresión en la ecuación (8)

$$\tau = \frac{2R_0}{c} + \frac{2v}{c}t$$

incorporando la expresión para t de la ecuación (20), obtenemos

$$\tau = \frac{2R_0}{c} + \frac{2v}{c}nT + \frac{2v}{c}t_n \quad (21)$$

esta expresión del retardo puede reemplazarse en la ecuación (19). Operando [4]

$$x(n, t_n) = A_0 \cos \left\{ 2\pi \left[f_0 \left(\frac{2v}{c} \right) + \frac{B}{T} \left(\frac{2R_0}{c} \right) \right] t_n + n f_0 \left(\frac{2v}{c} \right) T + f_0 \left(\frac{2R_0}{c} \right) \right\} \quad (22)$$

Puede observarse en la ecuación (22) que

1. La frecuencia durante un determinado barrido es

$$f_0 \left(\frac{2v}{c} \right) + \frac{B}{T} \left(\frac{2R_0}{c} \right)$$

2. Existe un cambio de fase entre barrido y barrido, dado únicamente por la velocidad

$$n f_0 \left(\frac{2v}{c} \right) T$$

3. Existe un término de fase constante

$$f_0 \left(\frac{2R_0}{c} \right)$$

La señal de tiempo continuo obtenida a la salida del filtro, es muestreada con una frecuencia de muestreo f_s ; de este modo, obtenemos

$$x[n, m] = x(n, t_n = m/f_s) \quad (23)$$

donde $x[n, m]$ es la señal muestreada. El índice n recorre los diferentes barridos de frecuencia, de donde obtenemos la información de la velocidad del objetivo; en tanto que el índice m recorre los diferentes instantes de tiempo dentro de un mismo barrido, con lo que podemos determinar el rango del objetivo.

II-D. Resolución

La resolución en celdas de frecuencia al realizar la Transformada Discreta de Fourier [3] es

$$\Delta f_{res} = \frac{f_s}{L} \quad (24)$$

donde f_s es la frecuencia de muestreo y L es el largo de la secuencia de muestras, es decir, la cantidad de muestras utilizadas al realizar el cálculo de la transformada.

II-D1. Resolución en Rango: Es importante recordar que las celdas de rango se obtienen al muestrear un período de la chirp a una frecuencia de muestreo específica, f_s . Por lo tanto, la resolución en celdas de frecuencia se define como

$$\Delta f_{res} = \frac{f_s}{M} \quad (25)$$

donde M es la cantidad de muestras tomadas en un período de la chirp. A partir de la ecuación (9), podemos identificar la frecuencia resultante de la mezcla de dos objetivos separados por una distancia Δd como

$$\Delta f = S \left(\frac{2\Delta d}{c} \right)$$

Dos objetivos que se encuentran separados una distancia Δd pueden ser resueltos por el radar si la diferencia de frecuencia supera a la resolución. Esto es

$$\frac{f_s}{M} < S \left(\frac{2\Delta d}{c} \right)$$

Por lo tanto, la resolución en rango es

$$\begin{aligned} \Delta d &< \frac{c}{2S} \frac{f_s}{M} \\ &< \frac{c}{2S} \frac{1}{T} \\ &< \frac{c}{2B} \end{aligned} \quad (26)$$

En el prototipo de radar construido en este artículo, el ancho de banda B puede alcanzar un valor máximo aproximado de $330MHz$, por lo que la mejor resolución alcanzada es

$$\Delta d \approx 45,45 [cm]$$

II-D2. Resolución en Velocidad: Para estimar la velocidad del objetivo, debemos tomar muestras en el mismo instante de tiempo de cada barrido de frecuencia, de modo que podamos medir las diferencias de fase de la señal $x(t)$ de un barrido a otro. Dado que los barridos se repiten periódicamente cada T segundos, podemos considerar que estamos tomando muestras a una frecuencia ficticia $\tilde{f}_s = 1/T$. La cantidad total de muestras coincide con el número de chirps transmitidos, es decir, N . Por lo tanto

$$\Delta f = \frac{\tilde{f}_s}{N} = \frac{1}{NT}$$

Dos objetivos que se mueven con una velocidad relativa Δv entre sí, pueden ser resueltos por el radar si la diferencia de frecuencia doppler entre ellos supera a la resolución. Esto es

$$\begin{aligned} \frac{1}{NT} &< f_0 \frac{2\Delta v}{c} \\ &< \frac{2\Delta v}{\lambda} \end{aligned}$$

Por lo tanto, la resolución en velocidad es

$$\begin{aligned} \Delta v &< \frac{\lambda}{2NT} \\ &< \frac{\lambda}{2T_f} \end{aligned} \quad (27)$$

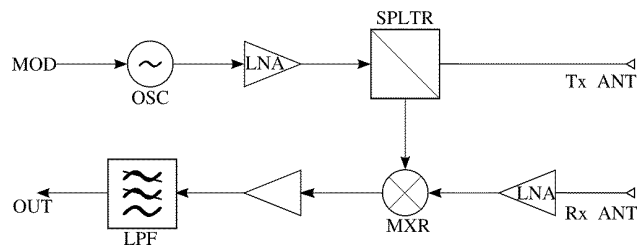


Figura 1. Diagrama de bloques del radar FMCW

donde T_f es el tiempo de frame, es decir, el tiempo total de observación. En este radar que opera a $f_0 \approx 2,45GHz$, la longitud de onda de operación se encuentra alrededor de $\lambda \approx 12,24[cm]$. Por lo tanto, para una ventana de observación de $1s$ (Lo cual equivale a 1000 chirps transmitidas a una tasa $T = 1ms$) se puede obtener una resolución de velocidad

$$\Delta v \approx 6,12 [cm/s]$$

III. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN

Esta sección detalla el diseño y la implementación del prototipo de radar FMCW. La figura 1 muestra un diagrama en bloques del diseño del radar. A continuación, se realiza una breve explicación del funcionamiento de cada etapa del radar FMCW implementado.

- El radar cuenta con un oscilador local, capaz de generar tonos en un determinado ancho de banda. Este oscilador se implementa con un VCO, el cual sintetiza una señal sinusoidal cuya frecuencia es proporcional a la tensión con la que se alimenta la entrada MOD. Como se mencionó anteriormente, el radar FMCW debe transmitir una chirp, por lo cual, la entrada del VCO debe estar excitada por una señal de tensión que varíe linealmente.
- La chirp se amplifica mediante el primer LNA, que es un amplificador de bajo ruido utilizado para obtener la mejor SNR posible.
- El divisor de potencia SPLTR se encarga de utilizar la mitad de la potencia de la chirp para enviar a la antena transmisora Tx ANT y ser irradiada en busca de objetivos que generen reflexiones. La otra mitad de potencia, se deriva al mezclador MXR para poder realizar la comparación con las posibles reflexiones que se reciban.
- Las reflexiones que llegan a la antena receptora Rx ANT son amplificadas por el segundo LNA y luego, van al mezclador MXR.
- El mezclador MXR realiza la mezcla entre la señal chirp transmitida y todas las componentes de posibles reflexiones recibidas por la antena receptora. A la salida, se obtiene una señal en banda base, con componentes de frecuencia que corresponden a la suma y a la resta de las frecuencias de las señales mezcladas. Estas componentes se envían a la etapa de baja frecuencia.
- La etapa de baja frecuencia consta de un amplificador y un filtro pasa-bajos LPF, el cual elimina las componentes de alta frecuencia, quedándose únicamente con

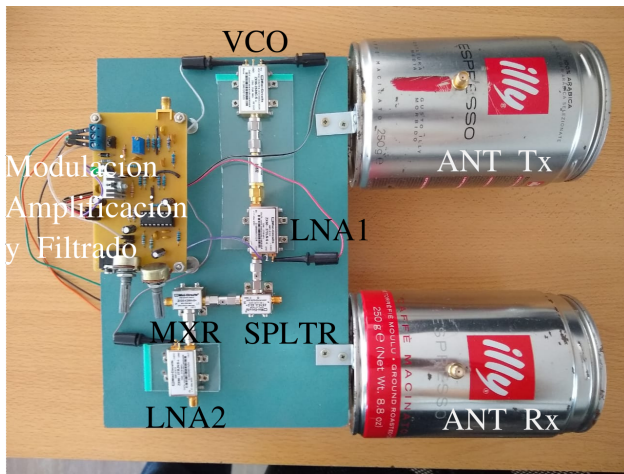


Figura 2. radar FMCW implementado

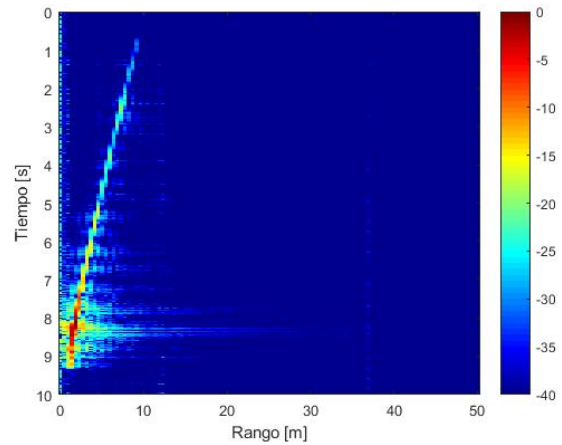


Figura 3. Rango de objetivo acercándose al radar

la información de la diferencia de frecuencias entre la chirp transmitida y las reflexiones recibidas. Esta señal es enviada a la placa de audio de una computadora para ser muestreada con una frecuencia de muestreo f_s .

La figura 2 muestra el radar implementado, que cuenta con las siguientes propiedades:

- Banda S, entre 2.2 GHz y 2.5 GHz
- Ancho de banda de chirp entre 100 MHz y 330 MHz
- Período de chirp entre 1 ms y 1 s
- Potencia transmitida de aproximadamente 10 dBm
- Mejor resolución de rango: 0.45m
- Resolución en velocidad para una ventana de observación de 1s: 0.22 km/h

Notar que las antenas han sido implementadas con dos latas de café de medidas adecuadas para la banda de frecuencia de trabajo, lo que reduce considerablemente el costo del dispositivo.

IV. MEDICIONES

IV-A. Rango

La figura 3 muestra los resultados obtenidos y procesados de la medición del radar sobre un objetivo en movimiento. El objetivo era una persona caminando a lo largo de un pasillo de aproximadamente 12m de longitud, acercándose al radar. El radar detecta a la persona acercándose desde el fondo del pasillo, y deja de detectarlo aproximadamente a los 9s, cuando la persona rebasa la posición del radar y se pone por detrás. El experimento de la figura 3 fue repetido para el mismo objetivo, pero acercándose al radar y luego alejándose. La figura 4 muestra los resultados obtenidos. Notar que se produce un nulo a los 15s. Esto ocurre porque en el procesamiento de la señal, se implementó un filtro cancelador de pulsos de primer orden. Este filtro es de doppler cero, es decir, que elimina las componentes de señal que aparecen por la presencia de objetivos estáticos. Esto se consigue calculando la diferencia entre muestras consecutivas, cancelando aquellas muestras cuya fase no cambia (objetivos estáticos). Por este

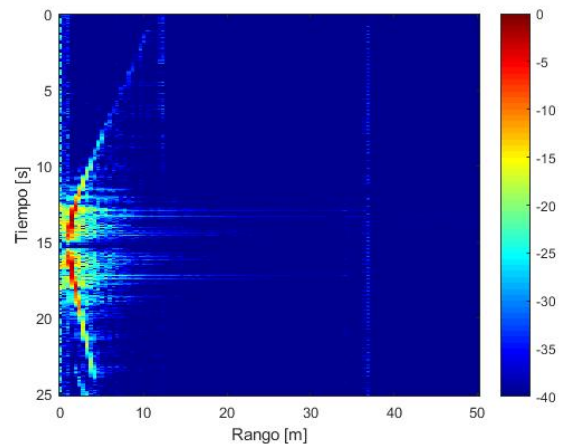


Figura 4. Rango de objetivo acercándose y luego alejándose del radar

motivo, cuando el objetivo se frenó frente al radar para cambiar el sentido del movimiento, el filtro eliminó la detección del objetivo y produjo el nulo.

IV-B. Velocidad

En el experimento que se muestra en la figura 5, una persona caminó hacia el radar, aumentando su velocidad progresivamente hasta llegar a una distancia cercana y luego caminó hacia el otro lado nuevamente. Se puede observar que la persona alcanza una velocidad de aproximadamente unos 6 km/h cuando se mueve en dirección al radar, y de unos 4 km/h cuando se aleja de este. Un último experimento de estimación de velocidad del radar FMCW consistió en patear una pelota de goma, previamente forrada en papel aluminio para aumentar su reflectividad. La pelota fue captada alejándose del radar, estimando su velocidad. La figura 6 muestra los resultados obtenidos. Puede observarse que la pelota alcanzó una velocidad aproximada de 25 km/h antes de alejarse demasiado y dejar de ser captada por el radar. También, es posible observar una banda franja de velocidad

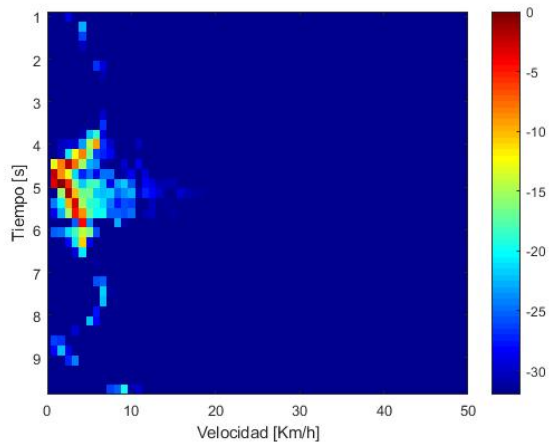


Figura 5. Velocidad de una persona caminando en dirección del radar

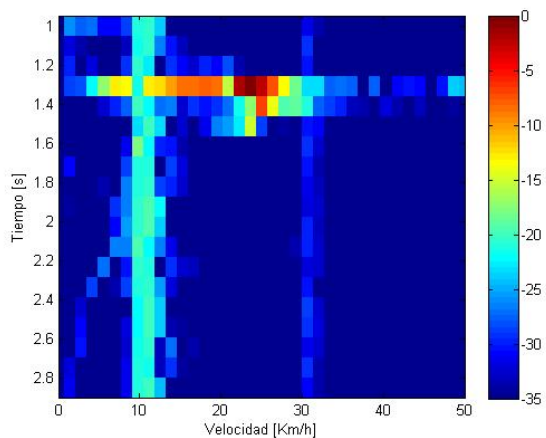


Figura 6. Velocidad de una pelota alejándose del radar

constante a los 11 km/h. Esto no es una detección, sino que es causa de la interferencia de 50 Hz de la red eléctrica a la que estaba conectada la fuente que alimentaba al radar.

V. CONCLUSIÓN

El análisis del desempeño del radar FMCW mostró resultados muy favorables

- El radar FMCW requiere de hardware básico: un oscilador controlado por tensión, un generador de funciones, un divisor de potencia, un mezclador, dos antenas simples (como dos latas de café) un par de amplificadores de bajo ruido, y una etapa de filtrado pasa bajos. Debido a esto, es de bajo costo.
- Los datos pueden muestrearse y procesarse de manera muy sencilla utilizando la placa de audio de cualquier laptop.
- Es de muy baja potencia, lo que implica un bajo costo y un diseño sencillo.
- Se alcanzan resoluciones en rango muy finas, por lo cual este radar resulta adecuado para aplicaciones que

requieran la detección y el seguimiento de objetivos cercanos en escenarios de corto alcance.

- Presenta una buena resolución en velocidad en una ventana de observación muy pequeña. Podría mejorarse ampliamente aumentando sin problemas el tiempo de observación.

Es necesario denotar ciertas desventajas que presentan este tipo de radares

- Al transmitir una potencia tan baja, del orden de los 10 mW, las distancias que se alcanzan son muy cortas debido a las pérdidas por propagación. Los radares de pulsos usuales transmiten potencias del orden de los megawatt, varios órdenes de magnitud más que este tipo de radar.
- Al utilizar como muestreador la placa de audio de la PC, la frecuencia de muestreo es baja y se encuentra limitada a la placa. Cualquier muestreador sencillo podría fácilmente duplicar la frecuencia de muestreo de una placa de audio convencional.
- Las antenas son muy irregulares y no están diseñadas para esta aplicación, eso implica un bajo costo pero, al mismo tiempo, no poseen buena directividad y presentan grandes pérdidas.

Todas estas desventajas del radar FMCW podrían ser solventadas con un mejor diseño del hardware, que aunque sería algo más costoso, mejoraría enormemente su desempeño.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo fue financiado por CONICET (subsidio PIP 1515) y UNLP (subsidio I+D 11-I-257).

REFERENCIAS

- [1] Charvat, G. (2011). RES.LL-003 *Build a Small radar System Capable of Sensing Range, Doppler, and Synthetic Aperture radar Imaging*. Massachusetts Institute of Technology: MIT OpenCourseWare. Obtenido de <https://ocw.mit.edu/>
- [2] Richards M. A., Scheer J. A., Holm W. A. (2010). *Principles of Modern radar, Vol. I: Basic Principles*. New Jersey: SciTech Publishing.
- [3] Oppenheim A. V., Schafer R. W, Buck J. R. (1998). *Discrete-time Signal Processing* (2nd Ed.). New Jersey: Prentice-Hall
- [4] Costa E. A., Chadwick R. B. (1984). NOAA Technical Report ERL 425-WPL 58 *Signal Processing and Range Spreading in the FM-CW radar*. U.S Department of Commerce, National Oceanic and Atmospheric Administration, Environmental Research Laboratories. Boulder, Colorado.