



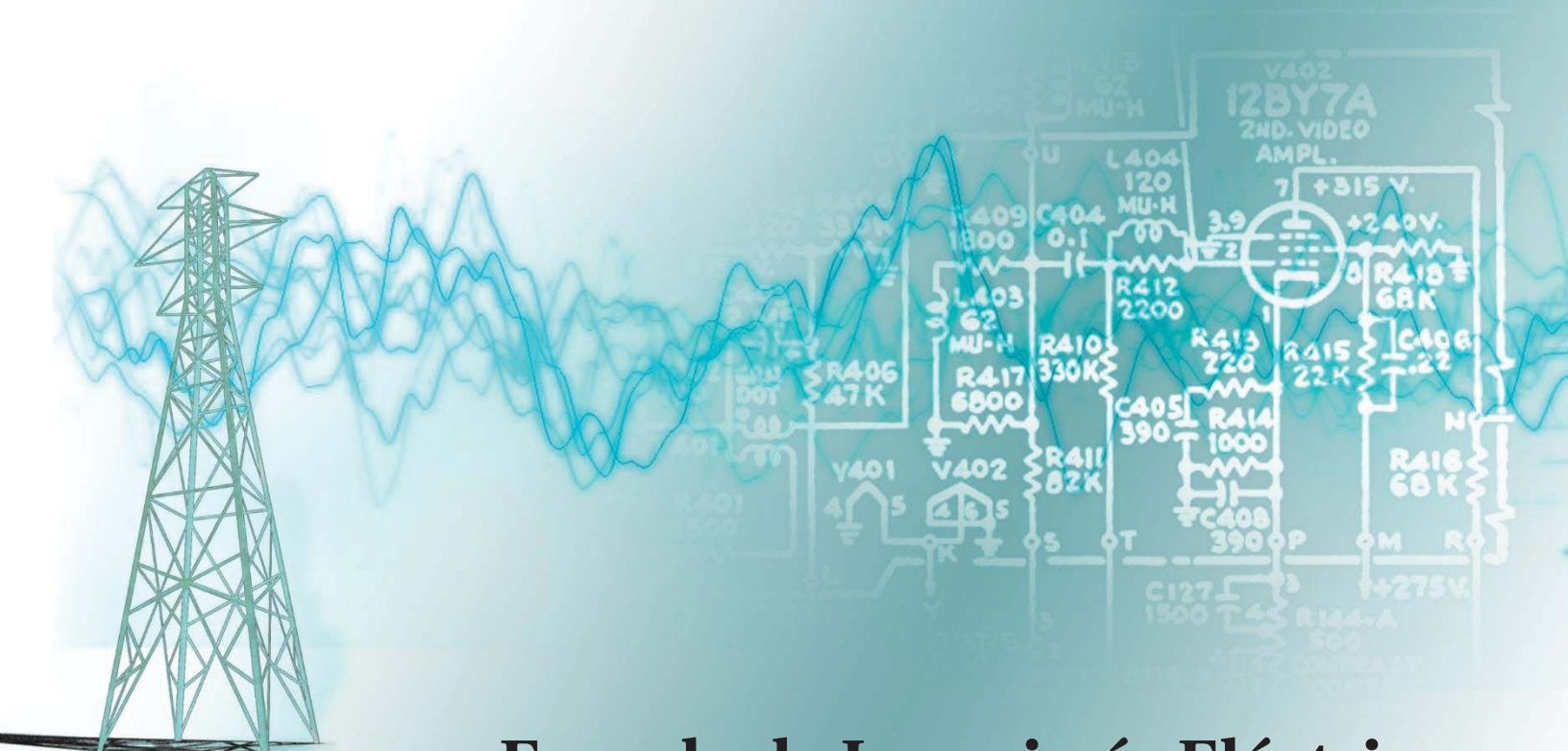
PONTIFICIA UNIVERSIDAD
CATOLICA
DE VALPARAISO



Aldo Nicolás Manni Gallardo

**Estudio de factibilidad técnica de
medición de velocidad y distancia con
transceptor de microondas de onda
continua.**

Informe Proyecto de Título de Ingeniero Civil Electrónico



Escuela de Ingeniería Eléctrica



PONTIFICIA UNIVERSIDAD
CATOLICA
DE VALPARAISO

Estudio de factibilidad técnica de medición de rapidez,
dirección y distancia con transceptor de microondas de
onda continua.

Aldo Nicolás Manni Gallardo

Informe final para optar al título de Ingeniero Civil Electrónico,
aprobada por la comisión de la
Escuela de Ingeniería Eléctrica de la
Pontificia Universidad Católica de Valparaíso
conformada por

Sr. Juan Vignolo Barchiesi

Profesor Guía

Sr. Sebastián Fingerhuth Massmann

Segundo Revisor

Sr. Jorge Mendoza Baeza

Director de Escuela

Valparaíso, 20 de julio de 2017

Resumen

El tema tratado en este documento consistió en realizar mediciones de rapidez, dirección de movimiento y distancia usando un módulo transceptor de microondas de bajo costo, específicamente el modelo K-LC2. Este módulo K-LC2 permite realizar mediciones de velocidad, dirección de movimiento y distancia usando dos métodos diferentes. Para comprender las mediciones se realizaron demostraciones, explicaciones y ejemplos, justificando que las mediciones son posibles de realizar.

Para medir velocidad se tomaron diferentes muestras de distintas velocidades, las cuales fueron utilizadas para realizar pruebas de dirección de movimiento del objetivo en cuestión. Para medir distancia se probó con los dos métodos disponible FSK y FMCW, se muestrearon señales de objetos situados a diferentes distancias obteniendo resultados de error y rango de medición. Se programaron algoritmos que permiten extraer la información requerida de las señales muestreadas.

En este documento se tiene el propósito de generar información teórica y práctica relacionada a cada medición para facilitar el uso de este tipo de mediciones en aplicaciones futuras.

Índice general

Introducción.....	1
1 Módulo transceptor de microondas	2
1.1 Principio de funcionamiento sensor de microondas	2
1.2 Módulos transceptores de microondas	5
1.2.1 Módulo transceptor de microondas K-LC2	6
2 Transceptor de microondas de onda continua K-LC2	8
2.1 Principio medición de velocidad.....	8
2.1.1 Principio para medir rapidez.....	8
2.1.2 Principio para detectar dirección de movimiento	9
2.2 Principio medición de distancia	9
2.2.1 Principio medición de distancia usando FMCW	10
2.2.2 Principio medición de distancia usando FSK	12
3 Experimentos prácticos con módulo transceptor de onda continua	16
3.1 Señal de salida del módulo K-LC2	16
3.2 Rango de medición	18
3.3 Capacidad para determinar dirección de movimiento	20
3.4 Capacidad para medir distancia usando FMCW	21
3.5 Capacidad para medir distancia usando FSK.....	24
4 Medición de velocidad	26
4.1 Medición de rapidez	26
4.2 Dirección de movimiento	27
4.2.1 Cruces por cero	27
4.2.2 Cruces por cero con señal real	28
4.2.3 Correlación.....	29
4.2.4 Correlación con señal real	30
4.3 Algoritmo 1, aplicando DFT	32
4.4 Algoritmo 2, aplicando correlación	36
4.5 Comparación de metodos encontrados	37

5 Medición de distancia	38
5.1 Medición de distancia usando FMCW	38
5.2 Medición de distancia usando FSK	43
Discusión y conclusiones.....	45
Bibliografía	47

Introducción

Las mediciones de rapidez, dirección de movimiento y distancia de un objetivo son ampliamente utilizadas en diferentes aplicaciones como industrias de fabricación, control de tráfico, aplicaciones instrumentistas, drones, radares entre otras [1]. Hoy en día es común encontrar proyectos que utilizan este tipo de mediciones para conseguir información del entorno, especialmente en drones y la industria automotriz que buscan manipular vehículos o robot sin tripulación [2].

Para medir rapidez existen diferentes tipos de métodos dependiendo de donde se quiera medir, se puede medir la rapidez de giro del eje de un motor con un tacómetro, o medir la rapidez del aire con un anemómetro, pero para medir la velocidad de un objetivo en movimiento no se puede utilizar ninguno de los instrumentos mencionados, si es posible calcular la rapidez de un objetivo en movimiento utilizando el efecto Doppler. Existen módulos de microondas en el mercado que entregan en su salida el Doppler producido por objetivos en movimiento. Los módulos disponibles poseen mezcladores con uno o dos canales de salida, aquellos que poseen dos salidas permiten discriminar a través de las fases de los canales si el objetivo se acerca o se aleja [3].

Los módulos que entregan una salida Doppler trabajan con una emisión continua por lo que se dispone de dos métodos para medir distancia FMCW (Frequency Modulation Continuous Wave) y FSK (Frequency Shift Key). FMCW [4] permite realizar medición de distancia en objetivos estáticos, en cambio usando FSK [5] es posible medir distancia de objetivos en movimiento. Estos podrán ser usados siempre y cuando el módulo tenga la cualidad de variar su frecuencia de transmisión.

La documentación disponible de estos métodos de medición de distancia presentan las ecuaciones para calcular la distancias, sin embargo no acuden a demostraciones para explicar de dónde viene la formula y cómo es posible realizar las mediciones. Tampoco entregan información para utilizar algoritmos de procesamiento efectivos. Se mencionan rangos de medición pero no se entregan razones que justifiquen los rangos de medición.

1 Módulo transceptor de microondas

Con el objetivo de comprender el principio de funcionamiento del módulo transceptor de microondas, en el presente capítulo se conocerá el principio de funcionamiento de éste con el fin de realizar posteriormente experimentos con el módulo. Además se mostrara una variedad de transceptores de bajo costo existentes en el mercado, indicando sus características para realizar una comparación entre ellos y seleccionar el más adecuado.

1.1 Principio de funcionamiento sensor de microondas

Una microonda es una onda electromagnética que se encuentra en el rango de 1[GHz] – 300[GHz] teniendo longitudes de onda que van de 30[cm] a 1[mm]. Las ondas de alta frecuencia tienen una longitud de onda corta según la ecuación 1 y son de alta energía según la ecuación 2.

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad \text{ec. 1}$$

$$E = h \cdot f \quad \text{ec. 2}$$

Donde

c	:	Rapidez de la luz en el vacío
λ	:	Longitud de onda
f	:	Frecuencia de la microonda
h	:	Constante de Planck
E	:	Energía onda electromagnética

Los sensores de movimiento basados en microondas pueden ser biestáticos o monoestáticos, el biestático se conforma por un emisor y un receptor situados en diferentes lugares (figura 1.1), en cambio el monoestático contiene en un mismo módulo tanto el emisor como el receptor (figura 1.2).



Figura 1.1 Esquema representativo del sistema bistático.

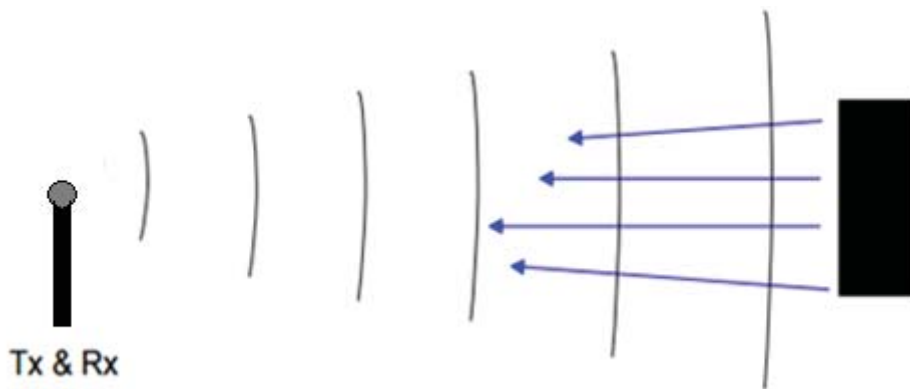


Figura 1.2 Esquema representativo del sistema monoestático.

Ambos sistemas detectan variaciones en la señal recibida respecto de la emitida por el emisor, cuyas diferencias pueden ser usadas para obtener información del entorno del sensor. Por ejemplo, se puede detectar la presencia de un objeto u obstáculo situado frente al módulo detectando un cambio en la intensidad de la señal recibida, o se puede detectar un obstáculo en movimiento y determinar su velocidad.

Para seguir con el desarrollo del tema es necesario conocer el comportamiento de las microondas en relación a la propagación y reflexión. El aire será el medio de propagación de la señal emitida por el transceptor, este medio responde como un buen conductor para el espectro de las microondas permitiendo una buena propagación, ya que se tiene una buena respuesta en frecuencia. La reflexión de los ecos recibidos por el transceptor provienen de objetos de diferentes materiales los cuales poseen distintos coeficientes de reflexión, esto significara que si un objeto posee un alto coeficiente de reflexión tendrá una distancia de detección mayor que el rango de detección para el caso de un objeto con bajo coeficiente de reflexión [6].

El funcionamiento de un sensor de microondas de onda continua es el siguiente, se emiten microondas al medio de propagación a una cierta frecuencia F_0 y el dispositivo capta los ecos producidos por obstáculos u objetivos que se interponga en el frente de ondas (figura 1.3).

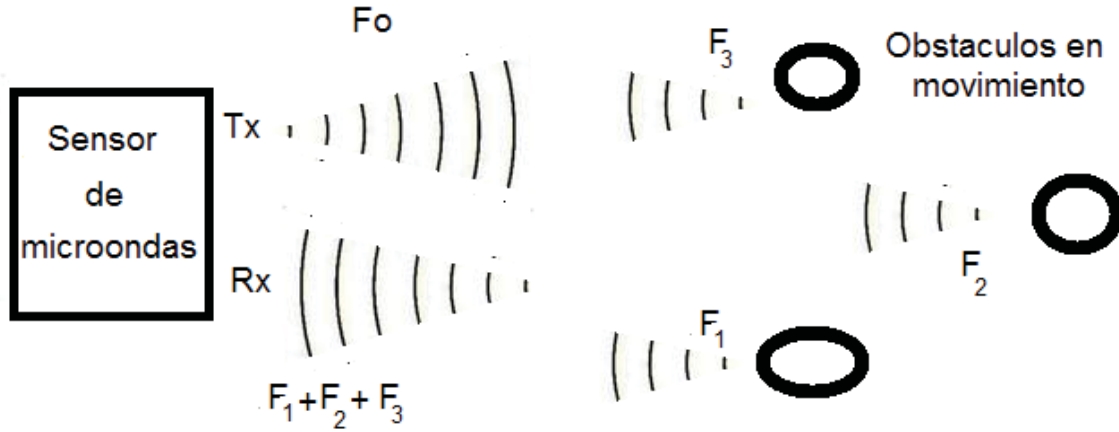


Figura 1.3 Diagrama emisión y recepción de ecos de transceptor de microondas.

Lo que recibe el dispositivo es un conjunto de señales con diferentes intensidades, frecuencias y fases, estas señales (conjunto de ecos) se mezclan con la señal transmitida para extraer la información contenida en las diferencias de la señal transmitida con la recibida. Para tener una noción de que es lo que ocurre en el mezclado se realiza la siguiente explicación.

$$\text{Sea } T_x = A \cos(w_t t) \text{ y } R_x = B \cos((w_t + w_d)t + \theta)$$

Donde

T_x	:	Es la señal transmitida
R_x	:	Es la señal recibida
w_t	:	Es frecuencia angular emitida
w_d	:	Es la diferencia de frecuencia entre R_x y T_x
θ	:	Un desfase

La mezcla es una multiplicación de dos señales como se muestra en la ecuación 3.

$$T_x R_x = A \cos(w_t t) \cdot B \cos((w_t + w_d)t + \theta) \quad \text{ec. 3}$$

Utilizando la siguiente propiedad trigonométrica mostrada en la ecuación 4 se llega a la ecuación 5.

$$\cos(C) \cdot \cos(D) = \frac{1}{2} \cdot [\cos(C + D) + \cos(C - D)] \quad \text{ec. 4}$$

$$T_x R_x = \frac{AB}{2} [\cos((2w_t + w_d)t + \theta) + \cos(w_d t + \theta)] \quad \text{ec. 5}$$

Aplicando un filtro pasa bajo se tiene como resultado $\frac{AB}{2} \cos(w_d t + \theta)$, lo cual corresponde al corrimiento Doppler producido por un obstáculo en movimiento.

Se debe considerar que la señal obtenida a la salida del filtro pasa bajo podría necesitar otro proceso de mezclado y filtrado para disminuir el orden de magnitud de la frecuencia

Doppler al orden de [Hz] o [kHz], esto es lo que se conoce como receptor heterodino. El receptor se encarga de disminuir la frecuencia de la señal de salida para poder trabajar con la electrónica común. Este tratamiento se justifica debido a que las microondas tienen una longitud de onda corta y de dimensiones comparables con la de muchos circuitos electrónicos, y cuando esto ocurre los circuitos electrónicos dejan de ser del tipo concentrado y pasa a ser del tipo distribuido, por lo tanto debe ser tratado como una línea de transmisión [7]. El siguiente diagrama de bloques muestra las etapas de dicho proceso.

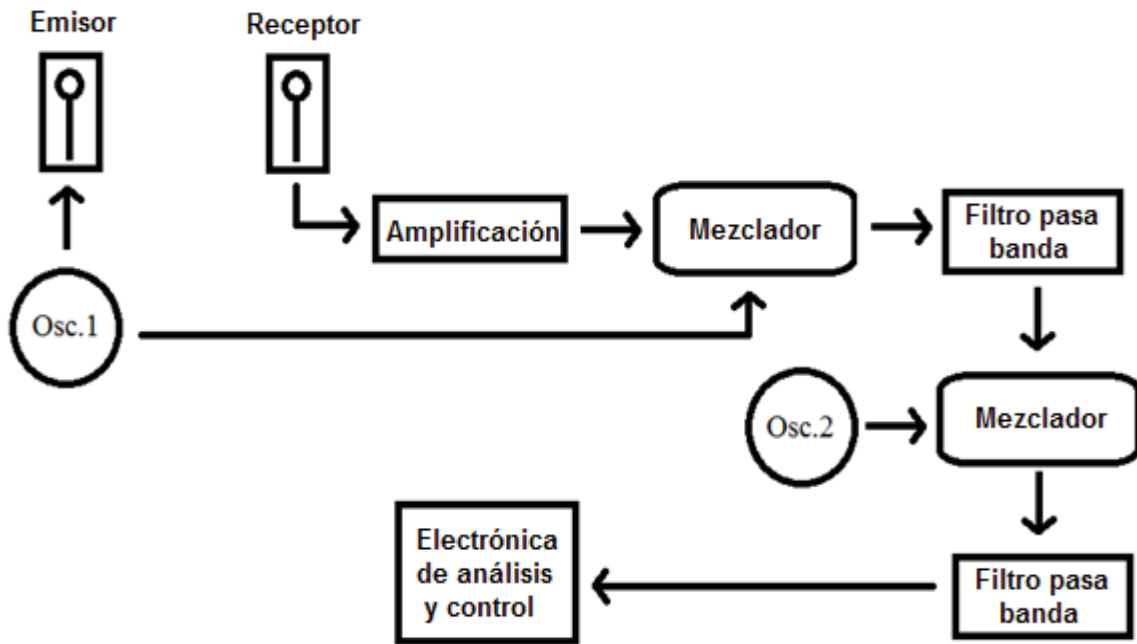


Figura 1.4 Diagrama funcionamiento interno de módulo transceptor de microondas.

Debido al grado de dificultad que existe en la construcción de un módulo que ejecute todas las tareas antes mencionadas, se opta por buscar uno existente en el mercado.

1.2 Módulos transceptores de microondas

Existe una variedad de módulos de microondas en el mercado los cuales se diferencian principalmente por el tipo de salida que entregan. Algunos sensores entregan una salida digital tipo ON/OFF en cambio otros entregan una señal análoga correspondiente al efecto Doppler. Los módulos que poseen salida digital pueden ser usados como detectores de presencia por lo que tienen posibilidades limitadas de aplicaciones, algunas de estas son domótica o seguridad. Los módulos que tiene una salida análoga dejan abiertas las posibilidades de aplicación al usuario porque que esta señal puede ser procesada y analizada para obtener alguna información útil. Los sensores a evaluar se presentan a continuación.

Tabla 1.1 Sensores de microondas de bajo costo

Característica	HB-100	GH-100	PD-V9	K-LC2
Frecuencia de emisión [Ghz]	10,525	10,525	10,525	24
Tensión de alimentación [V]	5	5	5	5
Consumo de corriente [mA]	30-40	30-40	10-14	35
Ancho haz horizontal [°]	80	80	180	80
Ancho haz vertical [°]	40	40	60	34
Tiempo estabilización [μs]	3-6	3-6	500 - 2000	6
Potencia de radiación [dBm]	12-20	10-14	3 -5	12-17
Sensibilidad receptor [dBm]	-61	-64	-61	-96
Tipo de salida	Análoga	Digital	Digital	Análoga
Canales de salida	1	1	1	2
Modulación F_{Tx}	No	No	No	Si

Los sensores HB-100 y K-LC2 entregan una señal análoga en la salida que corresponde al Doppler producido por un obstáculo en movimiento, esto permitirá medir la velocidad del objeto procesando adecuadamente el eco recibido. Se observa que el módulo K-LC2 posee dos canales de salida, lo que permite distinguir si un objetivo se aleja o se acerca al módulo transceptor (será demostrado en capítulo 2). También resalta una característica especial que los demás sensores no poseen, la cual es tener la capacidad de modular la frecuencia de transmisión y esto permitirá realizar mediciones de distancia (será demostrado en capítulo 2). La información anterior fue extraída de la ficha técnica del módulo K-LC2 [8], se escoge este módulo debido a la cantidad de información documentada por el fabricante RFbeam y por sus prometedoras funcionalidades.

1.2.1 Módulo transceptor de microondas K-LC2

K-LC2 es un módulo transceptor de microondas de bajo costo fabricado por la empresa suiza RFbeam. Posee un mezclador complejo por lo que se dispone de dos canales de salida desfasados en 90 grados, además tiene una entrada (VCO_{in}) que permite modular la frecuencia de emisión (ver figura 1.5). En la tabla 1.2 se encuentran características de K-LC2.

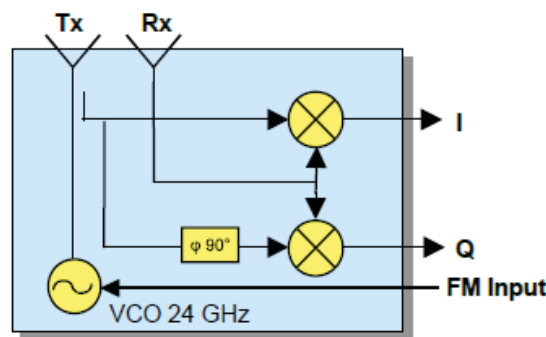


Figura 1.5 Bosquejo circuito interno K-LC2 [8].

Tabla 1.2 Características eléctricas K-LC2

Característica	Mínima	Típica	Máxima	Unidad
Tensión de alimentación	4,75	5	5,25	[V]
Consumo de Corriente		35	45	[mA]
Rango voltaje VCO	-0,5		2	[V]
Resistencia pin VCO		570		[Ω]
Frecuencia de emisión	24,05	24,125	24,250	[GHz]
Sensibilidad de VCO		-55		[MHz/V]
Rango de frecuencia IF	0		50	[MHz]
Ancho de haz horizontal		80		[°]
Ancho de haz vertical		34		[°]

El diagrama de radiación de la antena microstrip se muestra en la figura 1.6.

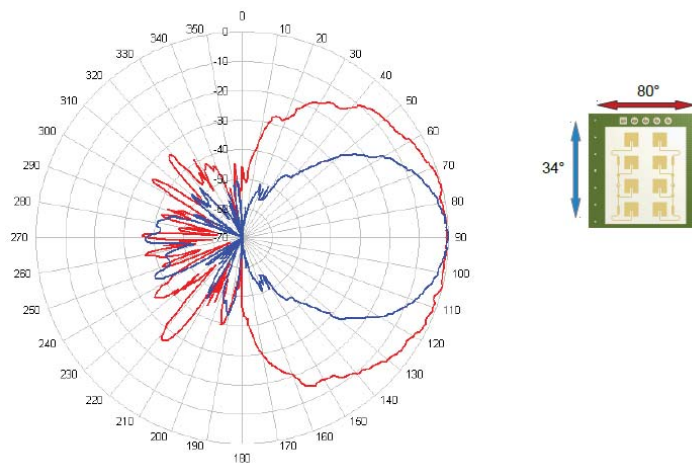


Figura 1.6 Diagrama de radiación K-LC2 [8].

Los pines de conexión del módulo se muestran en la figura 1.7. La alimentación corresponde a los pines 2 y 4, las salidas IF_Q e IF_I son los canales de salida del sensor y VCO_{in} es la entrada encargada de modular la frecuencia de oscilación.

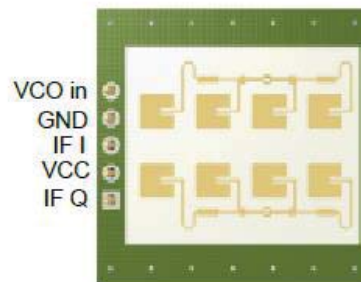


Figura 1.7 Configuración pines K-LC2 [8].

2 Transceptor de microondas de onda continua K-LC2

Se debe corroborar que las mediciones que puede realizar el módulo según el fabricante tengan principios matemáticos [9], por lo que se generan demostraciones que indiquen que realmente es posible realizar las mediciones.

2.1 Principio medición de velocidad

En esta sección se dan a conocer los principios matemáticos que permitirán conocer la velocidad de un objetivo situado frente al sensor, la cual se descompone en rapidez del objetivo y dirección de movimiento del mismo.

2.1.1 Principio para medir rapidez

Para medir la rapidez de un objetivo es necesario obtener la frecuencia de la señal de salida del módulo transceptor de microondas de onda continua, lo que corresponde a la diferencia de frecuencia de la señal emitida con la recibida que proviene del objetivo en movimiento, es decir, el efecto Doppler producido por el objetivo. La frecuencia de la señal producida por el objetivo puede ser extraída haciendo uso de herramientas de DSP relacionadas con el análisis espectral, una vez obtenida la frecuencia correspondiente al obstáculo se utiliza la ecuación Doppler para obtener la rapidez del objetivo [10].

$$f_d = 2V \left(\frac{f_t}{c} \right) \quad \text{ec. 6}$$

Donde

f_d	:	Frecuencia Doppler
f_t	:	Frecuencia transmitida
c	:	Velocidad de la luz en vacío
V	:	Velocidad de objetivo

Como son conocidos los valores $c = 3 \times 10^8 [m/s]$ y $f_t = 24,125[GHz]$ se evalúa en ecuación 6 y se obtiene la ecuación 7 simplificada para calcular rapidez en $[km/h]$.

2.1.2 Principio para detectar dirección de movimiento

Para medir dirección de movimiento es necesario disponer de un mezclador complejo, sin este tipo de mezclador no es posible determinar la dirección de movimiento porque se pierde información del objetivo, Se necesita mezclar la señal recibida con un coseno (función par) y un seno (función impar) [11]. El esquema de un mezclador complejo se muestra en la figura 2.1

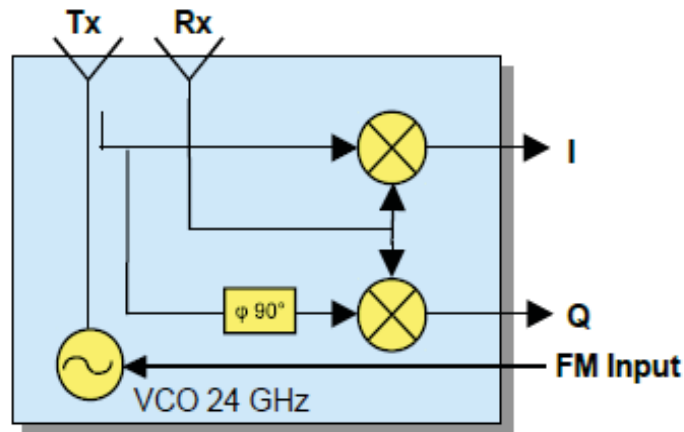


Figura 2.1 Diagrama esquemático mezclador complejo [8].

La dirección de movimiento (alejamiento o acercamiento al sensor) se determina realizando la comparación de fase entre los dos canales que se tiene a disposición, el canal I y el Q. La figura 2.2 muestra los casos posibles y su significado.

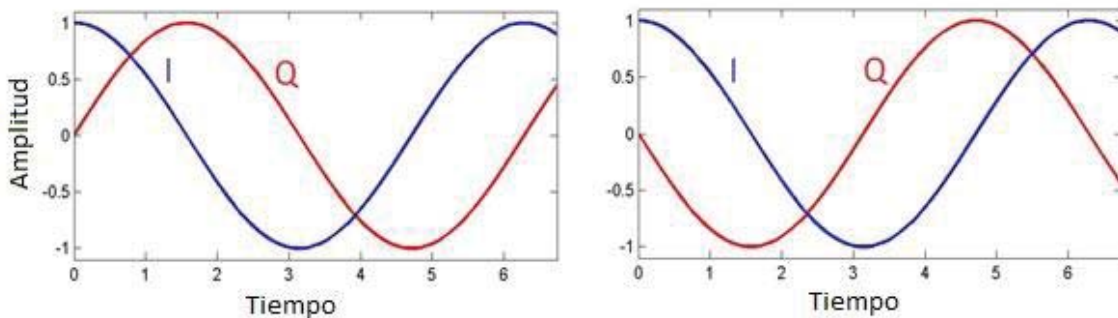


Figura 2.2 Caso izquierda objetivo acercándose, caso derecha objetivo alejándose [3].

2.2 Principio medición de distancia

Para medir distancia podría pensarse inmediatamente en utilizar la ecuación $v = d/t$ y llevar a cabo la medición midiendo el tiempo transcurrido desde el instante en el que se emite la

microonda hasta cuando es recibida por el transceptor. Como la velocidad de propagación de la microonda es la velocidad de la luz se puede calcular el tiempo que demora la microonda en recorrer 1[m] ida y vuelta.

$$t = \frac{d}{v} = \frac{2[m]}{3 \times 10^8[m/s]} \cong 6[ns]$$

Es decir el tiempo de recepción necesario para alcanzar a detectar el eco de un obstáculo situado a 1[m] está en el orden de 10^{-9} , y la electrónica que se encuentra a disposición trabaja a velocidades de los μs (10^{-6}) de forma que no es posible medir distancia de esta manera con los materiales disponibles.

Por otro lado los módulos de microondas de bajo costo son dispositivos que emiten una onda continua de forma que la medición de distancia se vuelve un problema no trivial.

2.2.1 Principio medición de distancia usando FMCW

Esta forma de medición de distancia hace uso de la modulación FM utilizando el pin 5 del módulo que corresponde a VCO_{in} produciendo de esta manera un pseudo-Doppler en objetos estáticos. El efecto Doppler aparece cuando existe un movimiento relativo entre una fuente de emisión y un observador, pero es posible generar un Doppler emitiendo una señal en el instante t_0 mientras se modula la señal transmitida usando FM (Modulación en frecuencia), de forma que la frecuencia emitida varíe en función del tiempo; así al instante t_1 cuando se recibe el eco correspondiente a la señal emitida en t_0 , se tendrá que la frecuencia a la cual se estará transmitiendo en t_1 será diferente a la que existía en el tiempo t_0 , produciendo lo que llamaremos pseudo-Doppler.

La modulación es generada por una onda triangular con el fin de generar una modulación de frecuencia de onda continua (FMCW), ver figura 2.3.

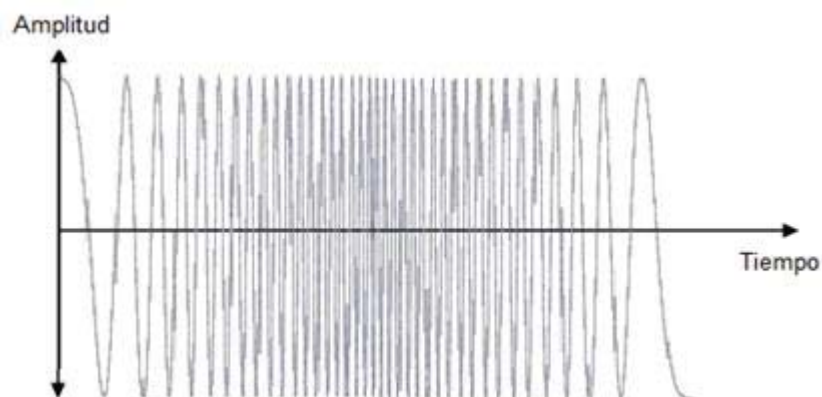


Figura 2.3 Modulación lineal en frecuencia con moduladora triangular.

La figura 2.4 muestra un diagrama que explica de forma gráfica el método FMCW.

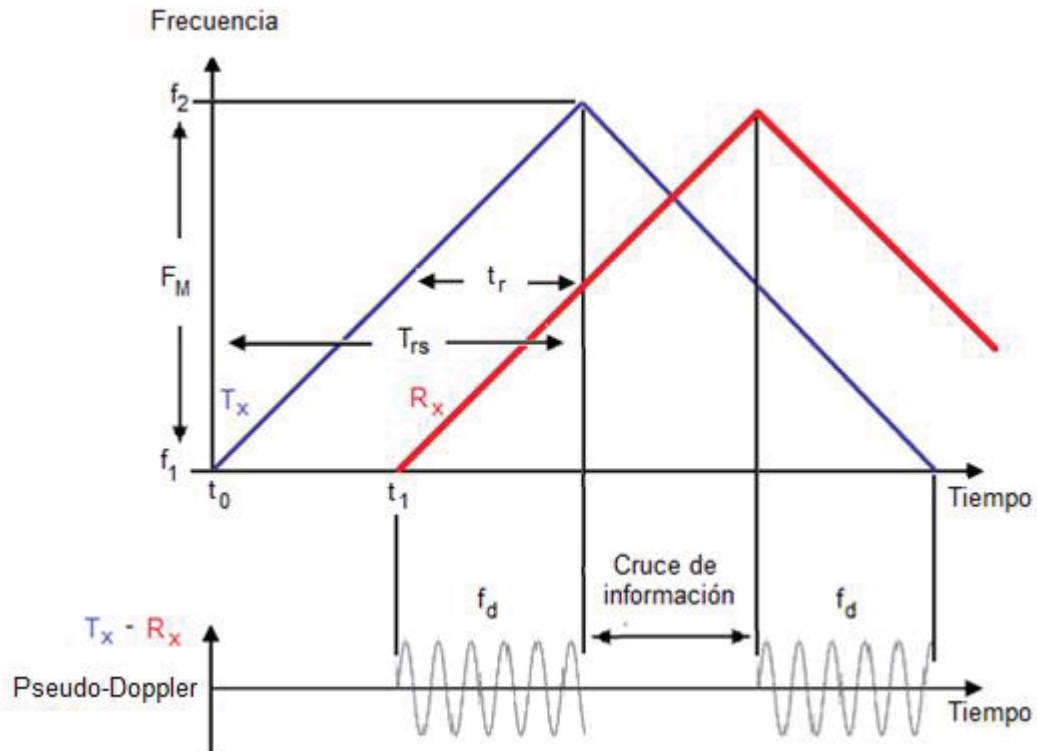


Figura 2.4 Diagrama explicativo método medición de distancia FMCW.

Donde

F_M	:	Rango de modulación de frecuencia
T_{rs}	:	Tiempo de subida de rampa moduladora
f_d	:	Frecuencia pseudo-Doppler
t_r	:	Tiempo de recepción
T_x	:	Frecuencia transmitida
R_x	:	Frecuencia recibida

La modulación de frecuencia generada por la moduladora triangular tiene una razón de cambio dada por ecuación 8, la cual tiene unidades de $[Hz/s]$.

$$k = \frac{F_M}{T_{rs}} \quad \text{ec. 8}$$

Si se multiplica la razón de cambio k por un intervalo de tiempo (t_r) se obtiene la variación de la modulación en dicho intervalo de tiempo, es decir el pseudo-Doppler (f_d) producido por un objetivo estático.

$$f_d = t_r \times \frac{F_M}{T_{rs}} \quad \text{ec. 9}$$

Luego, la relación que permite obtener el tiempo de ida y vuelta de la señal emitida t_r esta dado por la ec. 10

$$t_r = f_d \times \frac{T_{rs}}{F_M} \quad \text{ec. 10}$$

El tiempo de recepción también puede ser calculado utilizando la fórmula clásica

$$t_r = 2d/c \quad \text{ec. 11}$$

El factor de 2 aparece porque la microonda debe ir y volver, luego igualando las ecuaciones 10 y 11.

$$\frac{2d}{c} = f_d \times \frac{T_{rs}}{2F_M} \rightarrow d = \frac{cf_d T_{rs}}{2F_M} \quad \text{ec. 12}$$

La ecuación 12 permite calcular la distancia fijando los datos F_M y T_{rs} que dependen de la amplitud y de la frecuencia de la señal moduladora, realizando un procesamiento a la señal de salida del módulo se obtiene la frecuencia Doppler y se evalúa para obtener la distancia.

2.2.2 Principio medición de distancia usando FSK

Este método permite medir distancia de objetivos en movimiento usando modulación FSK. La diferencia de este método con el FMCW es que no posee una razón de cambio de la frecuencia de transmisión a través del tiempo y por lo tanto no puede medir la distancia en un objetivo estático. La señal moduladora es una onda cuadrada con dos amplitudes diferentes entonces la frecuencia de emisión se modula en 2 frecuencias distintas como muestra la figura 2.5.

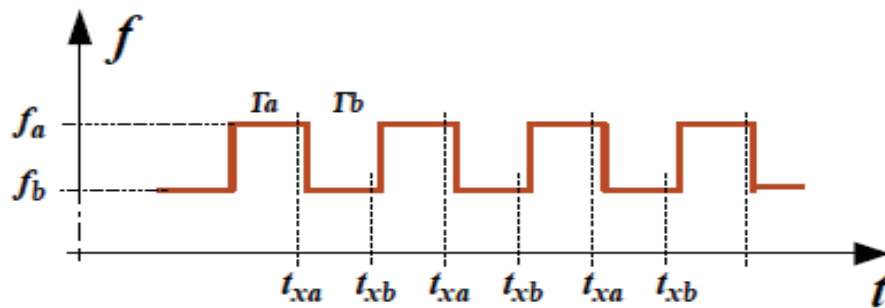


Figura 2.5 Diagrama funcionamiento de medición de distancia usando FM [15].

Al emitir en la frecuencia f_a se obtendrá en la salida del módulo una señal Doppler a una frecuencia f_a' y para el intervalo de tiempo en el cual se emite a una frecuencia f_b se tendrá una salida Doppler f_b' (ver figura 2.6).

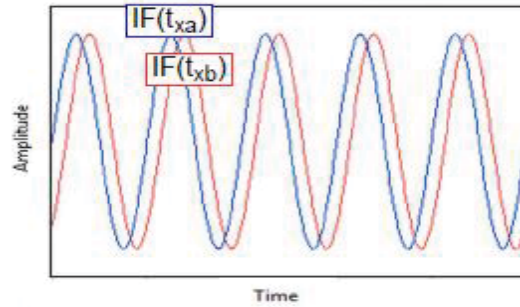


Figura 2.6 Frecuencia Doppler de f_a y f_b [15].

Las frecuencias de ambas señales Doppler serán muy cercanas entre sí, debido a la pequeña variación en la frecuencia de emisión, siendo $f_a = 24,055[GHz]$ y $f_b = 24[GHz]$. El porcentaje de variación corresponde a un 0,2 % cuando la diferencia de las amplitudes de la moduladora es de 1 $[V_{ptp}]$. La distancia será proporcional al desfase existente entre el bloque de información f_a y el bloque de información f_b . Para obtener la ecuación que permite calcular la distancia se realiza la siguiente demostración.

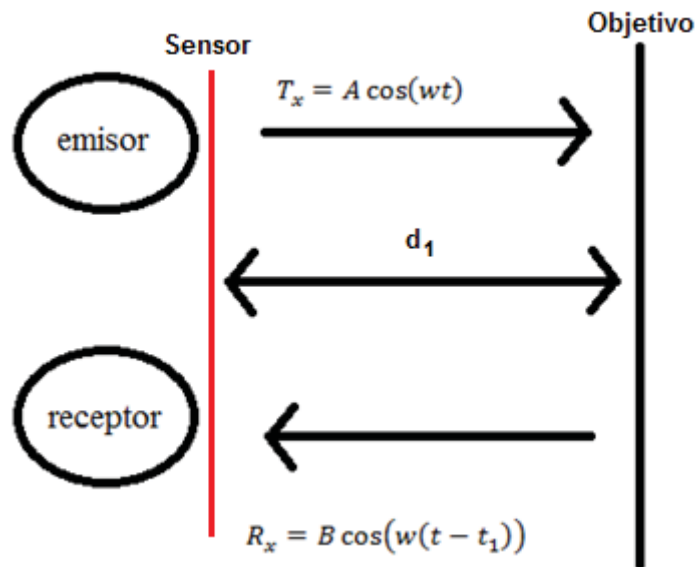


Figura 2.7 Diagrama del eco recibido a la distancia d_1 .

De la figura 2.7 se obtiene la expresión del tiempo de recepción mientras se modula en la frecuencia f_a .

$$d_1 = \frac{ct_1}{2} \rightarrow t_1 = \frac{2d_1}{c} \quad \text{ec. 13}$$

Para obtener el tiempo de recepción mientras se modula a la frecuencia f_b (t_2) se debe considerar que el objetivo está en movimiento, esto significa que el tiempo t_2 será diferente al t_1 ya que la distancia no será la misma que existía en t_1 .

$$t_2 = \frac{2d_2}{c} \quad \text{ec. 14}$$

Para estimar el porcentaje de variación entre d_1 y d_2 se supone una señal moduladora de 10[Hz], esto significa que se dispondrán de 50[ms] de señal Doppler para cada frecuencia de modulación, limitando de esta forma la rapidez mínima detectable. Debe existir al menos un ciclo de señal Doppler en el segmento analizado y esto se cumple cuando la frecuencia es mayor o igual al inverso de la duración del tiempo disponible (50[ms]). Para este ejemplo el límite inferior de frecuencia es de 20[Hz] que en rapidez son 0,1[m/s].

Considerando un objetivo que se desplaza a 1[m/s] se tendrá que la diferencia de distancia es de $1 \left[\frac{m}{s} \right] \times 50 \times 10^{-3} [s] = 0,05[m]$, es decir un 5% de diferencia. Se observa que si la velocidad aumenta, el porcentaje de diferencia entre las distancias también aumenta, pero esto se puede compensar aumentando la frecuencia de la moduladora.

Para obtener la fórmula que permita medir distancia por medio de la diferencia de fase entre el Doppler f_a y f_b se tiene que.

$$\Phi_a = 2\pi f_a t_1 \quad \text{ec. 15}$$

$$\Phi_b = 2\pi f_b t_2 \quad \text{ec. 16}$$

Reemplazando t_1 y t_2 en ecuaciones 15 y 16 respectivamente, se obtiene la ecuación 17.

$$\Phi_{a-b} = \Phi_a - \Phi_b = 2\pi f_a \frac{2d_1}{c} - 2\pi f_b \frac{2d_2}{c} \quad \text{ec. 17}$$

Considerando que d_1 y d_2 son aproximadamente iguales de tal forma que se pueden aproximar de la forma $d_1 \cong d_2 \cong \Delta d$, la ecuación 17 se reordena como ecuación 18.

$$\Phi_{a-b} = 4\pi(f_a - f_b) \frac{\Delta d}{c} \rightarrow \Delta d = \frac{\Phi_{a-b} \times c}{4\pi(f_a - f_b)} \quad \text{ec. 18}$$

Para comprobar que es necesario utilizar dos frecuencias distintas se muestra el siguiente ejemplo, sea $f_a = 24[GHz]$ y $f_b = 23,9[GHz]$ que poseen una diferencia de 0,2 %, por lo tanto las longitudes de onda λ_a y λ_b también tendrán una diferencia porcentual. Usando la expresión $\lambda = c/f$ y redondeando para facilitar la comprensión del ejemplo, se tiene $\lambda_a = 1[cm]$ y $\lambda_b = 1,002[cm]$.

Para el caso de un objetivo a una distancia de 1[m] λ_a alcanza a tener exactamente 200[ciclos] en dicha distancia (es ida y vuelta) y λ_b posee 199,6[ciclos]. La diferencia de fase corresponde a 0,4[ciclos] o 2.51[rad] = 144° y evaluando en ec. 2.13 se tiene.

$$\Delta d = \frac{2,51[rad] \times 3 \times 10^8 [m/s]}{4\pi(55 \times 10^6 [Hz])} = 1,09[m]$$

2 Transceptor de microondas de onda continua K-LC2

Si las frecuencias emitidas fueran exactamente iguales la diferencia de fase sería cero, por lo que es necesario que sean frecuencias distintas pero cercanas entre sí para no disminuir el rango de medición. De la ecuación 18 se observa que mientras menor sea la diferencia entre f_a y f_b mayor será el rango de medición, esto se observa en la tabla 2.1. El comportamiento de esta relación se muestra en figura 2.8 cuando $f_{a-b} = 8[MHz]$.

Tabla 2.1 Rango de medición para diferentes diferencias $f_a - f_b$

$\Delta\phi_{a-b}$	$\Delta d [m]$ para $f_{a-b} = 55[MHz]$	$\Delta d [m]$ para $f_{a-b} = 25[MHz]$	$\Delta d [m]$ para $f_{a-b} = 8[MHz]$
0,0	0,0	0,0	0,0
0,5	0,2	0,5	1,6
1,1	0,5	1,0	3,1
1,6	0,7	1,5	4,7
2,1	0,9	2,0	6,2
2,6	1,1	2,5	7,8
3,1	1,4	3,0	9,4
3,7	1,6	3,5	10,9
4,2	1,8	4,0	12,5
4,7	2,0	4,5	14,1
5,2	2,3	5,0	15,6
5,8	2,5	5,5	17,2
6,3	2,7	6,0	18,8

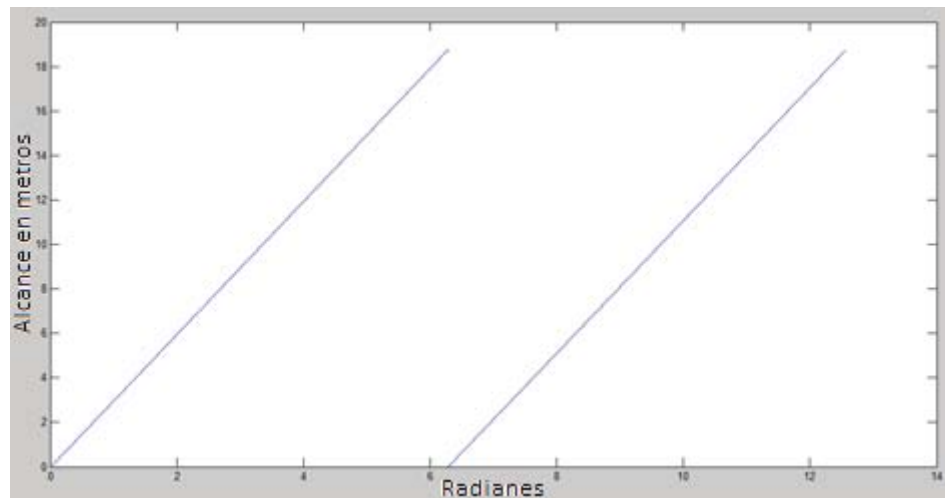


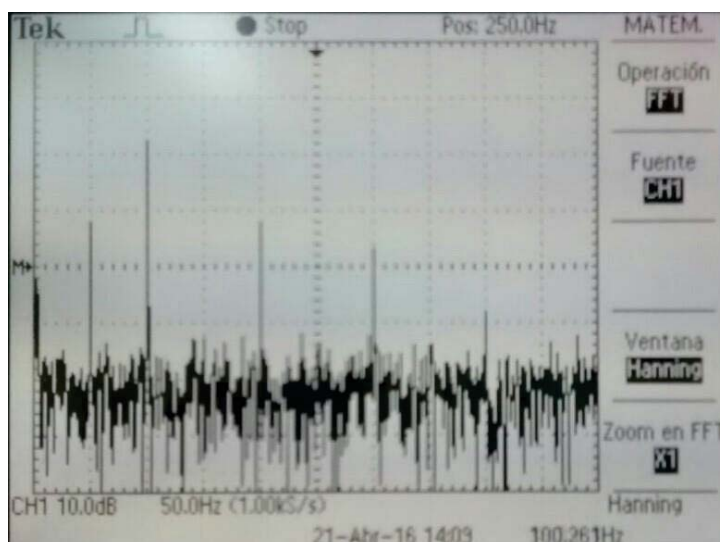
Figura 2.8 Gráfico de rango de medición usando FMCW cuando $f_{a-b} = 8[MHz]$.

3 Experimentos prácticos con módulo transceptor de onda continua

3.1 Señal de salida del módulo K-LC2

La salida del sensor es una onda senoidal con un rango de frecuencias posibles de 0[Hz] a 50[MHz] y cuyo nivel de tensión esta en el orden de los μV a mV , lo que hace que sea difícil observar esta señal en el osciloscopio. El ruido propio de este último está en el rango de los mV lo cual implica obtener una mala relación señal ruido.

Al realizar un análisis espectral a la salida del sensor sin tener salida Doppler se observó las componentes de 50[Hz] y sus múltiplos impares lo cual es normal, pero aparece una componente en 100[Hz] lo cual es un múltiplo par de 50[Hz]. Este peak en el espectro no corresponde a la red ya que las armónicas de múltiplos pares son débiles. El fabricante advierte que la luminaria fluorescente provoca en la salida del sensor una componente de 100[Hz] lo cual es acertado puesto que al apagar la luminaria esta componente desaparece (ver figuras 3.1 y 3.2).



3 Experimentos prácticos con módulo transceptor de onda continua

Figura 3.1 Análisis espectral con luminaria fluorescente.

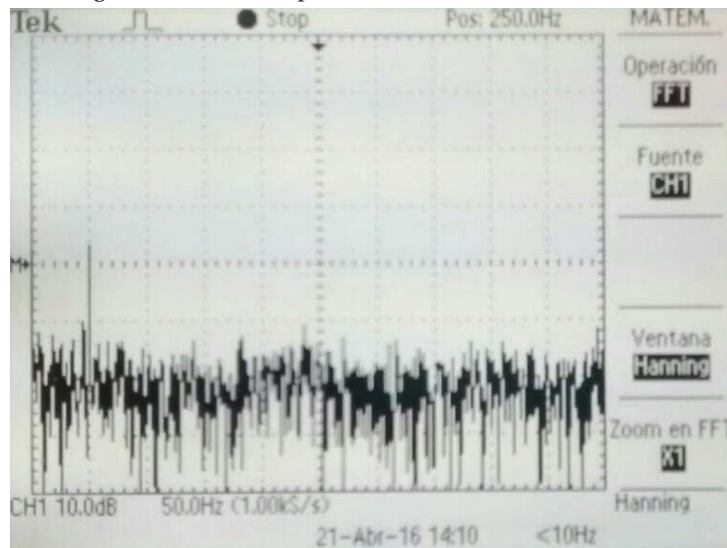


Figura 3.2 Análisis espectral sin luminaria fluorescente.

Esto ocurre debido a la emisión de ondas electromagnéticas del tubo fluorescente que son generadas por la colisión de los electrones libres con los gases dentro del tubo. Los electrones ocupan niveles cuánticos en los átomos del gas excitándolo para que emita luz ultravioleta, durante este proceso se generan ondas electromagnéticas del orden de los GHz .

Se debió realizar un tratamiento a la señal de salida del módulo, lo cual consiste en amplificar y filtrar la señal. La amplificación definirá la distancia máxima de medición y el nivel de señal recibida depende de la distancia de separación del reflector y el sensor. El factor de amplificación utilizado inicialmente es de 1000 con el fin de amplificar la señal al orden de los mV a V . Además se limitó el rango de frecuencias a un rango de velocidades comunes dentro de una ciudad que va de $0,3[km/h]$ a $100[km/h]$, esto corresponde a una frecuencia de $15[Hz]$ a $5[kHz]$ respectivamente (usando ecuación 6). El circuito utilizado para lograr el tratamiento anteriormente descrito se muestra en la figura 3.3.

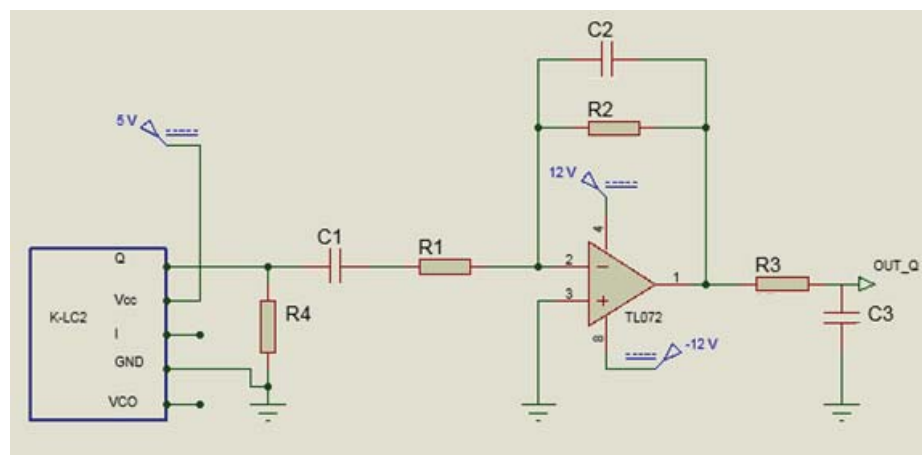


Figura 3.3 Circuito esquemático para tratamiento de señal.

La ganancia en el amplificador operacional está dado por R_2/R_1 . C_1 y R_1 forman un filtro pasa alto que corta en 15[Hz], C_2 y R_2 cortan en 6[kHz] de forma superior al igual que C_3 y R_3 . R_4 es una resistencia de carga dentro del rango recomendado por el fabricante.

3.2 Rango de medición

Para determinar el rango de medición máximo con un nivel de amplificación de 1000 se utilizó dos obstáculos diferentes, un cuerpo humano y una plancha metálica. Los obstáculos se sitúan lejos del módulo en busca de aquella distancia a la cual no se detecte un eco, para luego acercarse al obstáculo y notar en el osciloscopio el instante en el cual se detecta el eco. La figura 3.4 muestra la señal existente en la salida del módulo al instante en el cual el sensor comienza a captar los ecos reflejados por un humano.

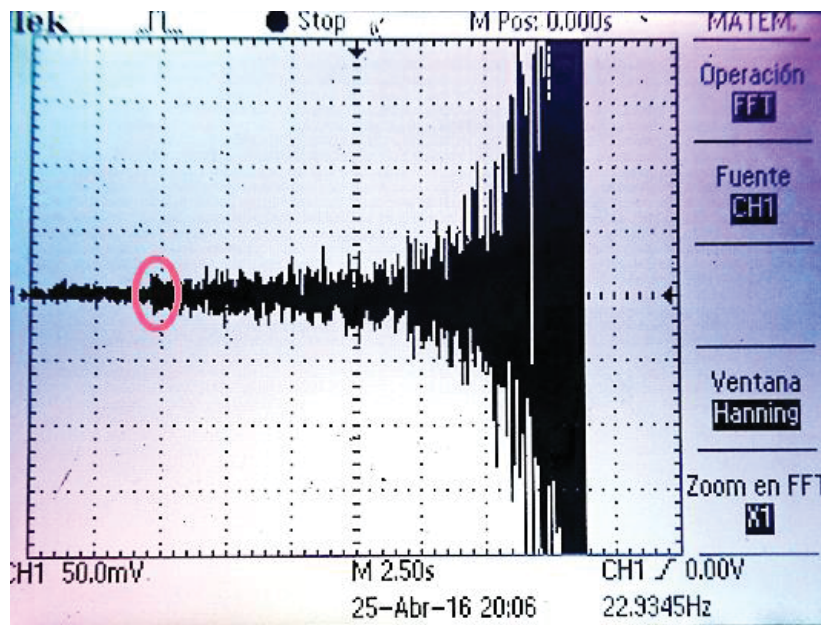


Figura 3.4 Prueba rango de medición de un humano.

La distancia máxima a la cual se comienza a detectar el eco es de 15[m] y para el caso de la plancha metálica la distancia máxima de detección del eco es de 28[m]. La distancia de detección es distinta debido a que el coeficiente de reflexión de la plancha metálica es mayor al de una persona.

Esto es un resultado esperado y anunciado por el fabricante que menciona que la distancia máxima de medición variará dependiendo del coeficiente de reflexión del obstáculo. Estos resultados pueden variar dependiendo del factor de amplificación aplicado a la señal proveniente del sensor.

A continuación se realizó un experimento con el fin de obtener el nivel de tensión máximo producido por una persona, el experimento se repitió 10 veces para luego promediar las muestras de los niveles de tensión recibidos, dichas muestras se adjuntan en la tabla 3.1.

3 Experimentos prácticos con módulo transceptor de onda continua

Tabla 3.1 Datos Tensión recibida

Experimentos	Tensión máx. a 1[m] con humano [V]
1	10,4
2	10,2
3	10,6
4	10,4
5	10,8
6	10,4
7	11,2
8	10,8
9	11,2
10	11,4
Promedio	10,7

El comportamiento de la intensidad recibida en un tramo de 6[m] hacia el módulo se muestra en las figuras 3.5 y 3.6.

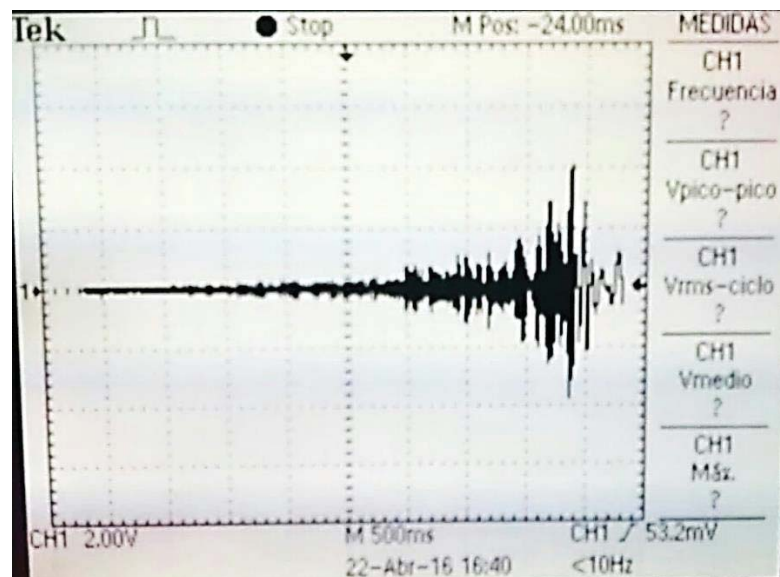


Figura 3.5 Barrido de intensidad recibida en 6[m] por humano.

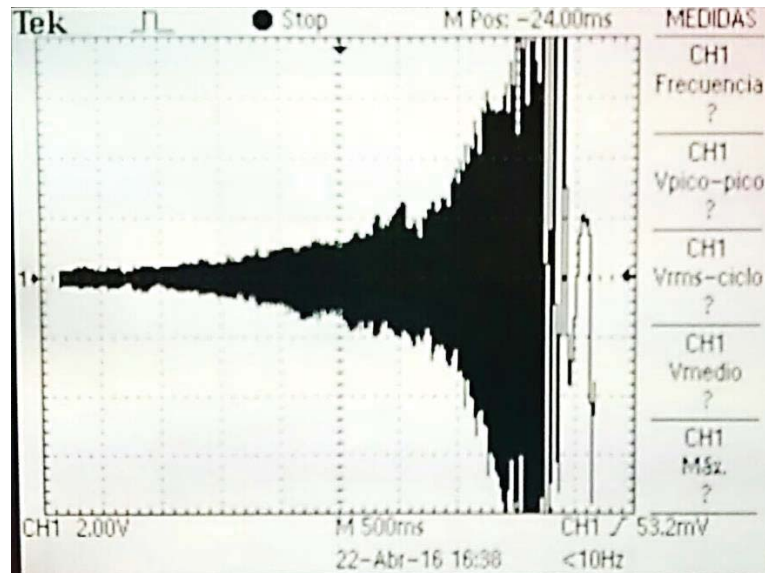


Figura 3.6 Barrido de intensidad recibida en 6[m] con plancha metálica.

Las curvas observadas poseen diferentes intensidades recibidas lo que sirve para comprobar que el nivel de señal recibida depende de la superficie de reflexión, para el caso de una persona no se satura el amplificador operacional pero es distinto para una plancha metálica y se debe crear una zona ciega de un metro para no saturarlo o disminuir el factor de amplificación.

Resulta interesante la forma de onda obtenida ya que la amplitud recibida a una distancia cercana cambia con una razón mucho mayor a la obtenida a una distancia lejana, lo cual se explica con la siguiente analogía, moverse un metro en una distancia total de 6 metros representa un cambio del 15% caso distinto es moverse un metro en una distancia total de 2[m] obteniendo 50% de cambio con lo que se justifica la forma de onda obtenida.

3.3 Capacidad para determinar dirección de movimiento

Detectar si un obstáculo se acerca o aleja de la fuente emisora podría ser de importancia en alguna aplicación desarrollada con este módulo, ya que se consideraría un objetivo como obstáculo cuando el sistema emisor reflector se estén acercando. El K-LC2 es capaz de entregar esta información gracias a su mezclador complejo que ofrece dos canales de salida, en las siguientes figuras 3.7 y 3.8 se muestran los resultados obtenidos en una prueba realizada con un objeto alejándose y posteriormente acercándose al módulo.

3 Experimentos prácticos con módulo transceptor de onda continua

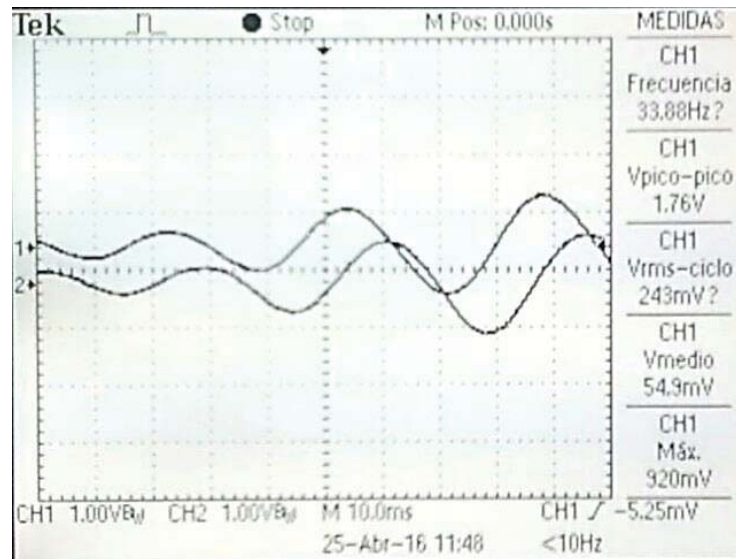


Figura 3.7 Señales obtenidas con objeto acercándose al sensor.

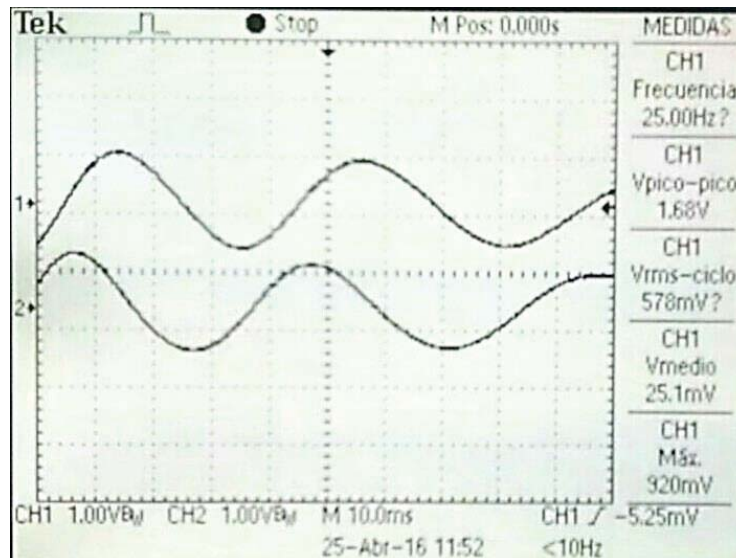


Figura 3.8 Señales obtenidas con objeto alejándose del sensor.

En el canal 1 se observa la forma de onda del canal I y canal 2 muestra la forma de onda del canal Q del módulo. Para un objeto acercándose el canal I está adelantado aproximadamente 90° respecto de Q, en cambio para el caso de un objeto alejándose el canal I se retrasa aproximadamente 90° respecto de Q. Este resultado se repite para diferentes distancias por lo que se concluye que el sensor es capaz de entregar esta información.

3.4 Capacidad para medir distancia usando FMCW

El objetivo de esta sección es evaluar la capacidad del módulo para medir distancia de forma práctica. Se realizó un experimento preliminar con una moduladora triangular de frecuencia $1,5[kHz]$ y amplitud de $240[mV_{ptp}]$ obteniendo el siguiente resultado.

3 Experimentos prácticos con módulo transceptor de onda continua

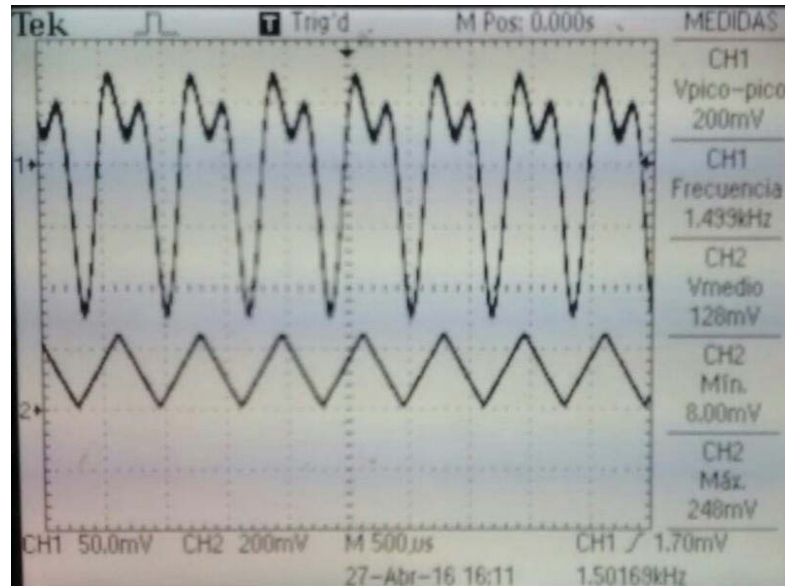


Figura 3.9 Salida doppler usando FMCW con onda triangular.

El canal uno del osciloscopio muestra la señal pseudo-Doppler producida por la modulación la cual posee la misma frecuencia que la moduladora. En la rampa de subida debería ser visible una onda senoidal montada con la frecuencia Doppler correspondiente para un obstáculo situado a 1[m], esto no es posible de observar en la salida y probablemente no se produzca debido a la pequeña razón de cambio producida con la moduladora. Por otro lado se observa que la forma de onda triangular no es tan buena por los motivos descritos a continuación.

Primero se produce una variación en la frecuencia de emisión con la rampa de subida de la moduladora, el pseudo-Doppler generado por un objeto estático con esta rampa aparecerá durante este intervalo de tiempo y lo mismo ocurrirá para el caso de la rampa en bajada. En el momento en que la moduladora cambia de una rampa a otra existe un instante de tiempo en el que se mezcla la información de la rampa de subida con la de bajada, dejando un trozo de señal útil de menor tamaño lo que perjudica el procesamiento de la señal.

La razón de cambio de la frecuencia transmitida está dada solo por la rampa de subida por lo que se puede utilizar una moduladora diente de sierra.

Para el siguiente experimento se utilizó una moduladora diente de sierra a 30[Hz] con una amplitud de 2[V] y un offset de 1[V], el pseudo-Doppler generado se observa en la figura 3.10.

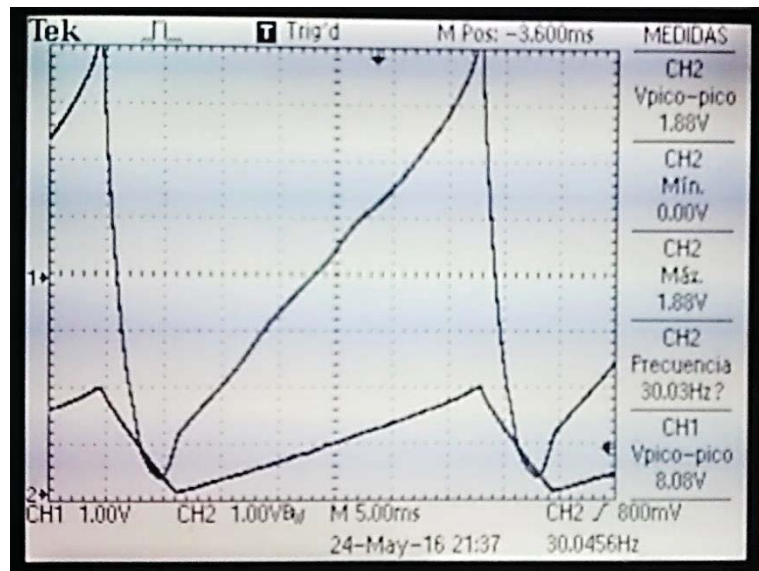


Figura 3.10 FMCW diente de sierra y salida doppler canal Q sin obstáculo.

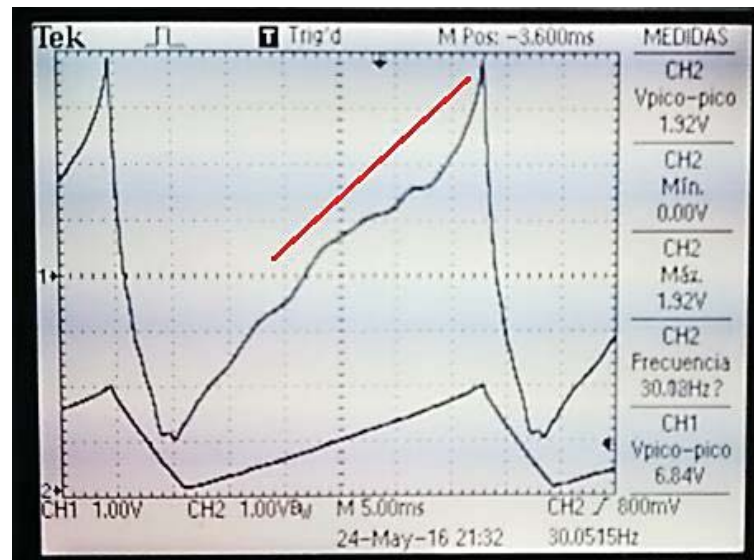


Figura 3.11 FMCW diente de sierra y salida doppler canal Q con obstáculo a 2[m].

En la figura 3.11 se alcanza a divisar en la rampa de subida del canal Q una senoide montada cuya frecuencia correspondería al pseudo-Doppler producido por un obstáculo a 2[m]. El periodo de esta senoide es cercano a 23[ms] ya que la senoide cubre aproximadamente 4,6 cuadros y la división de tiempo es de 5[ms], por lo tanto la frecuencia de esta senoide es de aproximadamente 44[Hz]. Despejando f_d en ecuación 12 y reemplazando los datos se calculó que la frecuencia pseudo-Doppler que produce un objeto estático a 2[m] debería ser de 49[Hz] lo que es muy cercano a lo medido empíricamente en la pantalla del osciloscopio.

3 Experimentos prácticos con módulo transceptor de onda continua

Algo interesante de analizar es pensar en porque la señal de salida del módulo sigue la forma de onda de la moduladora, por lo que se realiza una simulación en Matlab. Se generó un vector que posee un barrido de frecuencia de 1[MHz] a 1,01[MHz] simulando T_x y otro vector que simula R_x formado a partir de T_x , luego se mezclan estos vectores obteniendo el resultado expresado en la figura 3.12. El resultado de la mezcla contiene la diferencia de las frecuencias de T_x y R_x pero también la suma de ellas, por lo que se diseña un filtro digital IIR de primer orden con frecuencia de corte de 1,2[kHz] y la mezcla filtrada se observa en la figura 3.12.

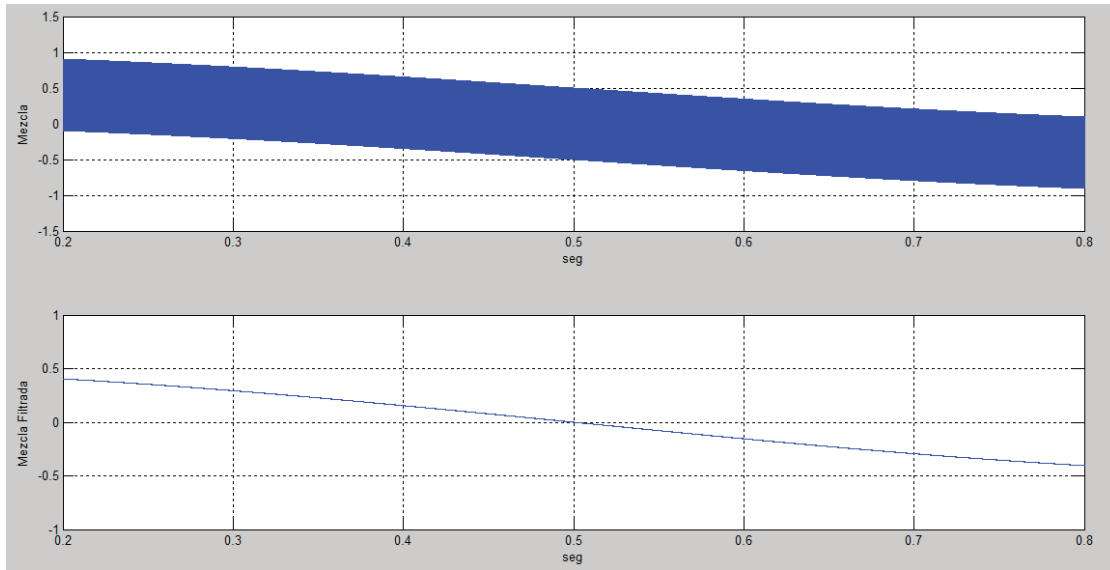


Figura 3.12 Simulación FMCW.

De acuerdo a la simulación no es error que la salida tenga la forma de onda de la moduladora, de hecho matemáticamente se tiene $\cos(2\pi ft)$, donde t representa el tiempo de ida y vuelta de la onda emitida, este tiempo está dado por un objeto estático por lo que t es fijo. De esta forma lo único que varía es la frecuencia f que es la diferencia entre la frecuencia de T_x y R_x , por lo tanto la forma de onda de la salida doppler varía.

3.5 Capacidad para medir distancia usando FSK

Este método necesita extraer la fase para el intervalo de tiempo cuando se transmite f_a y compararla con la fase existente en el intervalo de tiempo cuando se transmite f_b . Debido a que no se puede realizar esta tarea con el osciloscopio se realizó una simulación del vector de salida Doppler. En la práctica este vector es obtenido modulando la señal transmitida a una cierta frecuencia por una moduladora de onda cuadrada (ver figura 2.5). El vector debe contener en un ciclo de la moduladora un trozo de Doppler a la frecuencia f_a y otro a la frecuencia f_b desfasado cierta cantidad de radianes respecto de f_a .

Lo ideal sería que la frecuencia de la moduladora sea lo más alta posible para disminuir lo que más se pueda el intervalo de tiempo entre las dos señales moduladas con el fin de disminuir el desfase añadido debido a razones descritas anteriormente. Esto es factible de

3 Experimentos prácticos con módulo transceptor de onda continua

realizar cuando se miden velocidades que producen frecuencias superiores a la moduladora de manera que en cada semiciclo de la moduladora exista más de un ciclo del doppler obtenido.

La figura 3.13 muestra un ejemplo de una mala elección de la frecuencia de la moduladora dando lugar a que no exista al menos un ciclo dentro de un semiciclo de la moduladora.

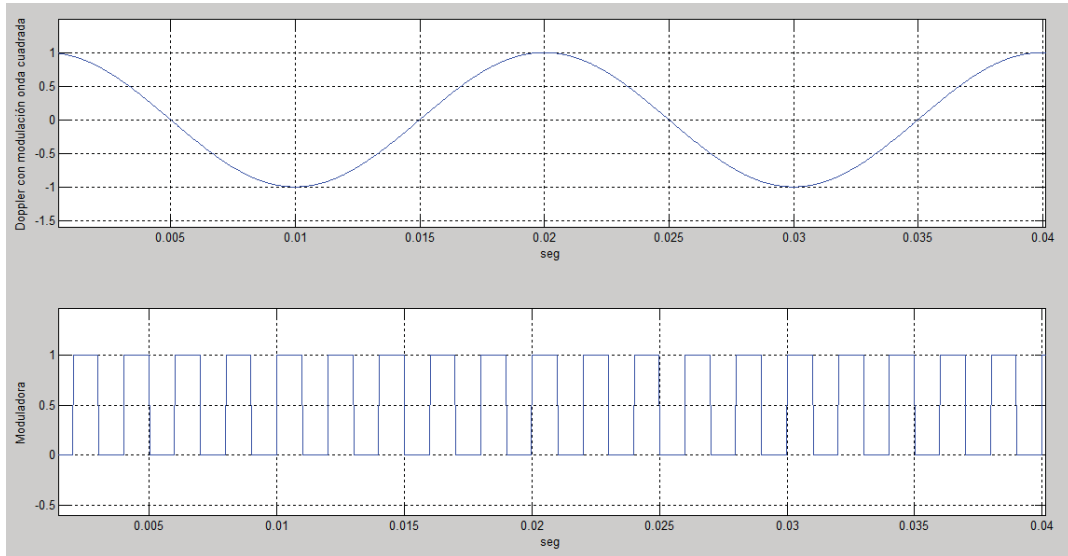


Figura 3.13 Simulación FM con selección errónea de frecuencia moduladora para rango de velocidad en medición.

La figura anterior tiene una frecuencia de modulación de 1[kHz] y frecuencias Doppler de 50[Hz] para f_a y de 50,02[Hz] para f_b . Para obtener dos ciclos en un semiciclo de la moduladora la frecuencia de esta misma debería ser 12,5[Hz] por lo que transcurrirán 40[ms] entre cada Doppler obtenido.

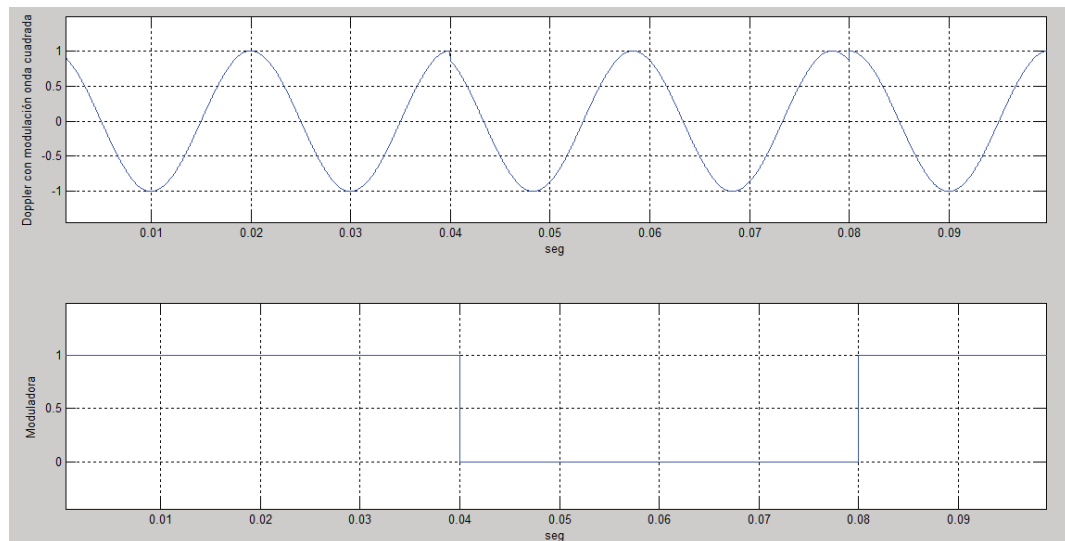


Figura 3.14 Simulación FM con selección correcta de frecuencia moduladora para rango de velocidad en medición.

4 Medición de velocidad

En esta sección se da a conocer la forma en la cual se abordó el procesamiento de la señal producida por un objetivo situado frente al sensor para realizar mediciones de velocidad, la cual se descompone en rapidez del objetivo y dirección de movimiento del mismo. La tasa de muestreo para las señales capturadas corresponde a $11025[Hz]$.

4.1 Medición de rapidez

Para medir la rapidez de un objetivo es necesario obtener la frecuencia de la señal de salida del módulo transceptor de microondas de onda continua y evaluar en ecuación 6. La señal Doppler obtenida en la salida del sensor se comporta como una señal aleatoria no estacionaria ya que la mayoría de los obstáculos posibles dentro del laboratorio donde se realizan las pruebas no se mueven a una velocidad constante (Persona caminando, silla con plancha metálica en frontis), por lo que la frecuencia Doppler será variable durante el intervalo de medición, dicho de otra forma, el espectro estará distribuido en cierta banda de frecuencia.

Debido a lo mencionado anteriormente es que resulta confiable utilizar el método Welch para obtener la PSD (Densidad de potencia espectral) de las señales muestreadas. En la PSD aparecerá un peak dominante y este será el correspondiente al objetivo en movimiento, luego se debe obtener la componente de frecuencia de dicho peak.

El análisis de la señal muestreada se realiza por segmentos para obtener la rapidez del objetivo cada cierto intervalo de tiempo, este intervalo corresponde a $0,2[s]$ con lo cual se tendrá una resolución espectral de $5[Hz]$ y esto traducido a resolución de velocidad corresponde a $0,1[km/h]$.

Para realizar algunas mediciones de velocidad se tomaron cuatro muestras correspondientes al eco producido por una persona caminando a 2 diferentes velocidades alejándose del sensor y luego acercándose a las mismas velocidades. El trayecto a recorrer era de $3[m]$ y el tiempo de recorrido es monitoreado con un cronómetro por lo cual se pudo obtener la velocidad empírica. En la siguiente tabla se muestra la velocidad obtenida empíricamente y la velocidad promedio obtenida usando PSD.

Tabla 4.1 Resultados medición de rapidez

Señales	Velocidad empírica [km/h]	Velocidad calculada [km/h]
Vel1acercándose	2,9	2,5
Vel2acercándose	1,5	1,8
Vel1alejándose	2,9	2,4
Vel2alejándose	1,5	1,3

4.2 Dirección de movimiento

En esta sección se inicia la búsqueda de métodos para extraer la dirección de movimiento de la señal generada por objetivo en cuestión, dando a conocer su teoría de funcionamiento y las razones del por qué funciona o por que no funciona dependiendo del caso.

Finalmente se realizó una comparación para determinar de qué forma la información obtenida es más confiable. Es necesario recordar que la dirección de movimiento (alejamiento o acercamiento al módulo) se determina realizando la comparación de fase entre los dos canales a nuestra disposición el I y Q. El caso donde I adelanta a Q corresponde a un objeto acercándose y cuando Q adelanta a I se trata de un objeto alejándose del sensor, el desfase relativo para los dos casos es de $90^\circ \pm 10^\circ$ según fabricante.

4.2.1 Cruces por cero

Con la información de las secciones 2.1.2 y 4.2 se puede inferir que si se detecta los cruces por cero del semiciclo negativo al semiciclo positivo de ambas señales y guardamos los índices en los cuales aparecen estos cambios de signo para cada señal, se podrá realizar una comparación de los índices y de esta forma determinar que señal adelanta a la otra permitiendo saber la información requerida. En la figura 4.1 se muestra un esquema que permite visualizar la idea de la detección de cruces por cero.

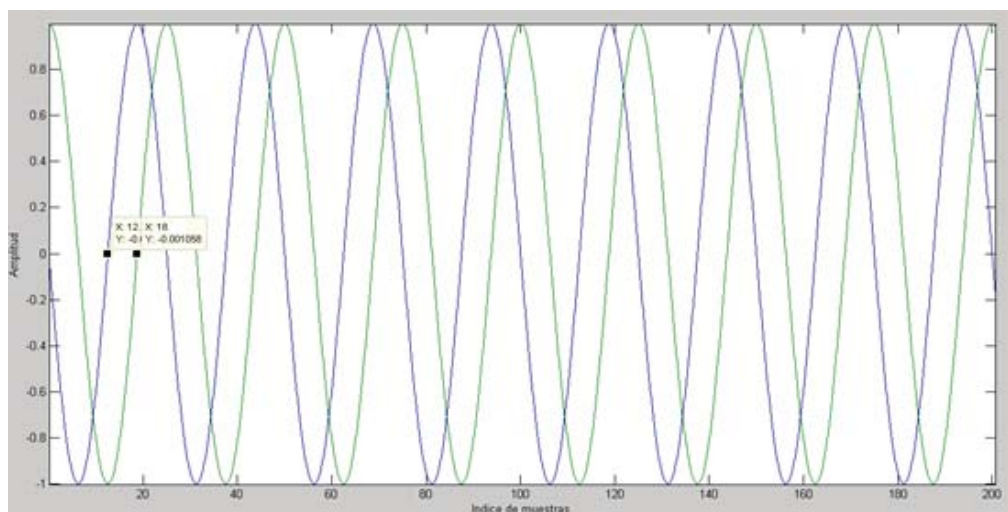


Figura 4.1 Ondas senoidales generadas con desfase.

Se observó que uno de los ceros de la señal azul posee un índice de 12 y el cero consecutivo de la señal verde posee un índice de 18 lo que significa que la señal azul está adelantada respecto a la verde.

Para construir el algoritmo que determine el resultado se debe ubicar cada cambio de signo del semiciclo negativo al semiciclo positivo del segmento de señal a analizar. Se determina que señal adelanta a la otra comparando cada índice de cambio de signo de cada canal, asignando un 1 para cuando el canal I adelanta a Q (acercamiento) y un cero para cuando Q adelanta a I (alejamiento).

Una vez terminada la comparación de todas las muestras se promedia el resultado de la comparación de forma que si el resultado obtenido es cercano a 1 se trata de un objeto acercándose y si es cercano a cero se trata de uno alejándose. Si el promedio es cercano a 0.5 el método no es adecuado para analizar la señal.

Se realizó una simulación generando dos ondas senoidales desfasadas entre sí por 90° donde una representa el canal I y la otra el Q. La fase del canal Q se fijó en cero y el de I en $+\pi/2$ y tras ejecutar el código en Matlab se obtuvo como resultado un 1 y esto quiere decir que el método de cruce por cero decidió que se trata de un acercamiento. Luego la fase de I se modificó a $-\pi/2$ y el resultado arrojado fue 0. Esto significa que este método podría ser útil para determinar la dirección de movimiento.

4.2.2 Cruces por cero con señal real

Para corroborar si esta es o no una solución factible, se puede agregar ruido a las ondas senoidales generadas y probar el código pero no habrá nada más real que la señal captada con el sensor. Entonces se cargaron 4 diferentes señales y fueron analizadas por el algoritmo anterior obteniendo los siguientes resultados.

Tabla 4.2 Resultados usando cruces por cero.

Señales	Promedio	Resultado
Vel1acercándose	0,904	Bueno
Vel2acercándose	0,849	Bueno
Vel1alejándose	0,095	Bueno
Vel2alejándose	0,787	Malo

Se observa que el algoritmo no es certero en todos los casos, debido a que la señal posee ruido y tiene pasajes donde fluctúa mucho en torno a cero (ver figura 4.2) afectando directamente al algoritmo.

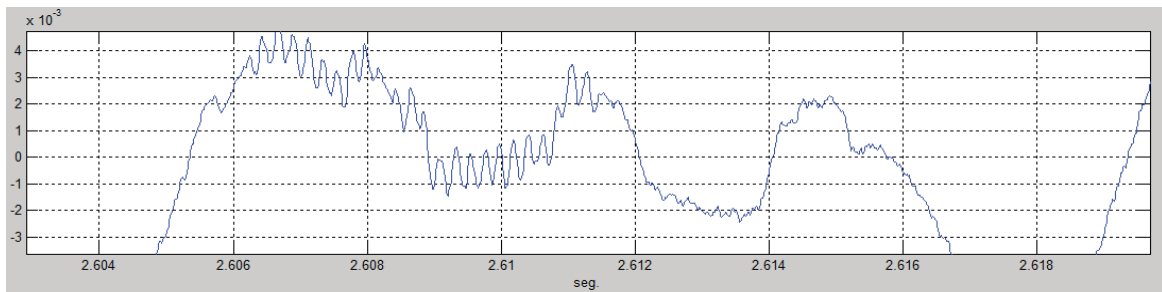


Figura 4.2 Extracto de señal real con zoom en las cercanías de 0.

Aunque la señal esté filtrada en el procesamiento análogo anterior a la adquisición de datos, se aplicó un segundo filtro a la señal usando un filtro digital pasa-banda que va de 20[Hz] – 1[kHz]. Las señales fueron analizadas por el algoritmo nuevamente y se obtuvo el siguiente resultado.

Tabla 4.3 Resultados cruces por cero con filtrado digital de señal.

Señales	Promedio	Resultado
Vel1acercándose	0,957	Bueno
Vel2acercándose	0,692	Malo
Vel1alejándose	0,739	Malo
Vel2alejándose	0,952	Malo

Los resultados obtenidos son malos por que el análisis es de bajo nivel, puesto que el algoritmo creado toma en cuenta solo un punto en cada ciclo haciéndolo muy susceptible al ruido, por lo tanto este no es un buen método.

4.2.3 Correlación

Para verificar si la correlación es una solución viable se realizó una simulación utilizando las mismas senoidales generadas anteriormente en Matlab, se aplicó una autocorrelación a la senoidal sin desfase para crear una referencia de comparación.

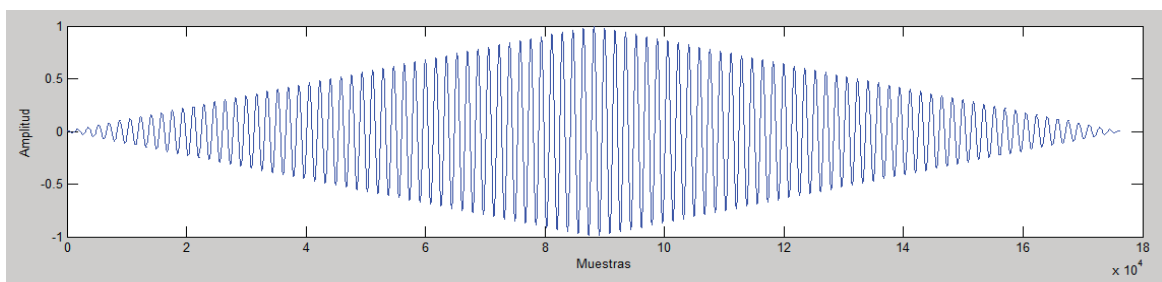


Figura 4.3 Autocorrelación de senoidal sin desfase.

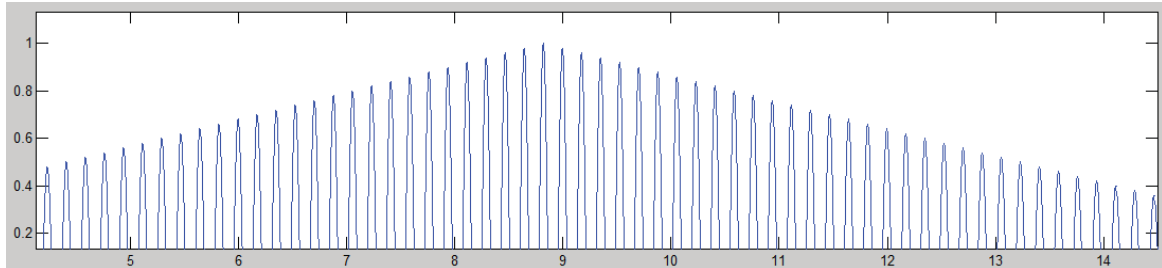
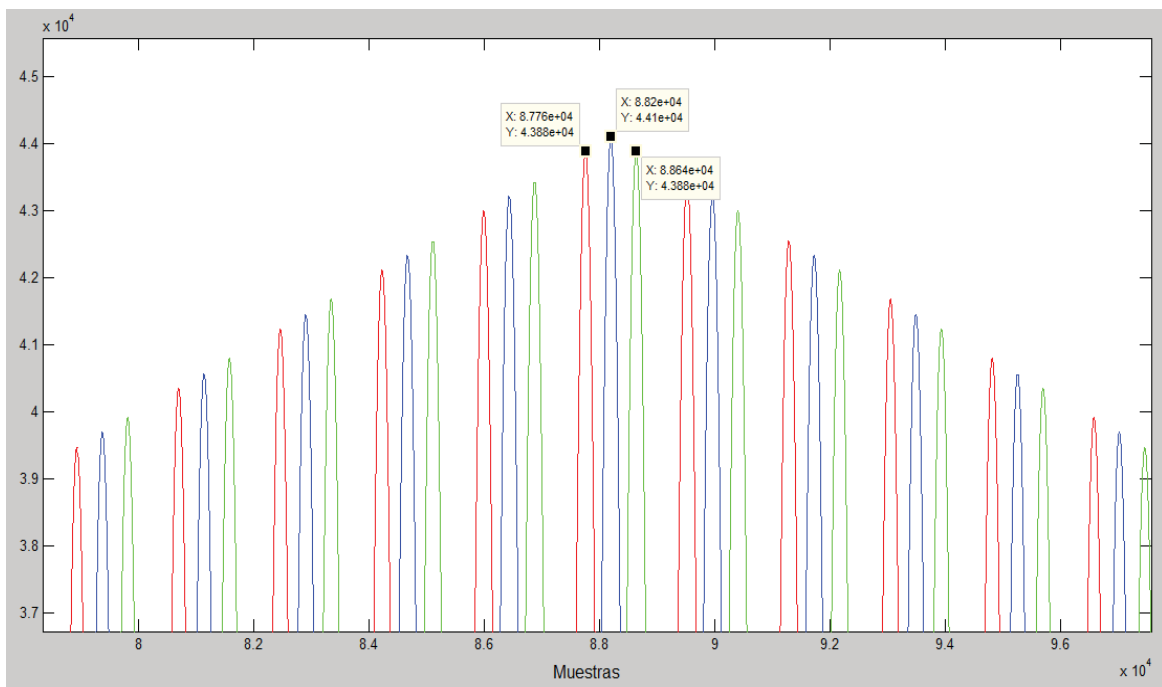


Figura 4.4 Zoom al peak de autocorrelación.

Luego se realizó una correlación de la senoidal sin desfase con una desfasada en 90° que corresponde a la curva de color verde en la figura 4.5, una segunda correlación se realizó con una desfasa en -90° que corresponde a la curva de color rojo en figura 4.5.

Figura 4.5 Correlación de senoidal sin desfase con las desfasadas en -90° y 90° .

De la figura anterior se obtuvo que la referencia de la autocorrelación tiene un índice de muestra de $8,82 \cdot 10^4$, el índice del peak de la correlación con la senoide desfasada en -90° es de $8,776 \cdot 10^4$ y el índice de la última correlación es de $8,86 \cdot 10^4$. Esto indica que la correlación entrega resultados distintos para senoiales con distintos desfase.

4.2.4 Correlación con señal real

Para comprobar si efectivamente la correlación es capaz de determinar si un objeto se acerca o aleja, se realiza la autocorrelación del canal Q para generar la referencia y luego la correlación de Q con I para comparar y extraer la información. En la figura 4.6 se muestra el resultado para una señal correspondiente a un obstáculo alejándose.

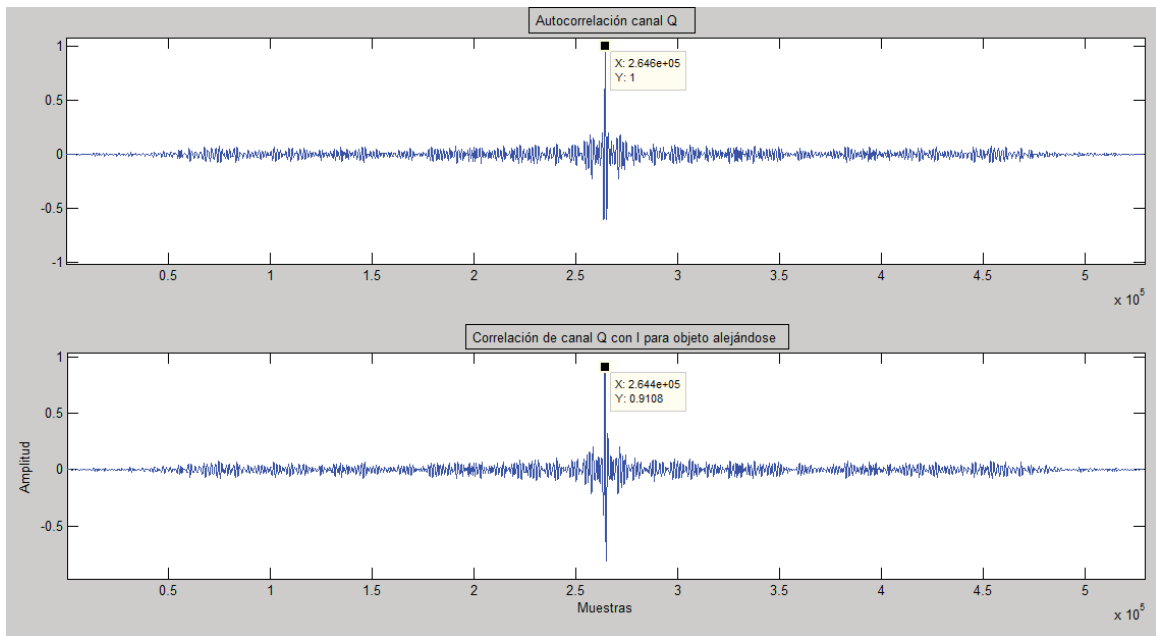


Figura 4.6 Gráfica de la comparación de autocorrelación de Q y correlación de Q e I.

Se observa de la gráfica que el peak de la autocorrelación tiene un índice de $2,646 \cdot 10^5$ y el peak de la correlación Q con I es $2,644 \cdot 10^5$, eso significa que se trata de un objeto alejándose.

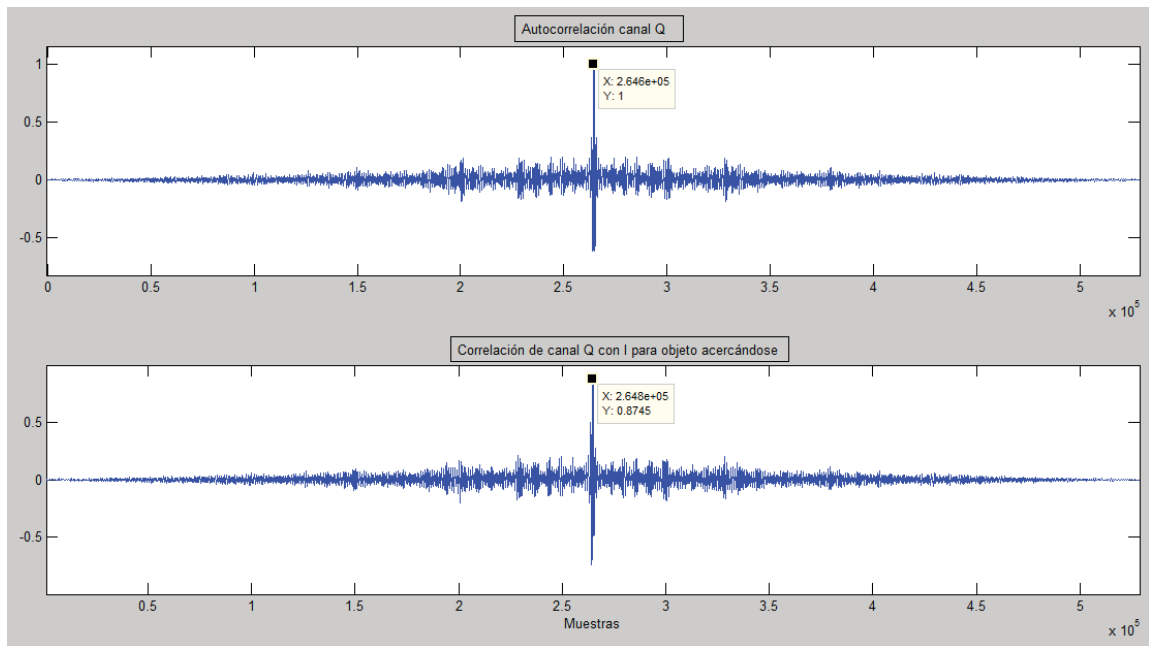


Figura 4.7 Gráfica de la comparación de autocorrelación de Q y correlación de Q e I.

En la figura 4.7 se muestra la gráfica del mismo análisis anterior pero para una señal correspondiente a un obstáculo acercándose. Se observa de la gráfica que el peak de la autocorrelación se mantiene en el índice de $2,646 \cdot 10^5$ y el peak de la correlación de Q con I es

$2,648 \cdot 10^5$, eso significa que se trata de un objeto acercándose. Por lo tanto la correlación es un método útil para la medición de dirección de movimiento.

4.3 Algoritmo 1, aplicando DFT

La forma en la que trabaja el algoritmo creado consiste en segmentar la señal muestreada a 11025[Hz] en segmentos de 0,2[s], para posteriormente aplicar la PSD a cada segmento y obtener la componente k de la frecuencia dominante de cada segmento. Una vez encontrados los k se calcula la fase de cada segmento usando la DFT.

Luego se genera un vector con la diferencia de fase existente entre el canal Q e I dando prioridad a aquellas muestras que posean una diferencia de fase cercana al desfase esperado de $\pm 90^\circ$ según sea el caso. El siguiente diagrama de bloques describe el algoritmo.

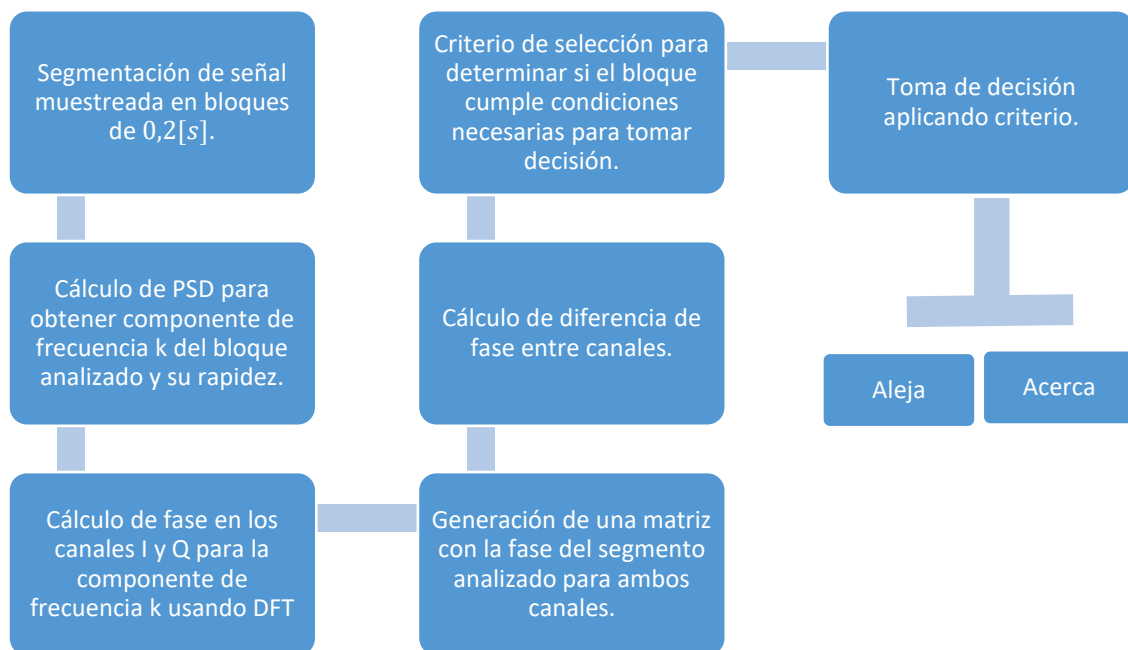


Figura 4.8 Diagrama de bloques algoritmo 1.

El criterio de selección se centra en la diferencia de fase obtenida, la cual debería ser de $+90^\circ$ o -270° para cuando un obstáculo se aleja. Pero en la práctica esta diferencia de fase posee una diferencia de $\pm 20^\circ$ respecto a lo esperado, entonces el criterio de selección queda como muestra el siguiente segmento de pseudocódigo.

```

si (desfase dentro de rango aceptado )

    suma=suma-1*mag(i)/promag;    %Genera una suma negativa
    si(i)=i;                      %Genera vector con segmentos tomados en cuenta

falso si(i)=0; %Completa con ceros segmentos rechazados
fin
  
```

Para probar el algoritmo descrito anteriormente se analizaron señales Doppler correspondientes a un objetivo acercándose y otro alejándose. Los resultados se muestran en la tabla 4.4.

Tabla 4.4 Prueba de algoritmo 1

Señales Nº segmento	Vlacerca		Vlaleja	
	Diferencia de fase	Cumple criterio	Diferencia de fase	Cumple criterio
1	-2	NO	78	SÍ
2	-56	NO	81	SÍ
3	276	SÍ	72	SÍ
4	294	NO	70	SÍ
5	177	NO	72	SÍ
6	283	SÍ	-295	NO
7	-65	NO	75	SÍ
8	289	SÍ	70	SÍ
9	-67	NO	72	SÍ
10	-69	NO	72	SÍ
11	-72	SÍ	74	SÍ
12	-70	NO	80	SÍ
13	-72	SÍ	70	SÍ
14	-74	SÍ	75	SÍ
15	-73	SÍ	70	SÍ
16	-72	SÍ	81	SÍ
17	-70	SÍ	74	SÍ
18	-84	SÍ	75	SÍ
19	-72	SÍ	74	SÍ
20	288	SÍ	74	SÍ
21	-72	SÍ	81	SÍ
22	-72	SÍ	72	SÍ
23	-76	SÍ	75	SÍ
24	-78	SÍ	70	SÍ
25	287	SÍ	77	SÍ
26	-71	SÍ	71	SÍ
27	288	SÍ	-282	SÍ
28	-234	NO	71	SÍ
29	-66	NO	60	NO

De la tabla 4.4 se observa que la fase de los segmentos difiere en $\pm 20^\circ$ de lo esperado para ambas señales (Vlacerca y Vlaleja). Estas señales corresponden al movimiento de una persona que se mueve a una velocidad no constante como se observa en la figura 4.9.

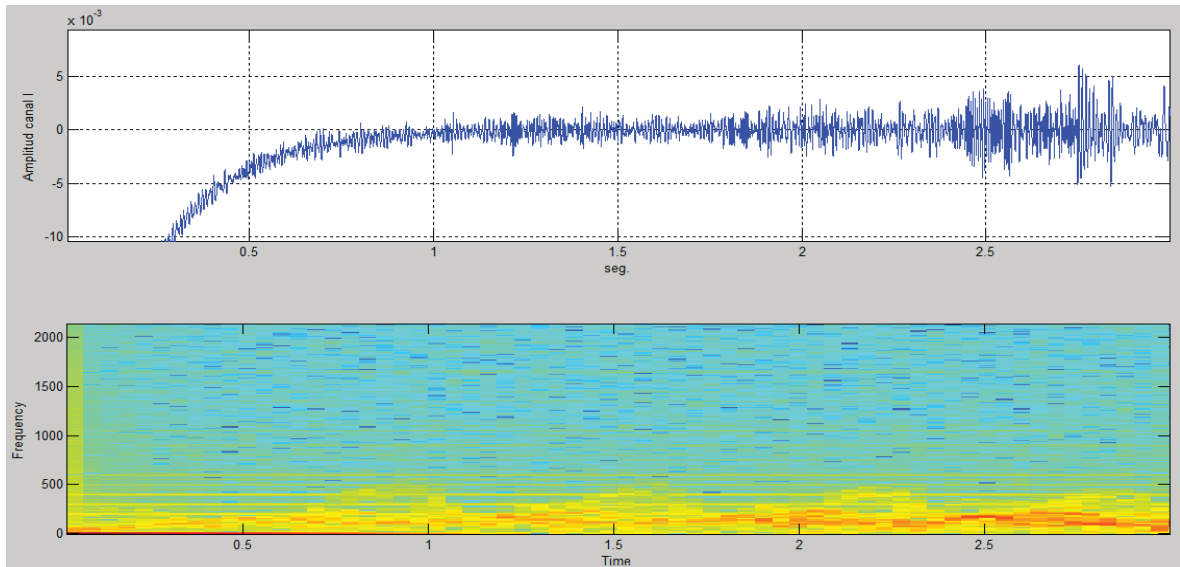


Figura 4.9 Espectrograma de señal V1 acerca.

Para comprobar si es normal obtener diferencias de fase como las anteriores se utilizó una silla con ruedas con una plancha metálica montada en el frente, luego se lanzó alejándose del sensor esperando tener una señal Doppler cuya frecuencia sea algo más constante que el producido por el caminar de una persona. Se espera que en el espectrograma se observe una aceleración y luego una desaceleración paulatina.

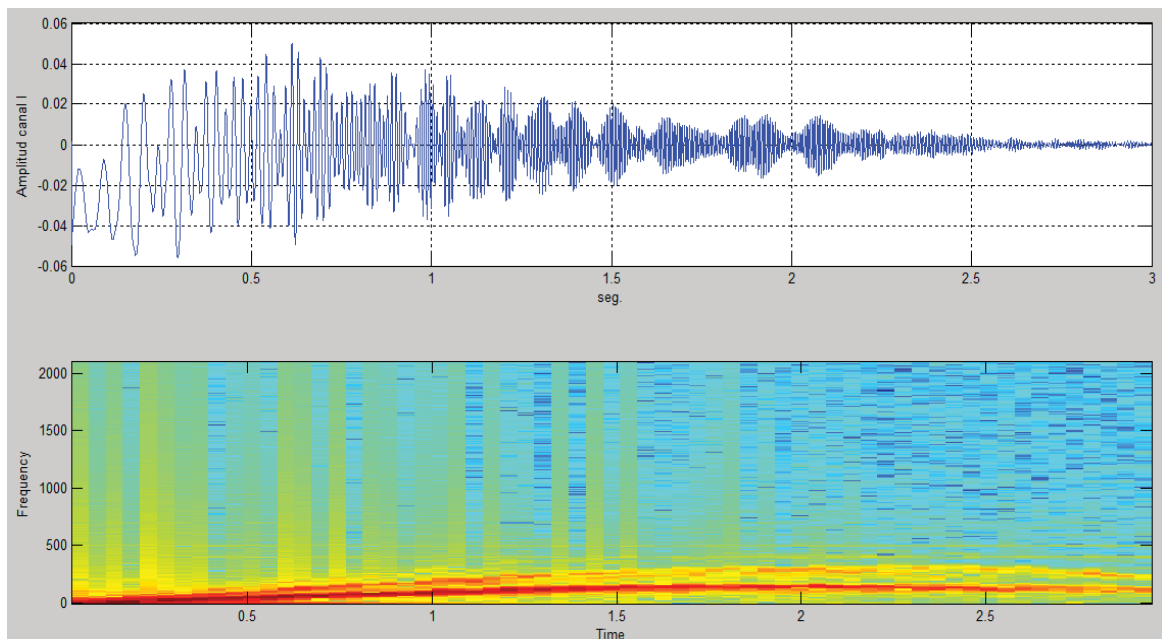


Figura 4.10 Espectrograma de señal Doppler producido por silla.

Se aplicó algoritmo 1 a señal muestreada y se observa el comportamiento de la fase en tabla 4.5

Tabla 4.5 Prueba de algoritmo 1, objetivo impulsado

Señal		V1sillaaleja	
N° segmento	Diferencia de fase	Cumple criterio	
1	24	NO	
2	-278	SÍ	
3	68	NO	
4	-280	SÍ	
5	73	SÍ	
6	76	SÍ	
7	71	SÍ	
8	71	SÍ	
9	72	SÍ	
10	71	SÍ	
11	70	SÍ	
12	53	NO	
13	-286	SÍ	
14	71	SÍ	
15	-289	SÍ	
16	72	SÍ	
17	72	SÍ	
18	-288	SÍ	
19	73	SÍ	
20	72	SÍ	
21	-289	SÍ	
22	73	SÍ	
23	74	SÍ	
24	74	SÍ	
25	74	SÍ	
26	74	SÍ	
27	77	SÍ	
28	74	SÍ	
29	60	NO	

Se observa en la tabla 4.5 que la diferencia de fase es mucho más constante que para el caminar de una persona ya que la rapidez para la silla impulsada posee una tasa de cambio menor, con el experimento anterior se comprueba que las diferencias de fase obtenidas para el caminar de una persona son aceptables.

Para saber si el algoritmo 1 acierta en el 100% de las señales Doppler muestreadas, se creó un universo de 20 muestras donde 10 de ellas corresponden a un objetivo acercándose y las restantes a uno alejándose, los resultados se muestran en tabla 4.6.

Tabla 4.6 Prueba de porcentaje de acierto algoritmo 1

Señales	Decisión de algoritmo 1	Resultado
V1acerca	Objetivo se acerca	Bueno
V2acerca	Objetivo se acerca	Bueno
V3acerca	Objetivo se acerca	Bueno
V4acerca	Objetivo se acerca	Bueno
V5acerca	Objetivo se acerca	Bueno
V6acerca	Objetivo se acerca	Bueno
V7acerca	Objetivo se acerca	Bueno
V8acerca	Objetivo se acerca	Bueno
V9acerca	Objetivo se acerca	Bueno
V10acerca	Objetivo se acerca	Bueno
V1aleja	Objetivo se aleja	Bueno
V2aleja	Objetivo se aleja	Bueno
V3aleja	Objetivo se aleja	Bueno
V4aleja	Objetivo se aleja	Bueno
V5aleja	Objetivo se aleja	Bueno
V6aleja	Objetivo se aleja	Bueno
V7aleja	Objetivo se aleja	Bueno
V8aleja	Objetivo se aleja	Bueno
V9aleja	Objetivo se aleja	Bueno
V10aleja	Objetivo se aleja	Bueno

De la tabla 4.6 se puede concluir que el porcentaje de acierto es del 100 % dentro del universo de muestras creado.

4.4 Algoritmo 2, aplicando correlación

Este algoritmo segmenta la señal muestreada a $11025[Hz]$ en segmentos de $0,2[s]$, luego aplica la PSD a cada segmento para obtener la velocidad de cada bloque. Determina la dirección de movimiento aplicando la autocorrelación de un canal a cada segmento generando un punto de referencia que luego es comparado con la correlación de los canales Q e I.

La referencia posee un peak con cierto índice y la correlación tendrá un peak ubicado antes o después del índice de la referencia. Esto debido a que la correlación ubica el peak a la izquierda o derecha de la referencia según el desfase existente entre las señales correlacionadas esto permitirá saber si se trata de un obstáculo que se acerca o se aleja.

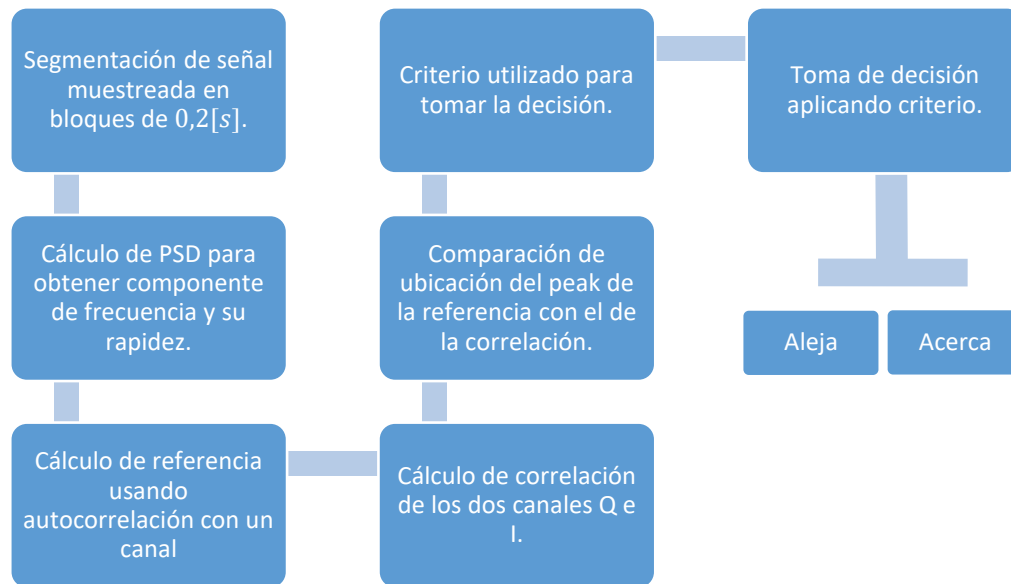


Figura 4.11 Diagrama de bloques algoritmo 2.

Se analizaron las mismas 20 muestras utilizadas para el algoritmo 1 pero esta vez son procesadas por algoritmo 2 y los resultados son idénticos a los de la tabla 4.6. El algoritmo cataloga correctamente el 100 % del universo de muestras creado.

4.5 Comparación de metodos encontrados

Para comparar los algoritmos anteriores se realizó el procesamiento de las cuatro señales usadas en la tabla 4.1. Los resultados son mostrados en la tabla 4.7.

Tabla 4.1 Resultados de medición con algoritmos 1 y 2

Señales	Velocidad [km/h]		Dirección		Tiempo ejecución [s]	
	Algort.1	Algort.2	Algort.1	Algort.2	Algort.1	Algort.2
Vel1acercándose	2,4	2,5	Acerca	Acerca	0,34	2,51
Vel2acercándose	1,8	1,8	Acerca	Acerca	0,36	2,54
Vel1alejándose	2,4	2,4	Aleja	Aleja	0,35	2,93
Vel2alejándose	1,3	1,3	Aleja	Aleja	0,29	2,77

Con la tabla anterior se concluyó que ambos métodos son buenos ya que entregan la misma información en velocidad y discriminan bien cuando deben decidir si se trata de un objetivo acercándose o alejándose del sensor. Existe una diferencia considerable en el tiempo de ejecución lo cual está relacionado directamente con el número de operaciones matemáticas ejecutadas en cada algoritmo, para el caso del algoritmo 1 calcula 0,25[Moperaciones] y el algoritmo 2 calcula 281,9[Moperaciones].

5 Medición de distancia

En este capítulo se buscaron métodos de procesamiento factibles para realizar experimentos prácticos de medición de distancia usando los métodos FMCW y FSK.

5.1 Medición de distancia usando FMCW

A continuación se presenta un ejemplo numérico y práctico utilizando una moduladora de 1,92 [V_{ptp}] a una frecuencia de 60 [Hz] para un obstáculo ubicado a 2 [m] del sensor.

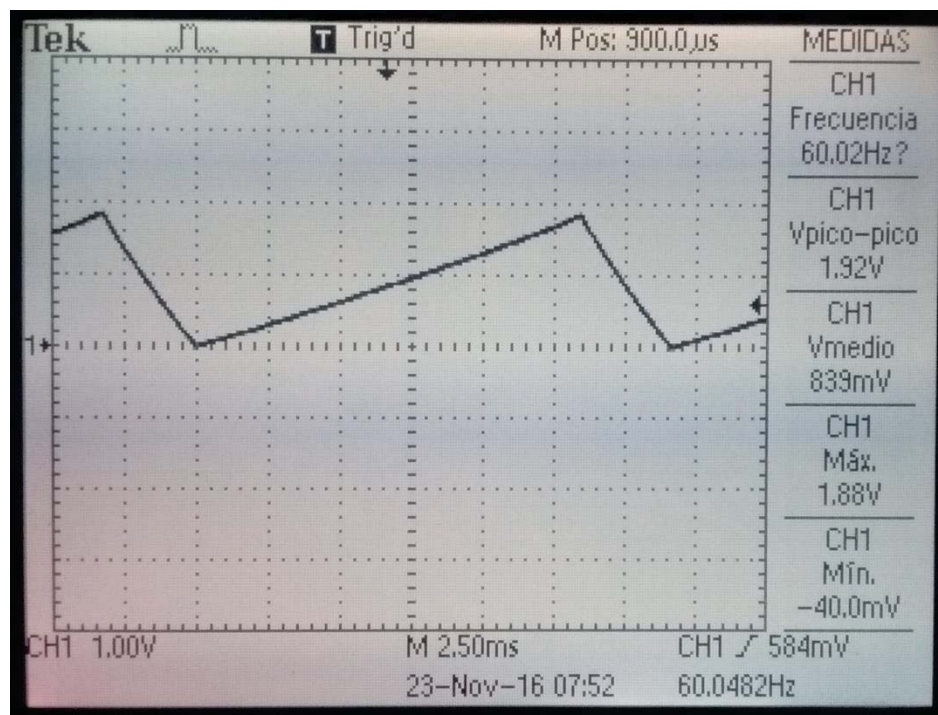


Figura 5.1 Señal moduladora de 60 [Hz].

De la figura 5.1 se puede obtener T_{rs} .

$$T_{rs} = 5,4 \times 2,5 \times 10^{-3} = 13,5[ms]$$

Se puede calcular F_M ya que se conoce de la hoja de datos del sensor que la frecuencia emitida varía a razón de $55[\text{MHz}/\text{V}]$.

$$F_M = 55 \left[\frac{\text{MHz}}{\text{V}} \right] \times V_{ptp} [\text{V}] \cong 105 [\text{MHz}]$$

Despejando f_d de la ecuación 12 se obtiene el pseudo-Doppler esperado para el obstáculo ubicado a $2 [\text{m}]$.

$$f_d = 2 \frac{dF_M}{cT_{rs}} = 2 \times \frac{2[\text{m}] \times 105[\text{MHz}]}{3 \times 10^8[\text{m}/\text{s}] \times 13,5 \times 10^{-3}[\text{s}]} \cong 104[\text{Hz}]$$

Para realizar esta medición usando un algoritmo programado se muestrea el canal Q del sensor a $11025[\text{Hz}]$ durante $3[\text{s}]$. En la figura 5.2 se muestra un extracto de la señal obtenida.

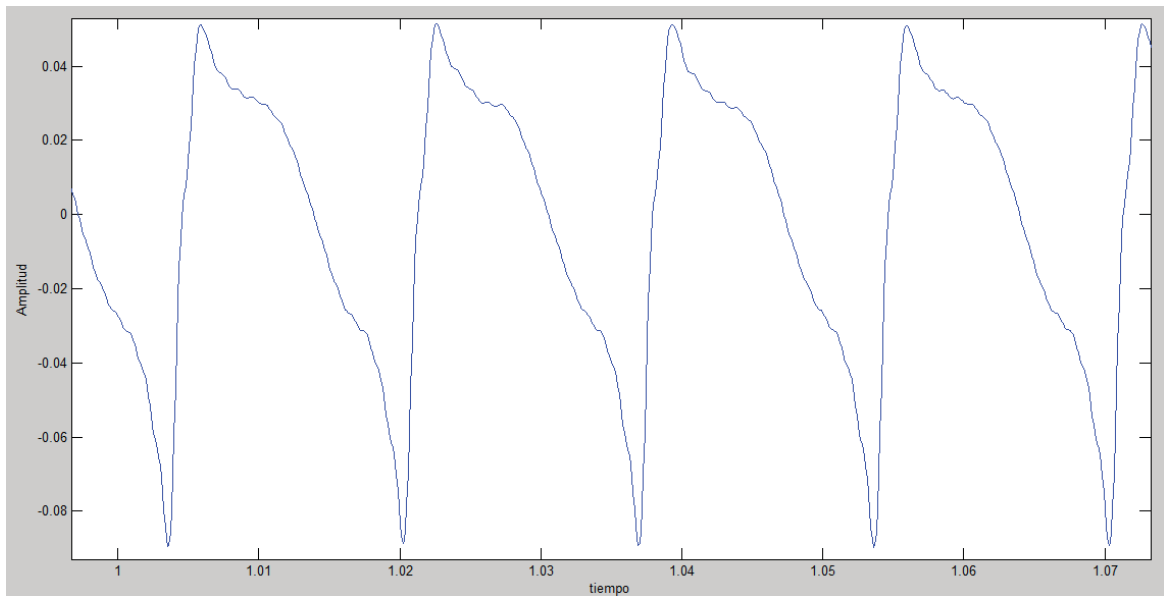


Figura 5.2 Extracto señal canal Q con modulación FMCW.

Se observa que el pseudo-Doppler producido por el obstáculo estático está montado sobre una rampa, lo cual dificulta el análisis espectral. Para evitar las dificultades se debe seleccionar un segmento de señal que posea dicha información, para luego aplicar regresión lineal a los datos del segmento con el objetivo de ubicar la información de forma paralela al eje horizontal.

Para seleccionar el mejor segmento se ubica el máximo de la señal y luego se corta el segmento en el siguiente mínimo, el extracto obtenido y el procesamiento aplicado se muestran de forma gráfica en la figura 5.3.

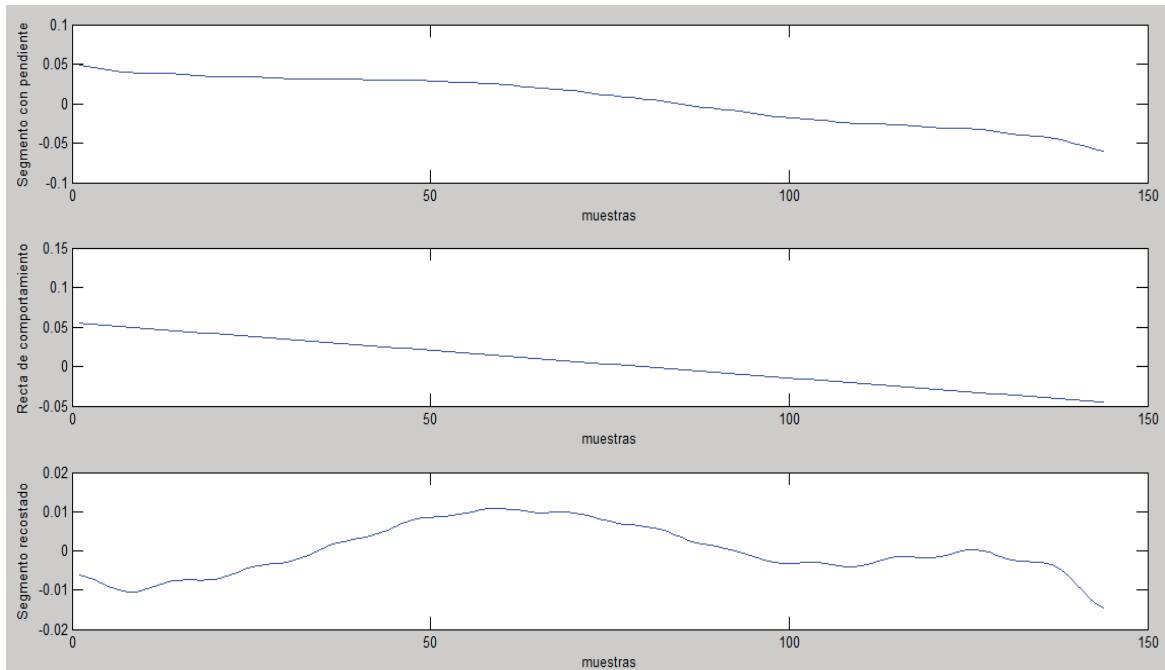


Figura 5.3 Segmento de señal usando FMCW con obstáculo a 2[m].

En el tercer gráfico de la figura 5.3 se aprecia la información recostada en el eje horizontal donde se apreciar un pseudo-Doppler. Para extraer la información se aplicó una ventana Hamming y se rellenó con ceros la muestras logrando un segmento de 8192 de tamaño, se aplicó FFT al segmento obteniendo la componente de frecuencia k del peak dominante.

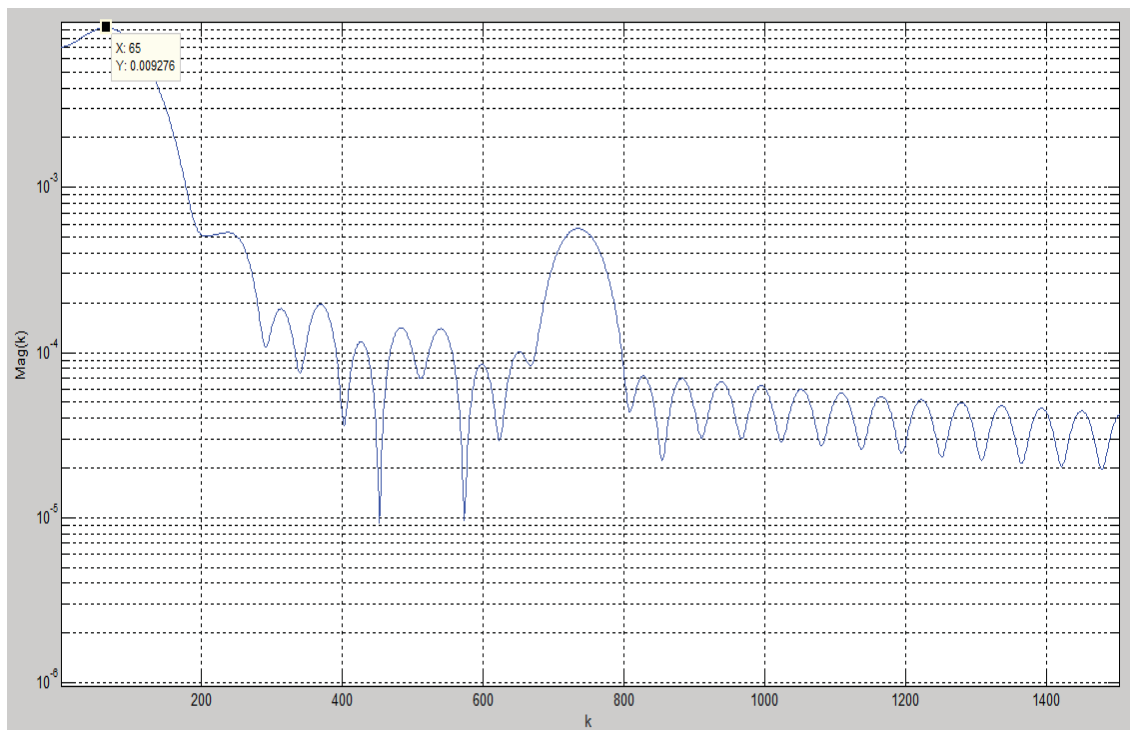


Figura 5.4 Gráfica de magnitud de la FFT aplicada a segmento de señal de obstáculo a 2 [m].

La componente de frecuencia k obtenida es de 66 y considerando el largo del segmento analizado se multiplico k por un factor de 1,35 para obtener la frecuencia del peak dominante que en este caso corresponde 89[Hz], evaluando se tiene.

$$d = \frac{C_0 f_d T_{RS}}{2F_M} = \frac{3 \times 10^8 \times 89 \times 13,5 \times 10^{-3}}{2 \times 105 \times 10^6} = 1,7[m]$$

El resultado anterior es una aproximación de la distancia a la cual se ubicó el obstáculo, se realizaron más mediciones de distintas distancia e iguales distancias usando la misma moduladora anterior donde el techo actuaba como obstáculo reflector y los resultados se muestran en la tabla 5.1.

Tabla 5.1 Resultados medición de distancia usando FMCW

N° señal	Señales	Ubicación obstáculo [m]	Distancia calculada [m]	Error %
1	FMCWtecho0	0,8	1,1	37,5
2	FMCWtecho1	1	0	100
3	FMCWtecho1	1	0,6	40
4	FMCWtecho1	1	1,6	60
5	FMCWtecho1	1,5	1,7	13,3
6	FMCWtecho2	2	0,3	85
7	FMCWtecho2	2	1,7	15
8	FMCWtecho2	2	1,3	35
9	FMCWtecho2	2,2	2,3	4,5
10	FMCWtecho2	2,2	1,9	13,6
11	FMCWtecho2	2,2	2,3	4,5
12	FMCWtecho2	2,2	2,9	31,8
13	FMCWtecho2	2,5	2	20
14	FMCWtecho3	3	1,6	46,7
15	FMCWtecho3	3	1,3	56,7
16	FMCWtecho3	3	1,3	56,7

De la tabla 5.1 se observa que para las señales 1,2,3 y 4 se obtiene un resultado con un porcentaje de error superior al 40% por lo que la medición no es muy confiable para mediciones de distancias menores a 1[m]. En la figura 5.5 correspondiente a un segmento de señal producida por un objeto situado a un metro del módulo, se puede ver que apenas alcanza a contener un ciclo de pseudo-Doppler.

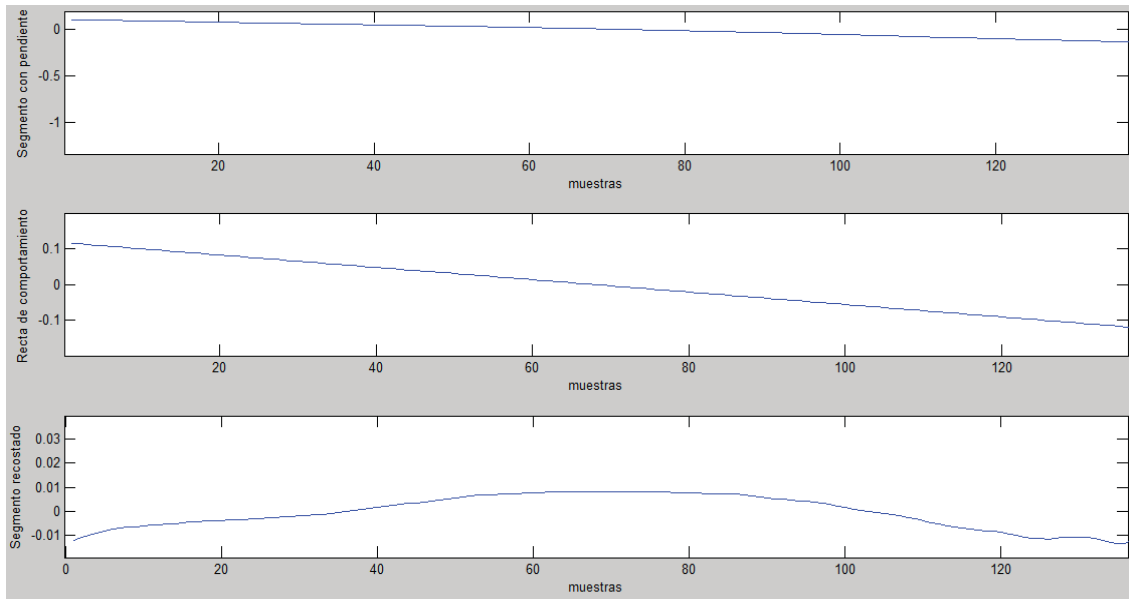


Figura 5.5 Segmento correspondiente a señal de obstáculo a 1[m].

Al disponer de una fracción de ciclo el análisis realizado no produce resultados muy buenos, pero para el caso de un obstáculo situado a 2[m] se tiene una situación distinta, la forma de onda analizada es clara y existe al menos un ciclo en el segmento analizado (figura 5.6).

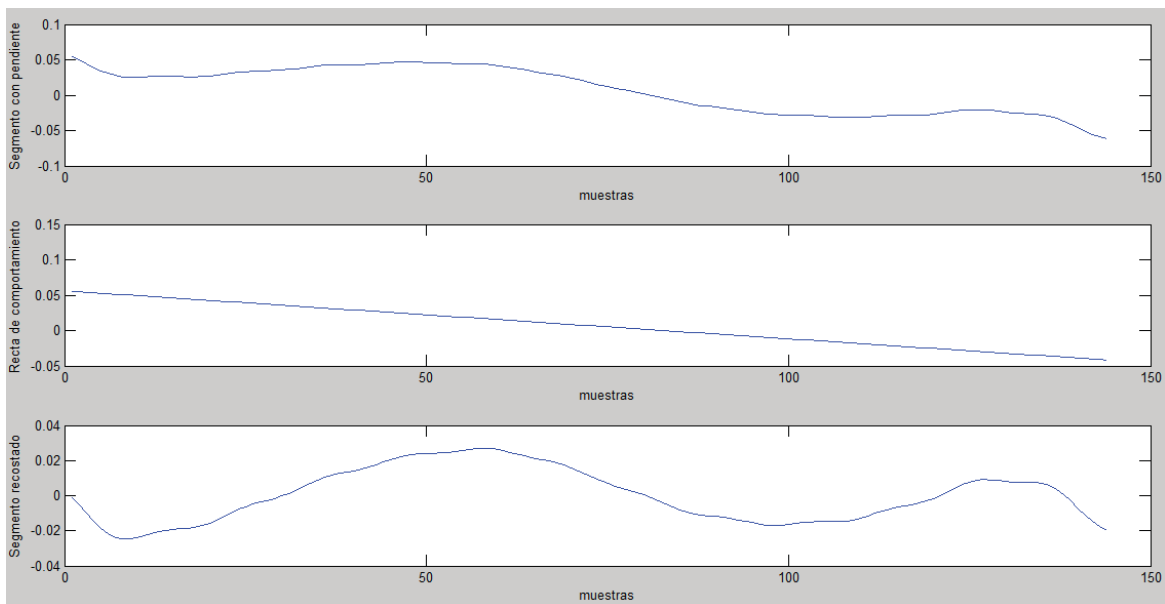


Figura 5.6 Segmento correspondiente señal de obstáculo a 2[m].

Para las señales 5 a 13 donde el obstáculo a detectar está situado entre 1,5[m] a 2,5[m] se obtuvo un porcentaje de error menor y por lo tanto una medición más confiable. Para las muestras tomadas con un obstáculo situado a 3[m] se obtuvieron resultados con un error superior al 40%, esto ocurre debido a que el lugar donde se realizaron las mediciones está

repleta de objetos (muebles, pilares, sillas, etc.) que producen ecos y el eco producido por el techo a 3[m] no corresponde al máximo sino que corresponde a un obstáculo situado entre 1,3 – 1,6[m] aproximadamente.

Se midió distancia usando el método FMCW con una precisión baja pero útil para estimar la distancia de un obstáculo estático cuya ubicación al sensor este en un rango de 1[m] a 2,5[m].

5.2 Medición de distancia usando FSK

Se programó un algoritmo que identifica los bloques correspondientes a la señal Doppler de ambas frecuencias emitidas y calcula la diferencia de fase de ambos bloques de información para luego evaluar en la ecuación 2.13. Se tomaron muestras usando la modulación FSK con una moduladora de 10[Hz] cuya amplitud era de 1[V_{ptp}], la tensión V_{ptp} de la moduladora usada produce diferencias de frecuencia entre f_a y f_b de 55[MHz]. En la figura 5.7 se observa un extracto de la señal capturada usando FSK.

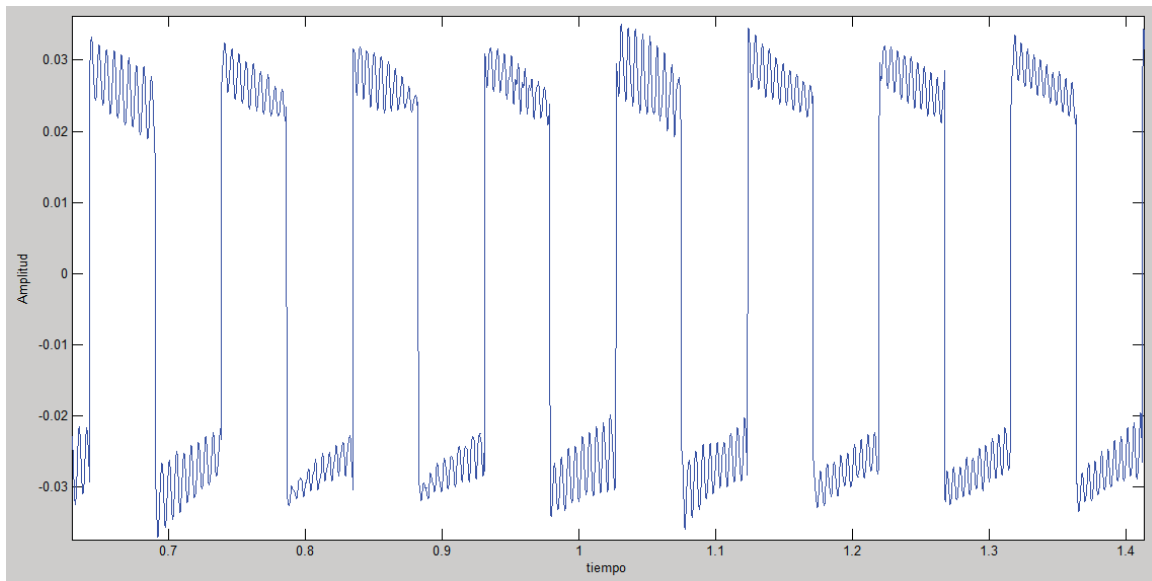


Figura 5.7 Extracto de señal muestreada usando FSK.

Los resultados fueron aleatorios debido a que el algoritmo está comparando fases de señales que no están presentes en el mismo intervalo de tiempo. Se realizó un segundo intento por medir distancia agregando ceros a las muestras de forma que las señales estén presentes en el mismo intervalo de tiempo y posean el mismo largo. El resultado de la medición de distancia de un obstáculo alejándose usando una diferencia de frecuencia de 55[MHz] se muestra en la figura 5.8.

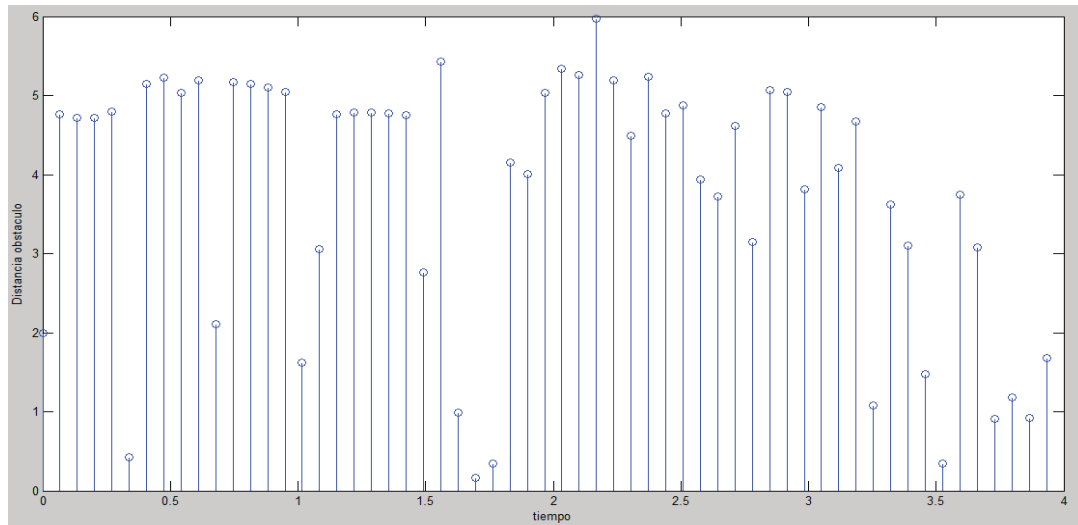


Figura 5.8 Gráfico de distancia en función de tiempo.

De los resultados anteriores se infiere que ninguna de las formas probadas para medir la diferencia de fase tuvo éxito, el hecho de que las señales Doppler a comparar en fase no estén presentes en el mismo instante de tiempo presenta un problema que es necesario resolver, ya que según la demostración y los ejemplos dados es posible medir distancia usando este método.

Una posible solución para el problema de medición de fase de señales recibidas en distintos intervalos de tiempo consiste en utilizar un PLL para imitar en frecuencia y fase el bloque correspondiente a f_a y hacerlo presente durante el bloque de información f_b para poder comparar fases, de esta forma el método de medición debería funcionar correctamente y mostrar gráficas de distancia v/s tiempo con pendientes positivas para un objetivo alejándose, y pendientes negativas para objetivo acercándose ya que la distancia ira decreciendo.

Discusión y conclusiones

Realizando pruebas con el módulo se determinó el alcance de detección para dos objetos de prueba diferentes, obteniendo como resultado un alcance de 15[m] para un humano y de 28[m] para una plancha metálica (Para un factor de amplificación de 1000). Se extrae que la distancia de detección máxima dependerá del coeficiente de reflexión del objetivo y del nivel de amplificación en la etapa de tratamiento de la señal.

Para la medición de velocidad (rapidez y dirección) se buscaron métodos sin emplear herramientas matemáticas usadas en procesamiento digital de señales, pero al no obtener resultados certeros se determinó que las herramientas matemáticas son necesarias para extraer la información deseada. Se crearon dos algoritmos capaces de procesar las señales entregadas por el módulo usado; ambos algoritmos entregan resultados de rapidez cercanos a la rapidez medida empíricamente y toman decisiones correctas sobre la dirección de movimiento. Sin embargo el Algoritmo 1 tiene un tiempo menor de respuesta, siendo un 83% más rápido que el Algoritmo 2. Para realizar el procesamiento de rapidez se necesita un solo canal y para determinar la dirección de movimiento se necesitan ambos canales.

Se realizaron demostraciones de los fundamentos matemáticos con el fin de justificar que es posible medir distancia usando el método FMCW y comprender la forma de como se mide distancia de un objetivo estático. Las mediciones usando este método resultan ser algo complicadas de realizar, debido a que si no se tiene un objetivo claramente definido existirán problemas con la extracción de la información del objetivo a medir debido a los objetos estáticos situados en el entorno de medición. Aun usando el techo como reflector, cuando la distancia de medición era de 3 metros, el eco recibido no resalta respecto a los demás objetos estáticos ubicados en el área de medición. Se encontró que un rango para la medición de distancia usando FMCW va de 1[m] a 2,5[m]. El algoritmo propuesto entrega resultados con un 17% de error dentro del rango de medición encontrado, para el procesamiento necesita información de un canal de salida Doppler y de la señal moduladora. Son importantes los parámetros con los cuales trabaja el método FMCW; una mala elección de los parámetros de configuración del método arrojará malos resultados.

Cuando se intentó medir distancia usando FSK se observó que la señal posee la información en distintos bloques de tiempo como indica la teoría, pero se dificulta la extracción de esta debido a que se adquiere en diferentes instantes de tiempo. Se intentó realizar la

medición empleando métodos sencillos sin obtener buenos resultados. Se propuso un método para hacer presente la información en los mismos intervalos de tiempo, la cual no alcanzó a ser desarrollada.

Bibliografía

- [1] T. Shiraiwa, S. Kobayashi, <<Applications of Microwave Techniques in the Industry>>, SIMAC 1974, Tokyo.
- [2] Klotz, Michael, Rohling, Herman, <<A high range resolution radar system network for parkin aid applications>>, International Conference on Radar Systems, Brest/France, 1999.
- [3] <<Applications notes K-LCx>> RFbeam Microwave GmbH
- [4] Stove, A.G. <<Linear FMCW radar techniques>> IEE Procceding-F, Vol 139, N° 5, 1992.
- [5] Meinecke, Marc-Michael, Rohling, Hermann <<Combination Of LFMCW and FSK Modulation Principles for Automotive Radar System>> German, 2000.
- [6] David M. Pozar <<Microawave Engineering, 4th Edition>> 2011.
- [7] Rodolfo N.Vela <<Líneas de Transmisión>> 1999.
- [8] <<Datasheet K-LC2 Radar Transceiver>> RFbeam Microwave GmbH
- [9] <<Product Overview K-LCX>> RFbeam Microwave GmbH
- [10] Reznik, Halliday, Krane <<Física, Tomo I, 5ta Edición >>
- [11] Juan Vignolo Barchiesi <<2da PPT, Curso DSP>>

[12] Alan V. Oppenheim, Alan S. Willsky <<Señales y Sistemas, 2da Edición>>

[13] D. C. Schleher <<MTI and Pulser Doppler Radar>>.

[14] Merill I. Skolnik <<Introduction to Radar Systems>>

[15] <<FAQ>> RFbeam Microwave GmbH