



# **INSTITUTO UNIVERSITARIO AERONÁUTICO**

Departamento de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones  
Título de grado de Ingeniería Electrónica

## **RADAR DE ONDA CONTINUA TOMA DE IMÁGENES POR EFECTO DOPPLER**

**Por:** Bergallo, Norberto  
Costanzo, Cayetano Diego

**Director:** Ing. Pablo Sonna  
Docente Dpto. Electrónica y Telecomunicaciones

14 de octubre de 2016



# **“RADAR DE ONDA CONTINUA TOMA DE IMÁGENES POR EFECTO DOPPLER”**

Por

Bergallo, Norberto  
Costanzo, Cayetano Diego

## **Resumen**

El propósito de este trabajo es realizar el diseño e implementación de un radar de onda continua, con el fin de obtener medidas de rango, y velocidad. Se lleva a cabo el estudio teórico y práctico del radar de onda continua según requerimientos, simulaciones de las diferentes etapas, construcción y obtención de resultados.

Córdoba, 14 de octubre de 2016



# Agradecimientos

A nuestras familias por el apoyo incondicional y al Instituto Universitario Aeronáutico por ser el lugar donde hemos pasado unos cuantos agradables años de estudio y amistad, y nos ha brindado todo lo necesario para el crecimiento académico profesional.

Agradecemos especialmente a nuestro director de tesis Ing. **Pablo Sonna**, que nos guió y marcó el camino a seguir en este trabajo final y siempre estuvo a disposición.

Yo Diego Costanzo agradezco a mis padres por apoyarme en todo momento, por haberme acompañado y guiado a lo largo de mi carrera.

Yo Norberto Bergallo quiero agradecer especialmente a mis padres, por ayudarme en todo el transcurso de la carrera y a mi futura esposa Soledad por su compañerismo.

# Contenidos

Índice de figuras	VII
Índice de tablas	XI
<b>1 Introducción</b>	<b>1</b>
<b>2 Marco teórico del Proyecto</b>	<b>3</b>
2.1. Radar de onda continua . . . . .	3
2.1.1. Efecto <i>doppler</i> . . . . .	3
2.1.2. El radar de onda continua . . . . .	5
2.1.3. Aplicación del radar de onda continua . . . . .	7
2.1.4. Radar de onda continua de frecuencia modulada(FM-CW) . . . . .	8
<b>3 Diseño y construcción del Radar de Onda Continua</b>	<b>13</b>
3.1. Radiofrecuencia . . . . .	14
3.1.1. Etapa de Transmisión . . . . .	17
3.1.2. Etapa de Recepción . . . . .	23
3.1.3. Antenas y Guía de Onda . . . . .	24
3.2. Modulador . . . . .	44
3.2.1. Circuito de Modulación . . . . .	44
3.2.2. Testeo del Circuito de Modulación . . . . .	47
3.2.3. Diseño del Circuito Impreso . . . . .	50
3.3. Video Amplificador . . . . .	52
3.3.1. Circuito del Video Amplificador . . . . .	52
3.3.2. Simulación Amplificador - <i>LT Spice</i> . . . . .	54
3.3.3. Testeo del circuito Vídeo Amplificador . . . . .	56
3.3.4. Diseño del Circuito Impreso . . . . .	63
3.4. Circuito de energía . . . . .	65
3.4.1. Diseño del circuito impreso . . . . .	67
3.5. Configuración del sistema de sonido . . . . .	69
3.6. Radar en funcionamiento . . . . .	73
3.7. Procesamiento de Señal: <i>MatLab</i> . . . . .	86
3.7.1. RANGO . . . . .	86
3.7.2. VELOCIDAD . . . . .	96
<b>4 Resultados y Análisis</b>	<b>99</b>
4.1. Rango vs Tiempo . . . . .	99
4.2. Velocidad vs Tiempo . . . . .	109
<b>5 Conclusión</b>	<b>117</b>



<b>Anexo A Hojas de Datos</b>	<b>121</b>
<b>Anexo B CÓDIGO MatLab: Procesamiento de señales de Audio</b>	<b>129</b>
<b>Bibliografía</b>	<b>137</b>



# Índice de figuras

2.1. Efecto doppler [1] . . . . .	3
2.2. Medida de velocidad [2] . . . . .	5
2.3. Medida de velocidad [1] . . . . .	5
2.4. Modulación de frecuencia lineal en los radares FM-CW [3] . . . . .	8
2.5. Modulación de frecuencia triangular en los radares FM-CW [3] . . . . .	9
2.6. diagrama en bloque de un radar FM-CW [3] . . . . .	10
2.7. Objetivo acercándose [3] . . . . .	11
2.8. Objetivo alejándose [3] . . . . .	11
3.1. Diagrama de bloques Sistema de Radar de Onda Continua . . . . .	13
3.2. Diagrama de bloques de transmisión y recepción . . . . .	14
3.3. Diagrama en bloques del sistema de transmisión y recepción del radar . . . . .	15
3.4. Sistema de Radar Tx y Rx [4] . . . . .	16
3.5. Etapa de transmisión . . . . .	17
3.6. Tabla Frecuencia Vs. $V_{tune}$ - Mixer [5] . . . . .	18
3.7. Componentes etapa de transmisión . . . . .	19
3.8. Curvas VCO <b>ZX95-2536C+</b> [5] . . . . .	19
3.9. Componentes etapa de transmisión . . . . .	20
3.10. Señal salida transmisor - Analizador de espectro . . . . .	21
3.11. Hoja de datos de VCO [5] . . . . .	21
3.12. Etapa de recepción . . . . .	23
3.13. Mezclador [6] . . . . .	23
3.14. Características de una antena [7] . . . . .	24
3.15. Ganancia de una antena [7] . . . . .	25
3.16. Gráfico de ganancia de una antena apertura circular [7] . . . . .	25
3.17. Diseño teórico de antenas del radar [7] . . . . .	26
3.18. Monopolo construido en HFSS . . . . .	28
3.19. Monopolo diseño en HFSS . . . . .	29
3.20. Ganancia en diagrama polar 3D . . . . .	29
3.21. Ganancia en diagrama rectangular . . . . .	30
3.22. Ganancia en diagrama polar 2D . . . . .	30
3.23. Diagrama de pérdida de retorno, $S_{11}$ . . . . .	31
3.24. Antena del radar . . . . .	32
3.25. Antena del radar . . . . .	32
3.26. Ganancia en diagrama polar 3D . . . . .	33
3.27. Ganancia en diagrama rectangular . . . . .	33
3.28. Ganancia en diagrama polar 2D . . . . .	34
3.29. Diagrama de pérdida de retorno, $S_{11}$ . . . . .	34
3.30. Barrido en que se varia el largo del monopolo . . . . .	35



3.31. Antena del radar . . . . .	36
3.32. Ganancia en diagrama polar 3D . . . . .	37
3.33. Ganancia en diagrama rectangular . . . . .	37
3.34. Ganancia en diagrama polar 2D . . . . .	38
3.35. Diagrama de perdida de retorno, $S_{11}$ . . . . .	38
3.36. Ganancia en diagrama polar 3D . . . . .	39
3.37. Ganancia en diagrama rectangular . . . . .	39
3.38. Ganancia en diagrama polar 2D . . . . .	40
3.39. Diagrama de perdida de retorno, $S_{11}$ . . . . .	40
3.40. Gráfico de <b>ROE e IMPEDANCIA</b> – antena de transmisión . . . . .	42
3.41. Gráfico de <b>ROE e IMPEDANCIA</b> – antena de recepción . . . . .	42
3.42. Gráfico de ROE- $S_{11}$ . . . . .	43
3.43. Circuito de Modulación [8] . . . . .	44
3.44. Circuito extraído de hoja de datos [8] . . . . .	44
3.45. Tabla de <i>Pin-Out</i> XR2206 [8] . . . . .	45
3.46. Gráfico de Amplitud de salida vs Valor R3 [8] . . . . .	46
3.47. Gráfico de R de ajuste vs frecuencia de oscilación [8] . . . . .	46
3.48. Señales de salida del Circuito de Modulación . . . . .	47
3.49. Señales de salida del Circuito de Modulación . . . . .	48
3.50. Señales finales de salida . . . . .	48
3.51. Circuito esquemático – Modulador . . . . .	50
3.52. Esquemático <i>2D Altium</i> – Modulador . . . . .	50
3.53. Diseño de pistas <b>PCB</b> . . . . .	51
3.54. Lista de materiales . . . . .	51
3.55. Etapa vídeo amplificador [9] . . . . .	52
3.56. Configuración de pines – <b>MAX414</b> [8] . . . . .	52
3.57. Ruido de banda ancha – <b>MAX 414</b> [8] . . . . .	53
3.58. Circuito esquemático de etapa de amplificación . . . . .	54
3.59. Gráfico de respuesta del vídeo amplificador . . . . .	54
3.60. Esquemático Vídeo Amplificador: Etapa de ganancia + <i>LPF</i> . . . . .	56
3.61. Salida para una <b>ganancia X2</b> . . . . .	57
3.62. Salida para una <b>ganancia x4</b> . . . . .	57
3.63. Respuesta en frecuencia 600[Hz] – <i>LPF</i> . . . . .	59
3.64. Respuesta en frecuencia 1[KHz] – <i>LPF</i> . . . . .	59
3.65. Respuesta en frecuencia 10[KHz] – <i>LPF</i> . . . . .	60
3.66. Respuesta en frecuencia 15[KHz] – <i>LPF</i> . . . . .	60
3.67. Respuesta en frecuencia 20[KHz] – <i>LPF</i> . . . . .	61
3.68. Respuesta en frecuencia 40[KHz] – <i>LPF</i> . . . . .	61
3.69. Circuito esquemático amplificador . . . . .	63
3.70. Diseño de las pistas . . . . .	63
3.71. Diseño de las pistas . . . . .	64
3.72. Diseño de las pistas . . . . .	64
3.73. Esquemático circuito de alimentación . . . . .	65
3.74. Circuito de aplicación de <b>LM2940</b> [10] . . . . .	65
3.75. requerimientos de diseño de <b>LM2940</b> [8] . . . . .	66
3.76. Configuración de pines de <b>LM2940</b> [8] . . . . .	66
3.77. Esquemático alimentación . . . . .	67
3.78. Diseño de las pistas . . . . .	67
3.79. Circuito impreso . . . . .	68



3.80. Lista de materiales . . . . .	68
3.81. Configuración tarjeta de sonido PC . . . . .	69
3.82. Configuración tarjeta de sonido PC . . . . .	70
3.83. Configuración tarjeta de sonido PC . . . . .	70
3.84. Configuración tarjeta de sonido PC . . . . .	71
3.85. Panel Principal del software audacity . . . . .	71
3.86. Grabación de señales del radar de onda continua . . . . .	72
3.87. Circuito esquemático [11] . . . . .	73
3.88. Señal de audio y de sincronismo - <b>IMAGEN 1</b> . . . . .	74
3.89. Señal de audio y de sincronismo - <b>IMAGEN 2</b> . . . . .	74
3.90. Señal de audio y de sincronismo - <b>IMAGEN 3</b> . . . . .	75
3.91. Señal de audio y de sincronismo - <b>IMAGEN 4</b> . . . . .	75
3.92. Señal de audio y de sincronismo - <b>IMAGEN 5</b> . . . . .	76
3.93. Radar de onda continua - <b>IMAGEN 1</b> . . . . .	77
3.94. Radar de onda continua - <b>IMAGEN 2</b> . . . . .	77
3.95. Radar de onda continua- <b>IMAGEN 3</b> . . . . .	78
3.96. Radar midiendo rango - <b>IMAGEN 1</b> . . . . .	79
3.97. Radar midiendo rango - <b>IMAGEN 2</b> . . . . .	79
3.98. Radar midiendo rango - <b>IMAGEN 3</b> . . . . .	80
3.99. Radar midiendo rango - <b>IMAGEN 4</b> . . . . .	80
3.100. Radar midiendo velocidad - <b>IMAGEN 1</b> . . . . .	81
3.101. Radar midiendo velocidad - <b>IMAGEN 2</b> . . . . .	81
3.102. Mediciones de campo - <b>IMAGEN 1</b> . . . . .	82
3.103. Mediciones de campo - <b>IMAGEN 2</b> . . . . .	82
3.104. Mediciones de campo - <b>IMAGEN 3</b> . . . . .	83
3.105. Mediciones de campo - <b>IMAGEN 4</b> . . . . .	83
3.106. Mediciones de campo - <b>IMAGEN 5</b> . . . . .	84
3.107. Mediciones de campo - <b>IMAGEN 6</b> . . . . .	84
3.108. Mediciones de campo - <b>IMAGEN 7</b> . . . . .	85
3.109. Mediciones de campo - <b>IMAGEN 8</b> . . . . .	85
3.110. Señal de audio . . . . .	86
3.111. Datos de la señal que se guardan en matriz sif . . . . .	88
3.112. Secuencia de almacenamiento de datos . . . . .	88
3.113. Modulación de frecuencia triangular en los radares FM-CW . . . . .	90
3.114. Transformada Discreta de Fourier de una señal sinusoidal . . . . .	91
3.115. Diagrama en bloques de un diferenciador . . . . .	93
3.116. Respuesta en frecuencia de un MTI de cancelación de dos pulsos . . . . .	94
3.117. Respuesta en frecuencia de un MTI de cancelación de dos pulsos y de cinco pulsos . . . . .	94
3.118. Canal derecho - señal de audio . . . . .	96
4.1. Ubicación radar – Test <b>rango</b> . . . . .	100
4.2. Ubicación radar – Test <b>Nº1 Rango</b> . . . . .	100
4.3. Gráfico – <b>Rango vs Tiempo con supresión de clutter</b> . . . . .	101
4.4. Gráfico – <b>Rango vs Tiempo sin supresión de clutter</b> . . . . .	101
4.5. Ubicación radar – Test <b>Nº2 Rango</b> . . . . .	102
4.6. Gráfico – <b>Rango vs Tiempo con supresión de clutter</b> . . . . .	103
4.7. Gráfico – <b>Rango vs Tiempo sin supresión de clutter</b> . . . . .	103
4.8. Gráfico – <b>Rango vs Tiempo con supresión de clutter</b> . . . . .	104
4.9. Gráfico – <b>Rango vs Tiempo sin supresión de clutter</b> . . . . .	104
4.10. Gráfico – <b>Rango vs Tiempo con supresión de clutter</b> . . . . .	105



4.11. Gráfico – Rango vs Tiempo sin supresión de clutter . . . . .	105
4.12. Gráfico – Rango vs Tiempo con supresión de clutter . . . . .	106
4.13. Gráfico – Rango vs Tiempo sin supresión de clutter . . . . .	106
4.14. Gráfico – Rango vs Tiempo con supresión de clutter . . . . .	107
4.15. Gráfico – Rango vs Tiempo sin supresión de clutter . . . . .	107
4.16. Ubicación radar – Test N°1 Velocidad . . . . .	109
4.17. Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – RECTA 1 . . . . .	110
4.18. Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – RECTA 2 . . . . .	110
4.19. Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – RECTA 3 . . . . .	111
4.20. Ubicación radar – Test N°2 Velocidad . . . . .	112
4.21. Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – CURVA 1 . . . . .	112
4.22. Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – CURVA 2 . . . . .	113
4.23. Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – CURVA 3 . . . . .	113
4.24. Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – CURVA 4 . . . . .	114
4.25. Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – CURVA 5 . . . . .	114
B.1. Código Rango 01 . . . . .	129
B.2. Código Rango 02 . . . . .	130
B.3. Código Rango 03 . . . . .	130
B.4. Código Rango 04 . . . . .	131
B.5. Código Rango 05 . . . . .	131
B.6. Código Rango 06 . . . . .	132
B.7. Código Rango 07 . . . . .	132
B.8. Código Doppler 01 . . . . .	133
B.9. Código Doppler 02 . . . . .	133
B.10. Código Doppler 03 . . . . .	134
B.11. Código Doppler 04 . . . . .	134
B.12. Código Doppler 05 . . . . .	135

# Índice de tablas

- 3.1. Tabla de requerimientos . . . . . 41
- 3.2. Tabla resultados – Analizador de Redes . . . . . 43
- 3.3. Características Modulador . . . . . 45
- 3.4. Tabla test etapa de ganancia . . . . . 56
- 3.5. Tabla test circuito del vídeo amplificador . . . . . 58
- 3.6. Tabla de conexión de conector de audio para medición de rango . . . . . 69
- 3.7. Tabla de conexión de conector de audio para medición de velocidad . . . . . 69





# Capítulo 1

## Introducción

Como proyecto final de grado de la carrera de Ing. Electrónica, se lleva a cabo el diseño y desarrollo de un **radar de onda continua**, para medición de rango y velocidad, que trabajará en la banda de frecuencias de  $2,4 - 2,5 [GHz]$ . Para el desarrollo del mismo, se deben integrar conocimientos de distintas áreas de la electrónica, tales como el electromagnetismo, electrónica analógica y el procesamiento digital de señales.

El proyecto se divide en diferentes etapas, hasta llegar a su culminación:

- **Teoría básica radares - radar de onda continua**
- **Diseño etapas del radar - Simulaciones**
- **Construcción radar - Procesamiento de señal en banda base**
- **Resultados - Conclusiones**

El radar de onda continua presenta algunas diferencias con el radar de onda pulsada, utilizado principalmente para meteorología y control de tráfico aéreo. Al emitir una señal en forma continua, este tipo de radar necesita tener una antena para la transmisión y otra para la recepción. Por otro lado, la potencia de transmisión es considerablemente mas baja por lo tanto su alcance menor, pero se consiguen buenas resoluciones en rango y velocidad. Ejemplos de sus usos son, velocímetros, sistemas anti-colisión, sensores de *parking*, medición de rango alta resolución, radio-altímetro en aviones y aplicaciones meteorológicas. Las características constructivas del sistema de radar hacen posible el desarrollo del proyecto con un costo relativamente bajo en comparación con el costo de un radar de pulsos y es por lo tanto viable como trabajo final de grado.

Otros de los requerimientos que se deben cumplir son que el radar sea de pequeñas dimensiones, fácil para transportar, que permita alimentación desde baterías, que sea de bajo costo.

El proyecto de **Radars de Onda Continua** se realiza en conjunto con el Departamento de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones, contribuyendo así al avance en materia de investigación y desarrollo del mismo. Asentando las bases para futuras investigaciones y proyectos sobre el radar de onda continua, que como todo primer prototipo tiene aspectos a mejorar.





## Capítulo 2

# Marco teórico del Proyecto

### Radar de onda continua

#### Efecto *doppler*

Un radar detecta la presencia de un objeto y su posición en el espacio mediante la transmisión de energía electromagnética y observando su eco de regreso. El eco no solo indica la presencia de un blanco, sino que el tiempo transcurrido entre la transmisión de un pulso y la recepción de este eco es la medida de la distancia hasta este blanco. La separación de la señal eco de la señal transmitida se hace en base de diferencias de tiempo. La potencia de la señal eco es considerablemente mas pequeña que la potencia de la señal transmitida.

Es bien conocido en el campo de la óptica y acústica que si hay movimiento relativo entre la fuente de una señal y el observador de la señal, a lo largo de la línea que une a ambos, ocurre un cambio en la frecuencia de dicha señal [2].

En otras palabras el efecto *Doppler* es un conocido fenómeno físico, que consiste en que las ondas emitidas desde o hacia un objeto móvil llegan al observador fijo o móvil con una frecuencia distinta de la emitida, desplazada hacia arriba o abajo según que el sistema se acerque o se aleje. El ejemplo más sencillo es el del automóvil que se acerca por una carretera y luego pasa y se aleja; el sonido de la bocina (o, simplemente el del motor) suena más agudo cuando se aproxima y pasa a ser grave cuando se aleja[2].

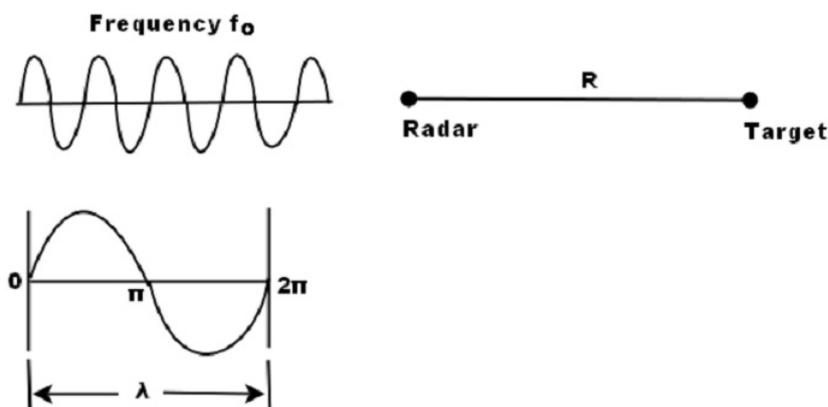


Figura 2.1: Efecto doppler [1]



Se considera la ecuación 2.1 para la situación en la que un radar de onda continua se ubica a una distancia  $R$  de un objetivo. El objetivo se mueve a una velocidad relativa,  $V_r$ , con respecto al radar a lo largo de la línea que lo une con el objetivo (línea de visión). La señal es una onda continua con frecuencia  $f_0$ .

El número total de longitudes de onda (dada por  $\lambda$ ) contenidos en el camino de ida y vuelta entre el radar y el objetivo se denota por  $n$ . Entonces,

$$n = \frac{2R}{\lambda} [1] \quad (2.1)$$

Una longitud de onda corresponde a una excursión angular de  $2\pi$  radianes. En consecuencia la excursión angular total  $\phi$  hecha por la onda electromagnética durante su tránsito al objetivo y de vuelta al radar es

$$\phi = \frac{2R}{\lambda} \cdot 2\pi = \frac{4\pi R}{\lambda} [1] \quad (2.2)$$

Cuando el blanco se encuentra en movimiento, tanto  $R$  como  $\phi$  varían. Ahora, un cambio en  $\phi$  con respecto al tiempo es igual a una frecuencia angular. Esto es, de hecho, la frecuencia angular *doppler*  $W_d$ .

$$W_d = 2\pi f_d = \frac{d\phi}{dt} = \frac{4\pi}{\lambda} \cdot \frac{dR}{dt} = \frac{4\pi V_r}{\lambda} [1] \quad (2.3)$$

De la cual obtenemos:

$$f_d = \frac{2V_r}{\lambda} = \frac{2V_r f_0}{c} [1] \quad (2.4)$$

Donde

- $f_d$  = Desplazamiento de la frecuencia *doppler*, en [Hz]
- $c$  = velocidad de la luz =  $3 \times 10^8$  [m/s]
- $V_r$  = velocidad relativa de blanco respecto al radar a lo largo de la línea de vista.

La utilización del efecto *doppler* en sistemas de radar se realiza de la siguiente forma: el haz de la antena se inclina un ángulo constante respecto a la ruta, la velocidad que se mide es  $V_r = V \cos \theta$  por lo que el indicador debe mostrarse dividido por el coseno del ángulo. Esto se muestra en la figura 2.2.

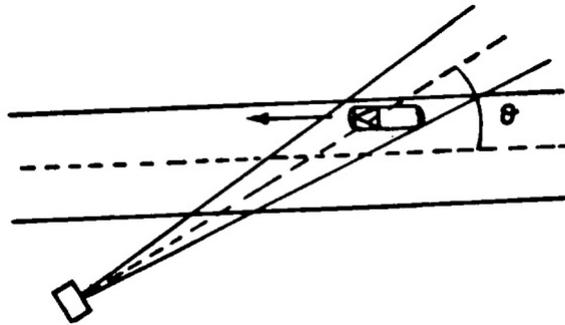


Figura 2.2: Medida de velocidad [2]

### El radar de onda continua

En esta sección se describe el funcionamiento del radar de onda continua de forma genérica. En la figura 2.3 se puede ver el diagrama en bloques del mismo.

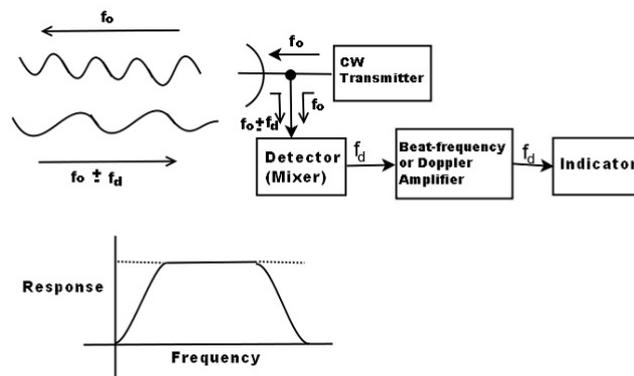


Figura 2.3: Medida de velocidad [1]

El transmisor genera una oscilación continua (no modulada) de frecuencia  $f_0$ , la cual es radiada por la antena. Una porción de la energía radiada es interceptada por el blanco y se dispersa, una parte en dirección del radar la cual es captada por la antena receptora. Si el objetivo está en movimiento con una velocidad  $V_r$ , en relación con el radar, la frecuencia de la señal recibida será desplazada de la frecuencia de la señal transmitida por una cantidad  $\pm f_d$ .

El signo más se aplica si la distancia entre el radar y el objetivo está disminuyendo (un objetivo aproximándose) y el signo menos se aplica cuando esta distancia se incrementa (objetivo alejándose). La señal eco recibida a una frecuencia  $f_0 \pm f_d$  ingresa al radar a través de su antena receptora y es *heterodinada* en el detector (mezclador) con una porción de la señal transmitida  $f_0$  para producir el tono de batido de frecuencia  $f_d$ . Sin embargo, el signo de  $f_d$  es perdido en el proceso.

El propósito del amplificador *doppler* (amplificador de frecuencia de batido) es eliminar los ecos de blancos fijos y para amplificar la señal eco *doppler* a un nivel adecuado para poder ser utilizada por el dispositivo indicador. Esta frecuencia responde a las características mostradas en la figura 2.3. El punto de corte de baja frecuencia debe ser lo suficientemente alto para rechazar la componente de continua (dc), causada por los blancos estacionarios, sin embargo debe ser lo suficientemente baja para dejar pasar la frecuencia *doppler* más pequeña. A veces ambas condi-



ciones no pueden ser satisfechas simultáneamente y es necesario un compromiso entre ellas. La frecuencia *doppler* de corte (en el lado superior) es usualmente seleccionada para dejar pasar la mas alta frecuencia *doppler* esperada.

El indicador puede ser un par de auriculares o un medidor de frecuencia. Los auriculares se utilizan cuando no se requiere un conocimiento exacto de la frecuencia *doppler*. El oído actúa entonces como un filtro pasa banda selectivo con una banda de paso del orden de 50 Hz centrada alrededor de la frecuencia de señal. Si se desea la detección de audio para una combinación de velocidad del objetivo y frecuencia transmitida que no resultan en frecuencias *doppler* audibles, la señal *doppler* deberá ser *heterodinada* al rango audible.



### Aplicación del radar de onda continua

El principal uso del radar de onda continua sin modular es para medir la velocidad relativa de un objetivo en movimiento. La principal ventaja de un radar de onda continua *doppler* sobre otros métodos de medida de velocidad sin radar es que no tiene que haber ningún contacto físico entre el dispositivo de medida y el objeto cuya velocidad se está midiendo. Otra ventaja es que cuando se usa el radar de onda continua, para corto o mediano alcance, se caracteriza por un equipo similar a un radar de impulso.

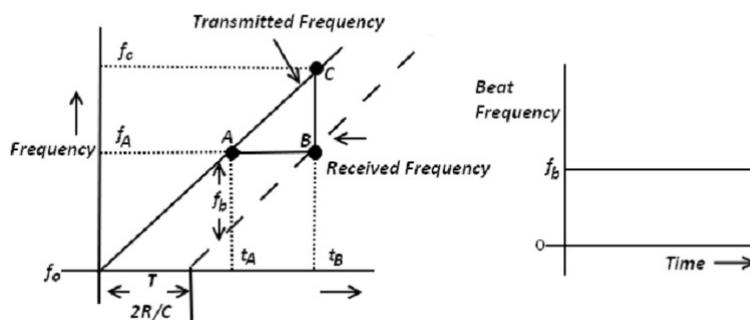
Entre sus desventajas es el hecho de que la amplitud de la señal que puede ser transmitida por un radar de onda continua es baja, ya que al estar continuamente transmitiendo la potencia máxima no puede ser alta debido a que el acoplamiento al receptor podría dañarlo. En un radar de pulsos, la potencia transmitida puede tomar valores de mayor magnitud ya que durante la transmisión se inhibe al receptor para evitar efectos nocivos. Esto limita el rango máximo detectable por el radar de onda continua.

Una de las grandes deficiencias del radar de onda continua simple, sin modulación, es la imposibilidad para obtener la medida de rango. Esta limitación puede ser superada mediante la modulación de la portadora de onda continua, denominado por sus siglas en inglés **Frequency Modulated-Continuous Wave FMCW** o radar de onda continua modulado en frecuencia.

### Radar de onda continua de frecuencia modulada(FM-CW)

Desde el principio de los radares **CW** se observa que el desplazamiento de frecuencia *doppler* se puede usar para determinar la presencia de un blanco en movimiento y su velocidad relativa a lo largo de la línea de visión. Es sabido también que una de las principales funciones del radar es la medida de rango hasta un objetivo. Esto no parece ser posible en un radar de onda continua, ya que no existe forma de determinar el tiempo desde que una parte particular de la forma de onda transmitida vuelve en forma de eco. Esto es así ya que resulta imposible distinguir una parte de una forma de onda de señal continua de la otra. En el radar de pulsos existe un tiempo considerable entre un pulso y el siguiente, resultando fácil identificar un pulso de su eco. Incluso allí esta identificación resulta difícil de realizar cuando la brecha entre pulsos es pequeña(o el objetivos se encuentra a una distancia lejana), dando lugar a ecos de segundo viaje. En los radares de onda continua ocurre un efecto similar, por lo que es imposible identificar una parte de la forma de onda del eco de la forma de onda de la señal transmitida. Esta es la razón por la que un radar ordinario de onda continua es incapaz de realizar la medida de rango de un objetivo.

La solución de este problema se logra modulando en frecuencia la onda electromagnética transmitida. Una simple forma de hacer esto es variar la frecuencia transmitida dentro de un rango. Entonces el tiempo de transito es proporcional a la diferencia en frecuencia entre la señal eco y la señal transmitida(para un objetivo estacionario). Cuanto mayor es la desviación de frecuencia en un intervalo de tiempo dado, mas precisa será la medición del tiempo de transito. Los radares que utilizan este modo de operación son llamados radares de onda continua de frecuencia modulada(**FM-CW**).



**Figura 2.4:** Modulación de frecuencia lineal en los radares FM-CW [3]

En los radares FM-CW, la frecuencia de la señal transmitida varía en función del tiempo. Suponiendo que aumenta linealmente con el tiempo, entonces se tiene una variación como la mostrada en la figura 2.4 .

Aquí,  $f_b$  es la frecuencia de batido que se define como la diferencia entre la frecuencia transmitida y recibida. Ya que el batido(o diferencia de frecuencia) es causado solo por el rango del objetivo (como el objetivo es estacionario), también es denotado por  $f_r$ . Considere la señal del transmisor de CW en el instante  $t_A$ , teniendo frecuencia  $f_a$ . Esta señal incide en el objetivo estacionario y vuelve hacia el radar en el tiempo  $t_B$  cuando la frecuencia de la señal transmitida se habría incrementado a  $f_c$ . Por lo tanto, el incremento en la frecuencia transmitida durante el tiempo de transito de ida y vuelta T de la señal es  $(f_c - f_a)$  y es la frecuencia de batido. En cualquier instante dado en el tiempo, la diferencia de frecuencia instantánea de la señal transmitida y la señal recibida es una medida del tiempo de transito ida y vuelta de la señal transmitida.

Entonces se extrae la información de rango de la medida de  $f_b$  de la siguiente manera. Obsérvese que la pendiente de la curva que se muestra la figura 2.4 es  $f_0$ , es decir, la tasa de cambio de la frecuencia, o la tasa de modulación. Debe tenerse en cuenta que esta es una cantidad conocida ya que la velocidad de modulación es elegida por el diseñador, dependiendo de los requerimientos de cada sistema en particular.

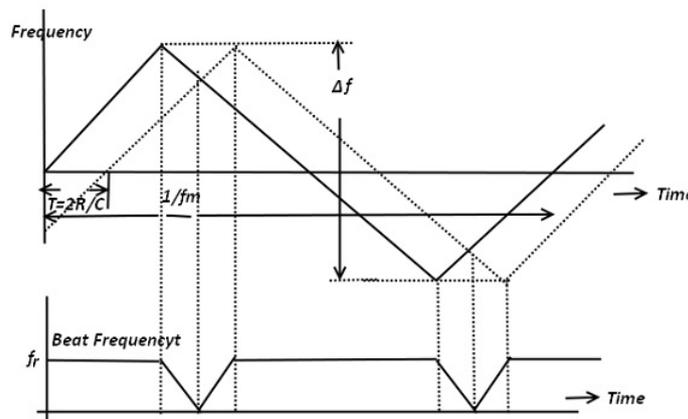
$$f_b = f_r = f_0 T = f_0 \frac{2R}{c} [3] \quad (2.5)$$

donde,  $R$  es la distancia al objetivo y entonces  $T = \frac{2R}{c}$ . De lo anterior se obtiene

$$R = \frac{f_b c}{2f_0} [3] \quad (2.6)$$

El anterior análisis muestra la medida de  $f_b$  y el conocimiento de la tasa de modulación de frecuencia, estos datos son suficientes para obtener la información de rango requerida.

La dificultad evidente en el esquema anterior es que la frecuencia transmitida no puede seguir aumentando indefinidamente. Una solución es utilizar un cambio periódico en la frecuencia. Un caso particular es la modulación de frecuencia por forma de onda triangular.



**Figura 2.5:** Modulación de frecuencia triangular en los radares FM-CW [3]

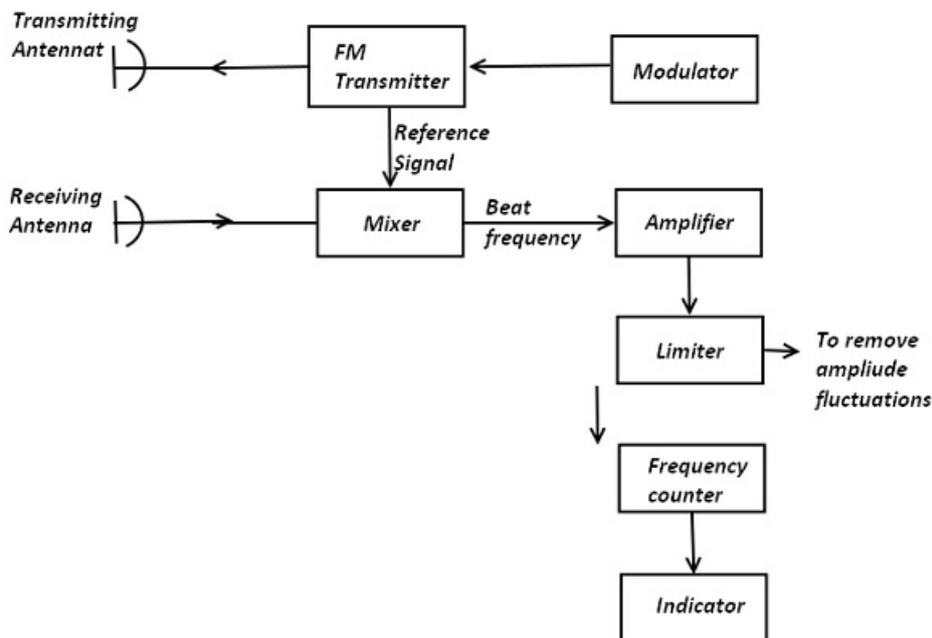
En la figura 2.5 se da tanto el esquema de modulación de frecuencia, como también la curva de frecuencia de batido resultante. Obsérvese que el signo del batido de frecuencia no se conserva y por lo tanto este siempre aparece como una frecuencia positiva. Aquí, el batido de frecuencia esta dado por  $f_r$  en todos los puntos excepto en las proximidades de los picos de la señal transmitida. La frecuencia de la forma de onda de modulación triangular es  $f_m$  y por lo tanto su periodo de tiempo viene dado por  $\frac{1}{f_m}$ . Esto es mostrado en la anterior figura. Se tiene entonces que,

$$f_r = \frac{2R}{c} f_0 = \frac{2R}{c} \cdot \frac{\frac{\Delta f}{2}}{\frac{1}{4f_m}} = \frac{4Rf_m \Delta f}{c} [3] \quad (2.7)$$

Por la tanto de la formula anterior se puede deducir,

$$R = \frac{cf_r}{4f_m\Delta f} = \left[ \frac{c}{4f_m\Delta f} \right] f_r = kf_r[3] \quad (2.8)$$

Donde,  $k = [c/(4f_m\Delta f)]$  puede ser usado para calibrar el contador de frecuencia. Un diagrama de bloques simplificado del radar **FM-CW** se muestra en la figura 2.6.



**Figura 2.6:** diagrama en bloque de un radar FM-CW [3]

En el análisis anterior se asumió un objetivo estacionario y por lo tanto no existe corrimiento doppler. En caso de que exista movimiento relativo entre transmisor y blanco, entonces habrá otro cambio de frecuencia denotado por  $f_d$  y la frecuencia de batido ahora será:

$$f_b = |f_r \pm f_d|[3] \quad (2.9)$$

Primero se considera un objetivo que se acerca al radar. Las formas de onda correspondientes son mostradas en la figura 2.7. La única característica a tener en cuenta es que la frecuencia de batido es más baja durante la porción de crecimiento de la frecuencia transmitida y superior durante la porción de decrecimiento de la frecuencia transmitida.

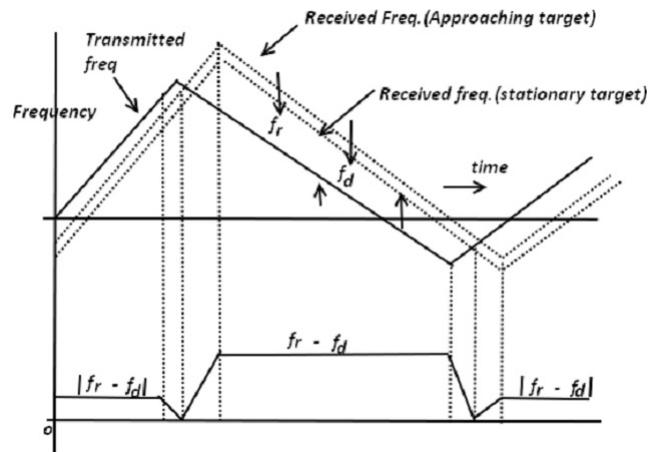


Figura 2.7: Objetivo acercándose [3]

Luego considérese un blanco alejándose tal como se muestra en la figura 2.8. Debe tenerse en cuenta que aquí la frecuencia de batido durante la porción de crecimiento de la frecuencia transmitida es mayor que durante la parte de la disminución.

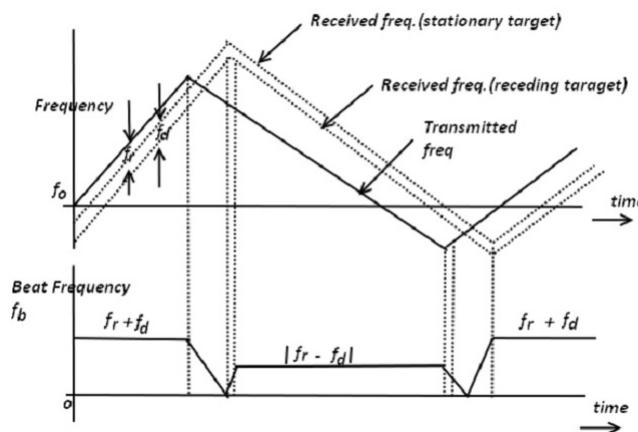


Figura 2.8: Objetivo alejándose [3]

Sin embargo, esencialmente no hay diferencia entre las dos curvas de frecuencia que se muestran en la figura 2.7 y la figura 2.8, si se las considera en forma aislada. La dirección del movimiento del objetivo tiene que ser determinada por otros medios.

Para el objetivo acercándose, denotamos  $f_b(up) = |f_r - f_d|$  y  $f_b(down) = f_r + f_d$ .

Las palabras *up* y *down* se refieren a las porciones de incremento y disminución de la frecuencia transmitida, cuando la frecuencia esta incrementando (o en *up*) o decreciendo(o en *down*) en el tiempo.



Para los objetivos alejándose se tiene,

$$f_b(up) = f_r + f_d [3] \quad (2.10)$$

$$f_b(down) = |f_r - f_d| [3] \quad (2.11)$$

Al tomar la frecuencia promedio, la frecuencia de rango  $f_r$  puede ser obtenida de la siguiente manera (si  $f_r \geq f_d$ )

$$f_r = (1/2)[f_b(up) + f_b(down)] [3] \quad (2.12)$$

La diferencia entre ellos producirá la frecuencia *Doppler* como (si  $f_r \geq f_d$ )

$$f_d = (1/2) | [f_b(up) - f_b(down)] | [3] \quad (2.13)$$

Usando  $f_r$  en la ecuación 2.6, se obtiene el rango y con el uso de  $f_d$  se puede calcular la velocidad relativa del objetivo a lo largo de la línea de visión. El análisis anterior es cierto si  $f_r \geq f_d$ . Si  $f_r < f_d$  entonces la ecuación 2.16 entrega la frecuencia doppler y la ecuación 2.15 entrega la frecuencia de distancia o de rango.

$$f_0 = \frac{\frac{\Delta f}{2}}{4f_m} [3] \quad (2.14)$$

La  $f_0$  representa la tasa de modulación, y su formula fue expresada anteriormente en la ecuación 2.7.

$$f_r = \frac{2Rf_0}{c} [3] \quad (2.15)$$

$$f_d = \frac{2v_r f}{c} [3] \quad (2.16)$$

Donde  $v_r$  es la velocidad relativa del blanco, y  $f$  es la frecuencia promedio de transmisión.

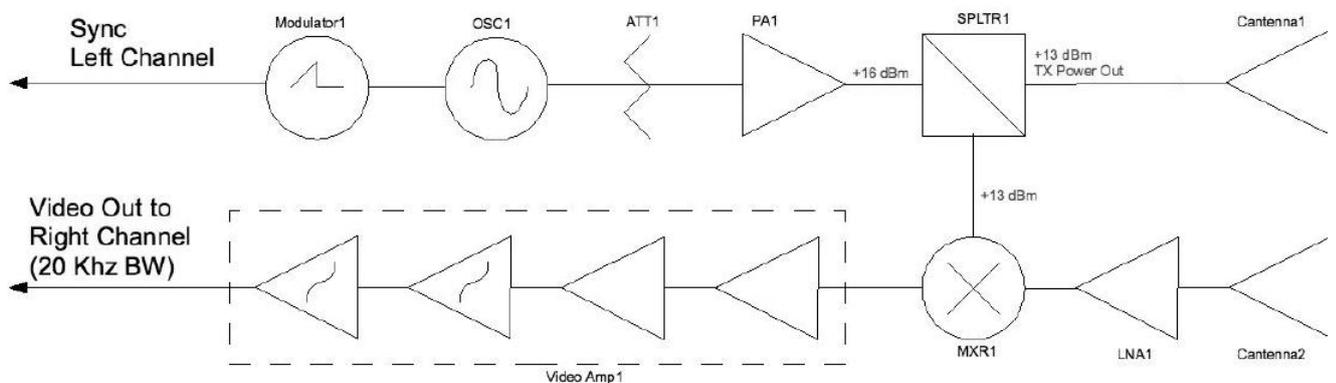


## Capítulo 3

# Diseño y construcción del Radar de Onda Continua

En este capítulo se desarrolla todo lo correspondiente al diseño del Radar de Onda Continua y su armado. Se exponen cada una de las etapas que conforman el Radar de Onda Continua, analizando el diseño e implementación, ajustando cada bloque de radar de acuerdo a las características requeridas. El sistema de radar se conforma de los siguientes bloques:

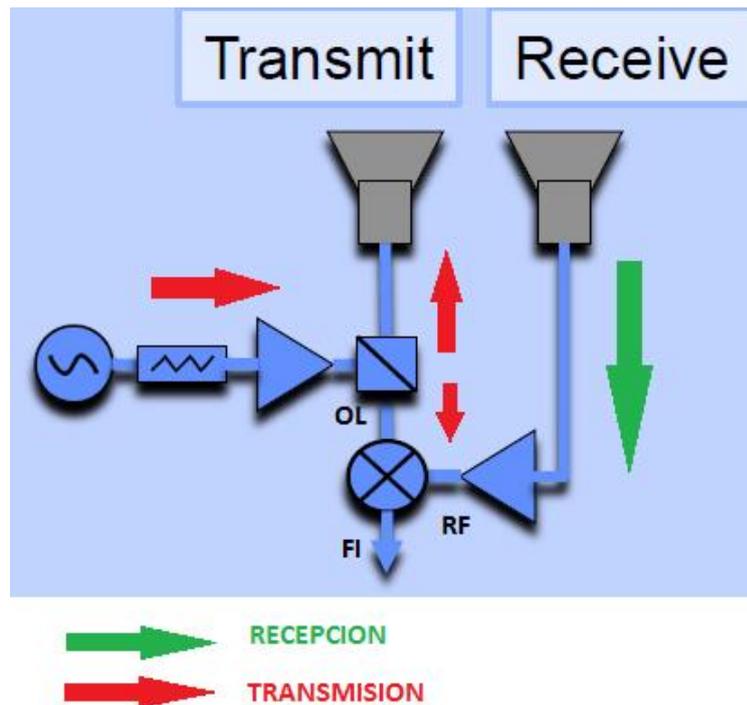
1. **RADIO FRECUENCIA:** generación, transmisión y recepción de señales de microondas en la banda de  $2,4 - 2,5 [GHz]$
2. **MODULADOR:** circuito electrónico para modular la señal y generación de sincronismo del sistema de radar.
3. **VÍDEO AMPLIFICADOR:** etapa de ganancia regulable y filtro pasa bajos de  $4^{to}$  orden.
4. **ALIMENTACIÓN:** circuito de energía para alimentar todos los módulos del sistema de radar de onda continua.



**Figura 3.1:** Diagrama de bloques Sistema de Radar de Onda Continua

## Radiofrecuencia

La etapa radiofrecuencia del sistema de radar consiste en la generación, procesamiento, transmisión y recepción de la señal de microondas para el rango de frecuencias de  $2,4[GHz]$  a  $2,5[GHz]$ , *ISM Band*. La transmisión y recepción son los dos procesos característicos de la etapa de radiofrecuencia. A continuación el diagrama en bloques del circuito de **RF** del sistema de radar.



**Figura 3.2:** Diagrama de bloques de transmisión y recepción

El sistema de radiofrecuencia cuenta con los siguientes bloques:

1. **VCO:** Oscilador controlado por voltaje.
2. Atenuador
3. *Splitter* o divisor de potencia
4. Mezclador de frecuencias (*Mixer*):
5. Amplificador de bajo ruido (LNA: *Low Noise Amplifier*)
6. Antenas monopolo y guías de onda circulares

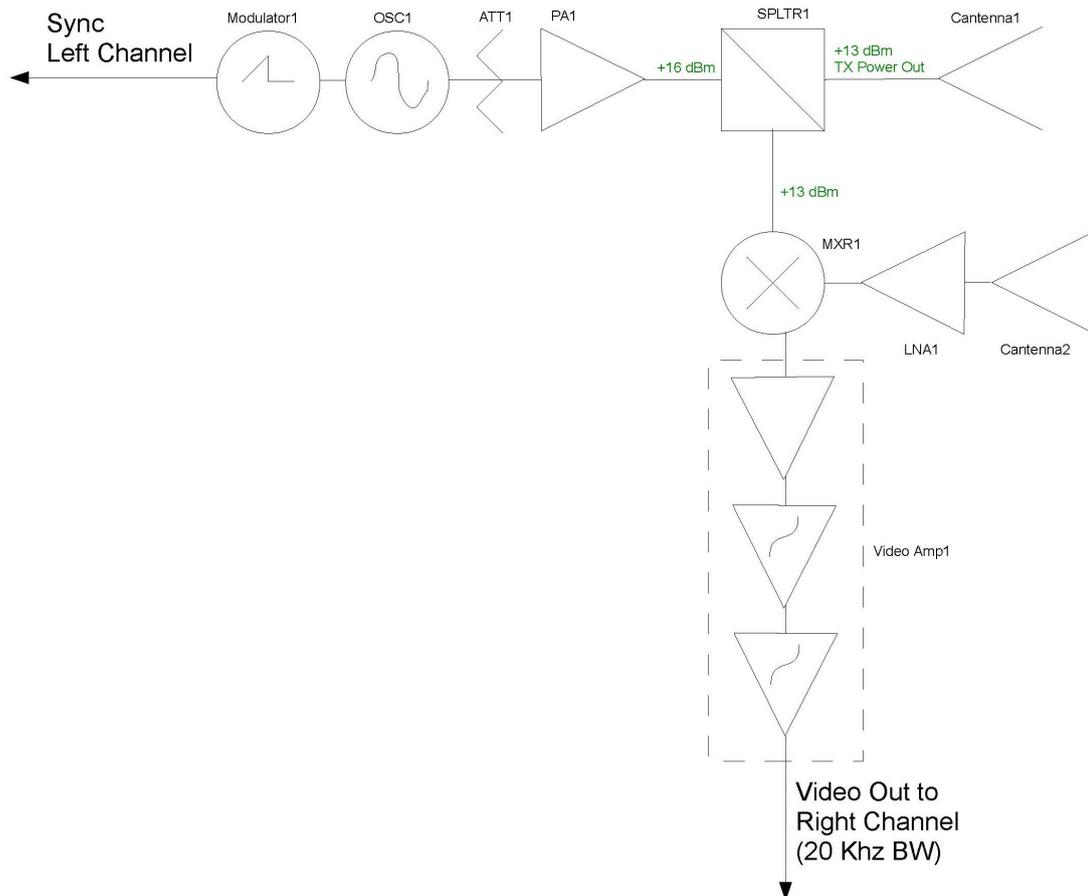
Básicamente el circuito de radiofrecuencia figura 3.3 funciona de la siguiente forma:

El VCO genera una señal de frecuencia proporcional al voltaje de entrada,  $V_{tune}$  generado por el circuito modulador, señal de RF. Ésta es atenuada para ingresar al amplificador con el menor nivel de ruido posible.

Luego, el *splitter* divide la señal, acoplando una parte hacia el transmisor y otra parte hacia el receptor. Esta última ingresa por la entrada OL (Oscilador Local) del *mixer* o mezclador de frecuencias.

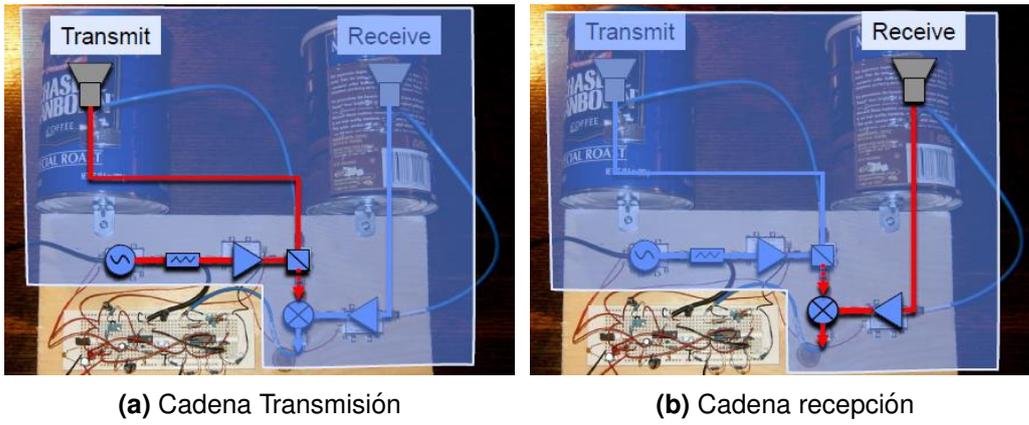


En la etapa de recepción la señal adquirida por la antena receptora, pasa inicialmente por un amplificador de bajo ruido *LNA*, para luego entrar la RF al mezclador de frecuencias. Esta entrada, es la entrada RF del *mixer*. La señal de salida del mezclador, con frecuencia **FI**, diferencia entre **RF** y **OL**, es la señal que ingresa al circuito del vídeo amplificador, para su posterior procesamiento en *MatLab*.



**Figura 3.3:** Diagrama en bloques del sistema de transmisión y recepción del radar

En la figura 3.4 se puede ver detalladamente el diagrama de transmisión y recepción del sistema de radar. Allí se encuentran como diagrama en bloques cada uno de los componentes que forman el circuito de radiofrecuencia del radar.



**Figura 3.4:** Sistema de Radar Tx y Rx [4]

## Etapa de Transmisión

La etapa de transmisión está formada por los siguientes componentes de radiofrecuencia como se observa en la figura 3.5. Dichos componentes son:

- Oscilador Controlado por Voltaje
- Atenuador
- Amplificador de bajo ruido
- Divisor de potencia
- Antena de guía de onda circular

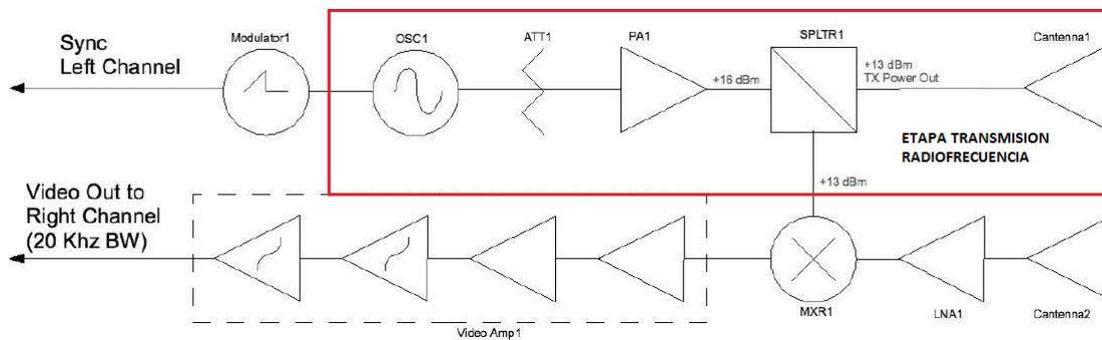


Figura 3.5: Etapa de transmisión



### Circuito de transmisión RF

#### Oscilador Controlado por Voltaje (VCO):

En este diseño se utiliza un VCO de la empresa *Minicircuits*, **ZX95-2536C+**. Este dispositivo electrónico proporciona en su salida una señal con una frecuencia de oscilación proporcional al voltaje de entrada. Este voltaje de entrada  $V_{tune}$ , es generado por el circuito modulador (ver sección **Modulador**). El VCO genera la señal en alta frecuencia que es transmitida por la antena.

Tabla del VCO, rango de frecuencias de salida respecto a la tensión de entrada  $V_{tune}$  figura 3.6.

#### Performance Data & Curves\*

#### ZX95-2536C+

V TUNE	TUNE SENS (MHz/V)	FREQUENCY (MHz)			POWER OUTPUT (dBm)			Icc (mA)	HARMONICS (dBc)			FREQ. PUSH (MHz/V)	FREQ. PULL (MHz)	PHASE NOISE (dBc/Hz) at offsets				FREQ OFFSET (KHz)	PHASE NOISE at 2432 MHz (dBc/Hz)
		-55°C	+25°C	+85°C	-55°C	+25°C	+85°C		F2	F3	F4			1kHz	10kHz	100kHz	1MHz		
		0.00	81.90	2267.6	2257.4	2249.2	5.54		5.14	4.51	36.63			-21.7	-19.0	-36.6	2.44		
0.50	74.61	2306.7	2297.3	2289.5	5.76	5.23	4.62	37.11	-30.5	-20.4	-35.5	1.96	0.44	-76.2	-105.1	-128.0	-147.9	2.0	-84.74
0.75	73.96	2325.2	2315.9	2308.2	5.87	5.27	4.67	37.29	-36.1	-21.6	-35.4	1.65	1.90	-76.2	-105.7	-128.6	-148.2	3.5	-93.54
1.00	73.76	2344.0	2334.4	2326.4	5.86	5.32	4.77	37.45	-32.0	-22.3	-36.4	1.49	2.67	-75.5	-105.6	-128.2	-147.6	6.0	-99.82
1.25	73.75	2362.7	2352.9	2344.6	5.86	5.38	4.83	37.57	-28.6	-22.4	-37.9	1.42	2.27	-77.8	-105.5	-128.7	-148.3	8.5	-103.77
1.50	74.01	2381.6	2371.3	2362.6	5.87	5.43	4.92	37.67	-25.6	-22.5	-39.9	1.37	1.25	-77.6	-105.5	-128.7	-148.4	10.0	-105.41
1.75	74.71	2400.7	2389.8	2380.6	5.87	5.52	5.03	37.73	-23.5	-23.3	-41.2	1.38	1.27	-76.5	-105.6	-128.9	-148.5	20.8	-113.60
2.00	74.15	2419.7	2408.5	2398.9	5.89	5.58	5.12	37.80	-22.2	-23.5	-44.0	1.41	2.83	-77.1	-105.6	-128.9	-148.4	35.5	-118.96
2.25	73.21	2438.5	2427.0	2417.2	5.90	5.62	5.21	37.87	-20.8	-23.5	-43.4	1.51	2.86	-76.1	-105.9	-128.8	-148.6	60.7	-124.10
2.50	71.91	2456.9	2445.3	2435.4	5.92	5.69	5.28	37.92	-20.0	-23.9	-43.5	1.75	1.53	-76.5	-105.6	-128.7	-148.8	85.2	-127.31
2.75	70.82	2475.0	2463.3	2453.3	6.00	5.73	5.33	37.95	-19.5	-24.7	-43.9	2.12	1.51	-75.3	-104.9	-128.6	-148.1	100.0	-128.68
3.00	68.45	2492.6	2481.0	2471.1	6.01	5.80	5.40	37.97	-18.5	-25.3	-44.9	2.58	3.12	-76.0	-104.4	-128.3	-148.6	142.9	-131.46
3.25	65.44	2509.4	2498.1	2488.3	6.09	5.87	5.44	37.99	-17.9	-25.3	-45.0	3.09	2.95	-74.7	-104.6	-128.1	-148.7	167.8	-133.29
3.50	61.36	2525.2	2514.5	2504.9	6.16	5.91	5.54	38.02	-17.3	-27.7	-46.3	3.65	1.69	-76.0	-104.2	-128.2	-148.0	200.6	-134.52
3.75	57.60	2540.3	2529.8	2520.7	6.18	5.97	5.58	38.06	-16.8	-27.5	-47.3	4.08	1.15	-75.5	-103.9	-128.4	-147.5	281.6	-137.84
4.00	53.56	2554.4	2544.2	2535.4	6.26	6.01	5.66	38.06	-16.3	-30.1	-48.7	4.52	2.96	-77.2	-103.4	-128.0	-147.9	330.7	-138.85
4.25	50.01	2567.6	2557.6	2549.0	6.30	6.08	5.70	38.06	-16.1	-31.4	-49.8	4.84	3.53	-77.3	-103.2	-127.7	-147.8	464.2	-141.63
4.50	45.62	2579.9	2570.1	2561.7	6.33	6.10	5.76	38.05	-15.6	-33.0	-49.1	5.01	3.11	-77.3	-103.3	-127.8	-148.3	554.9	-143.78
4.75	41.10	2591.0	2581.5	2573.3	6.38	6.15	5.79	38.05	-15.5	-37.8	-50.1	5.07	2.11	-76.0	-103.0	-127.6	-148.2	914.6	-147.64
5.00	36.26	2601.0	2591.8	2583.8	6.40	6.17	5.83	38.06	-15.2	-35.9	-51.1	4.89	0.87	-75.8	-103.4	-128.1	-148.4	1000.0	-148.33

\*at 25°C unless mentioned otherwise

Figura 3.6: Tabla Frecuencia Vs.  $V_{tune}$  - Mixer [5]

#### Atenuador:

En este diseño se utiliza un atenuador de la empresa *Minicircuits*, **VAT-3+**. Dicho componente se utiliza para mantener un nivel de potencia de señal adecuado, con el objetivo de que los componentes que forman parte del transmisor radar no sean dañados.

#### Amplificador de bajo ruido (LNA):

En este diseño se utiliza un amplificador de bajo ruido de la empresa *Minicircuits*, **ZX60-272LN+**. El amplificador de bajo ruido se usa para no degradar la relación señal/ruido del sistema, ya que un amplificador común aumenta tanto la señal de interés como así también el ruido, complicando la tarea de reconocer la señal.

#### Divisor o splitter:

En este diseño se utiliza un divisor de la empresa *Minicircuits*, **ZX10-2-42+**. El mismo tiene la función de dividir la potencia de la señal de RF. Una parte de la potencia de señal RF se va a la antena para ser transmitida y la otra parte de la potencia de señal se introduce en el mezclador para combinarla con la señal recibida. Esto garantiza que la transmisión y recepción en radiofrecuencia se encuentren sincronizadas.

**ZX95-2536C+**



(a) Oscilador VCO [5]

**VAT-3+**



(b) Atenuador [12]

**ZX60-272LN+**



(c) Amplificador [13]

**ZX10-2-42+**



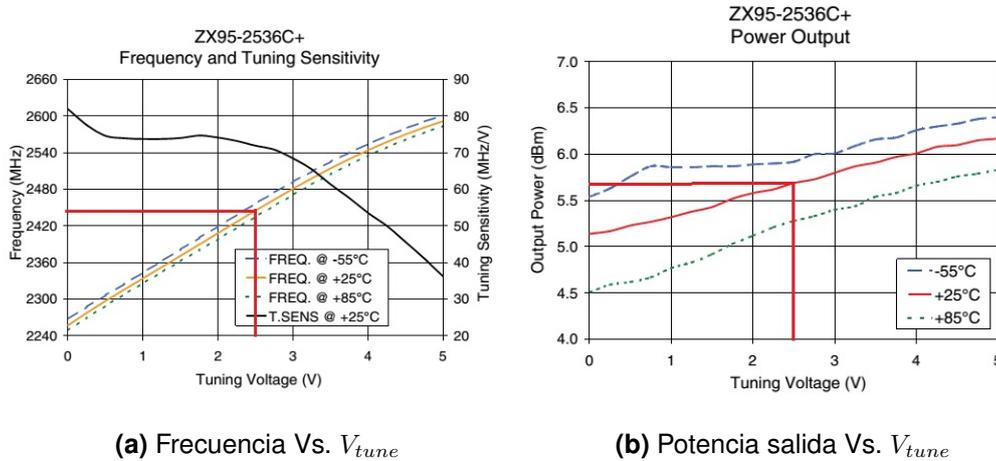
(d) Splitter [14]

**Figura 3.7:** Componentes etapa de transmisión

**Testeo del circuito de Transmisión**

El ensayo del circuito de transmisión consiste en:

1. Introducir al VCO una tensión constante de  $2,5[V_{dc}]$  y corroborar que genere una señal de radiofrecuencia de  $2,445[GHz]$ .
2. Corroborar el nivel de potencia de salida en el *splitter*.

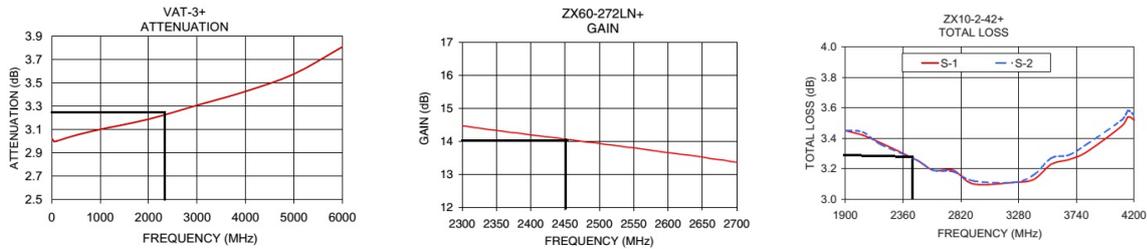


**Figura 3.8:** Curvas VCO ZX95-2536C+ [5]

Como se ve en el gráfico 3.8a de la figura 3.8, si el oscilador controlado por voltaje tiene como entrada  $V_{tune}$  un voltaje de  $2,5[V_{dc}]$ , dicho componente se ubica en una zona de trabajo tal que a su salida se puede medir una señal con una frecuencia de  $2,445[GHz]$ . Observando la figura 3.8 se deduce que dicha señal de salida tiene una potencia de  $5,6[dBm]$ .

### Cálculo Potencia de salida Splitter:

De las hojas de datos de los componentes se calcula teóricamente la potencia de salida antes que la RF entre al sistema de Antenas y Guía de Onda. En el puerto libre del divisor se conecta el analizador de espectro, para la zona de trabajo de  $2,445[GHz]$ .



(a) Atenuación Vs. Frecuencia – (b) Ganancia Vs. Frecuencia – (c) Atenuación Vs. Frecuencia – VCO [5] Atenuador [12] Splitter [14]

**Figura 3.9:** Componentes etapa de transmisión

Por lo tanto con la potencia de cada uno de los componentes se determina de la siguiente manera.

- Ganancia del Oscilador Controlado por Voltaje:  $5,6[dBm]$
- Ganancia del atenuador:  $-3,2[dB]$
- Ganancia del Amplificador de bajo ruido:  $14[dB]$
- Ganancia del divisor de potencia:  $-3,3[dB]$

Entonces la suma de potencia, potencia de salida, queda de la siguiente manera:

$$P_{salida} = 5,6[dBm] - 3,2[dB] + 14[dB] - 3,3[dB] = +13,1[dBm]$$

Luego de realizados todos los cálculos de potencia, se procede a corroborar el buen funcionamiento del transmisor utilizando un analizador de espectro. Dicho ensayo arrojó los siguientes resultados.

- Frecuencia de la Señal de salida del transmisor:  $2,435[GHz]$
- Potencia de la señal de salida del transmisor:  $10,41[dBm]$

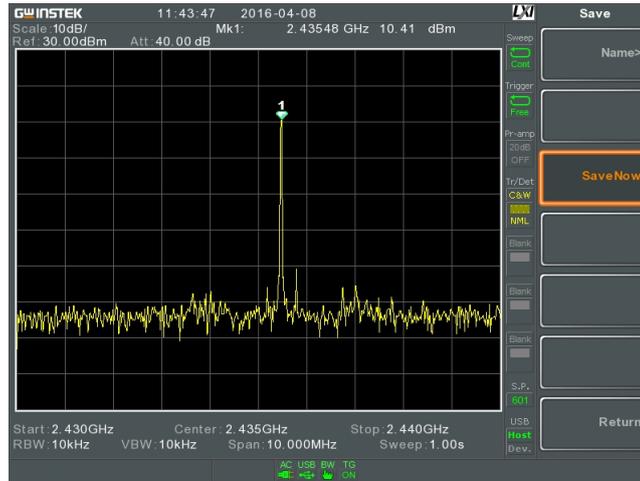


Figura 3.10: Señal salida transmisor - Analizador de espectro

Se observa que la potencia de señal calculada de forma teoría se asemeja a la potencia de señal que es medida en el analizador de espectro. Las pérdidas en la unión/acople entre los componentes suman aproximadamente  $2,6[dBm]$ .

Por último se introduce la onda triangular  $V_{tune}$ , generada por el circuito modulador, a la entrada del oscilador controlado por voltaje, ya que esta señal es la que realmente va a comandar la transmisión. Esta señal hace un barrido en frecuencia, dependiendo de las características de la misma, período, tiempo de subida y amplitud. Mientras más se asemeje a la forma de onda triangular pura, más lineal y preciso será el barrido en frecuencia, por lo tanto mejor el funcionamiento del radar.

Si se introduce una tensión  $V_{tune}$  de forma de onda triangular de  $2[Vdc]$  a  $3,2[Vdc]$  se generan señales con una frecuencia que van desde  $2,408[GHz]$  a  $2,498[GHz]$ .

### Performance Data & Curves\*

### ZX95-2536C+

V TUNE	TUNE SENS (MHz/V)	FREQUENCY (MHz)			POWER OUTPUT (dBm)			Icc (mA)	HARMONICS (dBc)			FREQ. PUSH (MHz/V)	FREQ. PULL (MHz)	PHASE NOISE (dBc/Hz) at offsets				FREQ OFFSET (KHz)	PHASE NOISE at 2432 MHz (dBc/Hz)
		-55°C	+25°C	+85°C	-55°C	+25°C	+85°C		F2	F3	F4			1kHz	10kHz	100kHz	1MHz		
0.00	81.90	2267.6	2257.4	2249.2	5.54	5.14	4.51	36.63	-21.7	-19.0	-36.6	2.44	3.28	-77.7	-104.8	-127.5	-147.0	1.0	-75.73
0.50	74.61	2306.7	2297.3	2289.5	5.76	5.23	4.62	37.11	-30.5	-20.4	-35.5	1.96	0.44	-76.2	-105.1	-128.0	-147.9	2.0	-84.74
0.75	73.96	2325.2	2315.9	2308.2	5.87	5.27	4.67	37.29	-36.1	-21.6	-35.4	1.65	1.90	-76.2	-105.7	-128.6	-148.2	3.5	-93.54
1.00	73.76	2344.0	2334.4	2326.4	5.86	5.32	4.77	37.45	-32.0	-22.3	-36.4	1.49	2.67	-75.5	-105.6	-128.2	-147.6	6.0	-99.82
1.25	73.75	2362.7	2352.9	2344.6	5.86	5.38	4.83	37.57	-28.6	-22.4	-37.9	1.42	2.27	-77.8	-105.5	-128.7	-148.3	8.5	-103.77
1.50	74.01	2381.6	2371.3	2362.6	5.87	5.43	4.92	37.67	-25.6	-22.5	-39.9	1.37	1.25	-77.6	-105.5	-128.7	-148.4	10.0	-105.41
1.75	74.71	2400.7	2389.8	2380.6	5.87	5.52	5.03	37.73	-23.5	-23.3	-41.2	1.38	1.27	-76.5	-105.6	-128.9	-148.5	20.8	-113.60
2.00	74.15	2419.7	2408.5	2398.9	5.89	5.58	5.12	37.80	-22.2	-23.5	-44.0	1.41	2.83	-77.1	-105.6	-128.9	-148.4	35.5	-118.96
2.25	73.21	2438.5	2427.0	2417.2	5.90	5.62	5.21	37.87	-20.8	-23.5	-43.4	1.51	2.86	-76.1	-105.9	-128.8	-148.6	60.7	-124.10
2.50	71.91	2456.9	2445.3	2435.4	5.92	5.69	5.28	37.92	-20.0	-23.9	-43.5	1.75	1.53	-76.5	-105.6	-128.7	-148.8	85.2	-127.31
2.75	70.82	2475.0	2463.3	2453.3	6.00	5.73	5.33	37.95	-19.5	-24.7	-43.9	2.12	1.51	-75.3	-104.9	-128.6	-148.1	100.0	-128.68
3.00	68.45	2492.6	2481.0	2471.1	6.01	5.80	5.40	37.97	-18.5	-25.3	-44.9	2.58	3.12	-76.0	-104.4	-128.3	-148.6	142.9	-131.46
3.25	65.44	2509.4	2498.1	2488.3	6.09	5.87	5.44	37.99	-17.9	-25.3	-45.0	3.09	2.95	-74.7	-104.6	-128.1	-148.7	167.8	-133.29
3.50	61.36	2525.2	2514.5	2504.9	6.16	5.91	5.54	38.02	-17.3	-27.7	-46.3	3.65	1.69	-76.0	-104.2	-128.2	-148.0	200.6	-134.52
3.75	57.60	2540.3	2529.8	2520.7	6.18	5.97	5.58	38.06	-16.8	-27.5	-47.3	4.08	1.15	-75.5	-103.9	-128.4	-147.5	281.6	-137.84
4.00	53.56	2554.4	2544.2	2535.4	6.26	6.01	5.66	38.06	-16.3	-30.1	-48.7	4.52	2.96	-77.2	-103.4	-128.0	-147.9	330.7	-138.85
4.25	50.01	2567.6	2557.6	2549.0	6.30	6.08	5.70	38.06	-16.1	-31.4	-49.8	4.84	3.53	-77.3	-103.2	-127.7	-147.8	464.2	-141.63
4.50	45.62	2579.9	2570.1	2561.7	6.33	6.10	5.76	38.05	-15.6	-33.0	-49.1	5.01	3.11	-77.3	-103.3	-127.8	-148.3	554.9	-143.78
4.75	41.10	2591.0	2581.5	2573.3	6.38	6.15	5.79	38.05	-15.5	-37.8	-50.1	5.07	2.11	-76.0	-103.0	-127.6	-148.2	914.6	-147.64
5.00	36.26	2601.0	2591.8	2583.8	6.40	6.17	5.83	38.06	-15.2	-35.9	-51.1	4.89	0.87	-75.8	-103.4	-128.1	-148.4	1000.0	-148.33

\*at 25°C unless mentioned otherwise

Figura 3.11: Hoja de datos de VCO [5]



En el ensayo realizado se observa por medio del analizador de espectro que el sistema de transmisión del radar genera señales con una frecuencia de  $2,4[GHz]$  hasta  $2,5[GHz]$ . Por lo tanto se concluye que el sistema de transmisión de radiofrecuencia se encuentra en correcto funcionamiento.



## Etapa de Recepción

La etapa de recepción esta formada por una antena monopolo con guía de onda circular, un amplificador de bajo ruido y el mezclador. El amplificador de bajo ruido es el mismo que se utiliza en la etapa de transmisión.

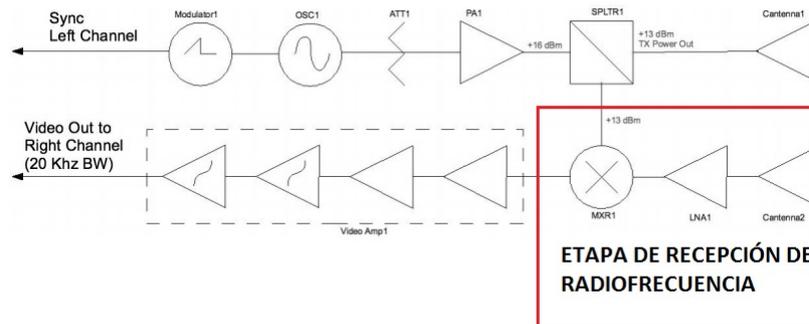


Figura 3.12: Etapa de recepción

### Mezclador de frecuencia:

El mezclador de frecuencia que se utiliza es de la marca *Minicircuits*, **ZX05-43MH+**. El mismo es utilizado para bajar la frecuencia de la señal de trabajo, para que en los circuitos eléctricos su posterior procesamiento sea accesible y mas versátil, ya que trabajar con una señal del orden de los *GHz* es muy costoso.

## ZX05-43MH+

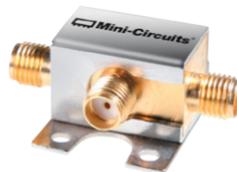


Figura 3.13: Mezclador [6]

A la salida del mezclador la señal FI de frecuencia intermedia es la que ingresa a la etapa de amplificación de vídeo, etapa de ganancia ajustable más filtro pasa bajos de 4<sup>to</sup> orden, para para procesar con el software *Matlab*.

## Antenas y Guía de Onda

### Diseño Antenas

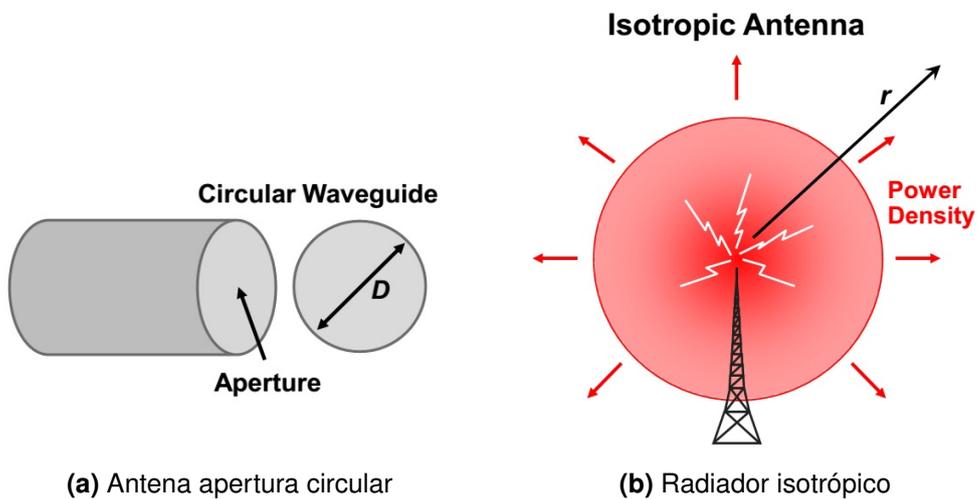
El sistema de antenas que se usa en el radar de onda continua son un par de guías de onda circulares, formadas por latas y en su interior una antena monopolo que irradia la energía dentro de dicha guía de onda. Este tipo de arreglo provoca que la antena del radar completa tenga la característica de ser muy directiva.

La ganancia **G** (relativa al radiador isotrópico) de una antena de apertura de forma arbitraria se indica en la siguiente expresión:

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} [7] \quad (3.1)$$

Donde  $A_e$  es el área efectiva de la antena y  $\lambda$  es la longitud de onda. En el caso de una antena de apertura circular con un diámetro  $D$ , su máximo valor de ganancia en  $dBi$  (relativo al radiador isotrópico) es igual a:

$$G_{dBi} = 10 \log_{10} \left( \frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 [7] \quad (3.2)$$



**Figura 3.14:** Características de una antena [7]

En el caso de la ganancia de una antena (figura 3.15) se puede referir a un radiador isotrópico, que es un concepto teórico. Un radiador isotrópico es una antena que irradia la misma densidad de potencia en todas las direcciones. Como se ve en la figura 3.14b.

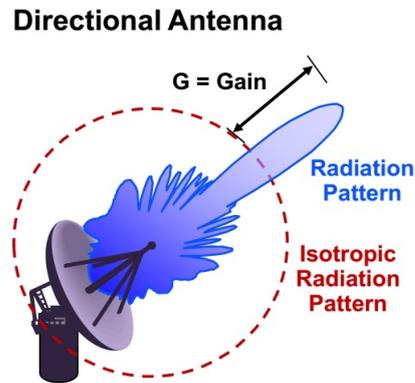


Figura 3.15: Ganancia de una antena [7]

En el estudio de una antena es importante el parámetro medida de haz a mitad de potencia (HPBW), y tiene la siguiente expresión:

$$HPBW = \frac{58^\circ \lambda}{D} [7] \quad (3.3)$$

Este parámetro indica el punto en donde la ganancia cae a la mitad tomando como referencia el pico de ganancia de la antena, dicho valor se lo observa en la figura 3.16.

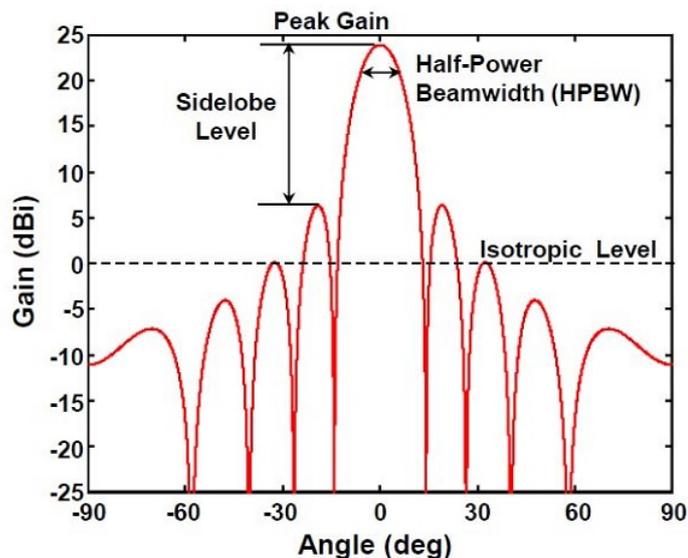


Figura 3.16: Gráfico de ganancia de una antena apertura circular [7]

Ahora vamos a hablar de las diferentes longitudes de ondas que se puede calcular para una antena. La longitud de onda  $\lambda$  para una onda electromagnética en el espacio libre es:

$$\lambda = \frac{c}{f} [7] \quad (3.4)$$

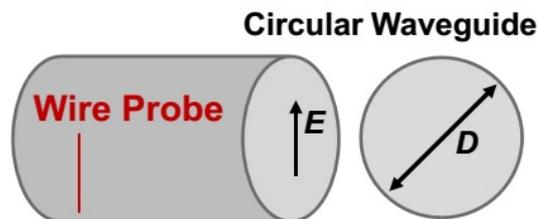
Donde  $c$  es la velocidad de la luz y  $f$  la frecuencia de propagación. En una guía de onda circular para el modo propagación  $TE_{11}$  la longitud de onda de corte  $\lambda_c$  es:

$$\lambda_c = 1,705D [7] \quad (3.5)$$

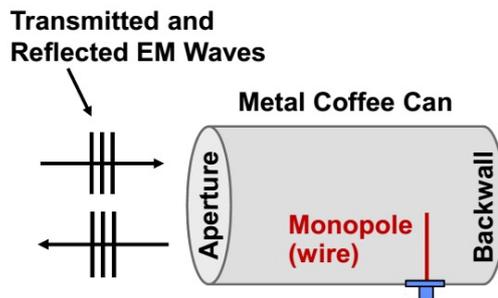
Donde  $D$  es el diámetro de la guía de onda rectangular. En el modo dominante  $TE_{11}$  no habrá propagación por debajo de la frecuencia de corte. La longitud de onda de la guía  $\lambda_g$  es:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \frac{\lambda^2}{(1,705D)^2}}} [7] \quad (3.6)$$

La longitud de onda es mas larga en la guía comparada con la longitud de onda en el espacio libre. En nuestro caso se eligen latas de café que actúan como guía de onda circulares, el diámetro de la misma es de  $9,9[cm]$  y con un largo de  $11,9[cm]$  que es uno de los valores que comercialmente se consigue.



(a) Guía de onda circular



(b) Antena de lata de café

Figura 3.17: Diseño teórico de antenas del radar [7]



Una vez que se definen las dimensiones físicas de las guías de onda circulares se procede a realizar los cálculos de sus características. Recordando que trabajan con una frecuencia de  $2,4[GHz]$ , se calcula el largo del monopolo con la fórmula de longitud de onda en espacio libre, ecuación 3.4.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{2,4 \times 10^9} = 0,125[m][7] \quad (3.7)$$

Por lo tanto el largo del monopolo tiene que ser teóricamente:

$$L = \frac{\lambda}{4} = \frac{0,125}{4} = 3,125[cm][7] \quad (3.8)$$

La distancia desde la pared que forma el fondo de la lata (backwall en la figura 3.17b) hasta donde se ubica el monopolo, se calcula con la formula 3.6 para la longitud de onda de la guía:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \frac{\lambda^2}{(1,705D)^2}}} = \frac{12,5}{\sqrt{1 - \frac{12,5^2}{(1,705 \cdot 9,9)^2}}} = 18,5[cm][7] \quad (3.9)$$

La distancia total en donde se coloca el monopolo es:

$$D_{monopolo} = \frac{\lambda_g}{4} = \frac{18,5}{4} = 4,6[cm][7] \quad (3.10)$$

Ahora con la ecuación 3.11 se calcula la ganancia de la antena:

$$G_{dBi} = 10 \log_{10} \left( \frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 = 10 \log_{10} \frac{\pi \cdot 9,9^2}{12,5} = 8[dBi][7] \quad (3.11)$$

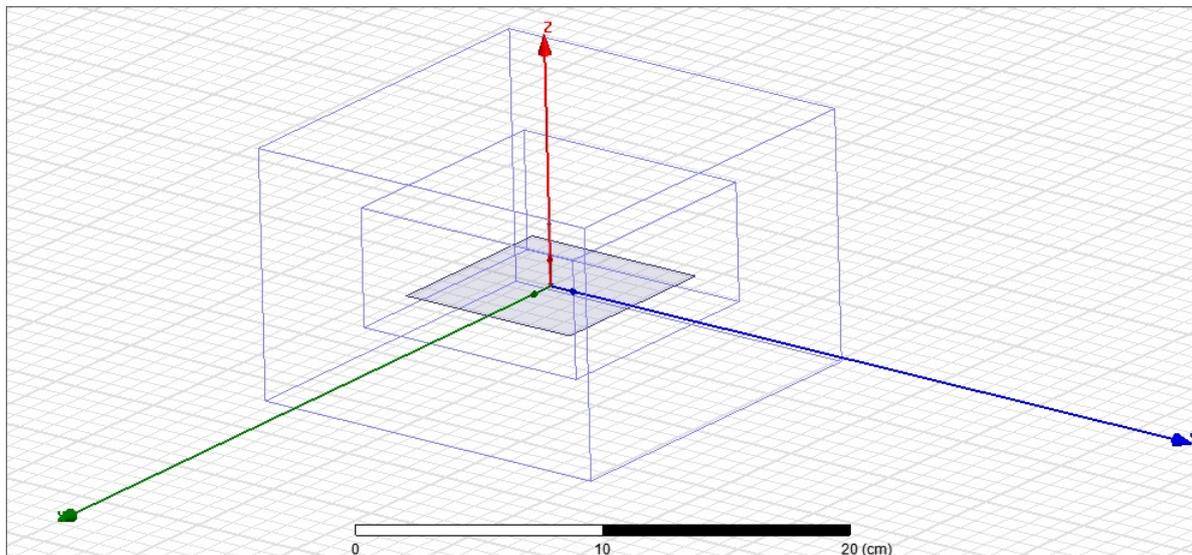
### Simulación de Antena de Radar - HFSS

La simulación de la antena del radar se realiza en el software Ansys HFSS, el mismo permite observar todas las características de dichas antenas. En la primera simulación se realiza un monopolo en espacio libre, para ello se construye un monopolo cuyas medidas se especifican para que dicha antena trabaje en  $2,4[GHz]$ .

Las medidas del monopolo para  $2,4[GHz]$  son las siguientes:

- Radio del Monopolo:  $0,084[cm]$
- Alto del Monopolo:  $2,72[cm]$
- Ancho del Plano de masa:  $8,37[cm]$
- Largo del Plano de masa:  $8,37[cm]$
- Ancho del puerto de entrada:  $0,168[cm]$
- Alto del puerto de entrada:  $0,084[cm]$

A continuación se observa la construcción del monopolo en el software de simulación.



**Figura 3.18:** Monopolo construido en HFSS

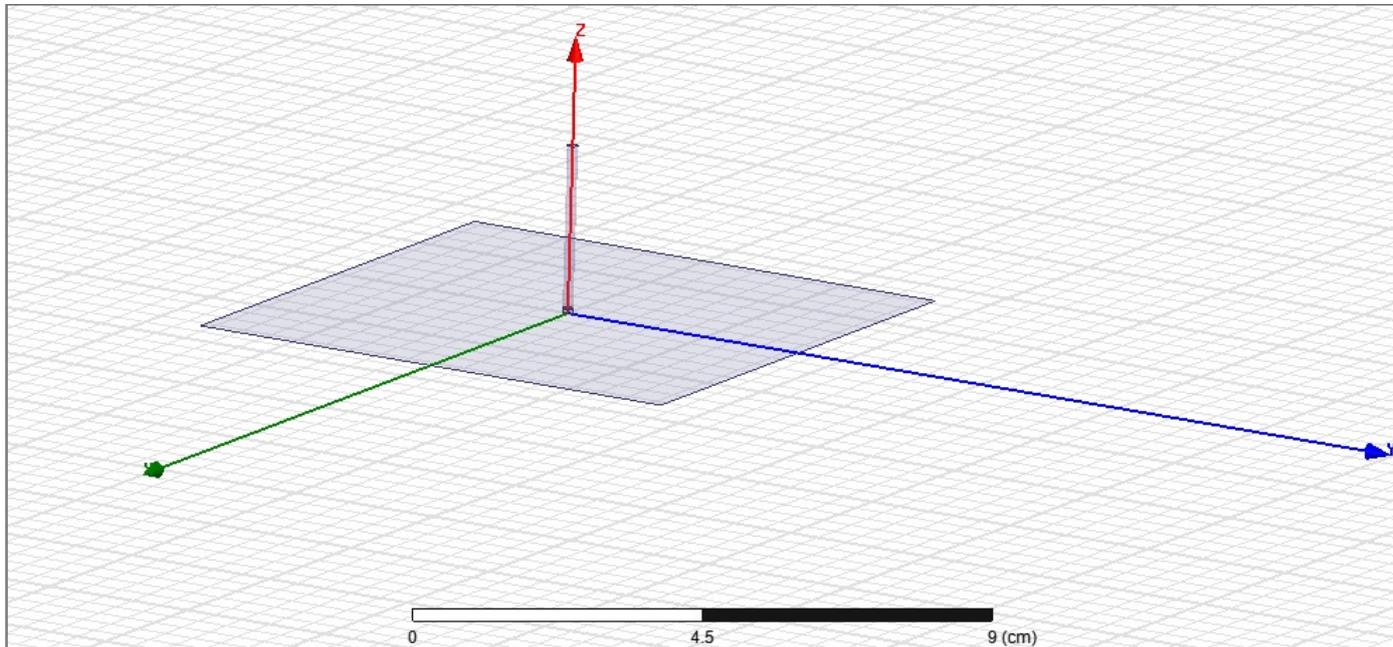


Figura 3.19: Monopolo diseño en HFSS

Los resultados que arroja el software de simulación se presentan a continuación. Se observa en las figuras 3.20, 3.21, 3.22 y 3.23 las características principales de funcionamiento de la antena.

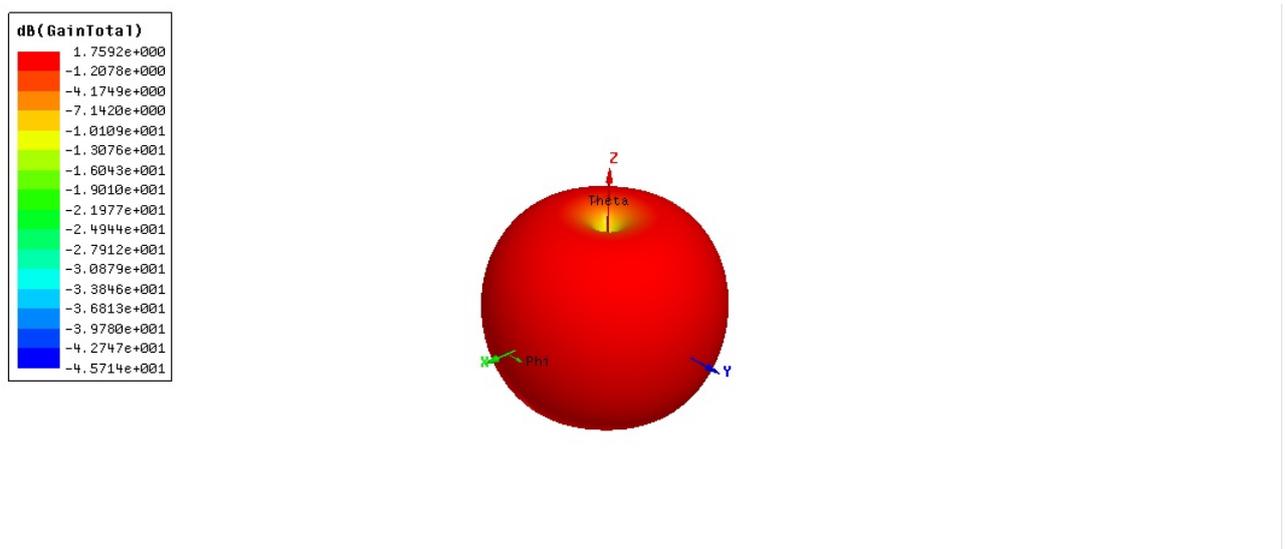
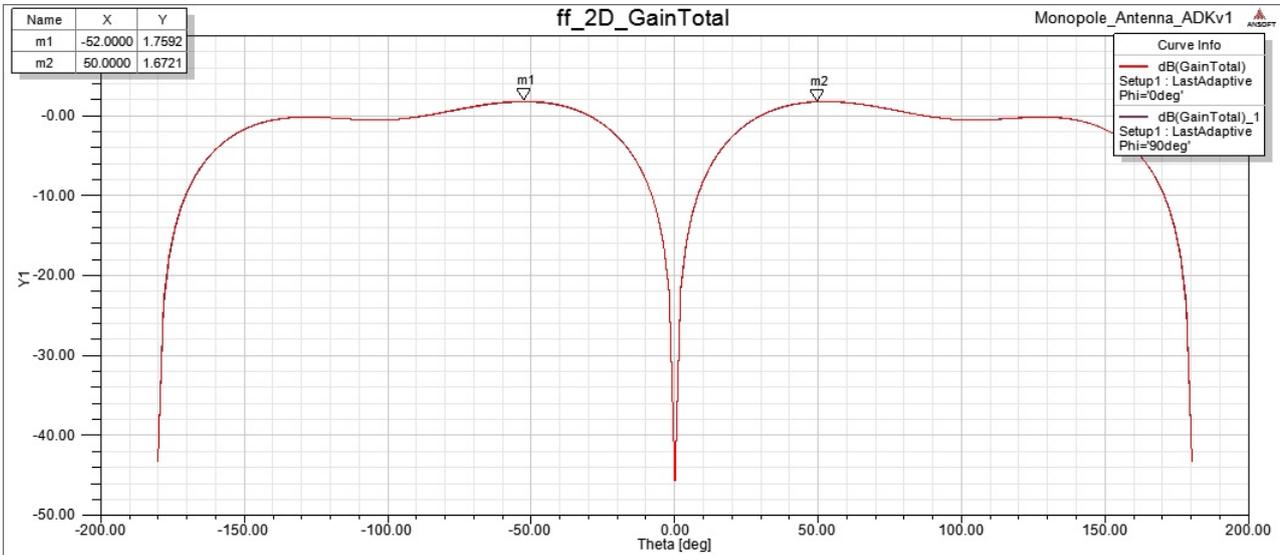
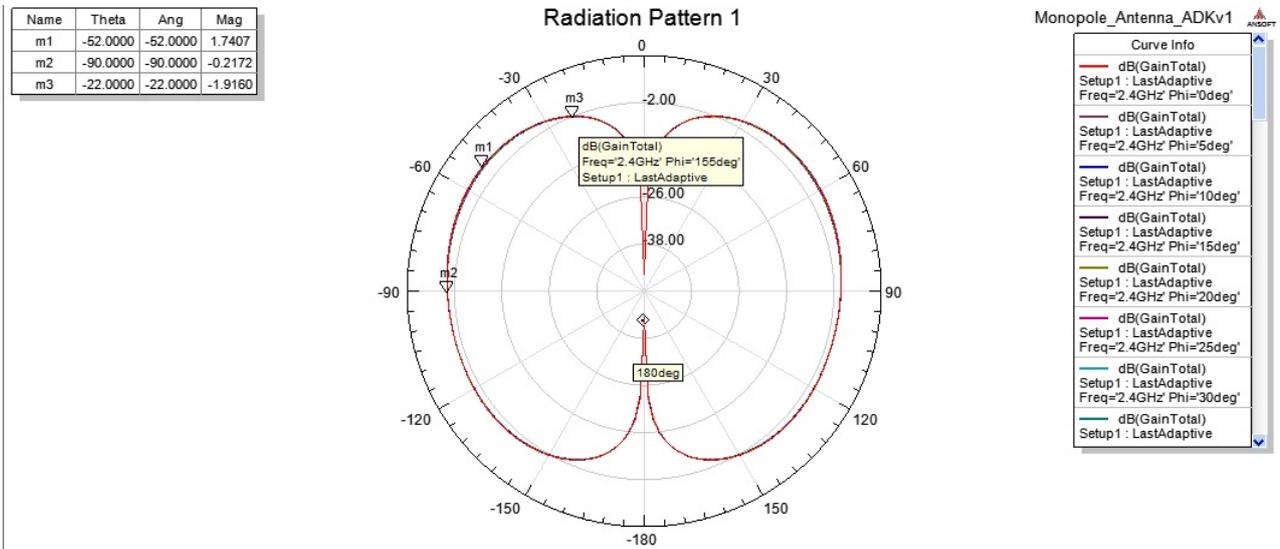


Figura 3.20: Ganancia en diagrama polar 3D



**Figura 3.21:** Ganancia en diagrama rectangular



**Figura 3.22:** Ganancia en diagrama polar 2D

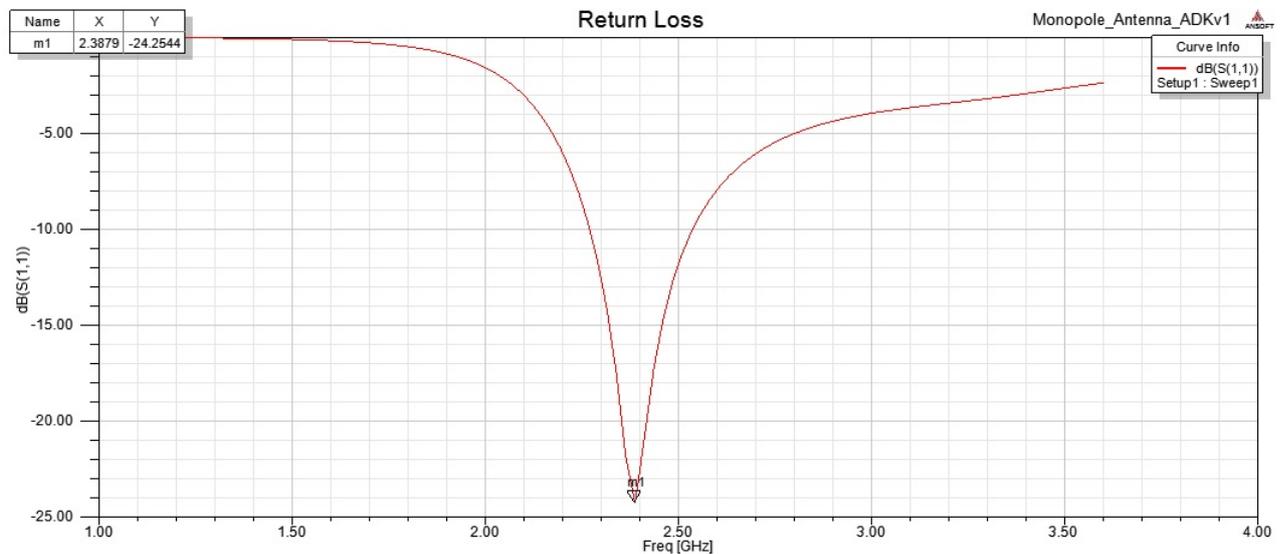


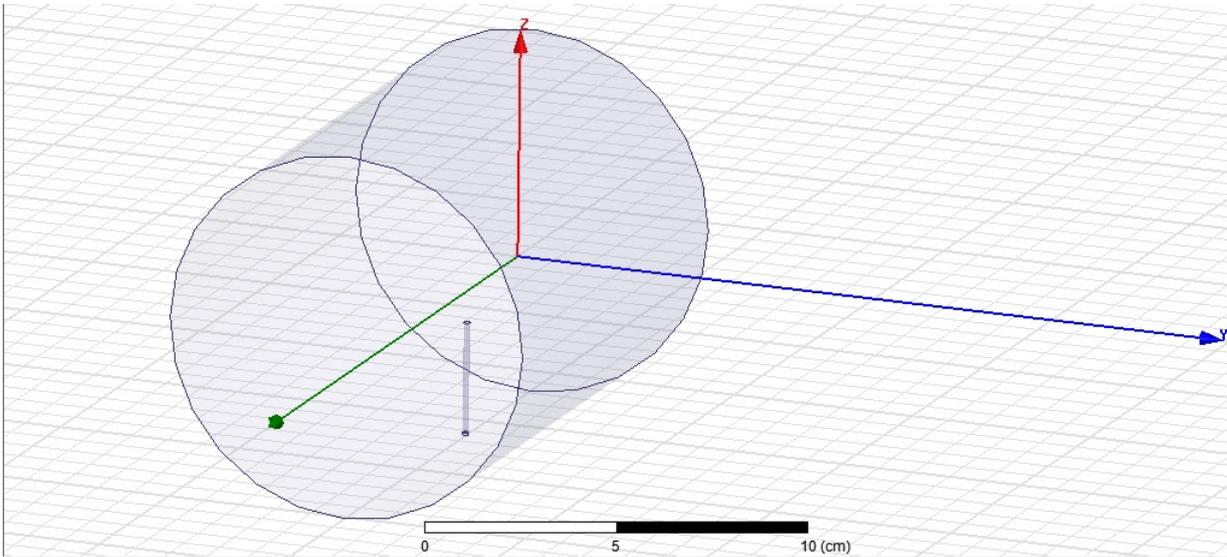
Figura 3.23: Diagrama de pérdida de retorno,  $S_{11}$

### Resultados:

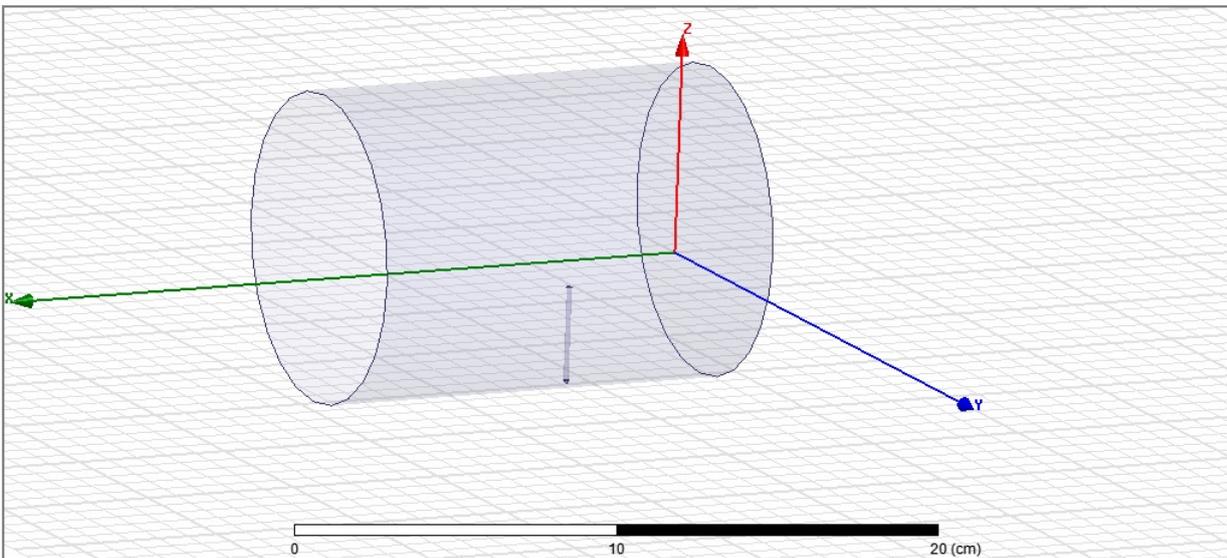
- Ganancia de la antena es de  $1,75[dB]$ .
- Pérdida de Retorno, parámetro  $S_{11}$ :  $-24,25[dB]$

Luego se procede a realizar la simulación de la antena completa con medidas que se usan como ejemplo, las mismas se presentan a continuación. La única medida constructiva que difiere con la de la antena de guía de onda circular (latas de café) que tenemos a nuestro alcance es la de el largo de la misma, se procede a hacer esto para ver como se comporta el modelo cambiando dicho parámetro. Las medidas de la antena de radar para  $2,4[GHz]$  son las siguientes:

- Radio del Monopolo:  $0,084[cm]$
- Alto del Monopolo:  $3[cm]$
- Radio del reflector:  $4,95[cm]$
- Largo del reflector:  $13,3[cm]$
- Ancho del puerto de entrada:  $0,168[cm]$
- Alto del puerto de entrada:  $0,084[cm]$



**Figura 3.24:** Antena del radar



**Figura 3.25:** Antena del radar



Los resultados que se obtienen por el software se observan en las figuras 3.26, 3.27, 3.28 y 3.29.

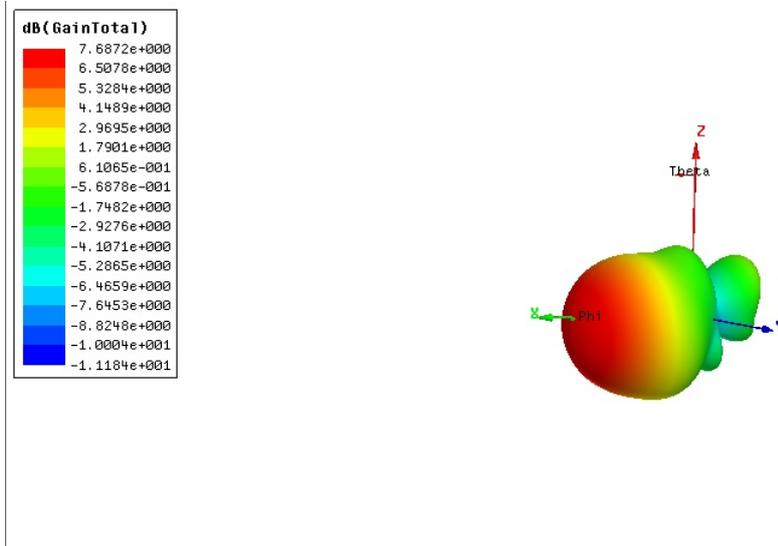


Figura 3.26: Ganancia en diagrama polar 3D

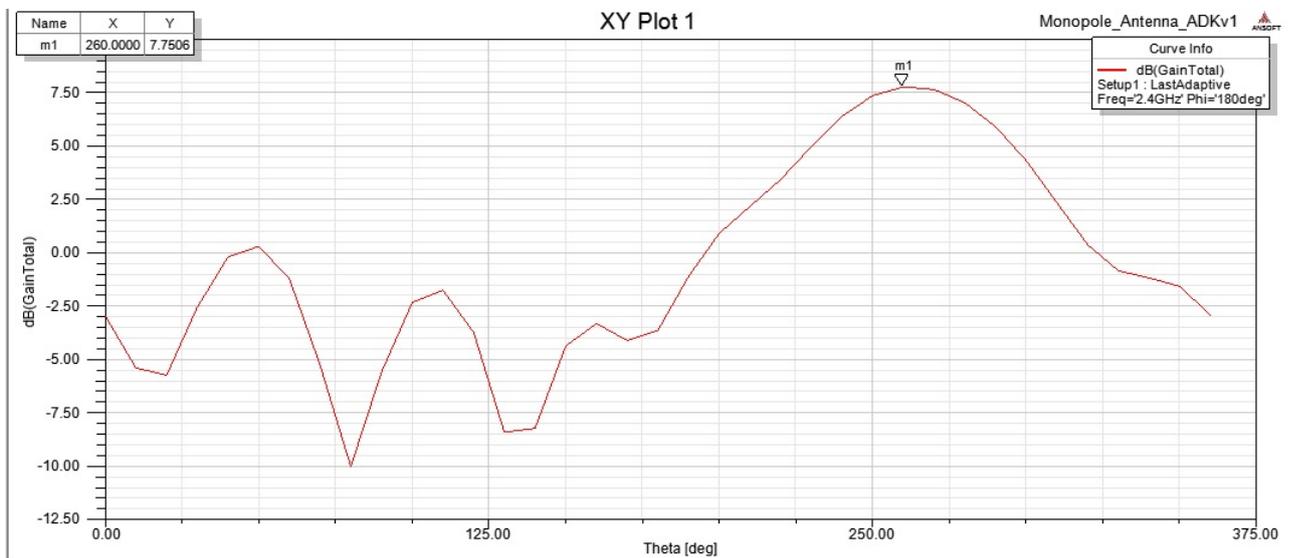


Figura 3.27: Ganancia en diagrama rectangular

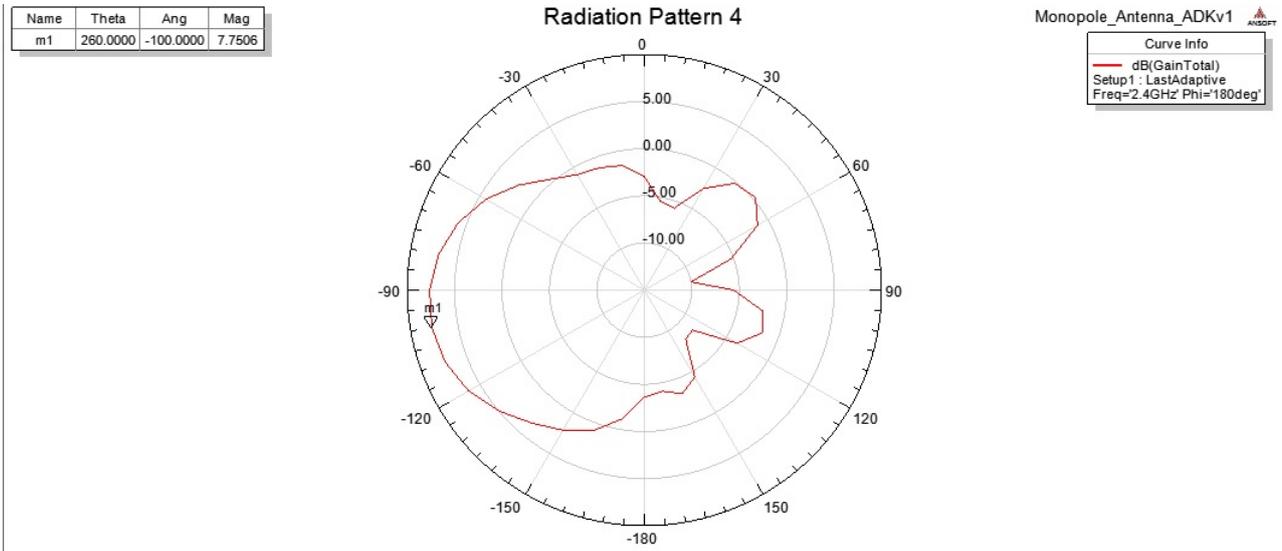


Figura 3.28: Ganancia en diagrama polar 2D

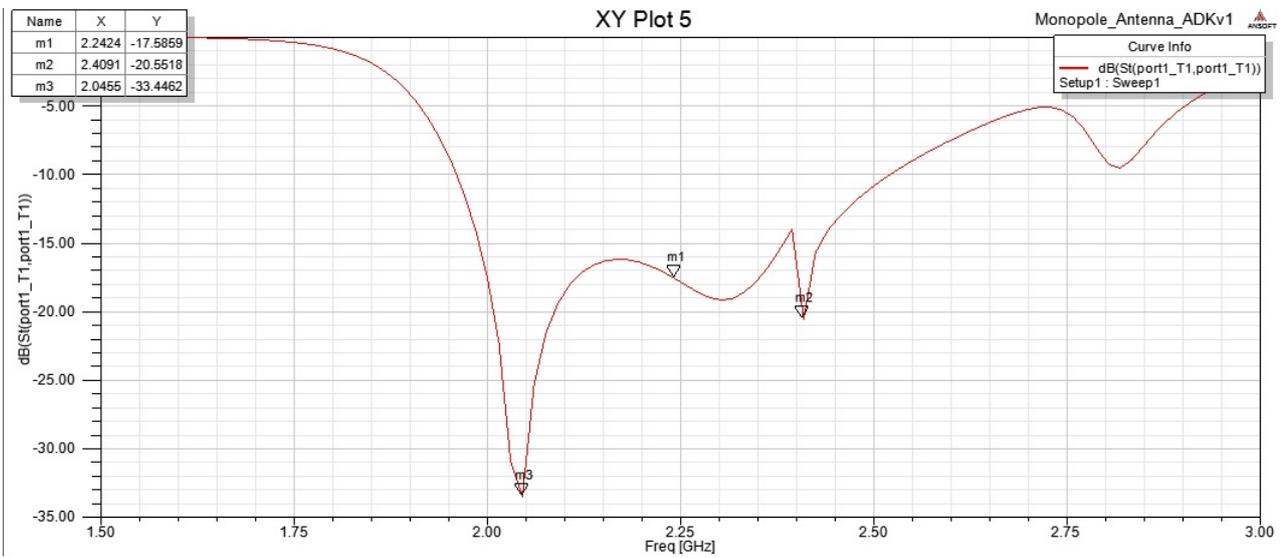


Figura 3.29: Diagrama de perdida de retorno,  $S_{11}$



### Resultados:

- Ganancia de la antena es de  $7,68[dB]$ .
- Perdida de Retorno, parámetro S11:  $-20,55[dB]$

Valor de ganancia  $7,68[dB]$ , se aproxima al obtenido en el calculo que se realizó. La adaptación que nos da es  $-20,55[dB]$ , valor de señal reflejada, lo cual es un valor aceptable que nos indica que se encuentra adaptada la antena del radar.

Para llegar a obtener la mejor adaptación que se pudo ver anteriormente, se realiza un barrido cambiando la variable que corresponde al largo del monopolo. Los distintos largos del monopolo que se utilizan para hacer el barrido se presentan a continuación.

- 1<sup>er</sup> largo del monopolo:  $2,5[cm]$
- 2<sup>do</sup> largo del monopolo:  $2,6[cm]$
- 3<sup>ro</sup> largo del monopolo:  $2,7[cm]$
- 4<sup>to</sup> largo del monopolo:  $2,9[cm]$
- 5<sup>to</sup> largo del monopolo:  $3[cm]$
- 6<sup>to</sup> largo del monopolo:  $3,084[cm]$

Del gráfico de la figura 3.30 se obtiene la medida del largo del monopolo que logra mejor adaptación.

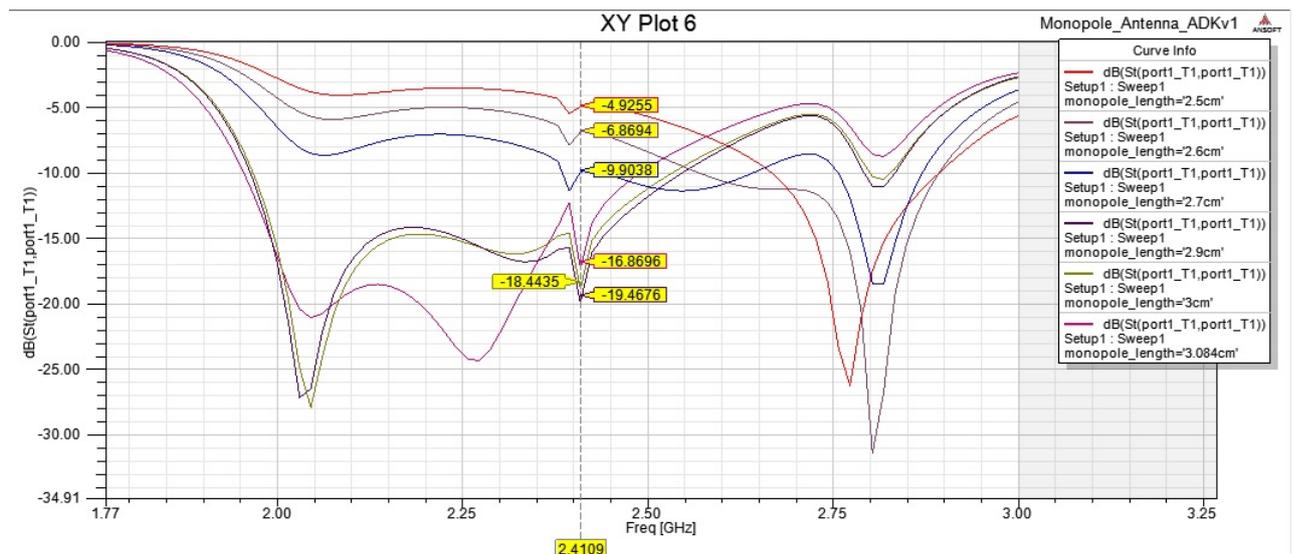


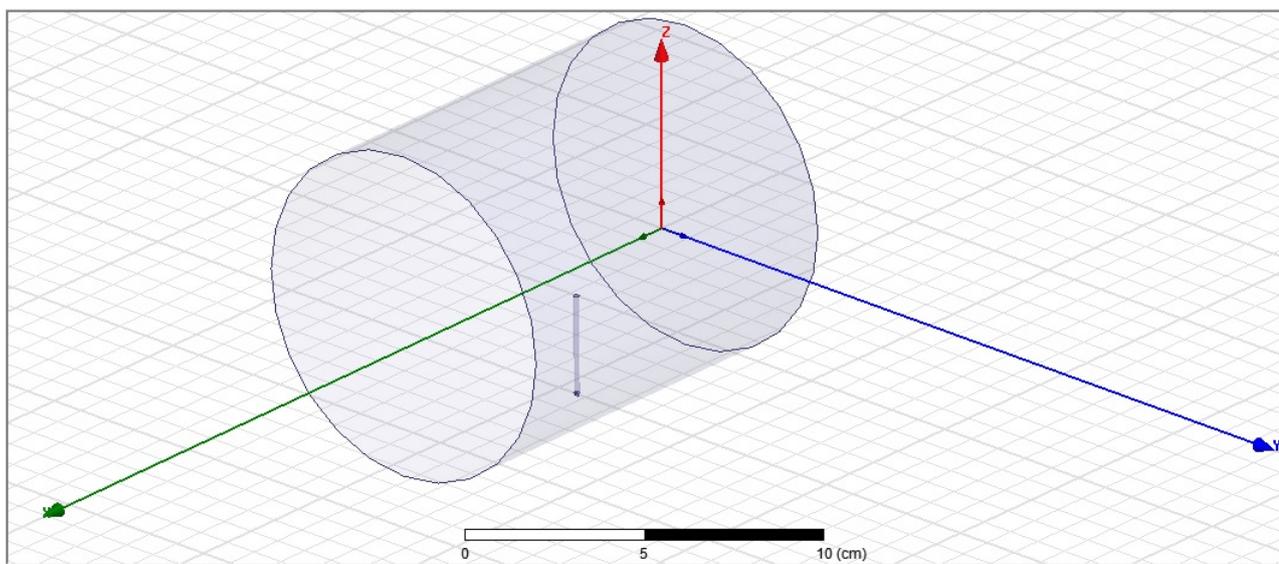
Figura 3.30: Barrido en que se varia el largo del monopolo

**Resultados:**

- 1<sup>er</sup> largo del monopolo:  $2,5[cm]$ , la atenuación es :  $-4,92[dB]$
- 2<sup>do</sup> largo del monopolo:  $2,6[cm]$  la atenuación es :  $-6,86[dB]$
- 3<sup>ro</sup> largo del monopolo:  $2,7[cm]$  la atenuación es :  $-9,90[dB]$
- 4<sup>to</sup> largo del monopolo:  $2,9[cm]$  la atenuación es :  $-19,46[dB]$
- 5<sup>to</sup> largo del monopolo:  $3[cm]$  la atenuación es :  $-18,4[dB]$
- 6<sup>to</sup> largo del monopolo:  $3,084[cm]$  la atenuación es :  $-16,86[dB]$

La mejor adaptación resulta para un largo de monopolo que este entre  $2,9[cm]$  y  $3[cm]$ . Se realiza la simulación con las medidas de antena de guía de onda circular que tenemos a nuestro alcance, es decir con las medidas de las latas que se pueden conseguir en el mercado.

- Radio del Monopolo:  $0,084[cm]$
- Alto del Monopolo:  $3[cm]$
- Radio del reflector:  $4,95[cm]$
- Largo del reflector:  $11,9[cm]$
- Ancho del puerto de entrada:  $0,168[cm]$
- Alto del puerto de entrada:  $0,084[cm]$

**Figura 3.31:** Antena del radar



Los resultados de las simulaciones se pueden observar en las figuras 3.32, 3.33, 3.34 y 3.35.

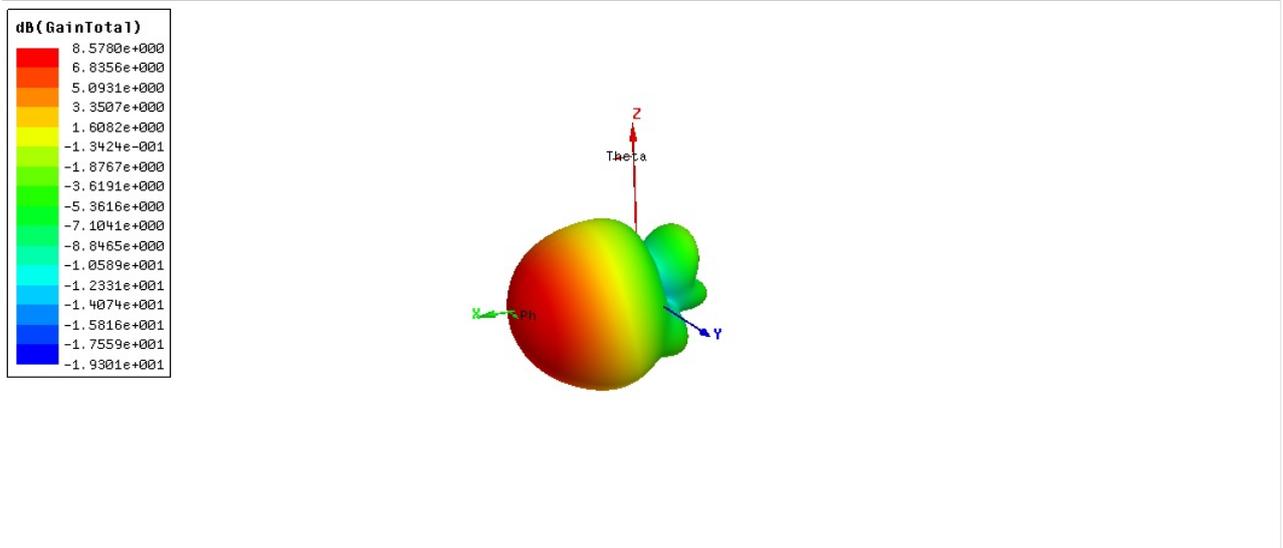


Figura 3.32: Ganancia en diagrama polar 3D

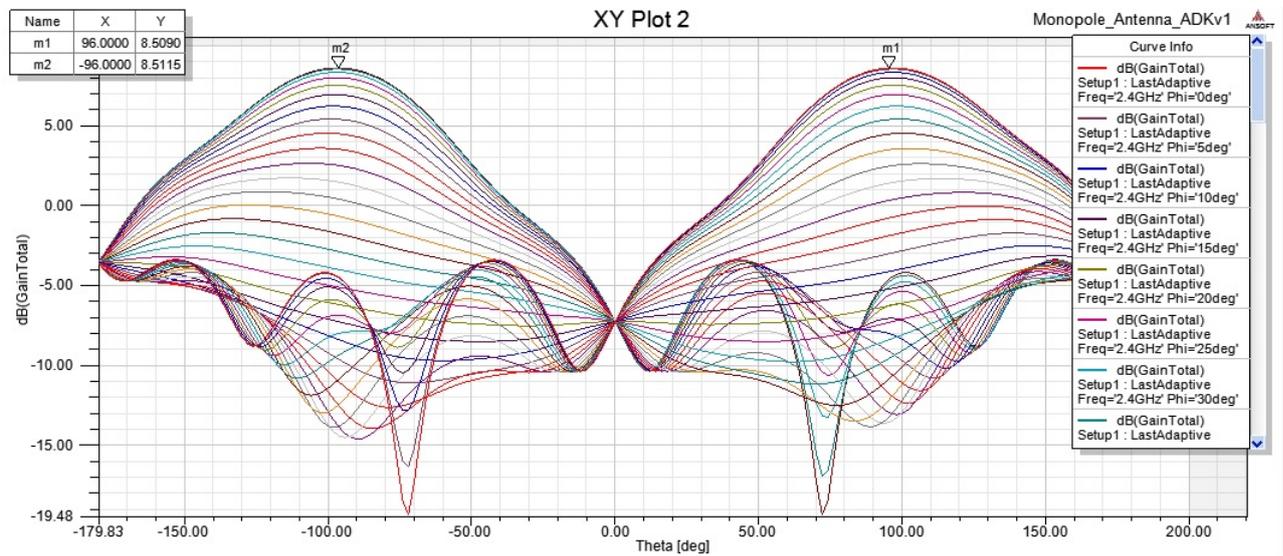
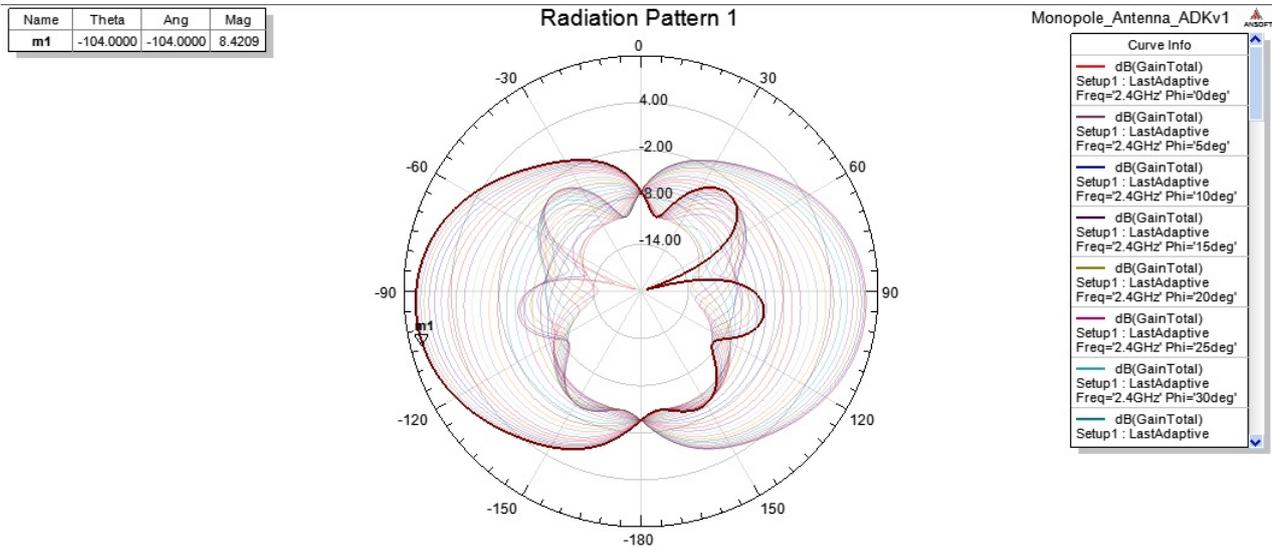
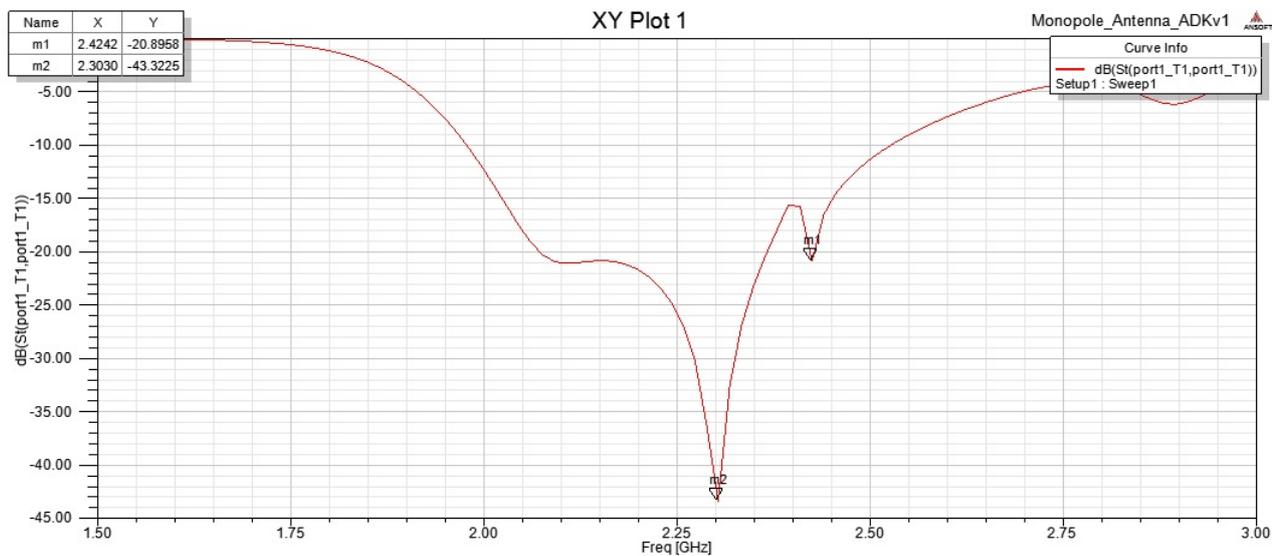


Figura 3.33: Ganancia en diagrama rectangular



**Figura 3.34:** Ganancia en diagrama polar 2D



**Figura 3.35:** Diagrama de perdida de retorno,  $S_{11}$

**Resultados:**

- Ganancia de la antena es de  $8,57[dB]$ .
- Perdida de Retorno, parámetro  $S_{11}$ :  $-20,89[dB]$

Por ultimo se realiza la simulación de la antena de radar anterior, pero trabajando en  $2,5[GHz]$ . Esta simulación se hace debido a que el radar trabaja en la banda ISM, un banda de frecuencia que se utiliza para la industria, la ciencia, y la medicina que va desde  $2,4[GHz]$  a  $2,5[GHz]$ . Los resultados se muestran a continuación en las figuras 3.36, 3.37, 3.38 y 3.39 .

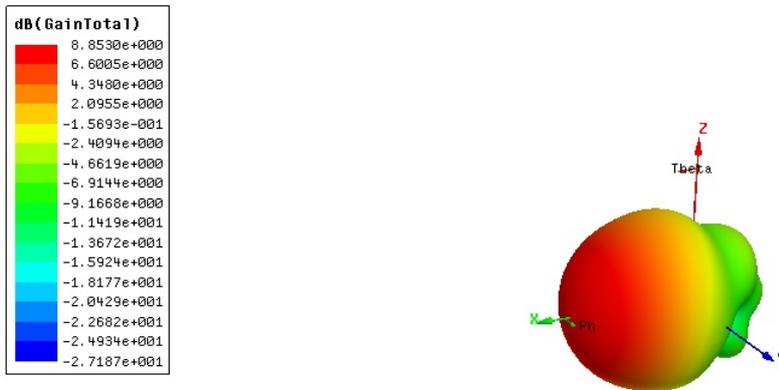


Figura 3.36: Ganancia en diagrama polar 3D

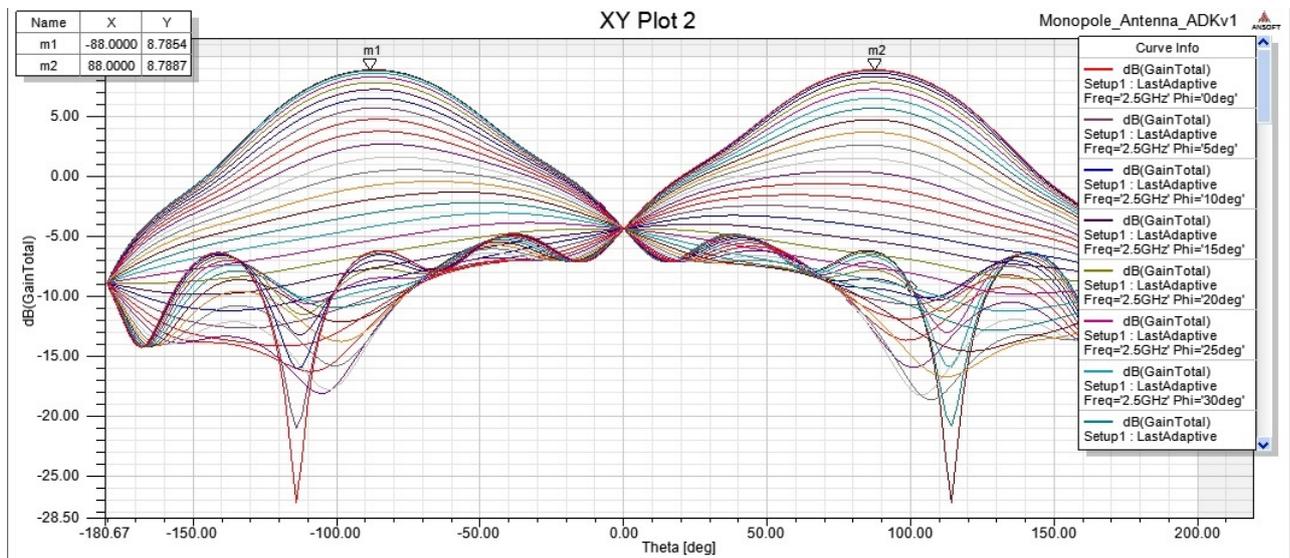


Figura 3.37: Ganancia en diagrama rectangular

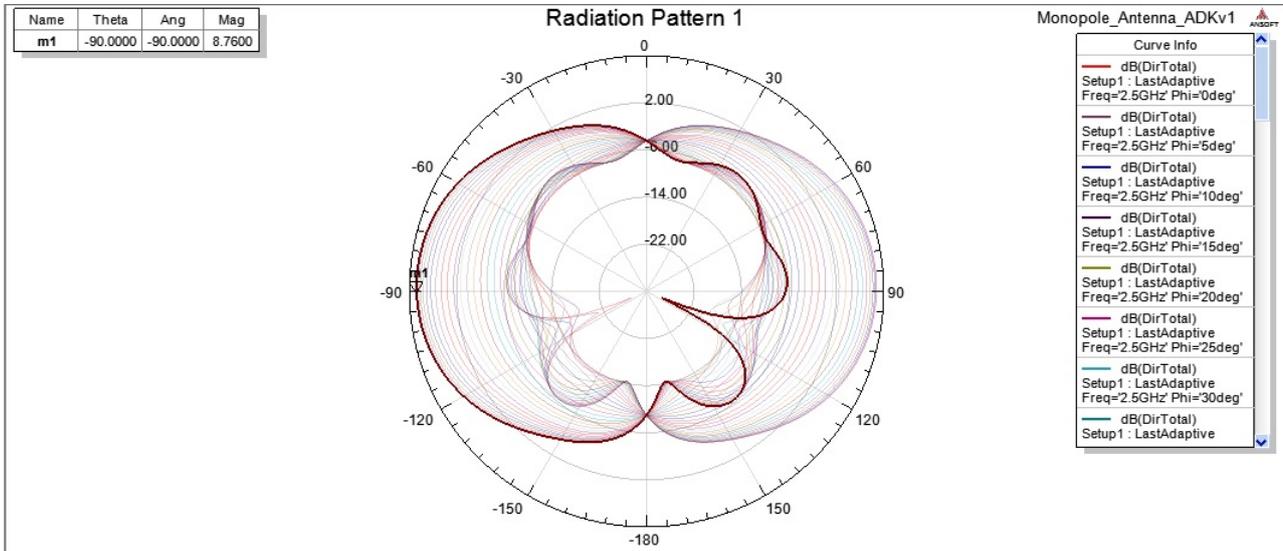


Figura 3.38: Ganancia en diagrama polar 2D

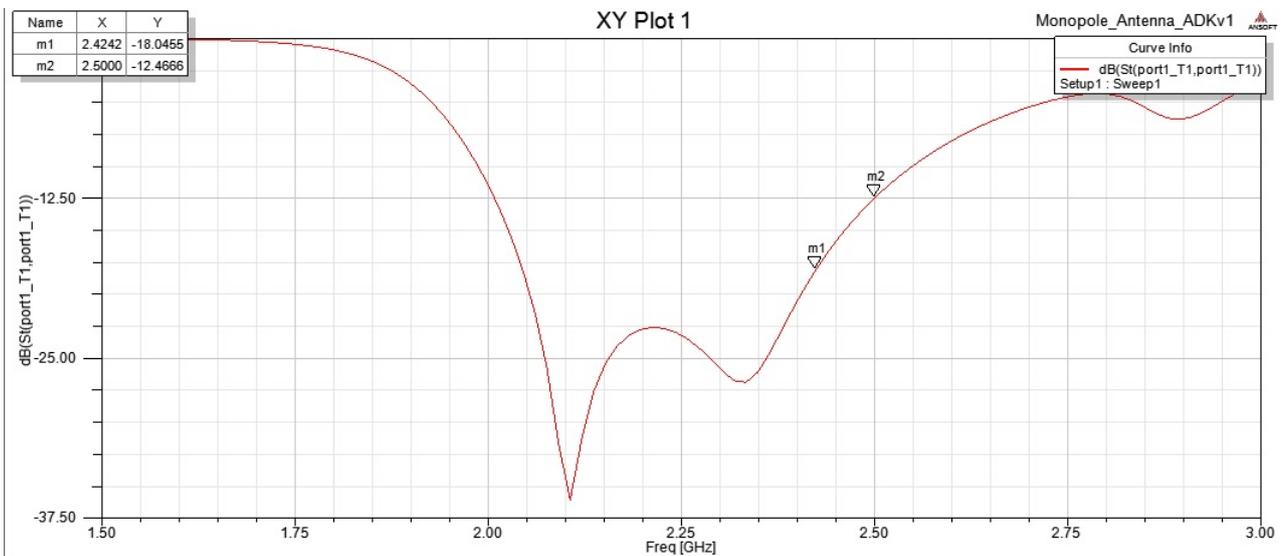


Figura 3.39: Diagrama de perdida de retorno,  $S_{11}$

Se concluye que las anteriores simulaciones permiten realizar una aproximación de como se deben construir las antenas del radar. Luego de su construcción se realizan distintas correcciones modificando el diseño, que permiten dejar las antenas del radar en óptimas condiciones de funcionamiento.



### Adaptación de Antena de Radar - Network Analyzer

Luego de que se obtiene el diseño teórico, se realizan las simulaciones y se construyen las antenas de transmisión y recepción, se adapta dicho sistema de antenas para lograr la mejor eficiencia de trabajo. La adaptación consiste en calibrar la impedancia de las antenas monopolo, el coeficiente de onda reflejada, el parámetro **S11** y ROE, para la máxima transferencia de energía del sistema. Dicha calibración se realiza de manera que se modifican las características físicas del sistema tales como, el *largo* y ancho del cable del *monopolo*, distancia desde el *monopolo* a la pared reflectora de la lata y distancia entre antena transmisora y receptora.

- **Ajuste del coeficiente de onda estacionaria**, relación entre potencia reflejada y potencia transmitida, ROE.
- **Ajuste de coeficiente de reflexión o parámetro  $S_{11}$** , relación entre nivel de señal transmitida y nivel de señal reflejada en dB.
- **Ajuste de impedancia**, impedancia característica de la antena,  $50[Ohm] - IDEAL$ , para que las perdidas sean lo mas bajas posibles.

Los requerimientos del sistema con los cuales se logra un trabajo eficiente son los siguientes:

<b>ROE</b>	$< 1,5$
<b>S11</b>	$< 15[dB]$
<b>IMPEDANCIA</b>	$48 - 52[Ohm]$

Tabla 3.1: Tabla de requerimientos

Los puntos mas importantes del ensayo son:

- Analizador de espectro: **Impedancia antenas**, **ROE** y parámetro **S11**
- Calibración de acuerdo a los valores óptimos requeridos por el sistema:
  - **Impedancia de antenas:**  $50[Ohm]$
  - **ROE:**  $aprox 1_{ideal}$
  - **S11 onda reflejada:**  $< 15[dB]$

En las figuras siguientes se exponen los resultados del ensayo de adaptación que se realiza. El gráfico del parámetro **S11 vs. Frecuencia** y el gráfico en el *ábaco* de **Impedancias**, se encuentran a la izquierda y a la derecha respectivamente en las figuras 3.40 y 3.41. La figura 3.42 cuenta con dos gráficos, **ROE vs. Frecuencia** y parámetro **S11 vs. Frecuencia**. El eje de las frecuencias en todos los gráficos tiene un rango de  $f_{ini} = 2,0[GHz]$  a  $f_{fin} = 2,6[GHz]$ .

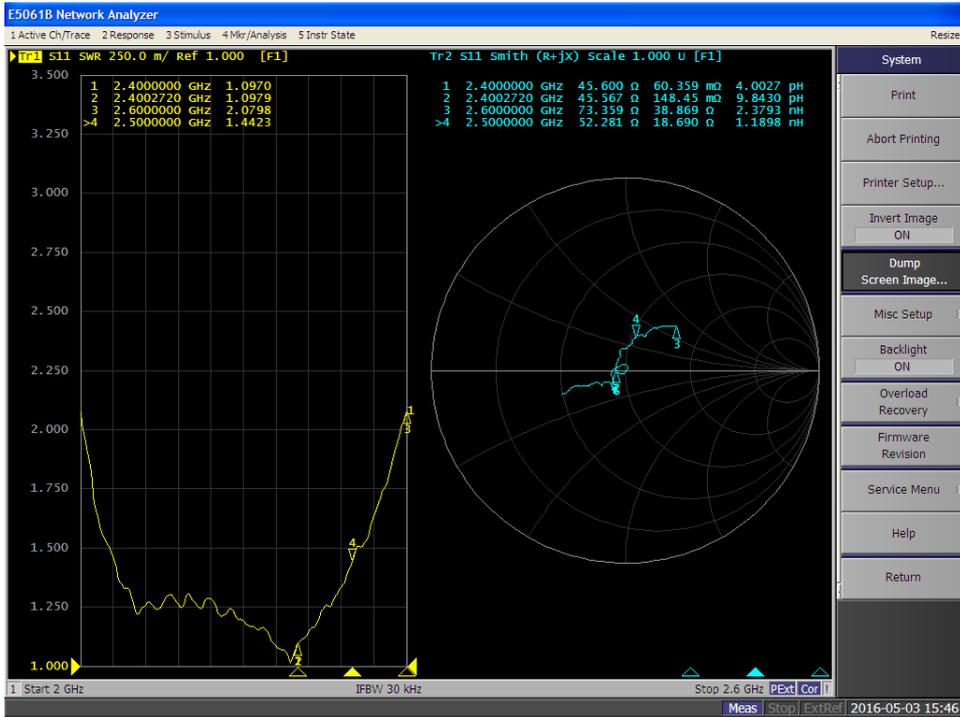


Figura 3.40: Gráfico de ROE e IMPEDANCIA – antena de transmisión

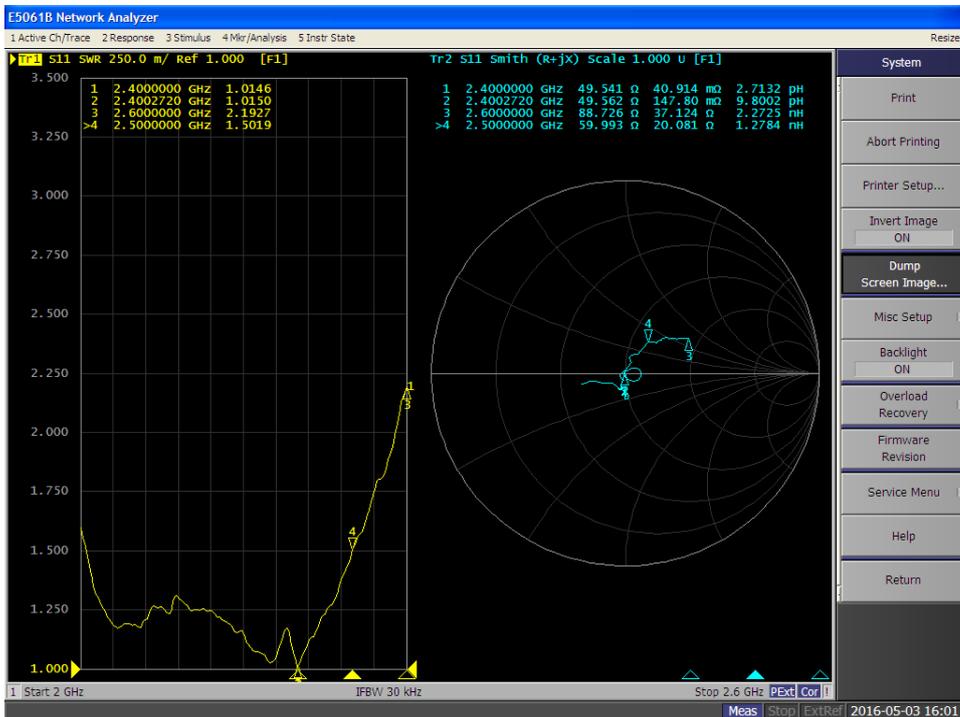
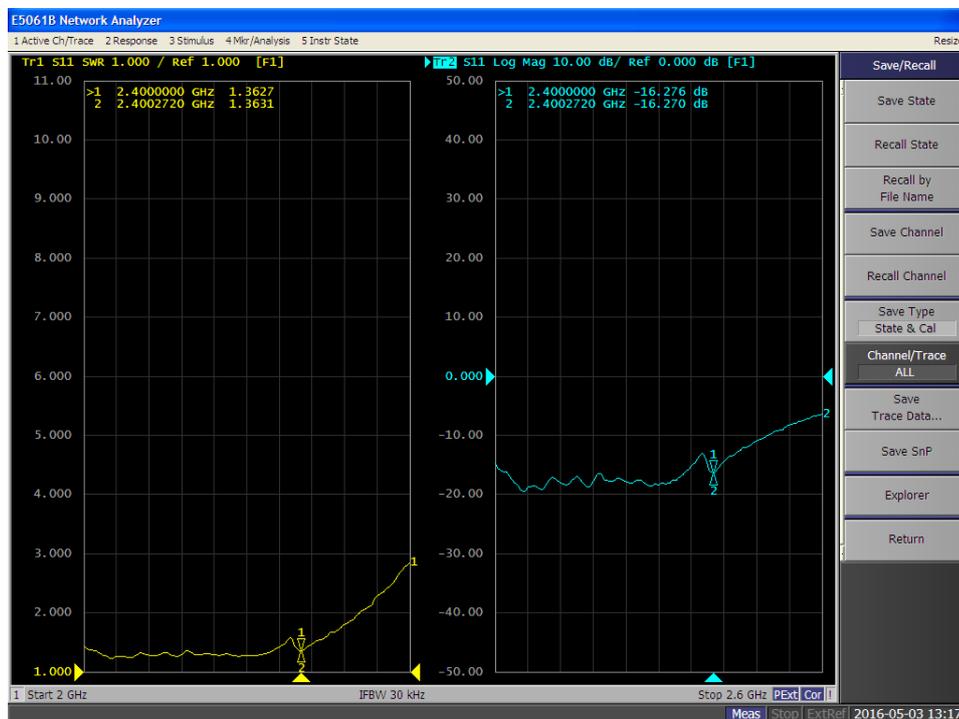


Figura 3.41: Gráfico de ROE e IMPEDANCIA – antena de recepción

	Frecuencia [GHz]	ROE	Impedancia[Ohm]
<b>Antena TX</b>	2.4	1.0970	45.60
	2.5	1.4423	52.281
<b>Antena RX</b>	2.4	1.0146	49.541
	2.5	1.5019	59.993

**Tabla 3.2:** Tabla resultados – Analizador de Redes

El coeficiente de reflexión que se mide para las antenas de transmisión y recepción es menor a  $-16[dB]$  figura 3.42.



**Figura 3.42:** Gráfico de ROE- $S_{11}$

En los ensayos que se realiza se observa que todos los parámetros medidos se ubican dentro de los requerimientos exigidos para que las antenas del radar se encuentren funcionando de correcta manera.

## Modulador

### Circuito de Modulación

La etapa de modulación se encarga de generar la señal fundamental para poder realizar la transmisión en el sistema radar. Esta señal generada en el modulador ingresa al **VCO**, y del mismo sale la señal de RF que luego será transmitida por el radar.

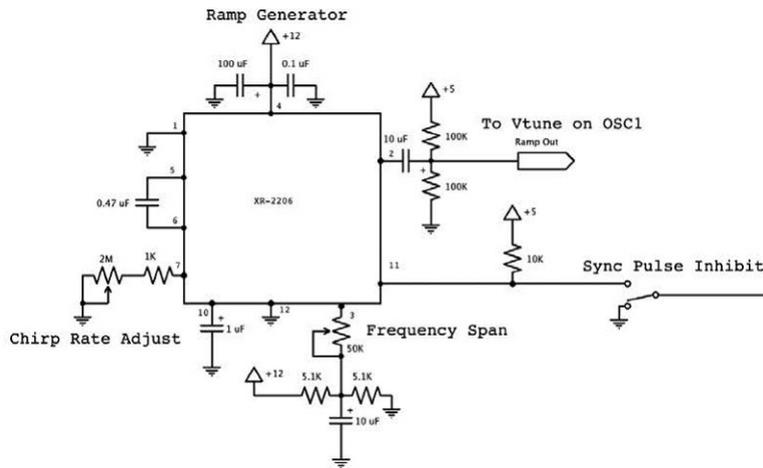


Figura 3.43: Circuito de Modulación [8]

Este circuito está formado principalmente por el integrado **XR2206**, generador de funciones monolítico, el cual es el encargado de generar la señal de entrada  $V_{tune}$ , de forma de onda triangular, para la modulación en frecuencia, entrada del oscilador controlado por voltaje.

La configuración de este circuito, la cual se extrae de la hoja de datos del integrado (Ver Anexo A), es tal que nos proporciona una señal triangular a su salida de acuerdo a las características requeridas.

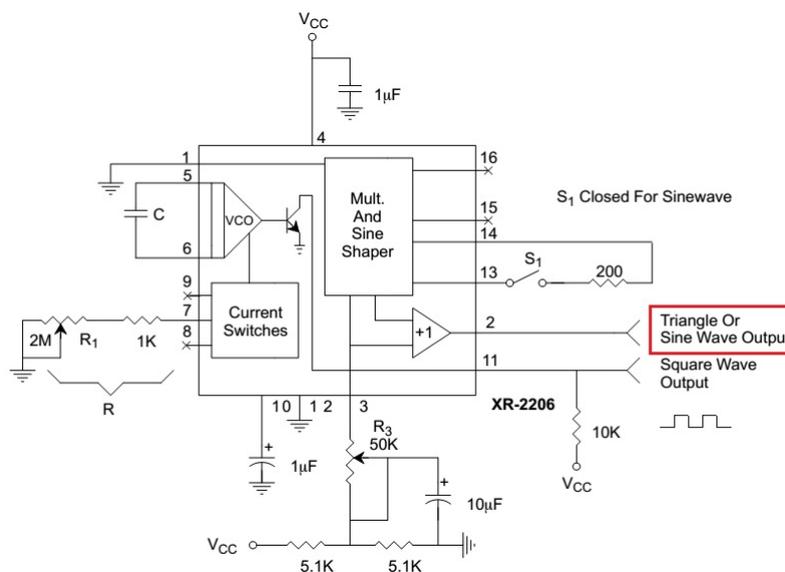


Figura 3.44: Circuito extraído de hoja de datos [8]



En el caso del circuito modulador que se utiliza en el radar, los **pin**s 13 y 14 se encuentran abiertos con el objetivo de que a la salida del circuito modulador se encuentre una señal triangular. Por el **pin** 2 sale la señal triangular encargada de controlar al oscilador, y por el **pin** 11 sale el pulso de sincronismo que se usa como referencia en el procesamiento de las señales que nos permiten obtener la información de rango provista por el radar.

El *pin-out* del integrado XR2206, se especifica la figura 3.45.

**PIN DESCRIPTION**

Pin #	Symbol	Type	Description
1	AMSI	I	Amplitude Modulating Signal Input.
2	STO	O	Sine or Triangle Wave Output.
3	MO	O	Multiplier Output.
4	V <sub>CC</sub>		Positive Power Supply.
5	TC1	I	Timing Capacitor Input.
6	TC2	I	Timing Capacitor Input.
7	TR1	O	Timing Resistor 1 Output.
8	TR2	O	Timing Resistor 2 Output.
9	FSKI	I	Frequency Shift Keying Input.
10	BIAS	O	Internal Voltage Reference.
11	SYNCO	O	Sync Output. This output is a open collector and needs a pull up resistor to V <sub>CC</sub> .
12	GND		Ground pin.
13	WAVEA1	I	Wave Form Adjust Input 1.
14	WAVEA2	I	Wave Form Adjust Input 2.
15	SYMA1	I	Wave Symetry Adjust 1.
16	SYMA2	I	Wave Symetry Adjust 2.

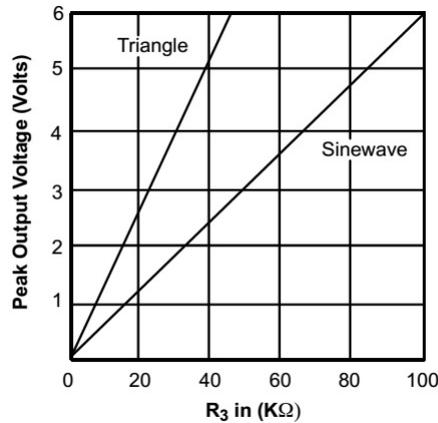
**Figura 3.45:** Tabla de *Pin-Out* XR2206 [8]

La señal triangular que se obtiene a la salida del modulador debe tener las características que se muestran en la tabla 3.3.

<b>Frecuencia de trabajo</b>	25[KHz]
<b>Periodo <math>T</math></b>	40[ms]
<b>Tiempo de subida <math>t_{subida}</math></b>	20[ms]
<b>Barrido de tension</b>	2 – 3,2[VoltDC]

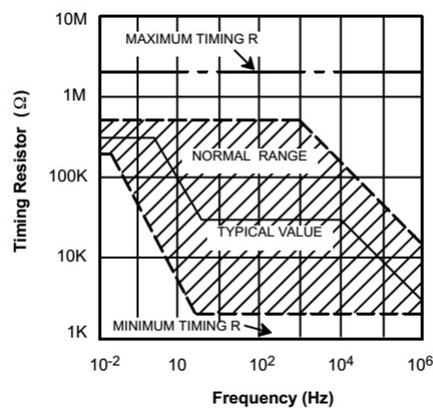
**Tabla 3.3:** Características Modulador

Las anteriores características son indispensables para que el radar trabaje en la banda *ISM* (*Industrial, Scientific and Medical*) que está en el rango de frecuencias de 2,4[GHz] a 2,5[GHz]. La configuración de entrada del **pin** 3 nos permite controlar de manera externa la amplitud de la señal triangular para obtener las características antes descritas. El control se realiza por medio del potencio-metro con valor de 50[KΩ] que nos permite ajustar la amplitud de la señal de modo que varíe de 2[Vdc] a 3,2[Vdc].



**Figura 3.46:** Gráfico de Amplitud de salida vs Valor R3 [8]

En la figura 3.46 se observa que si se coloca en el lugar de **R3** un potencio-metro de  $50[k\Omega]$  la amplitud pico de la señal triangular varía de  $0[V_{dc}]$  a  $6,5[V_{dc}]$  aproximadamente, lo que sirve para el rango de amplitud en el cual se trabaja. Por medio del ajuste de la resistencia R, que se encuentra en la entrada del **pin 7**, se varía el período de la señal triangular, permitiendo así colocar este valor tal que se logre el correcto funcionamiento del sistema. En este caso el control se realiza por un potencio-metro de valor de  $2[M\Omega]$  que junto con una resistencia en serie de valor de  $1[k\Omega]$  se ajustan para colocar el periodo de la señal en un valor de  $40[ms]$ .



**Figura 3.47:** Gráfico de R de ajuste vs frecuencia de oscilación [8]

En la figura 3.47 se observa que una variación de la resistencia de  $1[k\Omega]$  hasta  $2[M\Omega]$  nos permite trabajar en todo el rango de frecuencias de oscilación del VCO, lo cual resulta conveniente para colocar el periodo de señal en el valor que se necesita.

### Testeo del Circuito de Modulación

Luego se realiza una prueba de la etapa de modulación para corroborar que dicho circuito funciona de acuerdo a las especificaciones requeridas por el radar de onda continua. Al poner en funcionamiento el circuito del modulador en el que se encuentra principalmente el integrado **XR-2206** generador de señales, se obtienen las diferentes formas de onda que se muestran en las figuras 3.48 y 3.49.

- Señal triangular **CHIRP**: Amarillo
- Señal sincronismo **SYNC**: Celeste
- Tiempo de subida: 20[ms]
- Período señal triangular/*Chirp*: 40[ms]
- Voltaje de la señal triangular: 3,12[V]
- Voltaje de la señal de sincronismo/*Sync*: 5,28[V]

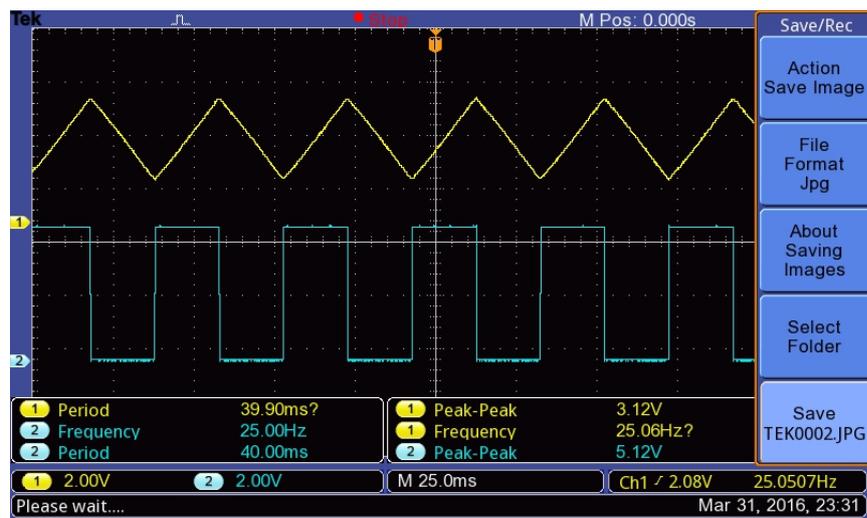


Figura 3.48: Señales de salida del Circuito de Modulación

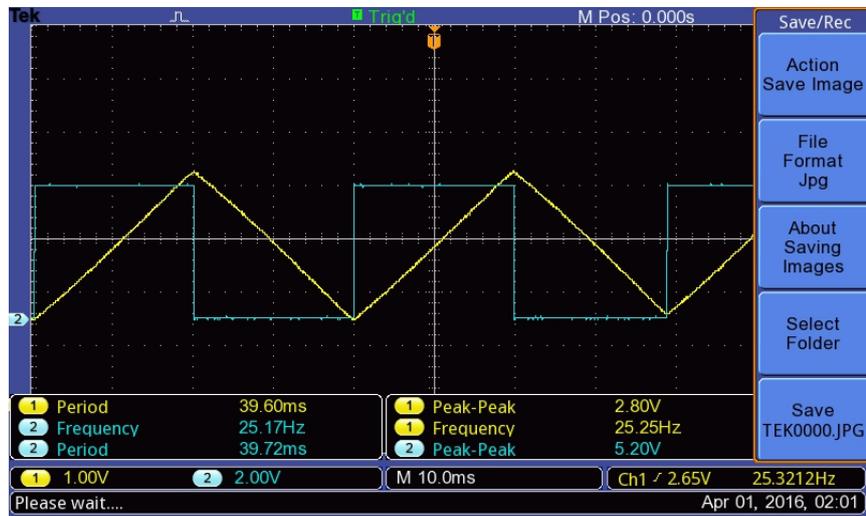


Figura 3.49: Señales de salida del Circuito de Modulación

Se observa que las señales obtenidas son las deseadas y se encuentran en sincronismo. Lo primero que se busca es ajustar el período de la señal triangular en el requerido, y como se ve la señal triangular se encuentra con un período de  $40[ms]$ . El período se coloca en este valor porque se quiere lograr un tiempo de subida de  $20[ms]$ . Luego de esto se procede a colocar la amplitud de la señal según los requerimientos, tal que la amplitud varíe de  $2[Vdc]$  a  $3,2[Vdc]$ . En la figura 3.50 se ve la señal *chirp* obtenida desde la placa del modulador, donde se visualizan las propiedades de la señal.

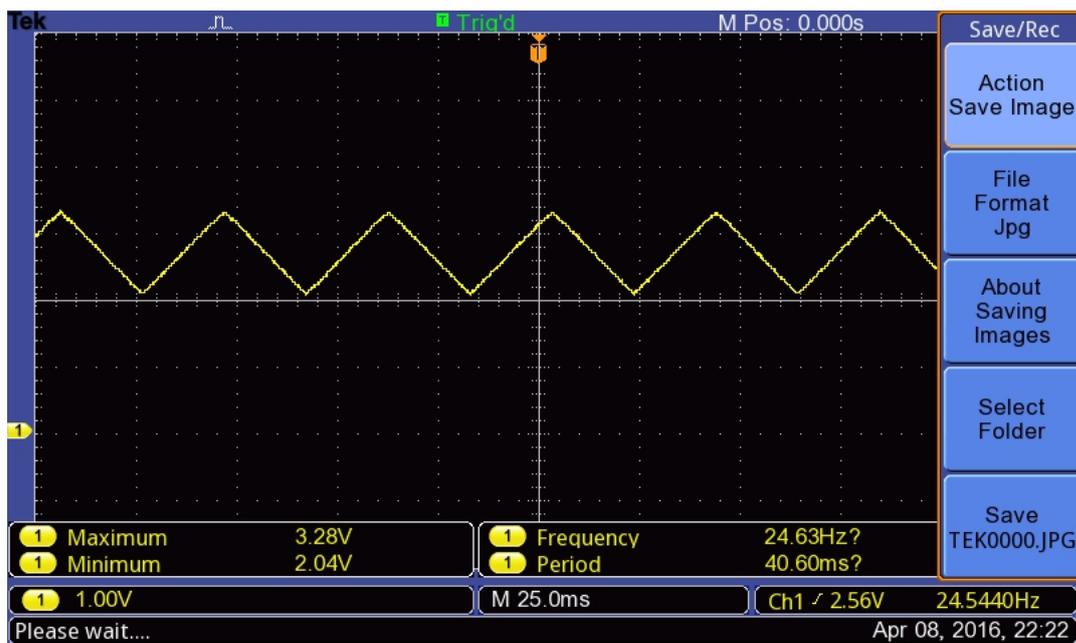


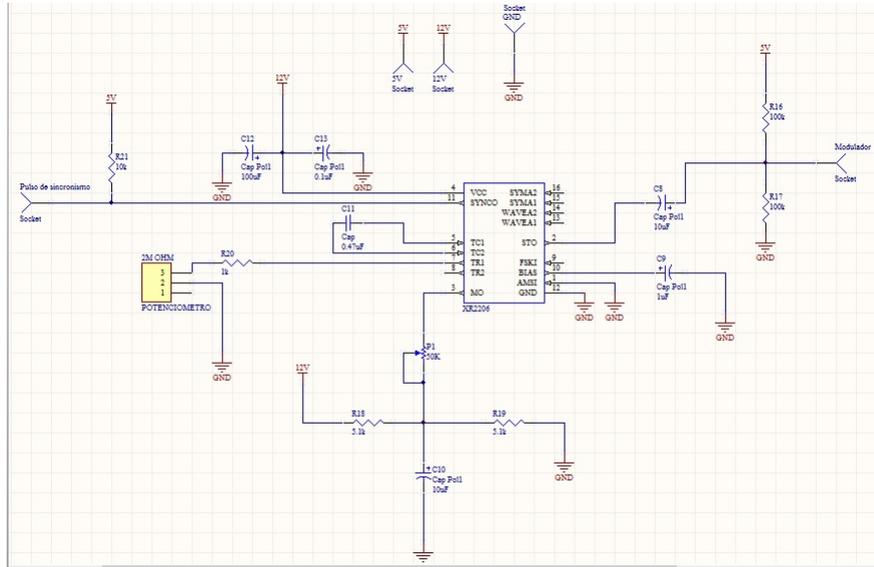
Figura 3.50: Señales finales de salida



Como se ve la señal triangular está montada sobre  $2[V_{dc}]$  y tiene un voltaje pico a pico de  $1,28[V_{dc}]$ . Por lo tanto la señal varía de  $2[V_{dc}]$  a  $3,28[V_{dc}]$ , valores que resultan aproximados a los deseados. Esta señal es la que ingresa al oscilador controlado por voltaje para modularlo y así hacer funcionar la etapa de transmisión.

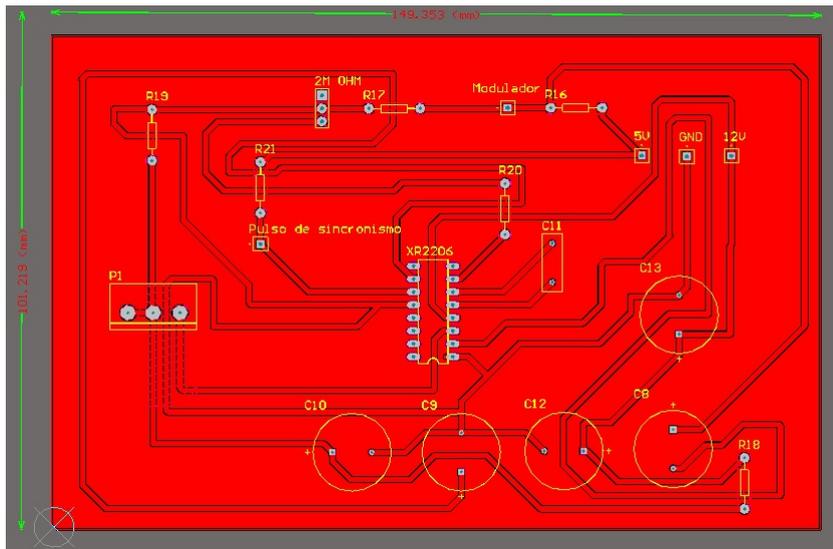
### Diseño del Circuito Impreso

El diseño se realiza en el software *Altium Designer*, lo que nos permite luego implementar los circuitos impresos en la PCB. Lo primero que se hace es el armado del circuito esquemático, figura 3.51.



**Figura 3.51:** Circuito esquemático – Modulador

Luego de esto se ubica los componentes de manera ordenada, y se procede a realizar el trazado de las pistas respetando las reglas de diseño.



**Figura 3.52:** Esquemático 2D Altium – Modulador



Al final se obtiene un documento en PDF, que contiene el circuito impreso final y la lista de materiales utilizados en el mismo.

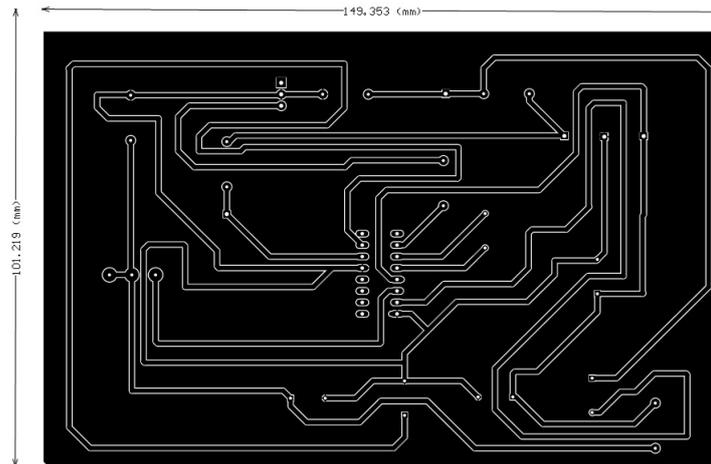


Figura 3.53: Diseo de pistas PCB

Bill of Materials		<Parameter Title not found>			
Source Data From:		Placa_tesis.PrjPCB			
Project:		Placa_tesis.PrjPCB			
Variant:		None			
Creation Date: 25/04/2016 07:30:41 PM					
Print Date: 42485 42485,81303					
Footprint	Comment	LibRef	Designator	Description	Quantity
TIRA PINES1X3 V PIN1	POTENCIOMETRO Socket	TIRA PINES 1X3 Socket	2M OHM 5V, 12V, GND, Modulador, Pulso de sincronismo	Socket	1 5
RB7.6-15	Cap Pol1	Cap Pol1	C8, C9, C10, C12, C13	Polarized Capacitor (Radial)	5
RAD-0.3	Cap	Cap	C11	Capacitor	1
POTE SIMPLE	50K	POTE SIMPLE	P1		1
RES-1/4	100k	RES	R16, R17		2
RES-1/4	5.1k	RES	R18, R19		2
RES-1/4	1k	RES	R20		1
RES-1/4	10k	RES	R21		1
DIL16	XR2206	XR2206	XR2206	XR2206	1
					20
Approved		Notes			

Figura 3.54: Lista de materiales

## Video Amplificador

### Circuito del Video Amplificador

La etapa de vídeo amplificador es la encargada de acondicionar la señal para luego ser procesada en el *software MatLab*. El circuito cuenta con un primer amplificador operacional que conforma la **etapa de ganancia**, encargada de controlar la ganancia con el fin de lograr la mejor relación señal/ruido ( $S/N$ ). Luego le siguen 2 amplificadores operacionales que forman la etapa de **filtro pasa bajos** de 4<sup>to</sup>, con una frecuencia de corte  $f_{corte} = 15[kHz]$ .

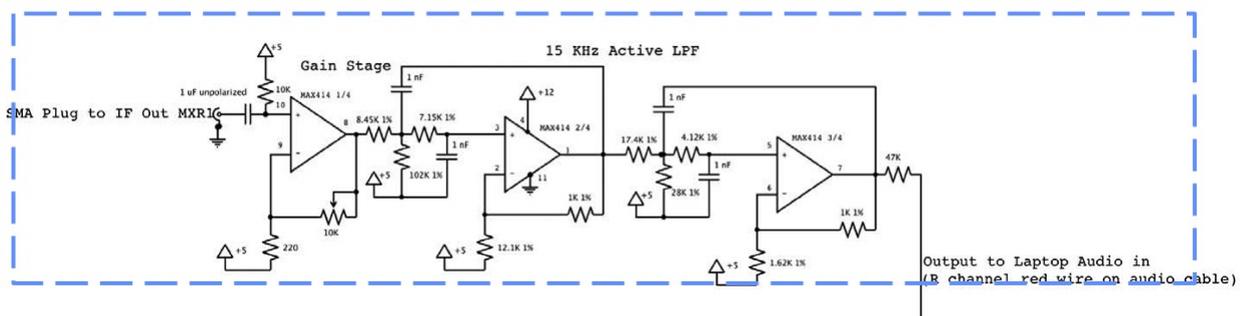


Figura 3.55: Etapa vídeo amplificador [9]

Este circuito corresponde al amplificador de vídeo que está formado por el integrado **MAX414** de la empresa *Maxim Integrated Products*. El chip **MAX414** cuenta con 4 amplificadores operacionales los cuales se pueden configurar de acuerdo a cada requerimiento. El **MAX414** tiene características de bajo ruido (*Low Noise Op. Amp.*), de bajo voltaje (*Low Voltage*) y de precisión, lo cual cumple para con los requerimientos del sistema. Etapa de ganancia de bajo ruido para lograr una relación ( $S/N$ ) lo mas grande posible y características para obtener un filtro de 4<sup>to</sup> orden.

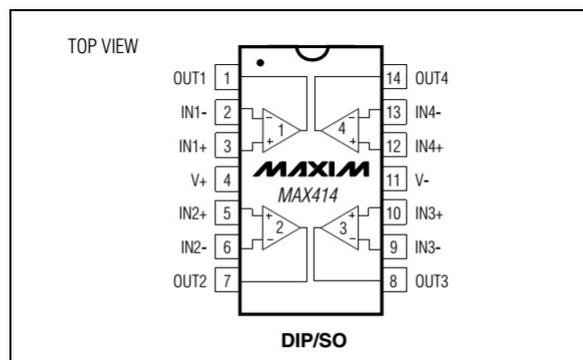
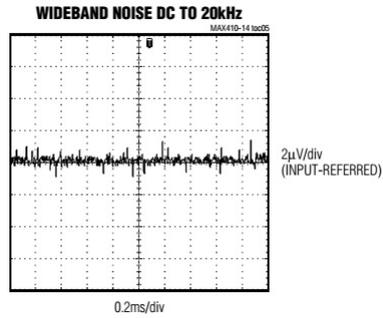


Figura 3.56: Configuración de pines – MAX414 [8]

Se utiliza el integrado **MAX414** como etapa de filtro pasa bajos o **LPF** (*Low Pass Filter*) en configuración *single supply* a una  $f_{corte}$  de  $15[kHz]$ , donde la señal de salida de audio obtenida, es la señal de entrada a la pc para el análisis matemático en *MatLab*.



**Figura 3.57:** Ruido de banda ancha – **MAX 414** [8]

Se observa que el ruido en la banda de trabajo es menor a  $4[\mu V]$  para los  $20[kHz]$ , lo cual es más que aceptable para el diseño utilizado.

### Simulación Amplificador - LT Spice

Utilizando el software *LT Spice* se procede a simular la etapa de vídeo amplificador, la cual muestra una aproximación del comportamiento del circuito cuando sea implementado. La respuesta en frecuencia del amplificador de vídeo tiene que tener una frecuencia de corte  $f_{corte}$  en  $15[KHz]$  por el filtro de cuarto orden. Primero se construye el circuito esquemático de la etapa vídeo amplificador.

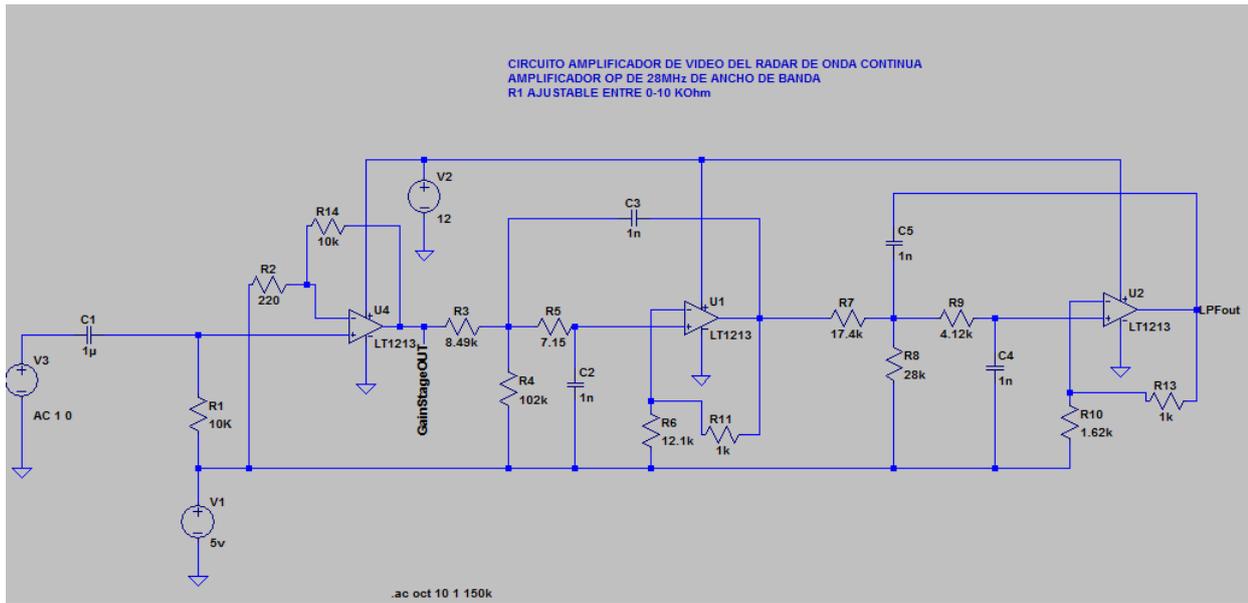


Figura 3.58: Circuito esquemático de etapa de amplificación

Se procede a correr el software de simulación, obteniendo el siguiente gráfico de respuesta del sistema.

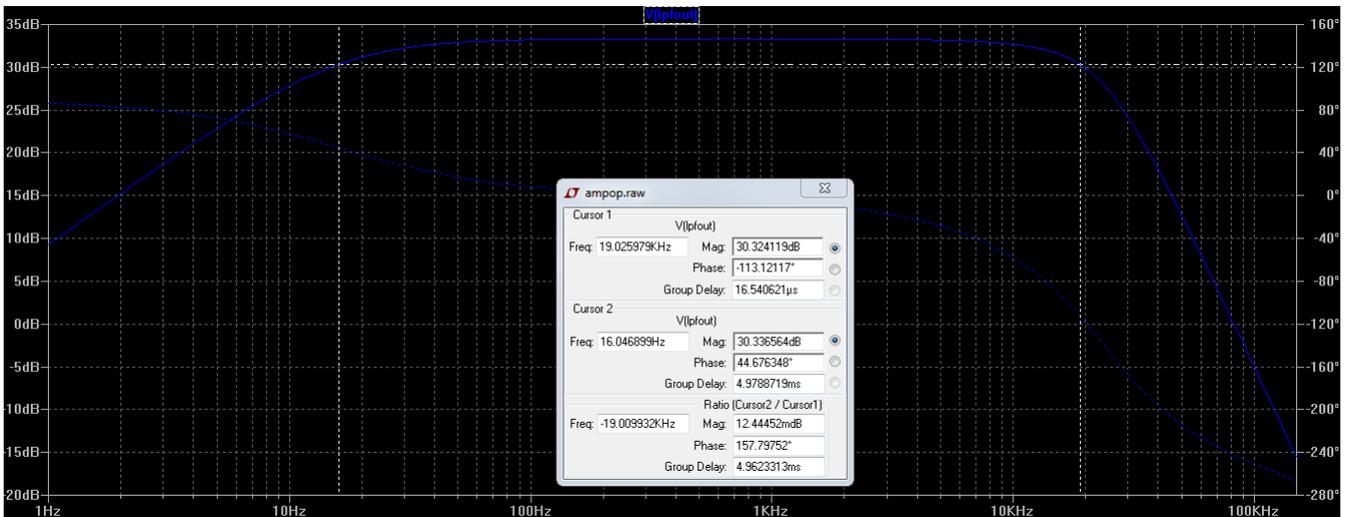


Figura 3.59: Gráfico de respuesta del vídeo amplificador



En la figura 3.59 se observan los parámetros de la simulación, diagrama de *Bode* y tabla en la misma. El comportamiento de la etapa es aceptable conforme a los requerimientos de diseño. Esto es así ya que a partir de la frecuencia de corte  $f_{corte}$  de  $15[KHz]$  el sistema empieza a atenuar.

### Testeo del circuito Víde Amplificador

Una vez que se realiza la simulación, se hacen pruebas a la placa del vídeo amplificador. Estas pruebas se realizan para ver el funcionamiento de las dos etapas del vídeo amplificador:

1. Etapa de Ganancia
2. Filtro pasa bajos

#### TEST ETAPA DE GANANCIA

Se introduce una señal de  $200[mV]$  por la entrada no inversora, y por medio de un potencio-metro de  $10[kOhm]$  que se encuentra re alimentado desde la salida hacia la pata inversora del operacional, se regula la ganancia del amplificador operacional. A continuación se muestran los valores de salida para distintas ganancias:

Señal de entrada [mV]	Ganancia X	Señal de salida [mV]	Ganancia [dB]
200	x1	200	0
200	x2	400	6
200	x4	800	12
200	x5	968	13.7

Tabla 3.4: Tabla test etapa de ganancia

**NOTE:** La ganancia de tension en dB,  $dB = 20\log_{10}(V_{out}/V_{in})$

**Máxima ganancia** con el potencio-metro en  $1[Kohm]$ . Con este potencio-metro se ajusta la amplitud de la señal en banda base que entra a la PC. Se calibra para tener una entrada de audio con los niveles de tensión dentro del rango de funcionamiento de la *notebook*.

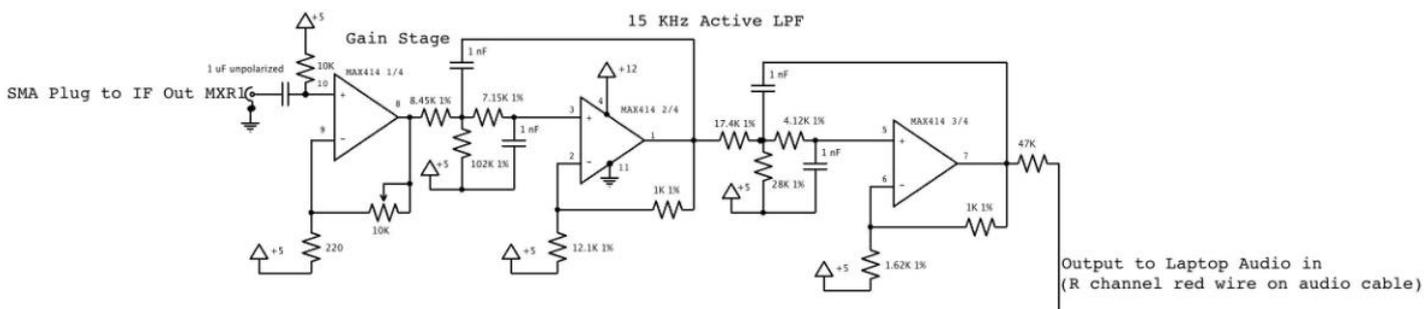


Figura 3.60: Esquemático Víde Amplificador: Etapa de ganancia + LPF

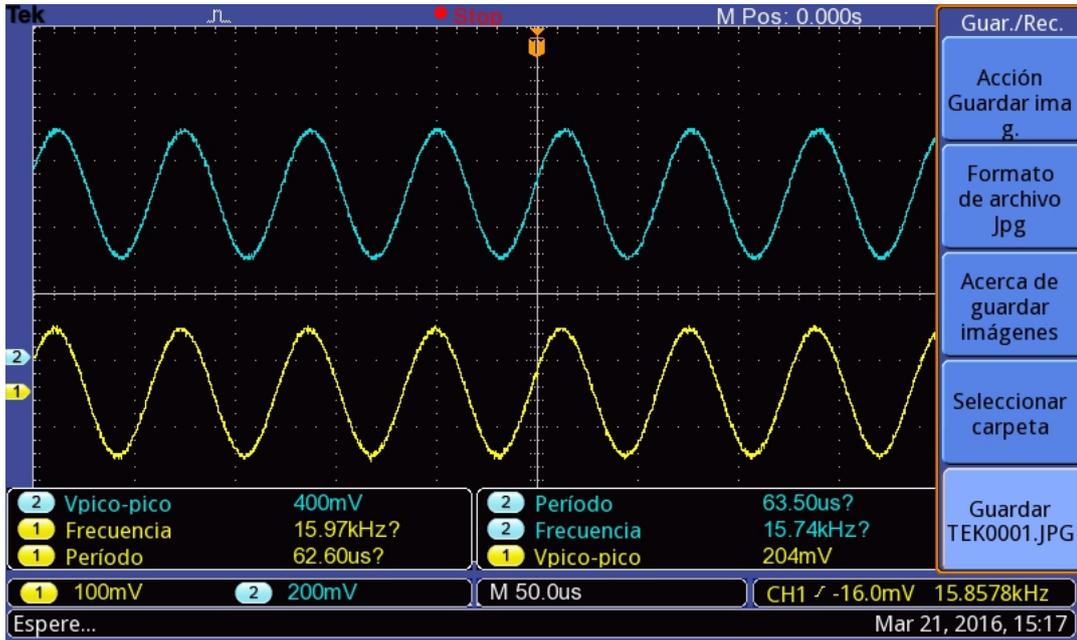


Figura 3.61: Salida para una ganancia X2

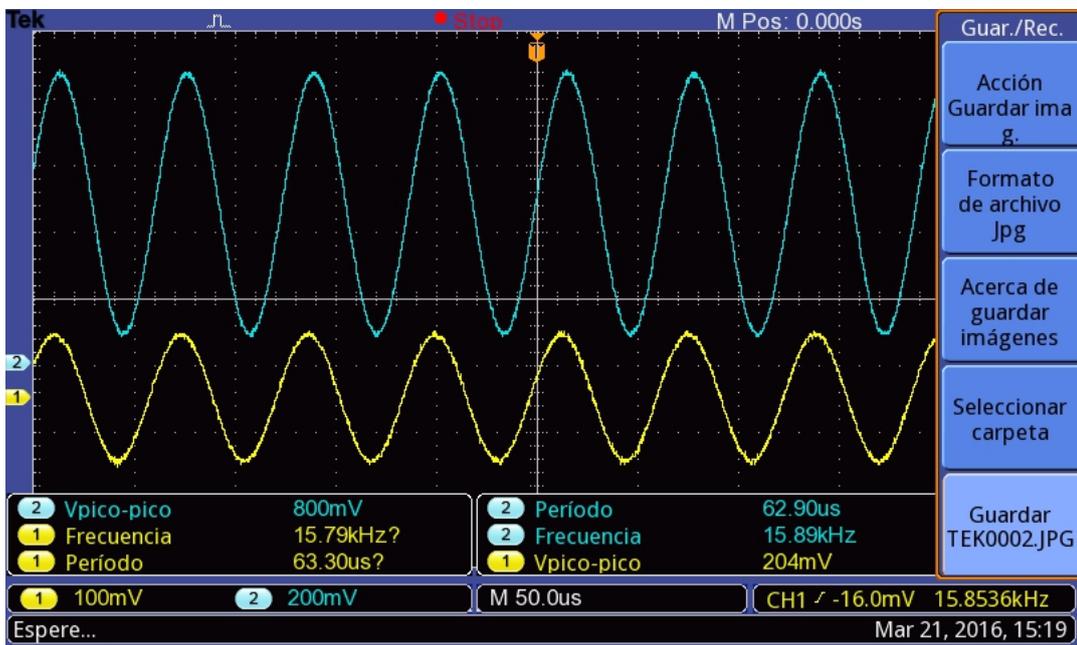


Figura 3.62: Salida para una ganancia x4



### TEST FILTRO PASA BAJOS

El procedimiento se realiza de la siguiente manera. Se introduce al circuito del vídeo amplificador una señal de entrada de amplitud  $180[mV]$ , se ajusta la ganancia máxima con  $R3$ , test etapa de ganancia, aproximadamente ganancia máxima a  $1[KOhm]$ . Se realiza un barrido en frecuencias, desde  $600[Hz]$  a  $100[KHz]$  para verificar el funcionamiento del filtro pasa-bajos de  $4^{to}$  orden. Los resultados son los siguientes:

- $f_{corte} = 15[KHz]$
- $V_{in} = 180[mV]$
- $Gain[dB] = 20\log(V_{out}/V_{in})$
- $R3_{Gmax} = 1[KOhm]$

-	FRECUENCIA[KHz]	Vout[mV]	Ganancia[dB]
1	0.600	980	14.72
2	1	980	14.72
3	5	936	14.32
4	10	800	12.96
5	15	660	11.28
6	20	436	7.68
7	30	152	-1.47
8	40	60	-9.54
9	60	28	-16.16
10	100	8	-27.04

Tabla 3.5: Tabla test circuito del vídeo amplificador

En la siguientes figuras se visualiza por un lado la señal de entrada  $V_{in}$  en color amarillo y por otro lado la señal de salida  $V_{out}$  en azul.

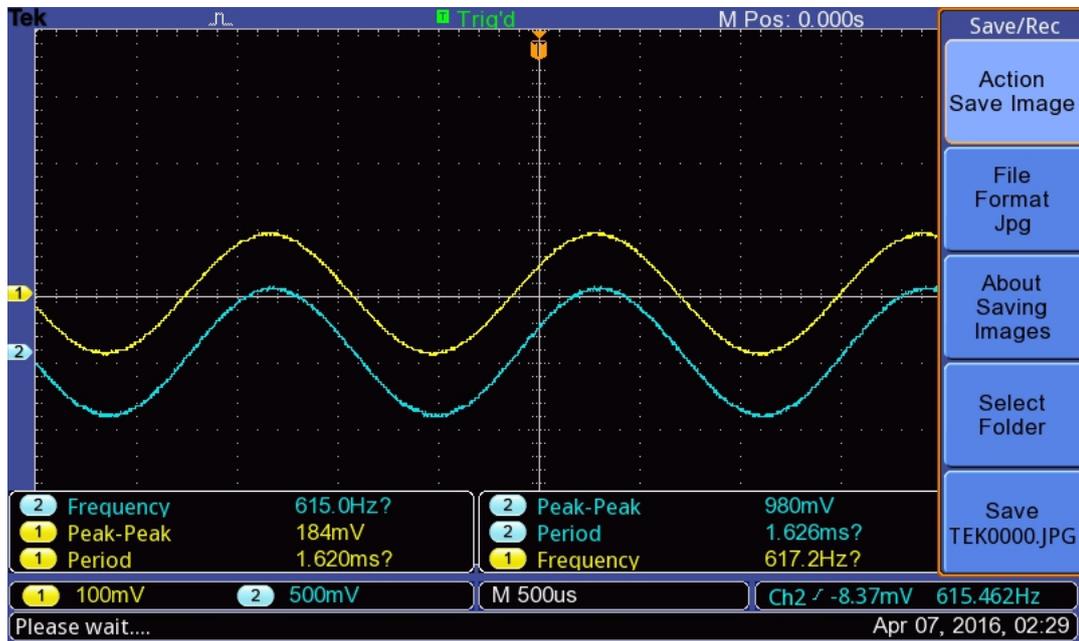


Figura 3.63: Respuesta en frecuencia 600[Hz] – LPF

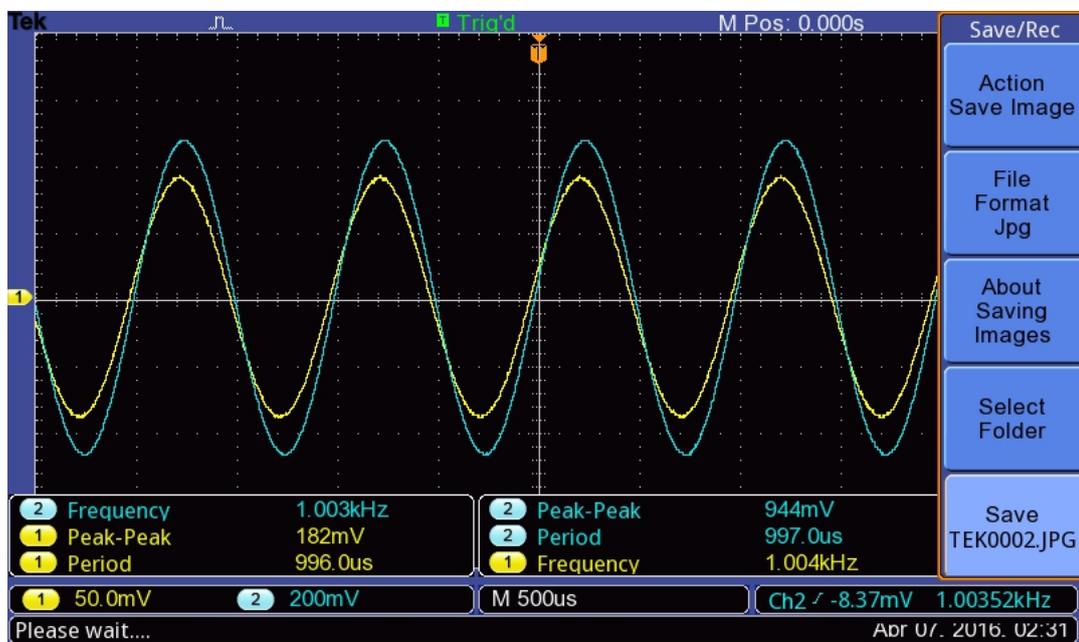


Figura 3.64: Respuesta en frecuencia 1[KHz] – LPF

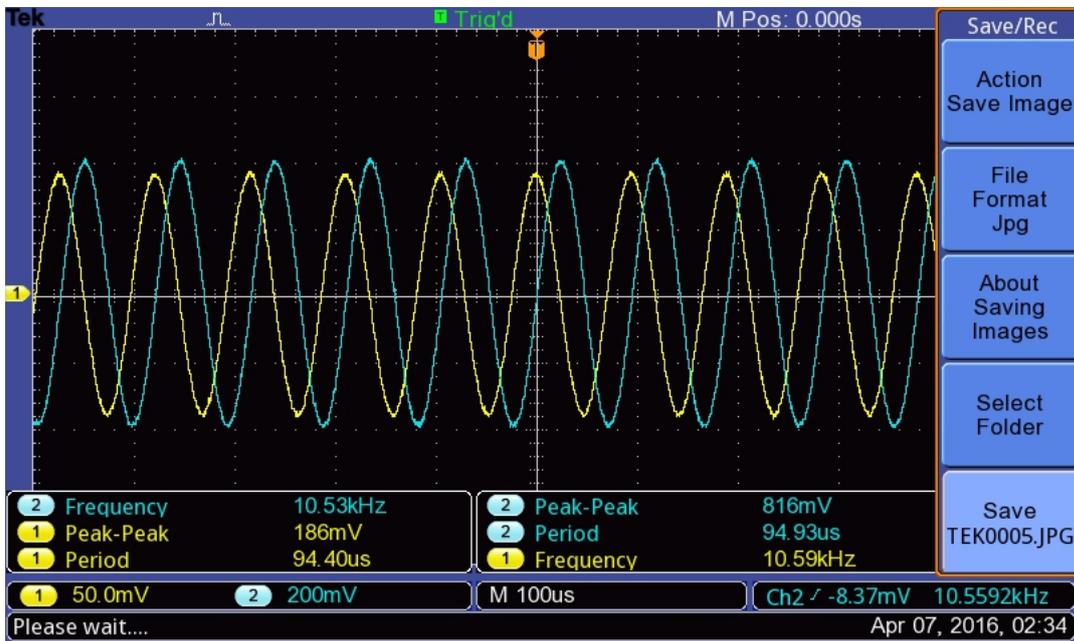


Figura 3.65: Respuesta en frecuencia 10[KHz] – LPF

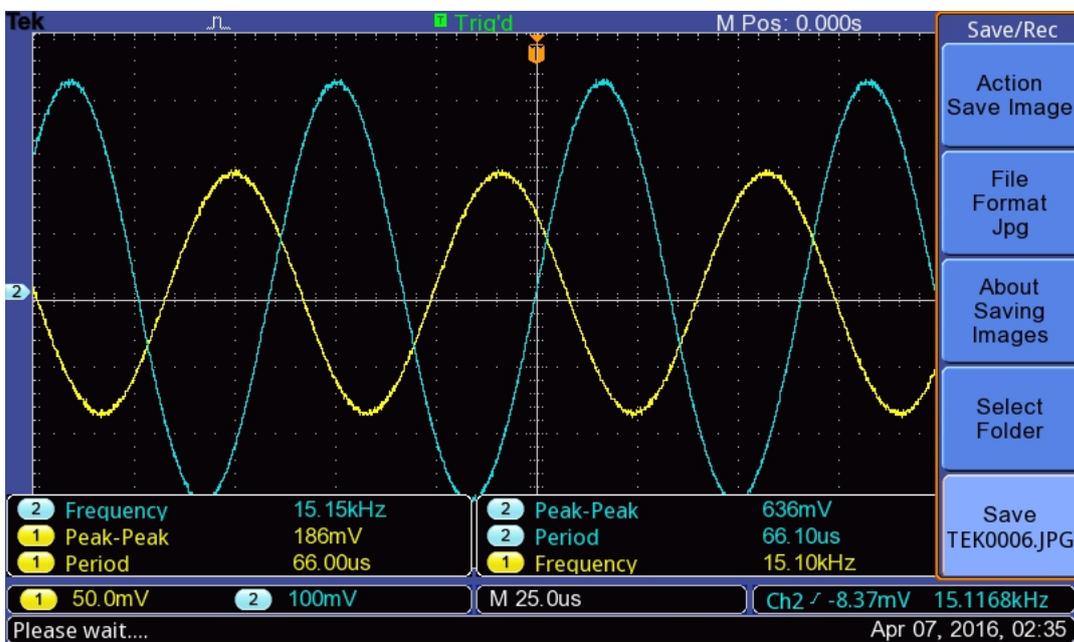


Figura 3.66: Respuesta en frecuencia 15[KHz] – LPF

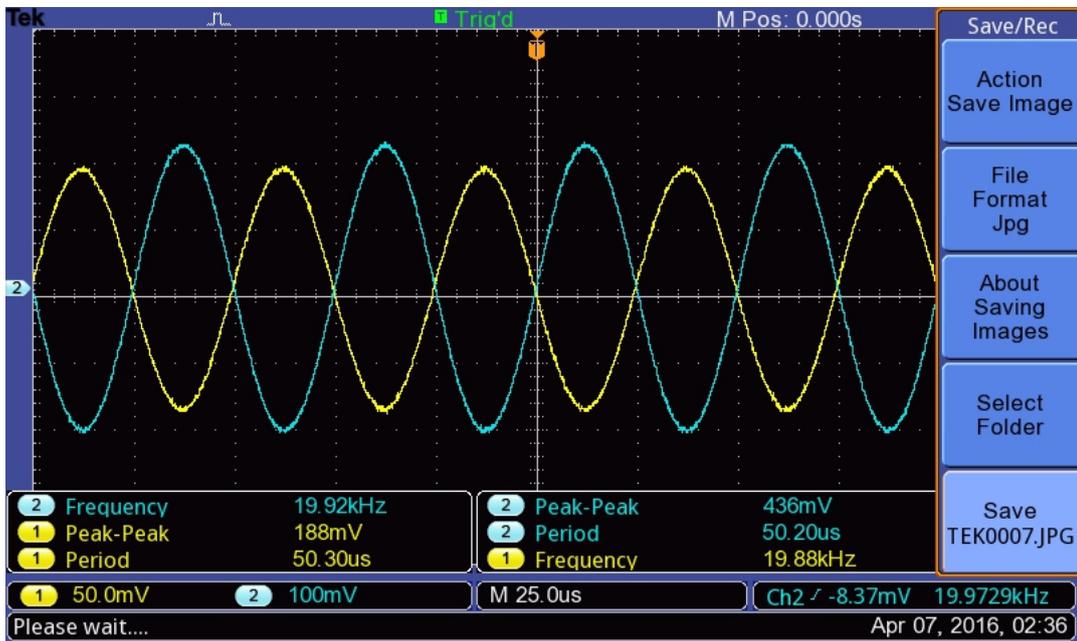


Figura 3.67: Respuesta en frecuencia 20[KHz] – LPF

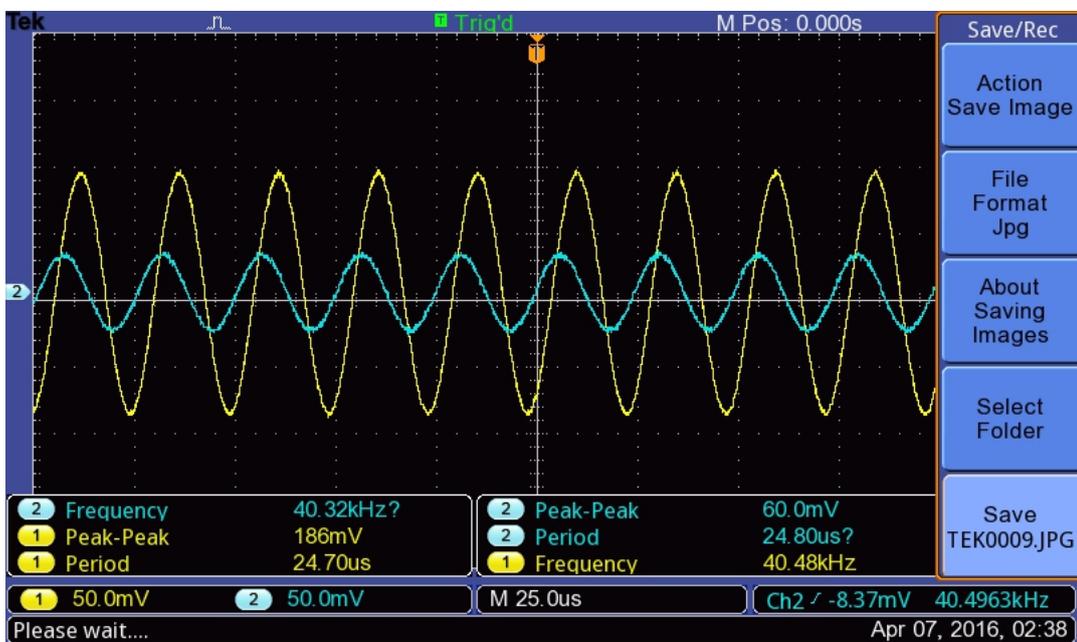


Figura 3.68: Respuesta en frecuencia 40[KHz] – LPF



En las anteriores figuras 3.63, 3.64, 3.65, 3.66, 3.67 y 3.68, se observa como la etapa de vídeo amplificador atenúa las señal a partir de la frecuencia de corte  $f_{corte}$  que es igual a  $15[kHz]$ . También se ve un desplazamiento de fase a medida que aumenta la frecuencia de la señal de entrada, esta característica es intrínseca de los filtros.



Por ultimo se ejecuta el programa para que corrobore que no se están violando las reglas de diseño. Una vez que el programa comprueba que el diseño es correcto, crea un documento en formato PDF que contiene el circuito impreso y lista de materiales.

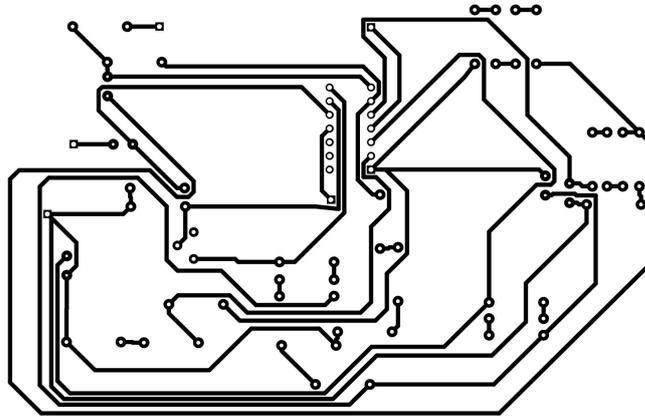


Figura 3.71: Diseño de las pistas

Bill of Materials		<Parameter Title not found>			
Source Data From:		1-0 VideoAmplificador.SchDoc			
Project:		1.0 Modulador RadarCW.PrjPcb			
Variant:		None			
Creation Date: 25/04/2016 07:53:44 PM					
Print Date: 42485 42485,82906					
Footprint	Comment	LibRef	Designator	Description	Quantity
PD14	MAX414CPD	MAX414CPD		Quad, 28MHz, Low-Noise, Low-Voltage, Precision Op Amp	1
PIN1	Socket	Socket	5Volt, 12Volt, GND, IN from MIXER IF, OUT to R Channel Audio	Socket	5
CAP-CERAMICO	1uF unpolarized	CAP-NOPOL	C1		1
CAP-CERAMICO	1nF	CAP-NOPOL	C2, C3, C4, C5		4
RES-1/4	10k	RES	R1		1
RES-1/4	220	RES	R2		1
PRE-SET	10k	PRE-SET	R3		1
RES-1/4	8.2k	RES	R4.1		1
RES-1/4	240	RES	R4.2		1
RES-1/4	10	RES	R4.3		1
RES-1/4	6.8k	RES	R5.1		1
RES-1/4	330	RES	R5.2		1
RES-1/4	20	RES	R5.3, R10.3, R14.3		3
RES-1/4	100k	RES	R6.1, R7.1		2
RES-1/4	2k	RES	R6.2, R7.2		2
RES-1/4	1k	RES	R8, R9.2, R9.3, R11.2, R13		5
RES-1/4	15k	RES	R9.1		1
RES-1/4	390	RES	R9.4		1
RES-1/4	3.9k	RES	R10.1		1
RES-1/4	200	RES	R10.2		1
RES-1/4	27k	RES	R11.1		1
RES-1/4	47k	RES	R12		1
RES-1/4	1.5k	RES	R14.1		1
RES-1/4	100	RES	R14.2		1
					39
Approved		Notes			

Figura 3.72: Diseño de las pistas

### Circuito de energía

El circuito de energía consta de 8 pilas de 1,5[Volt], con las cuales alimenta a los diferentes módulos del sistema con 5[Volt], por ejemplo al *Splitter*, *Mixer* y 12[Volt], por ejemplo al circuito integrado MAX414.

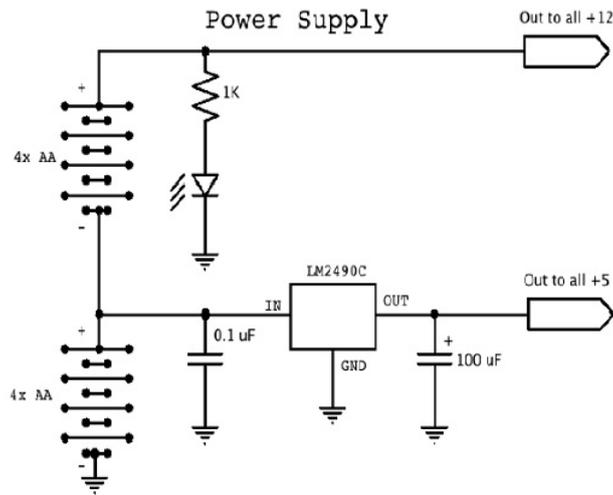


Figura 3.73: Esquemático circuito de alimentación

En el circuito se encuentra el regulador de tensión **LM2940**, que nos proporciona una tensión regulada de 5[V]. En la figura 3.74 se ve el circuito de aplicación del **LM2940** extraído de la hoja de datos.

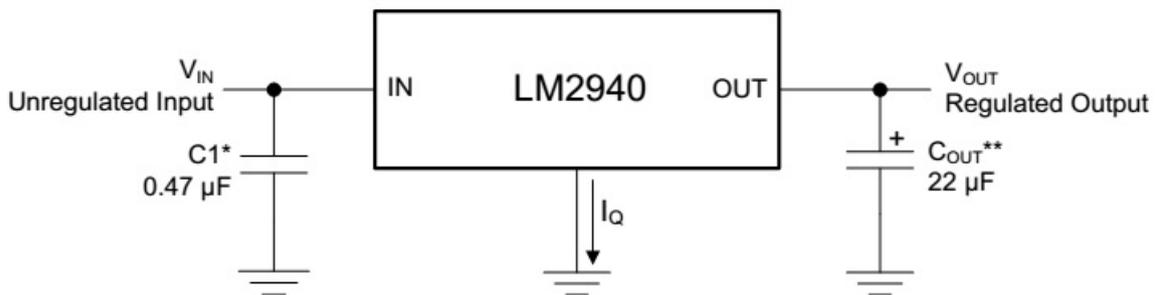


Figura 3.74: Circuito de aplicación de **LM2940** [10]



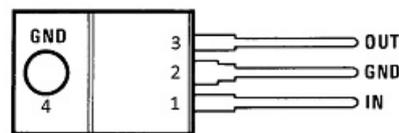
El capacitor **C1** que se utiliza en el circuito de aplicación del integrado **LM2940** tiene la función de filtro de alimentación. En la figura 3.75 se observan los requerimientos de diseño, donde se encuentran los parámetros básicos de funcionamiento de dicho integrado.

DESIGN PARAMETER	EXAMPLE VALUE
Input voltage range	6 V to 26 V
Output voltage range	8 V
Output current range	5 mA to 1 A
Input capacitor value	0.47 $\mu$ F
Output capacitor value	22 $\mu$ F minimum
Output capacitor ESR range	100 m $\Omega$ to 1 $\Omega$

**Figura 3.75:** requerimientos de diseño de **LM2940** [8]

El capacitor  $C_{OUT}$  de salida es crítico para mantener la estabilidad del regulador, y como se ve en la figura anterior como mínimo debe tener un valor de 22[ $\mu$ F].

**TO-220 (NDE) Package  
4 Pins  
Front View**



**Figura 3.76:** Configuración de pines de **LM2940** [8]

Por último se puede ver en la figura 3.76 el diagrama de configuración de pines. Este diagrama nos indica que por **pin 1** ingresa el voltaje de entrada a ser regulado, el **pin 2** debe estar conectado a masa y en el **pin 3** se encuentra el voltaje de salida regulado.

### Diseño del circuito impreso

El diseño del circuito impreso se lleva a cabo en el mismo software en que se diseñaron los circuitos video amplificador y modulador. Primero se realiza el circuito esquemático.

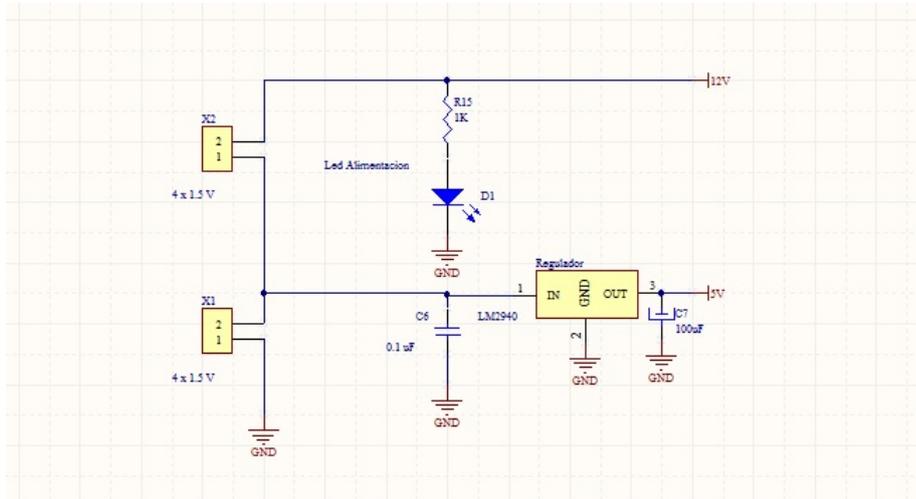


Figura 3.77: Esquemático alimentación

Luego de esto se realiza el diseño de la pistas, previamente ubicando los componentes del circuito en sus lugares correspondientes.

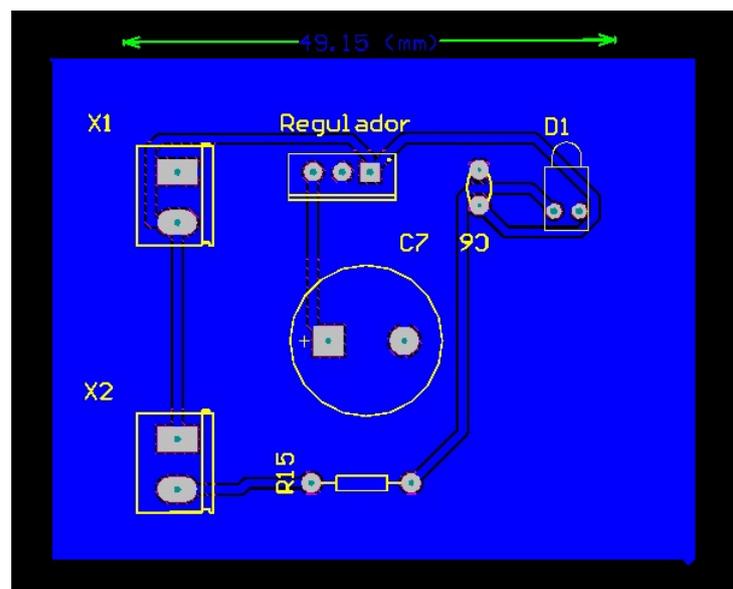


Figura 3.78: Diseño de las pistas

Por último se ejecuta el software de diseño para que compruebe que se respeten todas las reglas de trazado de pistas. Al final se obtiene el circuito impreso y una lista de materiales.

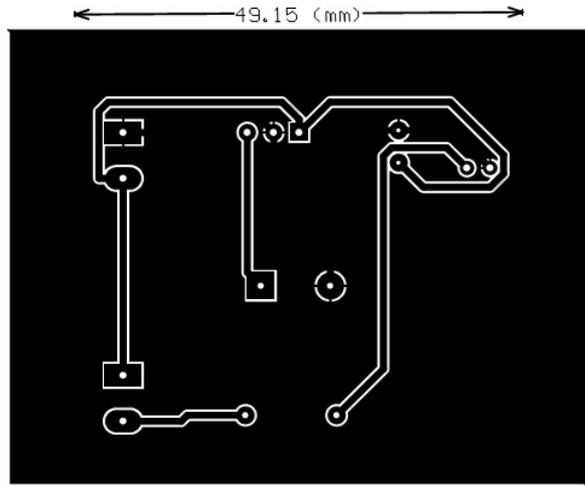


Figura 3.79: Circuito impreso

Bill of Materials		<Parameter Title not found>			
Source Data From:	1-0 ReguladorTension.SchDoc				
Project:	1.0 Modulador RadarCW.PrjPcb				
Variant:	None				
Creation Date:	14/04/2016	10:44:18 PM			
Print Date:	42474	42474,94749			
Footprint	Comment	LibRef	Designator	Description	Quantity
CAP-CERAMICO	0.1 uF	CAP-NOPOL	C6		1
CAP-ELEC	100uF	CAP-POL	C7		1
LED-1	Led Alimentacion	LED1	D1	Typical RED GaAs LED	1
RES-1/4	1K	RES	R15		1
TO-220	LM2940	LM78XX	Regulador		1
BORNERA 2	4 x 1.5 V	BORNERA 2	X1, X2		2
					7
Approved		Notes			

Figura 3.80: Lista de materiales

## Configuración del sistema de sonido

Para la adquisición del archivo de audio se utiliza un conector de audio Jack de  $3,5[mm]$  con dos configuraciones de conexión, una para obtener la información de rango de un blanco y otra para obtener la información de velocidad. Dichas configuraciones se presentan en las siguientes tablas:

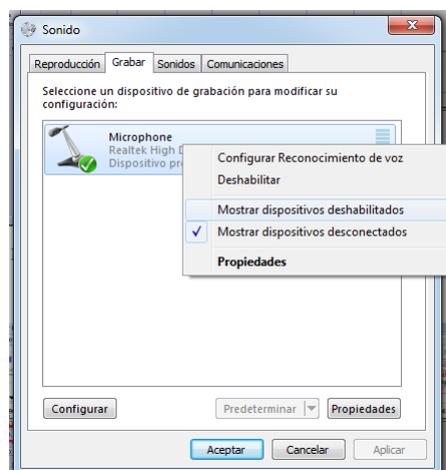
Audio	Señal	Color de cable
Canal <b>IZQUIERDO</b>	<b>Triangular Chirp</b>	<b>AZUL</b>
Canal <b>DERECHO</b>	Pulso de <b>Sincronismo SYNC</b>	<b>ROJO</b>
<b>GND</b>	<b>MASA</b>	<b>NEGRO</b>

**Tabla 3.6:** Tabla de conexión de conector de audio para medición de rango

Audio	Señal	Color
Canal <b>IZQUIERDO</b>	Voltage DC <b>2-3.2 [V]</b>	<b>AZUL</b>
Canal <b>DERECHO</b>	<b>MASA</b>	<b>ROJO</b>
<b>GND</b>	<b>MASA</b>	<b>NEGRO</b>

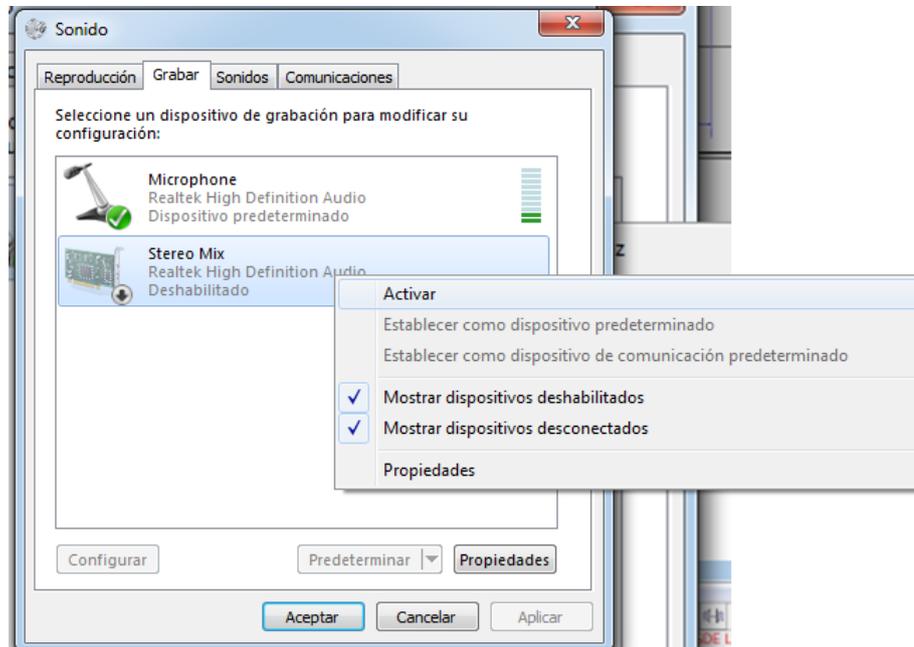
**Tabla 3.7:** Tabla de conexión de conector de audio para medición de velocidad

Una vez que se realiza las conexión correspondiente, se procede a configurar la placa de sonido de la computadora para poder adquirir las señales provenientes del radar de onda continua. La siguiente configuración se realiza para poder ver la señal de audio separada en canal izquierdo y canal derecho, ya que la placa de sonido mezcla las señales provenientes de los dos canales. Primero hay que ubicarse en la ventana de Windows *Dispositivos de grabación* y se selecciona la opción mostrar los dispositivos conectados.



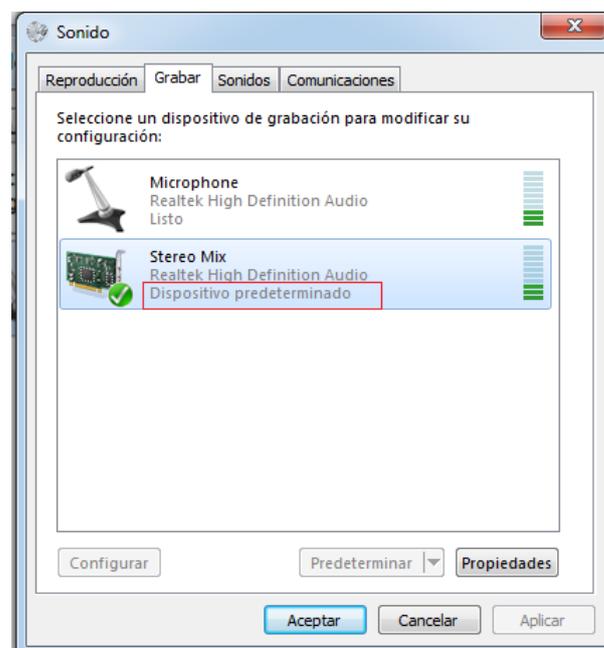
**Figura 3.81:** Configuración tarjeta de sonido PC

Una vez hecho esto, se activa el dispositivo correspondiente a la tarjeta de sonido de la PC para poder configurarlo.



**Figura 3.82:** Configuración tarjeta de sonido PC

Se marca como dispositivo predeterminado la tarjeta de sonido de la PC, para que el software de grabación de audio reconozca como principal dicha placa.



**Figura 3.83:** Configuración tarjeta de sonido PC



Y por ultimo se seleccionan las características de formato con que se realiza la grabación de audio.

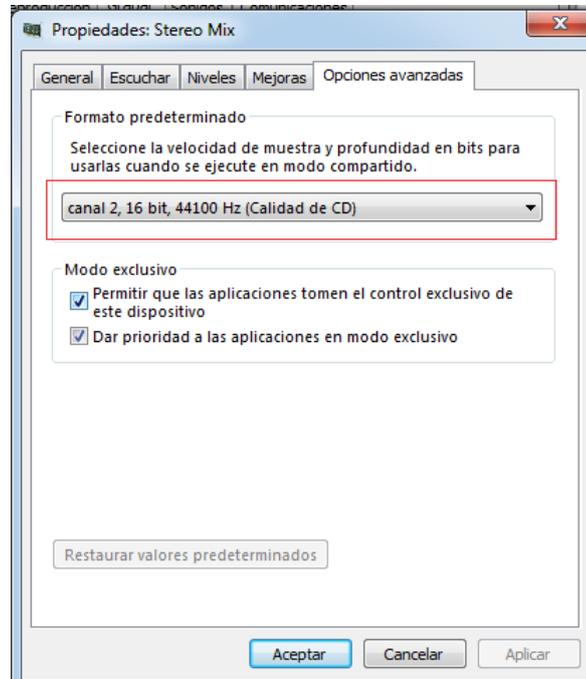


Figura 3.84: Configuración tarjeta de sonido PC

Luego se procede a la configuración del software *audacity* que se utiliza para la grabación de audio en formato .wav . La configuración se lleva a cabo en el panel de principal del software, marcando las opciones que se pueden ver en la siguiente imagen.

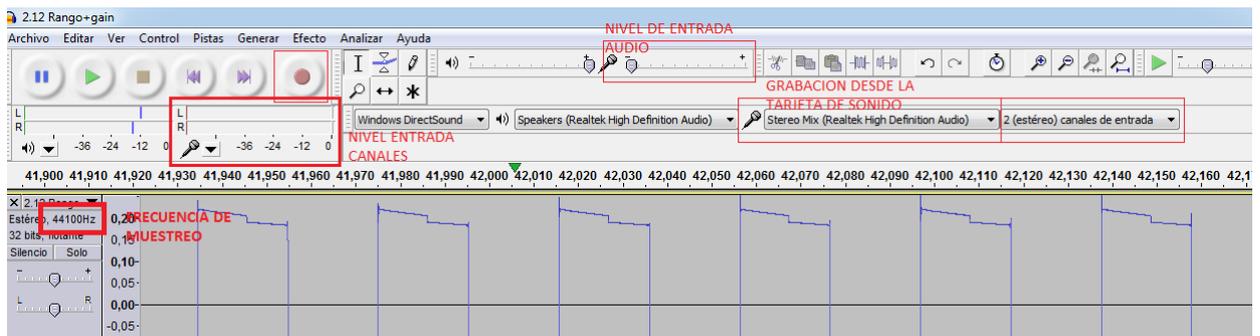


Figura 3.85: Panel Principal del software audacity



Luego de configurar todo, se procede a realizar la grabación de audio de las señales provenientes del radar de onda continua. En la figura 3.86, se observan las señales de audio por canal. Canal derecho, señal SYNC, señal de arriba, pulsos de sincronismo. Canal izquierdo, señal que contiene la información a procesar.

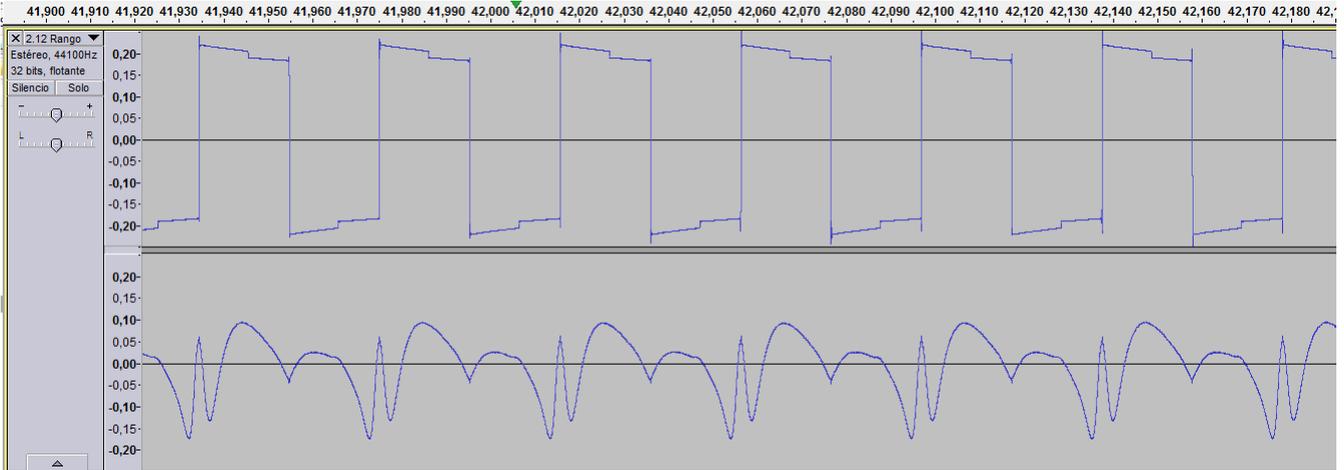
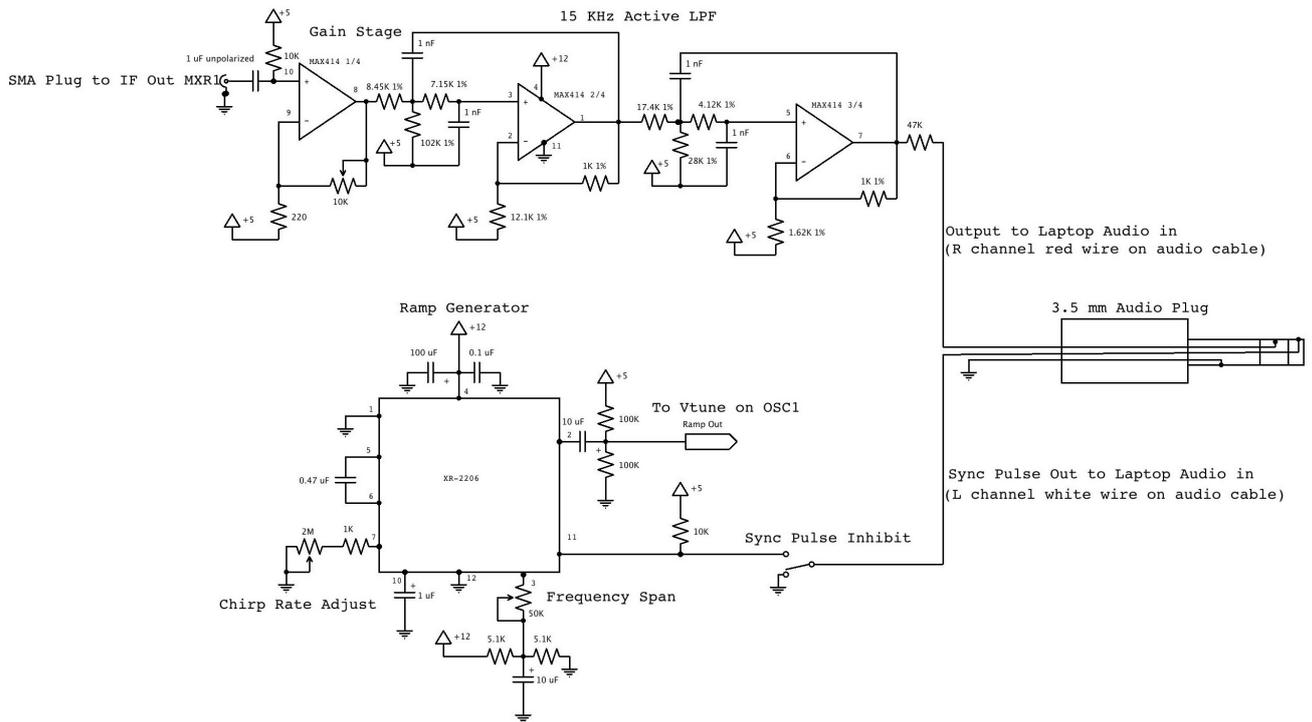


Figura 3.86: Grabación de señales del radar de onda continua

## Radars en funcionamiento

Una vez que se comprueba el funcionamiento de todas las etapas y se ensambla el radar de onda continua, se procede a testear el funcionamiento completo del radar. Las señales que ingresan a la computadora para ser procesadas en el programa *Matlab*, se obtienen del siguiente circuito esquemático.



**Figura 3.87:** Circuito esquemático [11]

Las señales de interés ingresan por el conector *jack* de audio, por el canal derecho ingresa la señal de audio que contiene toda la información a procesar, y por el canal izquierdo ingresa la señal de sincronismo proveniente del generador de funciones. Las figuras que se ven a continuación son obtenidas con el osciloscopio, midiendo con sus puntas el canal izquierdo y derecho del conector de audio.

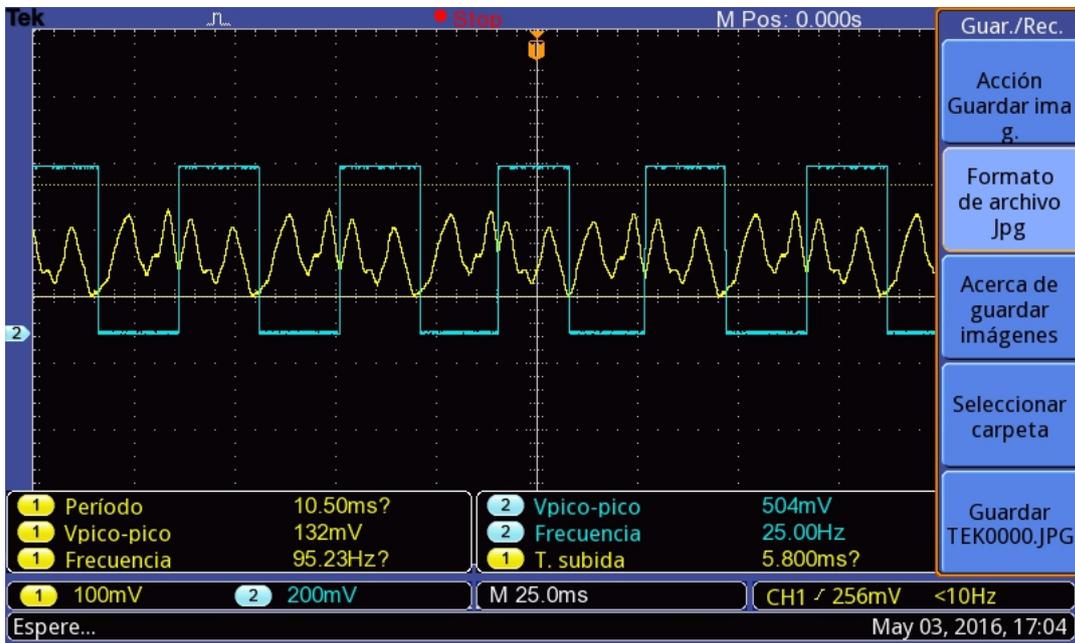


Figura 3.88: Señal de audio y de sincronismo - IMAGEN 1

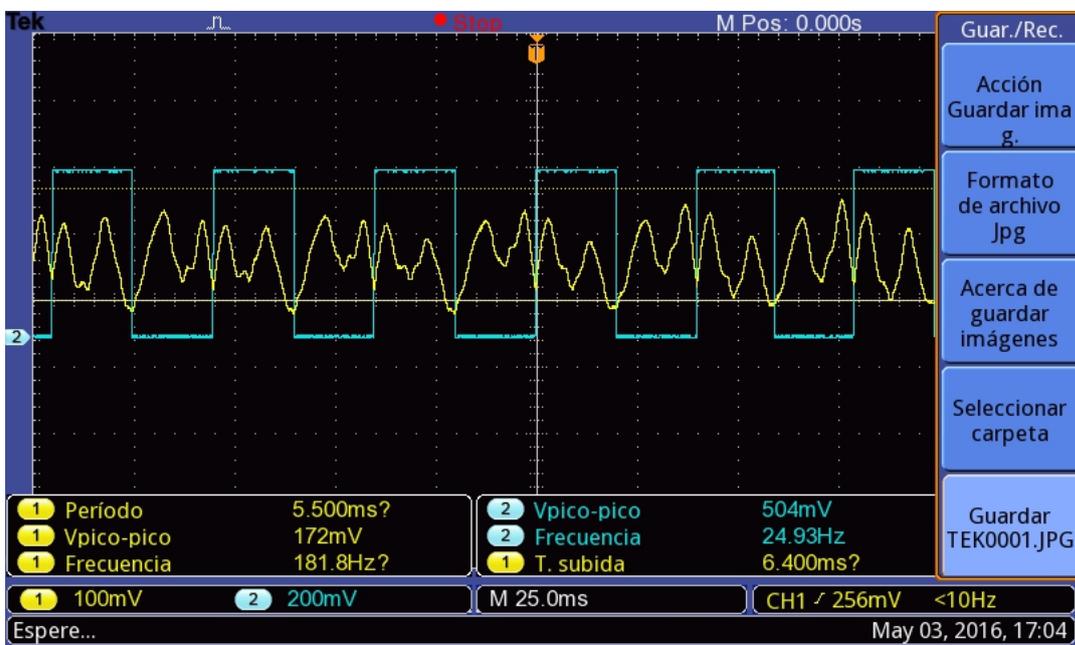


Figura 3.89: Señal de audio y de sincronismo - IMAGEN 2

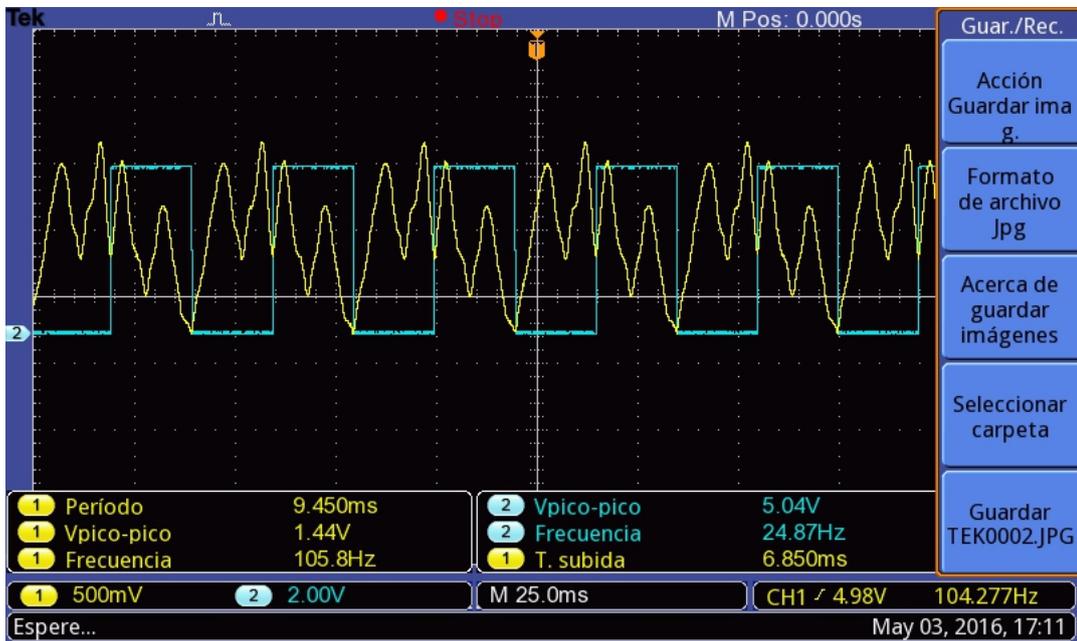


Figura 3.90: Señal de audio y de sincronismo - IMAGEN 3

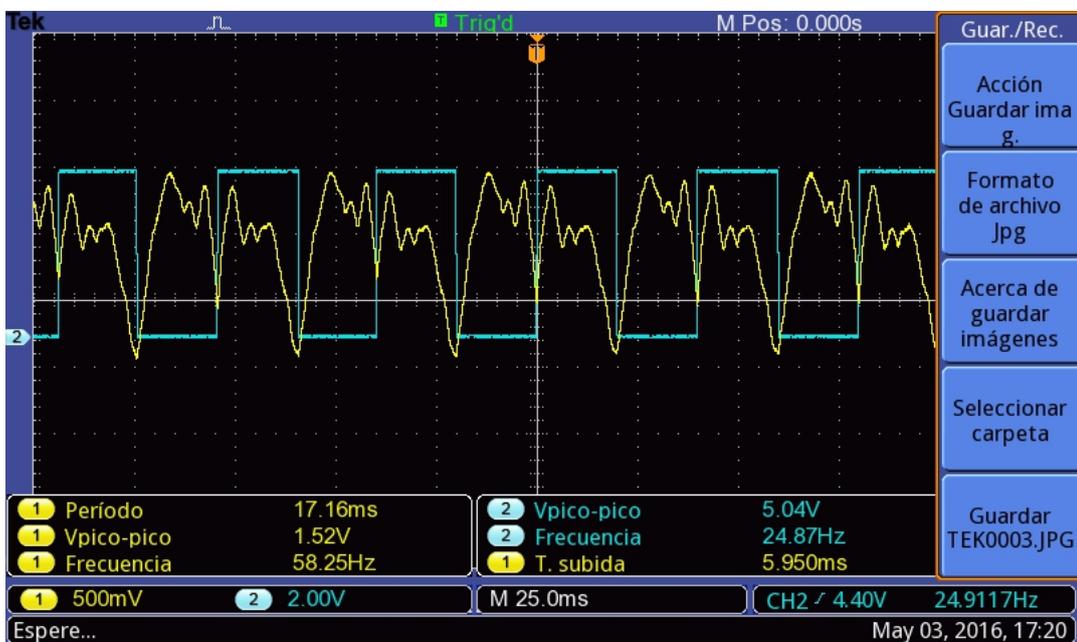


Figura 3.91: Señal de audio y de sincronismo - IMAGEN 4

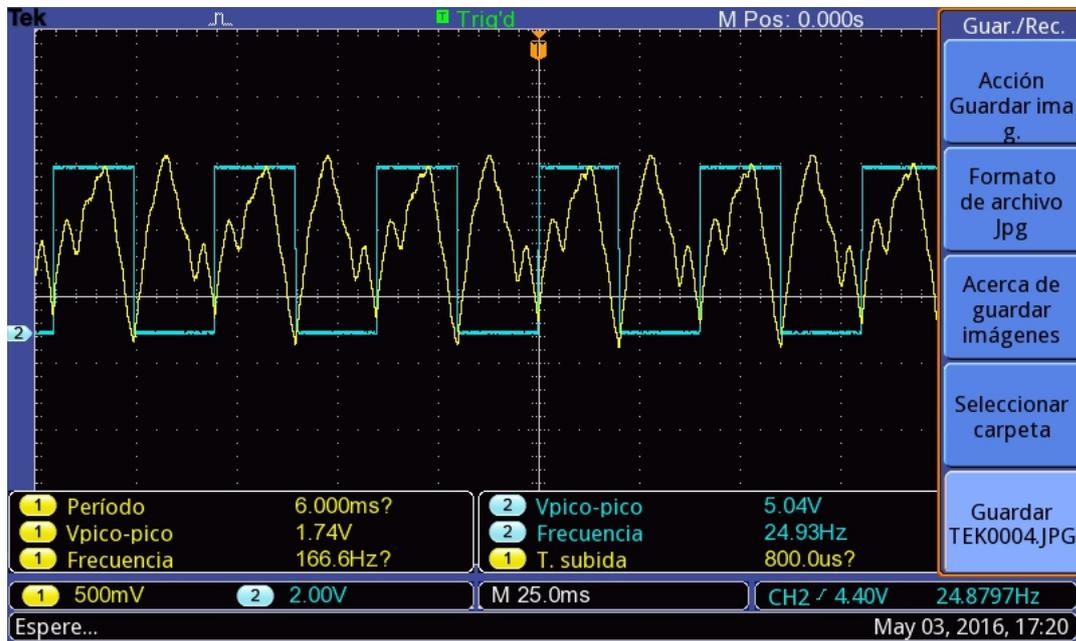


Figura 3.92: Señal de audio y de sincronismo - IMAGEN 5

En las imágenes se ven las señales sin procesar, se observa que las mismas se encuentran sincronizadas. A medida que se pasan las figuras se observa que la señal de audio cambia su forma, esto es porque en la prueba que se realiza se puso en frente del radar un objeto reflector. Dicho objeto provoca el cambio en la forma de la señal, por lo que se puede apreciar el cambio de: **frecuencia** y **amplitud** de la señal de recepción.



**Imágenes del radar:**

En las figuras 3.93 y 3.94 se observa el radar de onda continua ya construido.



**Figura 3.93: Radar de onda continua - IMAGEN 1**



**Figura 3.94: Radar de onda continua - IMAGEN 2**

En la figura 3.95 se encuentran detalladas cada una de las etapas del radar.

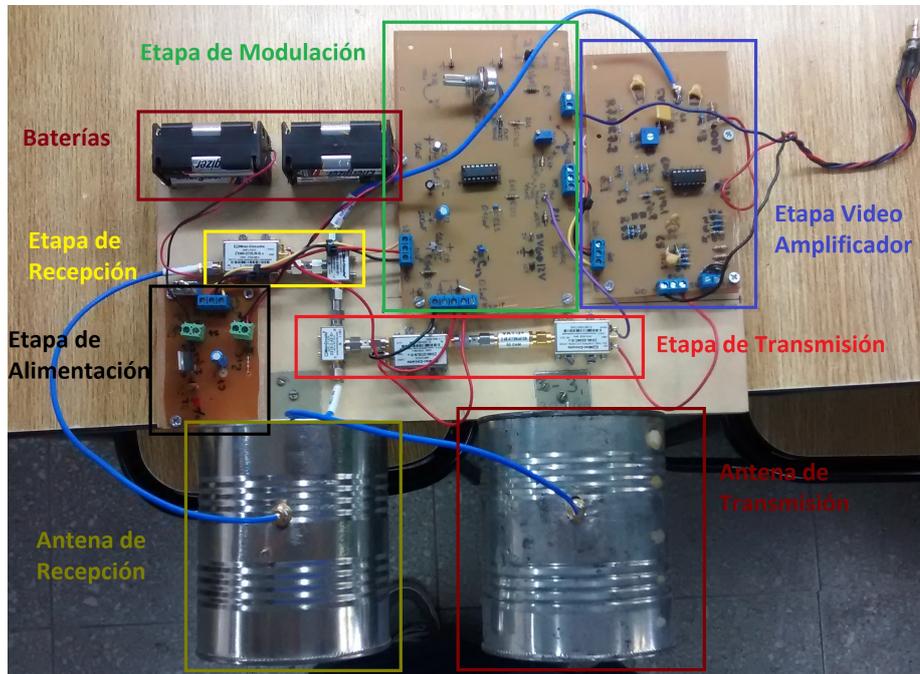
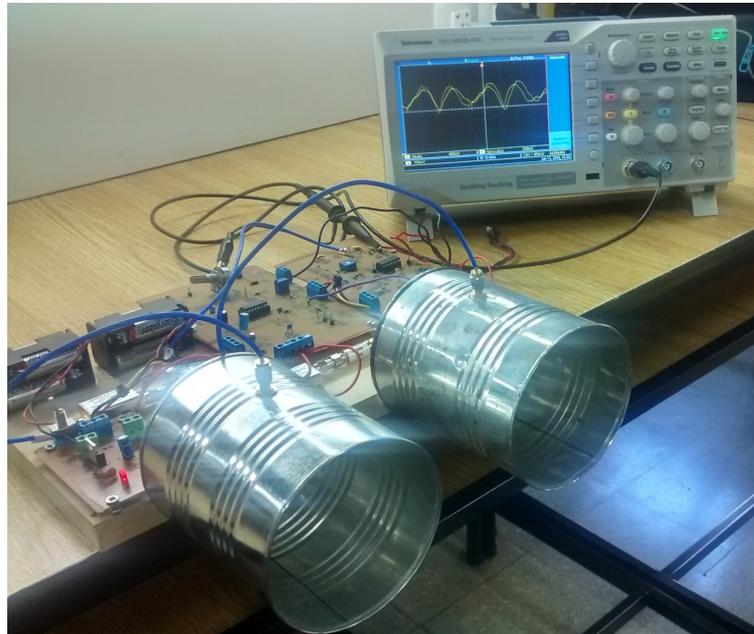


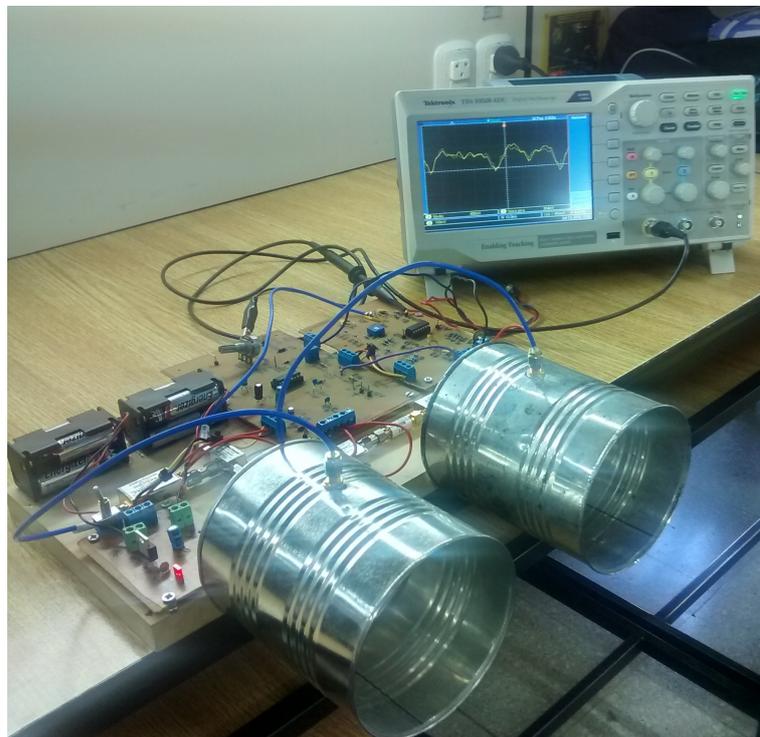
Figura 3.95: Radar de onda continua- IMAGEN 3

### Imágenes del radar funcionando, medida de rango:

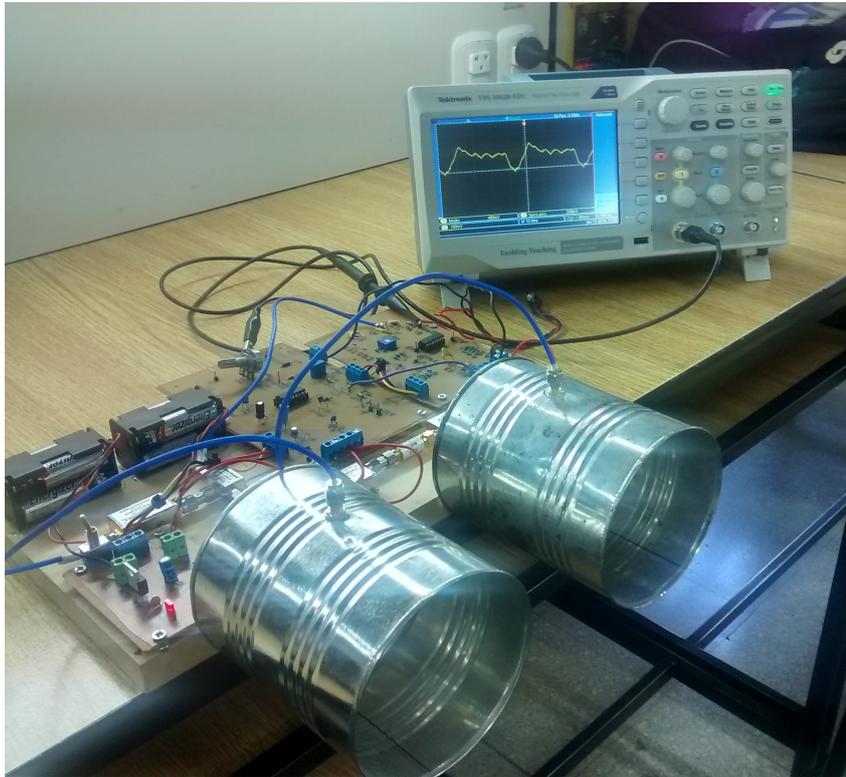
En la figuras 3.96, 3.97, 3.98 y 3.99 se observa el radar en funcionamiento, el mismo se encuentra configurado para medir el rango de un blanco puntual.



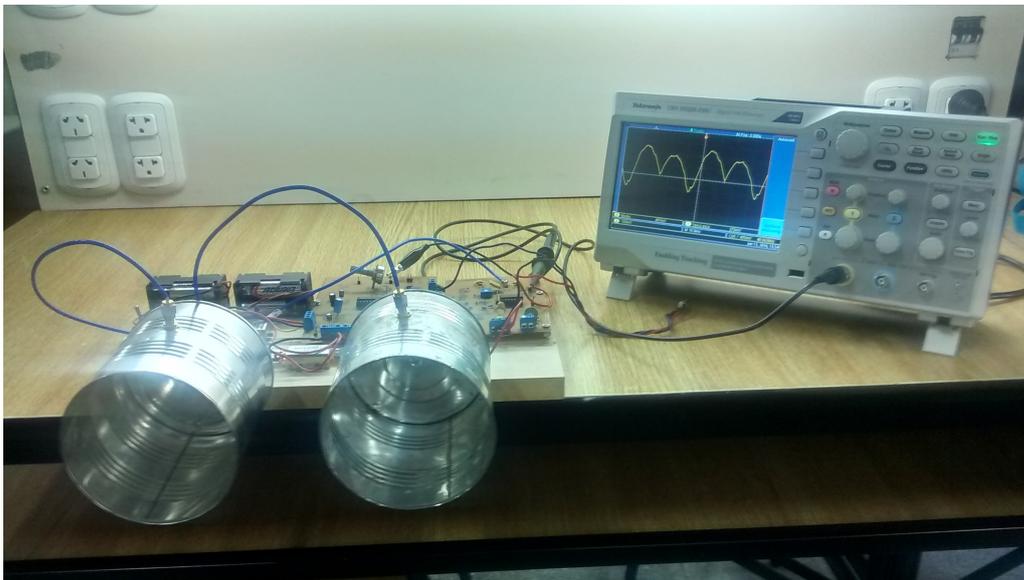
**Figura 3.96:** Radar midiendo rango - **IMAGEN 1**



**Figura 3.97:** Radar midiendo rango - **IMAGEN 2**



**Figura 3.98:** Radar midiendo rango - **IMAGEN 3**

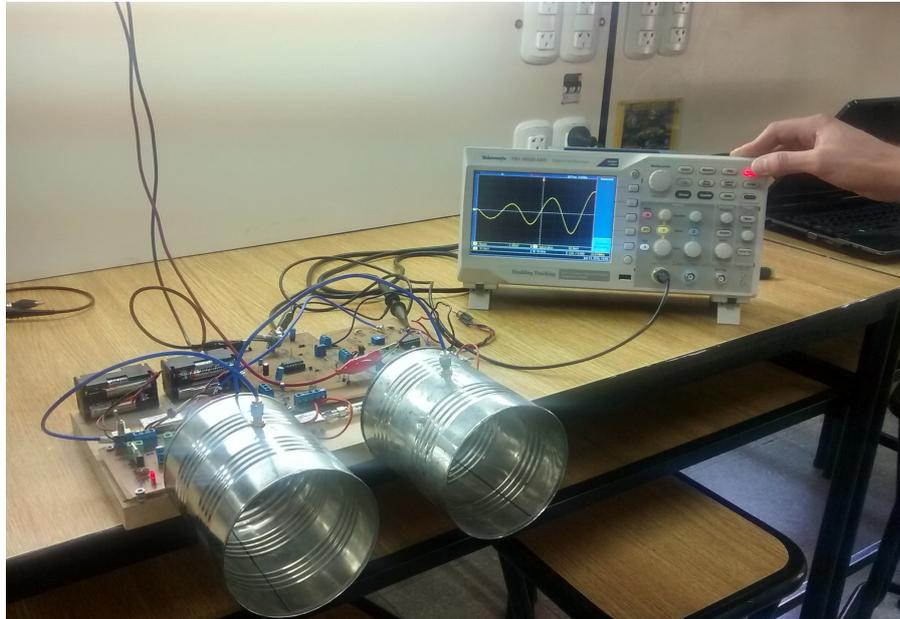


**Figura 3.99:** Radar midiendo rango - **IMAGEN 4**



**Imágenes del radar funcionando, medida de velocidad:**

En las figuras 3.100, 3.101 se ve el radar en funcionamiento, configurado para la medida de velocidad de un blanco puntual.



**Figura 3.100: Radar midiendo velocidad - IMAGEN 1**



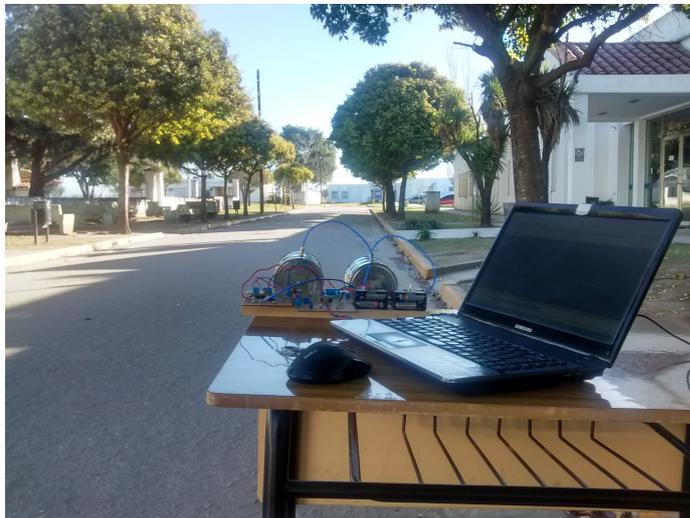
**Figura 3.101: Radar midiendo velocidad - IMAGEN 2**

### **Toma de mediciones de velocidad:**

En las figuras 3.102, 3.103, 3.104, 3.105, 3.106, 3.107, 3.108 y 3.109 se ven imágenes de cuando se tomaron mediciones de velocidad, en las calles aledañas al Instituto Universitario Aeroespacial.



**Figura 3.102: Mediciones de campo - IMAGEN 1**



**Figura 3.103: Mediciones de campo - IMAGEN 2**



**Figura 3.104:** Mediciones de campo - **IMAGEN 3**



**Figura 3.105:** Mediciones de campo - **IMAGEN 4**



Figura 3.106: Mediciones de campo - IMAGEN 5

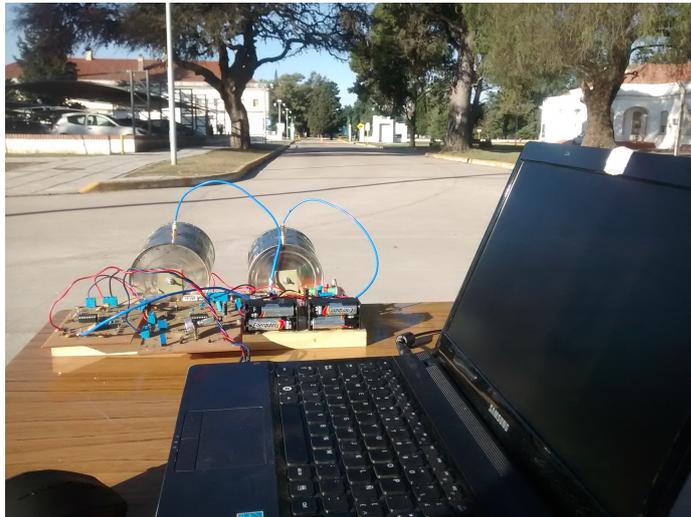


Figura 3.107: Mediciones de campo - IMAGEN 6



**Figura 3.108:** Mediciones de campo - **IMAGEN 7**



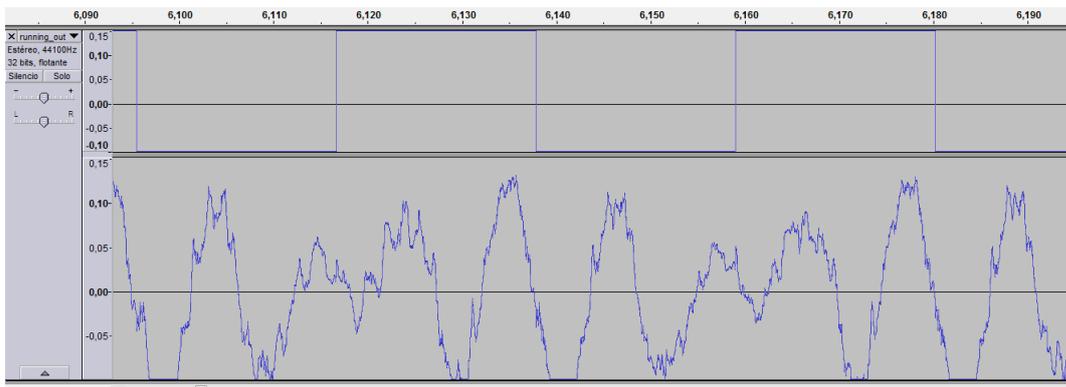
**Figura 3.109:** Mediciones de campo - **IMAGEN 8**

## Procesamiento de Señal: *MatLab*

El procesamiento de la señal de audio se lleva a cabo con el *software MatLab*. Mediante dos códigos, uno para el procesamiento de señales para medición de rango y el otro para medición de velocidad.

### RANGO

**Primer Bloque:** En el primer bloque del programa se realiza la lectura del archivo **.wav** grabado, donde se encuentra la información a procesar.



**Figura 3.110:** Señal de audio

- **Y:** matriz que contiene los valores de las muestras de la señal de audio. Canal izquierdo SYNC, columna 1 y canal derecho señal, columna 2. La cantidad de filas está dada por la cantidad de muestras que toma la tarjeta de audio y el tiempo total del archivo **.wav**.  $Y_{(FS \times T_{wav} \times 2)}$

$$\text{NumeroMuestras}(Y) = FS * T_{wav} \quad (3.12)$$

$T_{wav}$  = tiempo en segundos del archivo.

- **FS:** frecuencia de muestreo de la tarjeta de sonido de la notebook. En este caso, la frecuencia de *muestreo* es de  $44,100[Hz]$  muestras por segundo.
- **NBITS:** bits de resolución del procesador de la placa de audio, se elige la resolución de **16 bits**.

$$\text{Resolucion} = \text{AmplitudMaxima} - \text{AmplitudMinima} / 2^{NBITS} \quad (3.13)$$

**Segundo Bloque:** En el segundo bloque del programa se declaran todas las constantes y parámetros del radar que se utilizan a lo largo del programa de procesamiento de datos.

- $T_p$  : tiempo de subida de la señal moduladora.  $20[ms]$
- $N = T_p * FS$  : cantidad de muestras por cada tiempo  $T_p$ .
- $f_{start}$  : frecuencia inicial moduladora  $2,26[GHz]$
- $f_{stop}$  : frecuencia final moduladora, final del barrido,  $2,59[GHz]$
- $BW = f_{stop} - f_{start}$  : ancho de banda,  $330[MHz]$



Se forma un vector de **frecuencias instantáneas de transmisión**  $f$ .

$$f = f_1, f_2, \dots, f_{N/2} = f_{start}, f_{start+\Delta f}, \dots, f_{stop} = 2, 2600, 2, 2608, \dots, 2, 59 [GHz]$$

**Tercer Bloque:** Cálculo del rango máximo del radar. Se utiliza la ecuación 2.8 que corresponde al radar de onda continua, la cual se muestra a continuación:

$$R = \frac{cf_r}{2f_m\Delta f} = \left[ \frac{c}{2f_m\Delta f} \right] \frac{f_s}{2} = \frac{CT_pFS}{4BW} \quad (3.14)$$

Donde  $\frac{c}{2BW}$  es la **resolución del radar** en rango.

- **rr** = resolución en rango.  $rr = \frac{c}{2BW}$
- **maxrange** = rango máximo.  $max\_range = \frac{rrN}{2} = \frac{CT_pFS}{4BW}$

**Cuarto Bloque:** Se dividen las muestras tomadas de la señal, en canal izquierdo y canal derecho.

- **trig**, canal izquierdo. Señal de sincronismo. Matriz  $trig(FST_{wav}x1)$
- **s**, canal derecho. Matriz de datos señal recepción. Matriz  $s(FST_{wav}x1)$

**Quinto Bloque:** El programa utilizado para grabar las señales de sonido desde la etapa de recepción es el *Audacity*. En el inicio de la grabación comúnmente se encuentran ruidos indeseables. En este bloque de código se eliminan las primeras **100 muestras** de la señal y las últimas **N muestras**.

- No se utilizan las **primeras 100 muestras** ni las **ultimas N muestras** de la señal que se encuentra en **s**
- Los datos se guardan en la matriz **sif: señal IF**. Donde en cada fila se guardan los valores de las **N muestras** tomadas de la señal por cada periodo **Tp** correspondiente a un pulso positivo SYNC.

$$sif(nxN)$$

$n = \frac{T_{wav}}{T_p} - 100 - N$  número de períodos **Tp** contenidos en el total del tiempo de grabación del archivo  $T_{wav}$  correlativos con el período positivo del pulso de sincronismo, menos 100+N muestras.

- **time** vector que guarda el tiempo de cada primer muestra del período guardado en las filas de **sif**, activado por flanco ascendente de sync. Por lo tanto cada elemento del vector **time** corresponde al tiempo de la primera muestra de la señal cuando el pulso SYNC cambia de estado bajo a alto. En cada  $T_p$  la señal **chirp** o moduladora realiza un barrido en frecuencias desde  $f_{start}$  a  $f_{stop}$ . **time** es un vector de 1 fila por n columnas.

$time(1xn)$

**note:** la cantidad de filas de la matriz de datos *sif*, viene dado por la cantidad de periodos  $T_p$  positivos que contiene del total  $T_{wav}$ , restandole las primeras 100 muestras y las ultimas  $N$ .  $n = \frac{T_{wav}}{T_p} - 100 - N$  **Ejemplo:**  $T_{wav} = 80$  (seg),  $FS = 44100$  (Hz), Total Muestras =  $T_{wav} \times FS = 3528000$ . Total Muestras -100 -  $N = 3527018$  = cantidad de muestras sin distinción entre parte positiva o negativa del pulso de sincronismo. De estas muestras solamente se toma la parte de la señal *s* correspondiente a los períodos positivo del pulso SYNC, los cuales se guardan en cada fila de  $N$  columnas correspondientes a las  $N$  muestras de cada periodo  $T_p$ . Se guardarían aproximadamente la mitad del TotalMuestras-100-N = 1763509. Cada  $T_p$  contiene  $N$  muestras, por lo tanto si se tiene 1763509 sobre  $N$  igual a 1999, que quiere decir que del tiempo total del archivo se guardan  $N$  muestras de 1999 periodos  $T_p$ . Siendo 1999 la cantidad de filas de *sif* y  $N$  la cantidad de columnas. Las dimensiones del vector *time* tendrá 1 fila, y 1999 columnas



Figura 3.111: Datos de la señal que se guardan en matriz *sif*

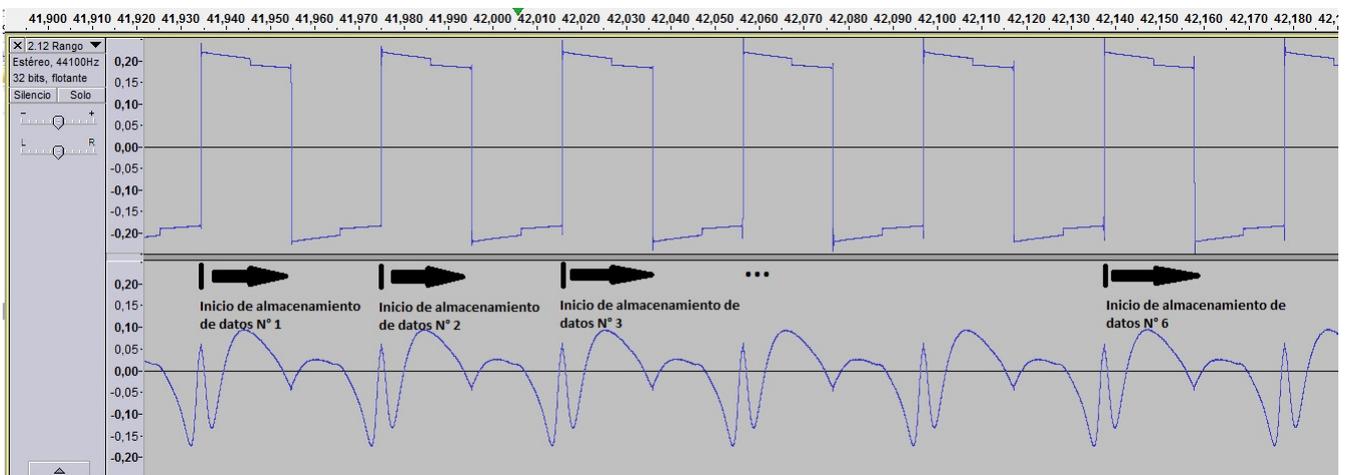


Figura 3.112: Secuencia de almacenamiento de datos



$$sif = \begin{pmatrix} sif_{11} & sif_{12} & sif_{13} & \dots & sif_{1N} \\ sif_{21} & sif_{22} & sif_{23} & \dots & sif_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ sif_{n1} & sif_{n2} & sif_{n3} & \dots & sif_{nN} \end{pmatrix}$$

$$time = ( t_1 \quad t_2 \quad t_3 \quad t_4 \quad \dots \quad t_n )$$

**Sexto Bloque:** La señal **chirp**, señal triangular moduladora, que realiza el barrido en frecuencias, está montada sobre una tensión DC, por lo tanto para el procesamiento hay que suprimir dicho término. En este bloque de programación se extrae el término medio DC de los valores de señal almacenados en **sif**. Se toma el promedio de cada columna de las N muestras de cada Tp. Para ello se toma el promedio de cada columna de la matriz **sif** y el mismo es guardado en un vector llamado **ave**.

$$ave(1) = \frac{sif(1,1) + sif(2,1) + \dots + sif(n,1)}{n}$$

$$ave(2) = \frac{sif(1,2) + sif(2,2) + \dots + sif(n,2)}{n}$$

$$ave(N) = \frac{sif(1,N) + sif(2,N) + \dots + sif(n,N)}{n}$$

$$ave = ( ave_1 \quad ave_2 \quad ave_3 \quad ave_4 \quad \dots \quad ave_N )$$

Luego a cada elemento de **sif** se le resta el promedio correspondiente dependiendo de la columna de la matriz donde se encuentre.

$$sif = \begin{pmatrix} sif_{11} - ave_1 & sif_{12} - ave_2 & \dots & sif_{1N} - ave_N \\ sif_{21} - ave_1 & sif_{22} - ave_2 & \dots & sif_{2N} - ave_N \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ sif_{n1} - ave_1 & sif_{n2} - ave_2 & \dots & sif_{nN} - ave_N \end{pmatrix}$$

Conceptualmente lo que se logra es suprimir el término DC en el cual fue montada la señal **chirp**.

**Séptimo Bloque:** Gráfico de intensidad **Rango vs. Tiempo**.

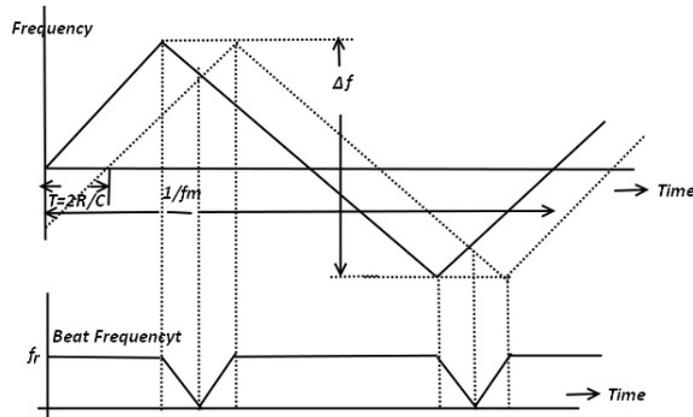
Las muestras de la señal de audio almacenada en la matriz **sif**, es la señal diferencia entre la onda transmitida y la onda recibida por el radar. De la teoría del radar se puede ver que el mismo transmite una señal modulada en frecuencia, y de la diferencia entre la señal transmitida y la recibida se puede obtener la señal de batido, cuya frecuencia es la que permite obtener el rango. Por lo tanto, según la teoría del radar, la señal almacenada en **sif** permite obtener la información de rango.

Del gráfico de modulación del radar, se obtiene la siguiente ecuación (esto ya ha sido mostrado en el capítulo 2).

$$R = \frac{cf_r}{4f_m \Delta f} = \left[ \frac{c}{4f_m \Delta f} \right] f_r = kf_r \quad (3.15)$$

- $R$  = Distancia al objetivo
- $f_r$  = Frecuencia de batido

- $f_m$  = Frecuencia de modulación de la señal triangular
- $\Delta_f$  = Barrido en frecuencia



**Figura 3.113:** Modulación de frecuencia triangular en los radares FM-CW

En la ecuación 3.15 se puede ver que la frecuencia de batido  $f_r$  es linealmente proporcional a la distancia, ya que el parámetro  $k$  es una constante inherente al funcionamiento del radar. Por lo tanto, para obtener el rango a un objetivo, se debe obtener el espectro en frecuencia de la señal almacenada en la variable **sif**. Como se vio en la ecuación 3.15 este espectro en frecuencia nos dará el rango del objetivo, en cada instante de tiempo. Ya que obteniendo el espectro en frecuencia de la señal batido almacenada en **sif**, lo que se tiene es la frecuencia de batido  $f_r$ .

La herramienta que se utiliza para obtener el espectro de la señal de audio de batido, es la *Transformada Discreta de Fourier*.

Al muestrear la señal de audio proveniente del mezclador del radar, y luego almacenarla en la variable **s**, lo que se hace es discretizarla. Las señales en tiempo discreto, están definidas en instantes discretos del tiempo. La señal en tiempo discreto se presenta como una secuencia de valores  $x(t_n)$ , donde  $t_n$  indica los instantes de tiempo en los que esta definida la señal. La secuencia se puede indicar también como  $x(n)$ , suponiendo que  $n$  toma solo valores enteros.

Para motivar el uso de la Transformada Discreta de Fourier, nos basamos en el hecho de que queremos calcular la Transformada de Fourier de la señal audio de batido analógica  $x_a(t)$  utilizando un computador digital. Como los computadores solo pueden almacenar y manejar un conjunto finito de números, es necesario representar  $x_a(t)$  mediante un conjunto finito de valores. El primer paso para esto es muestrear la señal para obtener una secuencia discreta  $x_a(n)$ . Como la señal analógica puede no estar limitada en el tiempo, el paso siguiente es obtener un conjunto finito de muestras de la secuencia discreta mediante truncamiento. Sin pérdida de generalidad, se supone que estas muestras están definidas para valores  $n$  en el intervalo  $[0, N-1]$ . Llamemos  $x(n)$  a esta secuencia infinita, que se puede considerar el producto de la secuencia infinita  $x_a(n)$  con una función de ventana

$$w(n) = \begin{cases} 1 & , 0 \leq n \leq N - 1 \\ 0 & , \text{ en el resto} \end{cases}$$



Con lo que

$$x(n) = x_a(n)w(n) [15] \tag{3.16}$$

Como ahora se tiene una secuencia discreta, se puede calcular su transformada de Fourier en tiempo discreto

$$X(\Omega) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{-j\Omega n} [15] \tag{3.17}$$

Aquí todavía no se tiene una forma adecuada para el cálculo mediante un computador, ya que  $\Omega$  es una variable continua que toma valores en el intervalo  $[0, 2\pi]$ . El paso final, por lo tanto, es evaluar  $X(\Omega)$  en un conjunto discreto de valores  $\Omega_k$  mediante muestreo uniforme en el intervalo  $[0, 2\pi]$ . Se obtiene entonces

$$X(\Omega_k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{-j\Omega_k n}, \text{ donde } k=0, 1, \dots, M-1 [15] \tag{3.18}$$

donde

$$\Omega_k = \frac{2\pi}{M} k [15] \tag{3.19}$$

El número de muestras en frecuencia,  $M$ , puede tomar cualquier valor. Sin embargo, se puede tomarlo de valor igual al número de muestras en el tiempo,  $N$ . Con esta modificación, y llamando  $X(k)$  a  $X(\Omega_k)$  finalmente se tiene

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N} nk} [15] \tag{3.20}$$

Esta es la Transformada Discreta de Fourier de la secuencia de  $N$  puntos de  $x(n)$ . Una de las razones para el amplio uso de la Transformada Discreta de Fourier (DFT) es la existencia de algoritmos que permiten su cómputo de manera rápida y eficiente en un computador. Para el caso de la DFT, estos algoritmos se denominan colectivamente transformadas rápidas de Fourier (FFT).

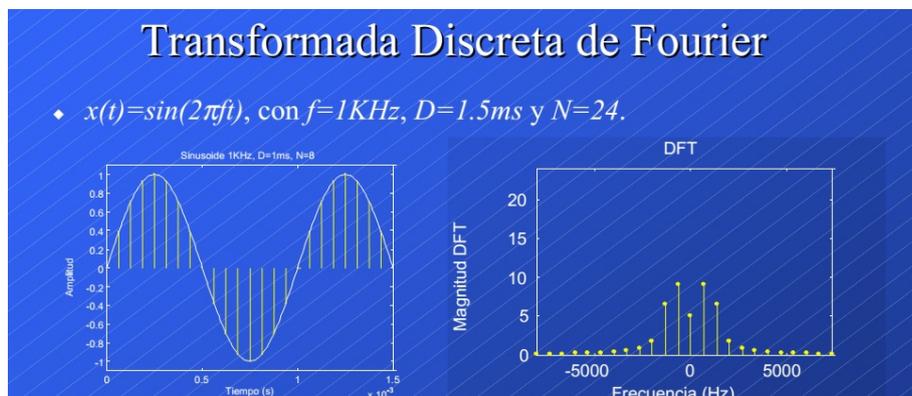


Figura 3.114: Transformada Discreta de Fourier de una señal sinusoidal



En la figura 3.114 se puede ver la Transformada Discreta de Fourier de una señal sinusoidal. Al aplicar la DFT se puede ver que la señal se compone de distintas componentes de frecuencia (espectro armónico) a las que le corresponden diferentes amplitudes.

#### APLICACIÓN:

En el código se aplica la **Transformada Discreta de Fourier** *fft* a la matriz de datos **sif (n x N)**. Se obtienen los datos de **AMPLITUD** y **FASE** de cada muestra, teniendo el vector **f**, frecuencias instantáneas de transmisión y el vector **time 1 x N**. De la ecuación 3.15 se sabe que esta frecuencia de batido  $f_r$  instantánea, o diferencia de frecuencias instantánea es **linealmente** proporcional al rango hasta el objetivo.

$$v = a_{(Amplitud)} + b_{(fase)i} \quad (3.21)$$

Función en *MatLab* para aplicar la transformada rápida de Fourier. *fft(sif, zpad, 2)*: transformada de fourier a lo largo de la matriz *sif*, con *zpad* =  $4 * N$  cantidad de puntos generados por la función *fft* y las dimensiones de **sif** = 2. Por lo tanto esta función genera una array **sif (n x zpad)**.

Al nuevo array **sif** resultado de la *fft* se lo transforma a **dB**.  $20abs(sif_{ii})$

Matriz de datos **S** contiene las mismas cantidad de filas y la mitad de columnas de que **v(n x 4N)**, ya que la función *fft* se aplica para dos dimensiones.

$S_{n \times 2N}$  contiene las medidas de amplitud de la señal de batido en **dB**.

De la matriz **v(n x 4N)** se toma el **máximo valor de amplitud** el cual corresponde a la máxima intensidad del eco receptada **m**. La cual sirve de referencia para el gráfico de intensidad de rango vs. tiempo.

#### GRÁFICO:

- Eje x: rango. Desde 0 a rango máximo, espaciado linealmente en **zpad** puntos.
- Eje y: vector **time**. De 0 a  $T_{wav}$ .
- Se gráfica **S-m**. Donde S es la intensidad de la señal eco instantánea y m es el valor del eco máximo muestreado, tomado como referencia para la máxima intensidad.
- En el gráfico se establece los limites en la escala del mapa de colores que varia de -80 [dB] a 0[dB].  $m = 0$  [dB].

Por lo tanto la gráfica muestra el rango e intensidad de rango, dependiendo de la mayor medida, del objetivo en función del tiempo. Este gráfico es sin cancelación de *clutter*.

**Octavo Bloque:** En este bloque se realiza el gráfico de intensidad **Rango vs Tiempo** con cancelación de *clutter*.

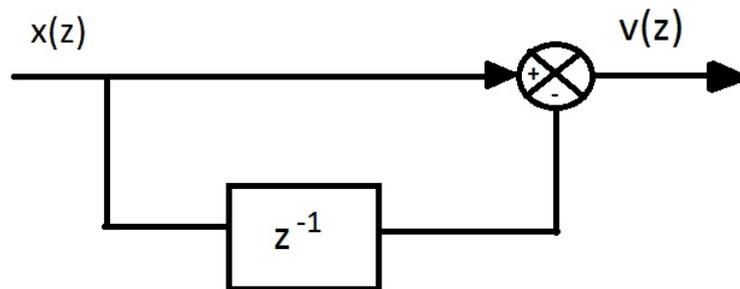
Si se supone un objetivo estático, el mismo reflejara una señal eco con la misma frecuencia en cada "pulso"  $T_p$  transmitido, de los **n Tp** a procesar. Por lo tanto ese objeto llamado *clutter* interfiere en la medición no dejando visualizar con buena resolución la información del verdadero objetivo moviéndose.

Por lo tanto para cancelar el *clutter* se resta la información del eco actual menos la información del eco anterior. Se opera sobre la matriz **sif**. Básicamente, lo que se hace es restar cada fila de la matriz **sif** por la fila anterior a ella, osea el pulso o señal adquirida en el periodo de tiempo **Tp 2** menos las medidas de **Tp 1**. Esta nueva matriz de datos se guarda en **sif2**, la cual contiene una fila menos que **sif**.

$$sif2(n - 1 \times N)$$

$$sif2 = \begin{pmatrix} sif_{21} - sif_{11} & sif_{22} - sif_{12} & \dots & sif_{2N} - sif_{1N} \\ sif_{31} - sif_{21} & sif_{32} - sif_{22} & \dots & sif_{3N} - sif_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ sif_{n1} - sif_{n-11} & sif_{n2} - sif_{n-12} & \dots & sif_{nN} - sif_{n-1N} \end{pmatrix}$$

Conceptualmente los blancos fijos (*clutter*) conservan su amplitud en el espectro en frecuencia, a lo largo de las distintas muestras tomadas de la señal de batido. Por lo tanto, al restar las muestras guardadas en las filas de la matriz **sif** estos blancos móviles son cancelados o disminuyen su amplitud. En cambio la señal de blanco móvil, cuya amplitud varía a lo largo de las distintas muestras, no se cancela. Este diferenciador digital en tiempo discreto tiene el siguiente diagrama en bloques.



**Figura 3.115:** Diagrama en bloques de un diferenciador

La función de transferencia de este bloque es:

$$V(z) = (1 - z^{-1}) \cdot X(z) \quad (3.22)$$

Este diferenciador digital es conocido como filtro digital **MTI** (Indicador de blanco móvil), y es usado ampliamente en los procesadores radar. En nuestro caso la cantidad de pulsos a procesar son 2, por lo tanto es un filtro de cancelación de 2 pulsos. Existen este tipo de filtros para tres pulsos, cuatro pulsos, etc. A medida que se aplican filtros de cancelación de mas pulsos, lo que se mejora es su rechazo de clutter.

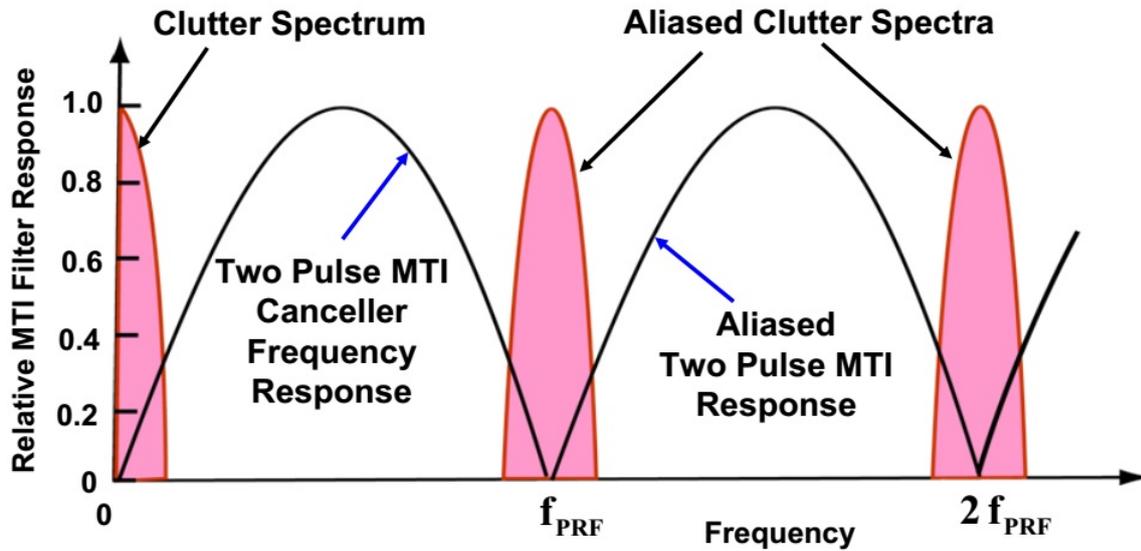


Figura 3.116: Respuesta en frecuencia de un MTI de cancelación de dos pulsos

En la figura 3.116 se ve la respuesta en frecuencia de un filtro **MTI** de dos pulsos, en ella se observa un espectro del clutter que es atenuado en menor medida por este filtro. Para mejorar el rechazo de clutter se aplica cancelación de mas pulsos, obtenido un mejor rechazo.

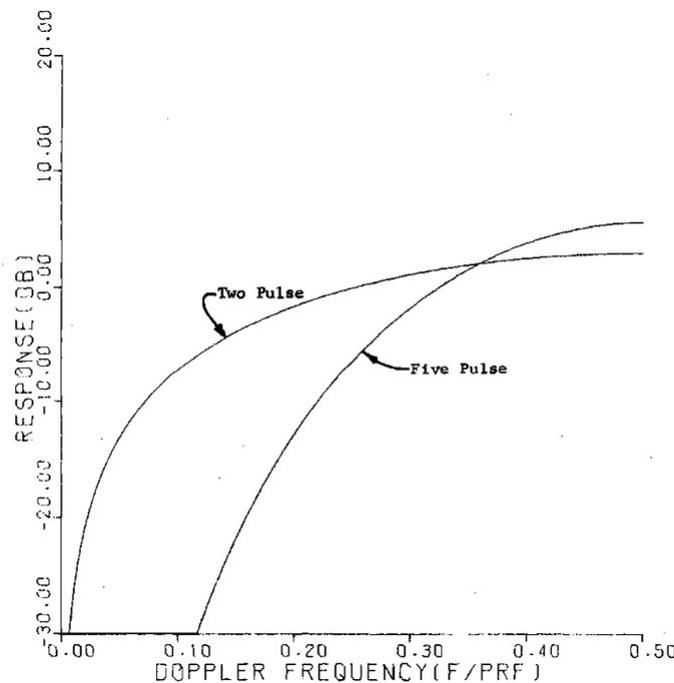


Figura 3.117: Respuesta en frecuencia de un MTI de cancelación de dos pulsos y de cinco pulsos

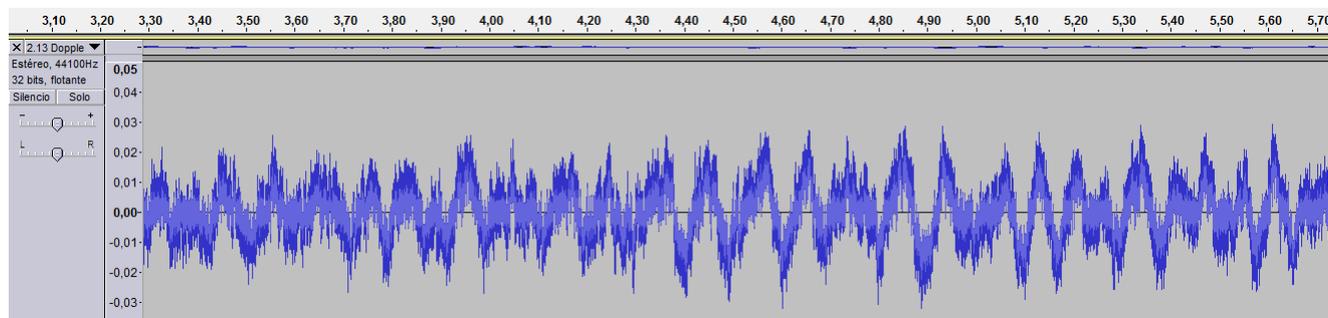
En la figura 3.117 se puede observar que con un filtro **MTI** con cancelación de cinco pulsos se puede realizar un mejor rechazo de clutter en el espectro no abarcado por el filtro **MTI** con cancelación de dos pulsos.



Una vez que se aplica este filtro digital, se realiza el gráfico de rango e intensidad vs. tiempo con cancelación de *clutter*, tal como se hace en el **bloque 7**, pero con la matriz **sif2**.

## VELOCIDAD

**Primer Bloque:** En el primer bloque se realiza la lectura del archivo **.wav** grabado, donde se encuentra la información de la señal a procesar.



**Figura 3.118:** Canal derecho - señal de audio

Para la medición de velocidad del objetivo, no es necesario el sincronismo, ya que en este caso no se utiliza una señal de modulación, barrido en frecuencia, sino que se realiza la transmisión con una frecuencia central  $f_c$ , que depende del valor de  $V_{tune}[V]$  que ingresa al **VCO**. El valor que se establece para dicho período debe ser el necesario para que se aseguren una cantidad de muestras suficientes que permitan tener una buena resolución de velocidad del objetivo.

- **Y:** matriz que guarda los valores de la señal de audio. En este caso se utiliza el canal derecho. El numero de filas de la matriz Y viene dado por la duración del archivo de audio ( $T_{wav}$ ) y la frecuencia de muestreo, que se corresponde al total de muestras tomadas de la señal.

$$NumeroMuestras(nfilasY) = FS \cdot T_{wav} \quad (3.23)$$

- **FS:** Frecuencia de muestreo de la tarjeta de sonido de la notebook. En este caso, la frecuencia de sampleo es de  $44,100[Hz]$  muestras por segundo.
- **NBITS:** Bits de resolución del procesador de la placa de audio, se elige la resolución de **16 bits**.

$$Resolucion = \frac{AmplitudMaxima - AmplitudMinima}{2^{NBITS}} \quad (3.24)$$

**Segundo Bloque:** Constantes y parámetros del radar.

- $T_p$ : Tiempo de pulso.  $250[ms]$
- $N = FS \cdot T_p = 44100[Hz] \cdot 250[ms] = 11025$ : Cantidad de muestras por pulso.
- $f_c$ : Frecuencia central de transmisión dentro del espectro de frecuencias de la banda **ISM**.



**Tercer Bloque:** Se almacenan la muestras que se toman de la señal del canal derecho y se ordenan en cada fila las  $N$  muestras tomadas correspondientes a cada período de tiempo  $T_p$ .

- **s:** muestras del canal derecho de audio, matriz de datos de la señal de recepción. Matriz  $s(FS \cdot T_{wav} \times 1)$
- **sif:** matriz que guarda los valores ordenados por filas y columnas de  $s$ . En cada fila se guardan las  $N$  muestras tomadas por cada tiempo  $t_p$ , por lo tanto la cantidad de columnas viene dada por  $N$  y en la cantidad de filas viene dada por

$$n = \frac{FS \cdot T_{wav}}{N} - 1 \quad (3.25)$$

$$sif(n \times N)$$

**Cuarto Bloque:** Eliminación del término  $DC$  de la señal. El promedio de los elementos de la matriz  $s$  es el término que se debe suprimir. Se sobrescribe la matriz  $sif(n \times N)$

$$sif = \begin{pmatrix} sif_{11} - prom & sif_{12} - prom & sif_{13} - prom & \dots & sif_{1N} - prom \\ sif_{21} - prom & sif_{22} - prom & sif_{23} - prom & \dots & sif_{2n} - prom \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ sif_{n1} - prom & s_{n2} - prom & s_{n3} - prom & \dots & sif_{nN} - prom \end{pmatrix}$$

Una vez que se realiza esta operación, se quita el término medio  $DC$  de las muestras de audio.

**Quinto Bloque:** En la medición de velocidad, el radar está configurado para que se transmita a una frecuencia fija ( $f_c$ ), no se realiza un barrido de frecuencias como en el caso de la medición de rango, señal *chirp*. Por lo tanto la señal con frecuencia **IF**, salida del *mixer*, será el cambio de frecuencia de la señal eco con respecto a la señal transmitida  $f_d$ . Esta diferencia de frecuencias, entre la señal transmitida y la señal eco, se produce debido al movimiento del objetivo (efecto *Doppler*). Dicha frecuencia es proporcional a la velocidad relativa del objetivo respecto al radar 3.26.

$$f_d = \frac{2V_r}{\lambda} = \frac{2V_r f_0}{c} \quad (3.26)$$

Donde

$f_d$  = Desplazamiento de la frecuencia, frecuencia *doppler* [Hz]

$c$  = velocidad de la luz =  $3 \times 10^8$  [m/s]

$V_r$  = velocidad relativa del blanco respecto al radar a lo largo de la línea de vista. [m/s]

$f_0$  = frecuencia de transmisión  $f_c$

$$V_r = \left[ \frac{c}{2f_0} \right] f_d \quad (3.27)$$

Se realiza la transformada de Fourier y se obtiene el espectro de frecuencias de la señal almacenada en **sif**, y así se calcula la velocidad. Se utiliza la Transformada Discreta de Fourier **DFT** y se obtiene la amplitud y fase en función de la frecuencia de la señal, se aplica a la matriz de datos **sif(nxN)**.

Función en *MatLab* se utiliza para aplicar la transformada rápida de Fourier.

$$fft(sif, zpad, 2)$$



Transformada rápida de Fourier a lo largo de la matriz  $sif$ , con  $zpad = 4 * N$  cantidad de puntos generados por la función  $fft$ , preferiblemente la cantidad de puntos generados tiene que ser potencia de 2. Por lo tanto esta función genera una matriz  $\mathbf{v} (n \times zpad)$ .

La transformada de Fourier genera los resultados para frecuencias positivas y negativas, por lo tanto se toman los datos de la mitad de las columnas de la matriz  $\mathbf{v}$ .

$$v(n \times \frac{zpad}{2})$$

$v$  contiene las medidas de amplitud de la señal de batido en **dB**.

De la matriz  $v$  se busca el **máximo valor de amplitud** el cual corresponde a la máxima intensidad del eco receptada **mmax**. Éste sirve de referencia para el gráfico de intensidad de velocidad vs. tiempo.

### Sexto Bloque: Generación de gráfico velocidad vs. tiempo

1. Se genera vector de frecuencias  $deltaf$  de  $0 - \frac{FS}{2}$ , el extremo de frecuencia  $\frac{FS}{2}$  viene dado por el teorema de *Nyquist*, con  $\frac{zpad}{2}$  pasos correspondientes al número de columnas de  $v$
2. Se calcula la velocidad para todos los valores de  $deltaf$ , de acuerdo la ecuación 3.27.

$$velocity = \frac{deltaf \times lambda}{2}$$

Vector de datos de velocidad para todas las frecuencias *doppler* posibles  $velocity(1 \times \frac{zpad}{2})$

3. Se genera un vector *time* desde  $0 - T_{wav}$  con la cantidad de pasos que corresponde al número de filas de la matriz  $v = n$ .
4. El gráfico de velocidad vs. tiempo, se forma con el vector de tiempo  $time(1 \times n)$  en el **eje y** y el vector  $velocity(1 \times \frac{zpad}{2})$  en el **eje x**. La intensidad de la señal recibida que se toma en cada muestra, tomando como referencia el valor máximo, que se corresponde con la máxima velocidad,  $v(n \times \frac{zpad}{2})$ .



## Capítulo 4

# Resultados y Análisis

Se llevan a cabo las mediciones del radar una vez que se terminó la etapa de desarrollo del mismo, y luego de los testeos que se realizaron a cada parte del radar independientemente. Las pruebas se realizaron en diferentes lugares del predio del **IUA**, para los dos modos de funcionamiento del radar:

1. **RANGO**
2. **VELOCIDAD**

El proceso, en resumen fue el siguiente: una vez que se enciende el radar se conecta a la placa de audio de la *notebook* y se graba la señal en banda base receptada, en un archivo de audio **.wav** con el *soft Audacity*. Una vez que se guarda dicho archivo se procesa la información ejecutando el código de procesamiento de señales en el *software MatLab*. Del código en *MatLab* se generan dos gráficos **Rango vs. Tiempo** y **Velocidad(Doppler) vs. Tiempo**.

### Rango vs Tiempo

Se llevan a cabo los ensayos de mediciones de rango del Radar de Onda Continua en diferentes lugares, conectando el sistema de radar para comprobar las mediciones y su funcionamiento. Las pruebas se realizaron en las inmediaciones del Instituto Universitario Aeronáutico, en dos áreas que se muestran a continuación.

El ensayo consiste en situar el radar en un lugar sin tantos obstáculos para evitar el mayor número de reflexiones no deseadas, se enciende el radar, se camina por en línea recta hasta una distancia conocida con una chapa reflectora, ida y vuelta. Antes de que se empieza a caminar se graba en el *software Audacity* un archivo **.wav** (audio) el cual se toma luego para procesar la señal en *MatLab*, como archivo de entrada.

En *MatLab* se realiza el código para el procesamiento de la señal, la información se muestra en un gráfico de  $Time(Seg)Vs.Range(m)$ .

Las figuras que corresponden al gráfico de **Tiempo(s) vs. Rango(m)** se generan luego de ejecutar el código en *MatLab*, con el archivo de audio extensión **.wav** que contiene la información, llevada a banda base, detectada por el radar de onda continua. Estas figuras tiene dos formatos, primero con dos pulsos de supresión de *clutter* y la otra sin supresión, en esta última se aprecia con mayor detalle el trazado en distancia del objeto irradiado.



Figura 4.1: Ubicación radar – Test rango

#### TEST N°1:

Se realizan las mediciones en el **área N°2** de la figura 4.1, con las siguientes características:

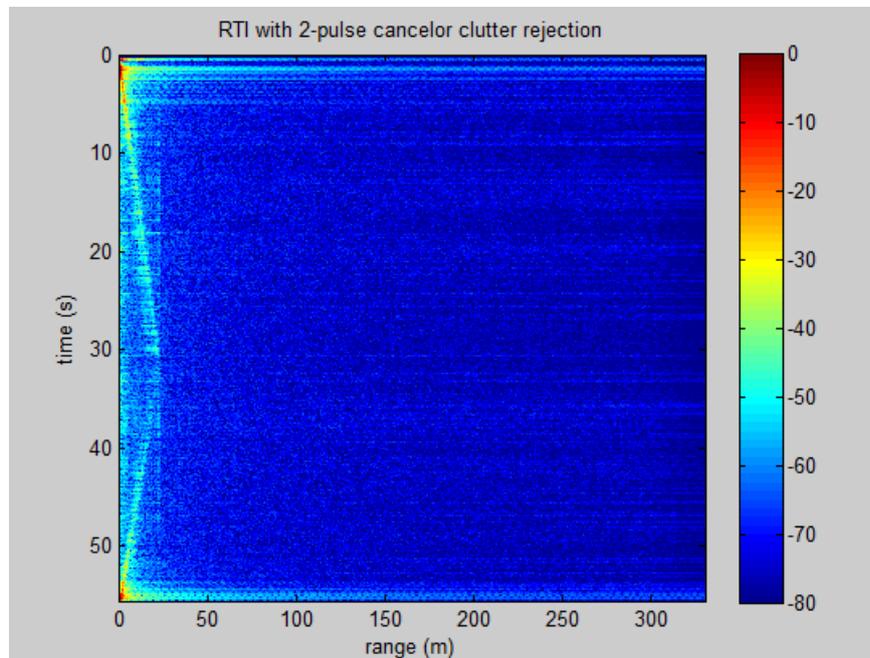
- **DISTANCIA MÁXIMA:** 20 – 25[mts].
- **CHAPA REFLECTORA:** 40x30[cm].



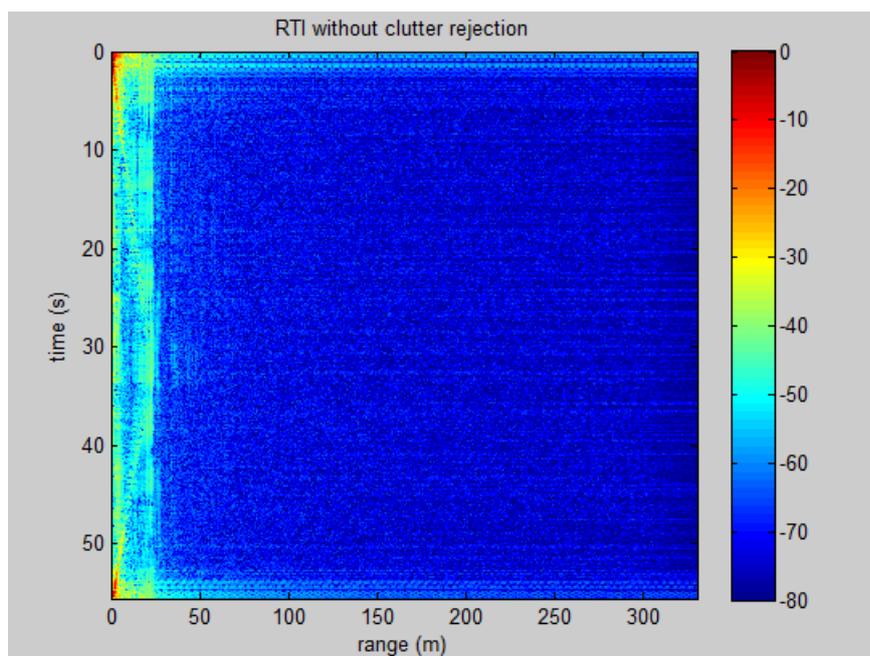
Figura 4.2: Ubicación radar – Test N°1 Rango

### **RESULTADOS – GRÁFICOS Rango vs Tiempo:**

En la primera prueba se camina ida y vuelta con una chapa reflectora hasta una distancia aproximada de 20[m], por el área que se presenta en la figura 4.2.



**Figura 4.3:** Gráfico – Rango vs Tiempo con supresión de clutter



**Figura 4.4:** Gráfico – Rango vs Tiempo sin supresión de clutter

**TEST N°2:**

Las segundas mediciones se realizan en el **área N°1** de la figura 4.1 , con las siguientes características:

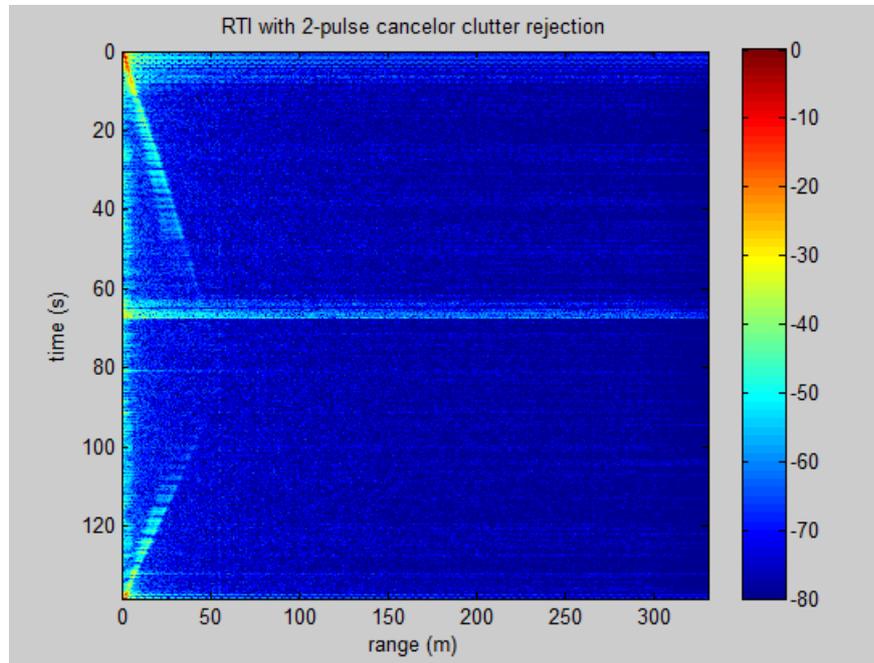
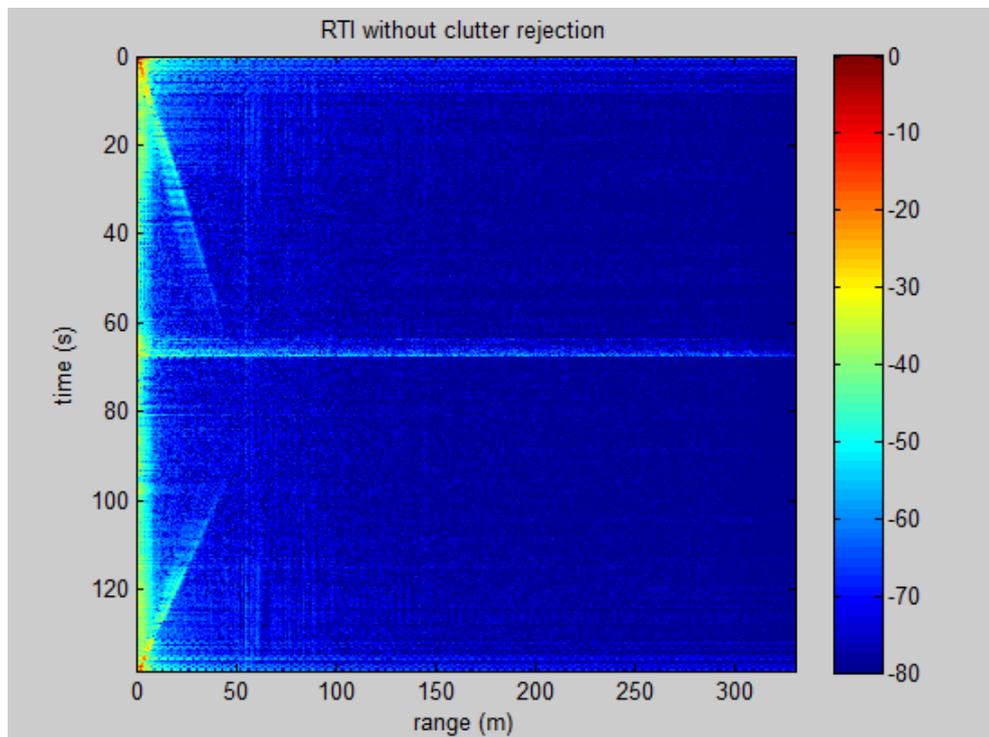
- **DISTANCIA MÁXIMA:** 60 – 65[mts].
- **CHAPA REFLECTORA:** 40x30[cm].



**Figura 4.5:** Ubicación radar – Test N°2 Rango

Como se observa es un lugar abierto, con pocas construcciones, obstáculos, para evitar lo máximo posible la generación de *clutter*. El propósito de evitar objetos que puedan generar *clutter* es tratar de lograr que en el gráfico donde se ven los resultados, la información de rango del blanco salga con el menor ruido posible, nítida. Así se puede distinguir fácilmente la información de interés dentro del gráfico de *Time(Seg)Vs.Range(m)*.

En la figura 4.5 se observa que se ubica el radar de manera que su dirección de radiación se dirija a campo abierto, para reducir el ruido en la señal recibida lo máximo posible.

**RESULTADOS – GRÁFICOS Rango vs Tiempo:****Figura 4.6: Gráfico – Rango vs Tiempo con supresión de clutter****Figura 4.7: Gráfico – Rango vs Tiempo sin supresión de clutter**

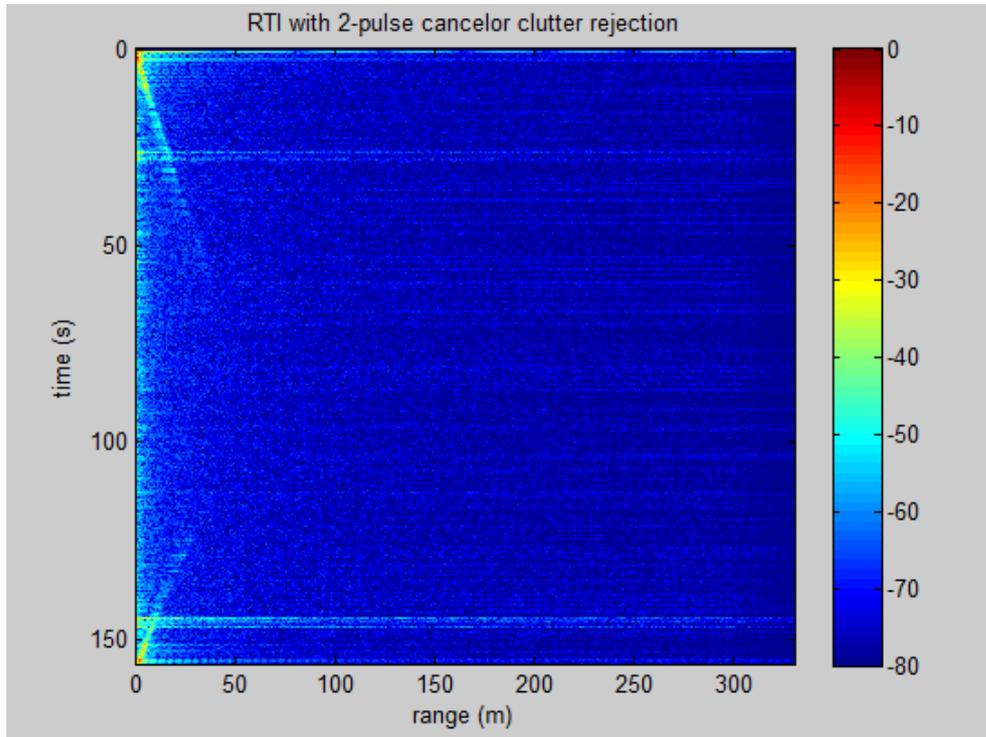


Figura 4.8: Gráfico – Rango vs Tiempo con supresión de clutter

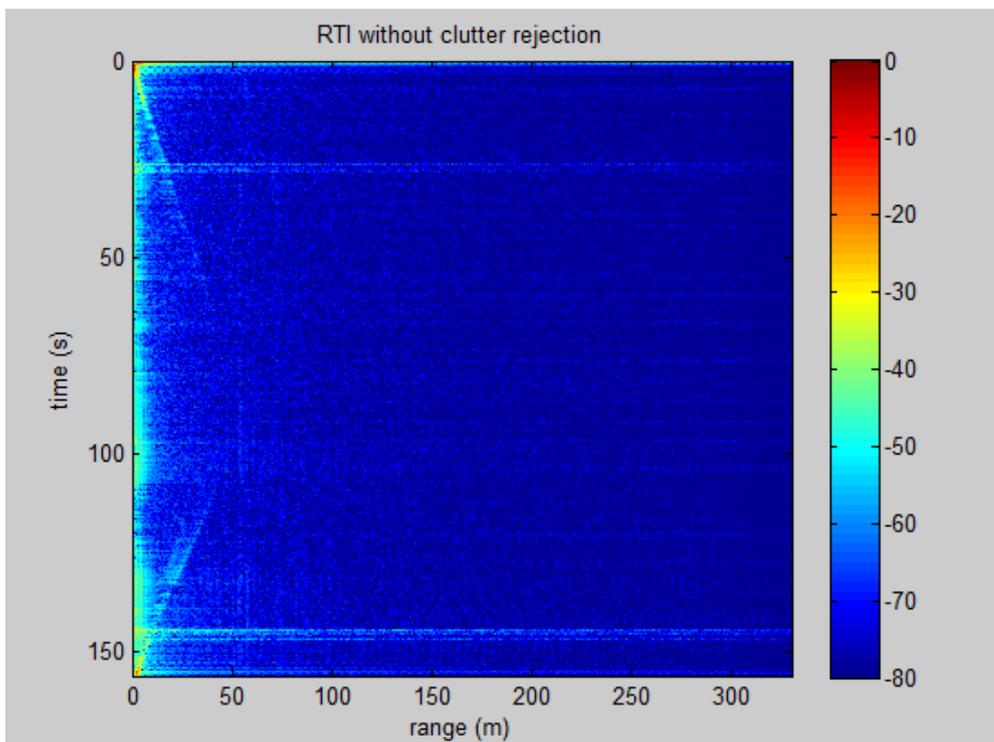


Figura 4.9: Gráfico – Rango vs Tiempo sin supresión de clutter

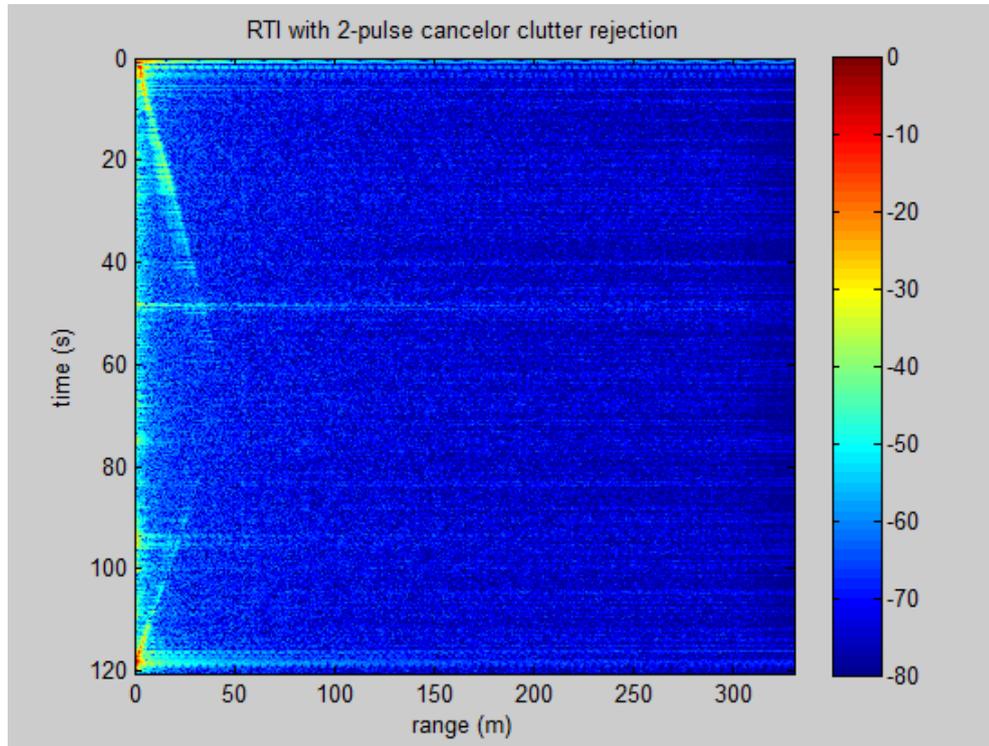


Figura 4.10: Gráfico – Rango vs Tiempo con supresión de clutter

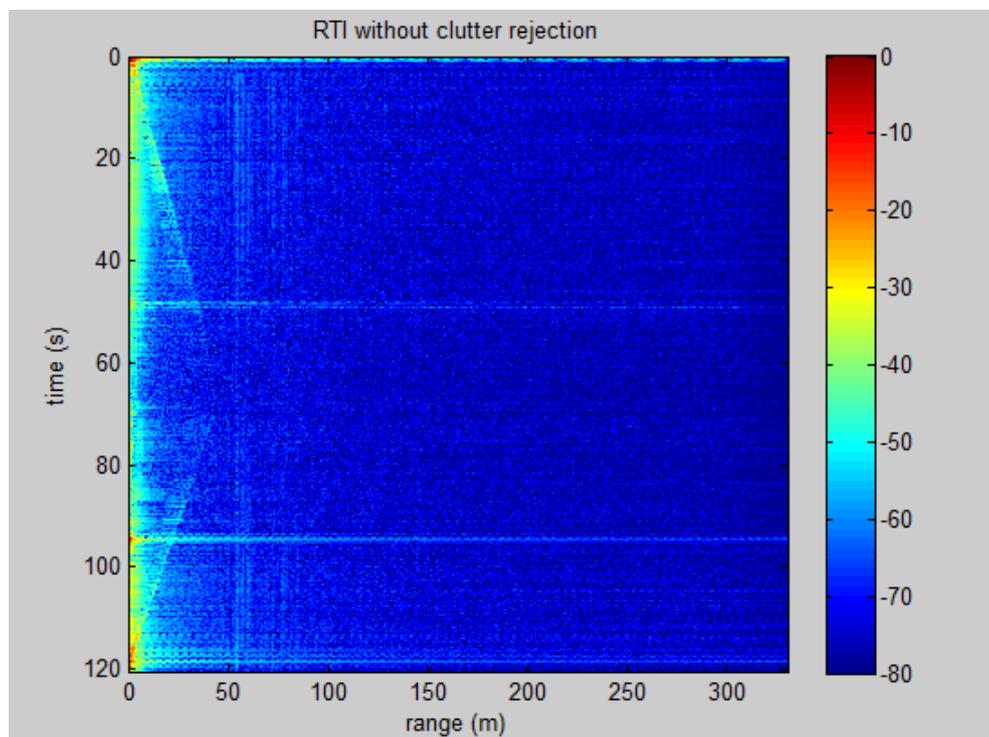


Figura 4.11: Gráfico – Rango vs Tiempo sin supresión de clutter

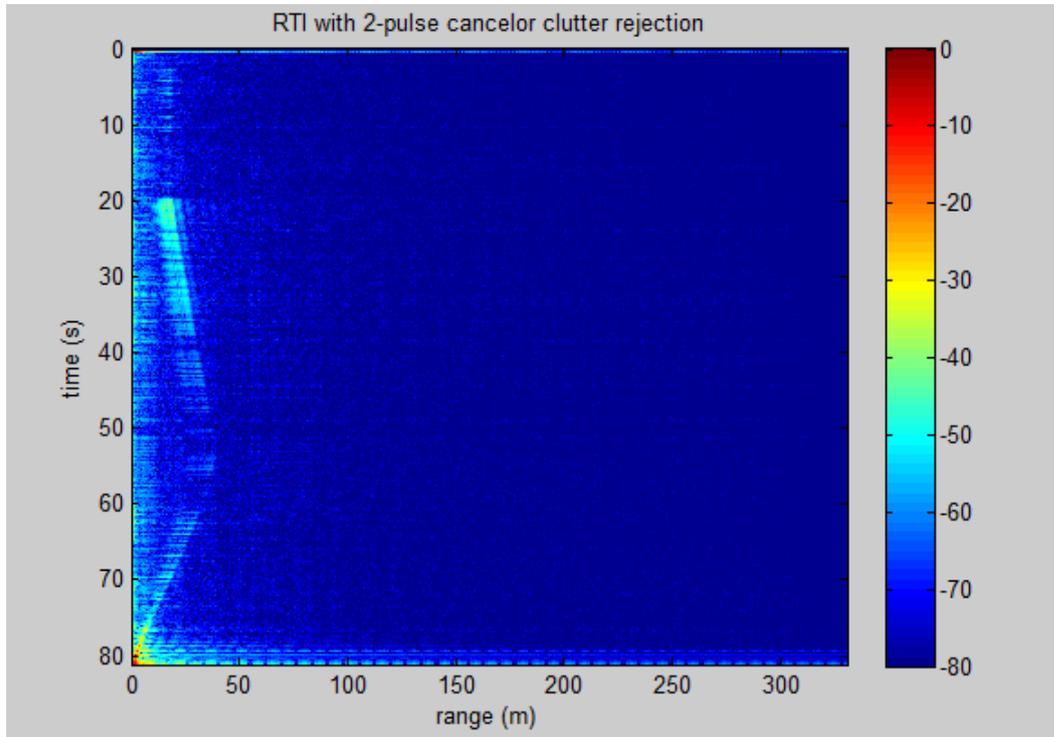


Figura 4.12: Gráfico – Rango vs Tiempo con supresión de clutter

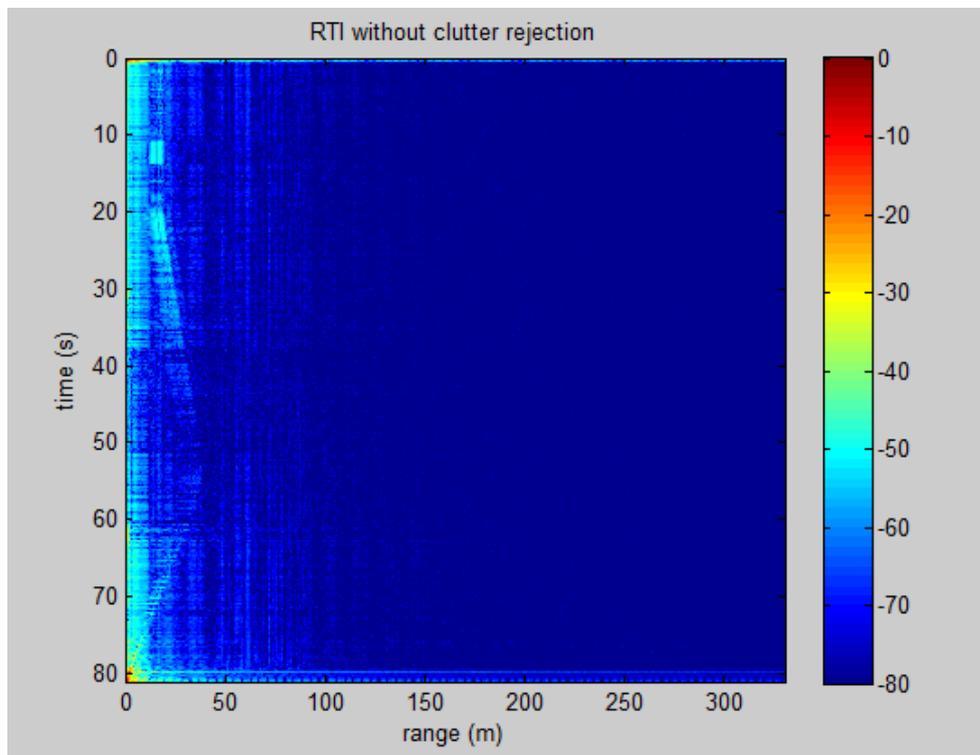
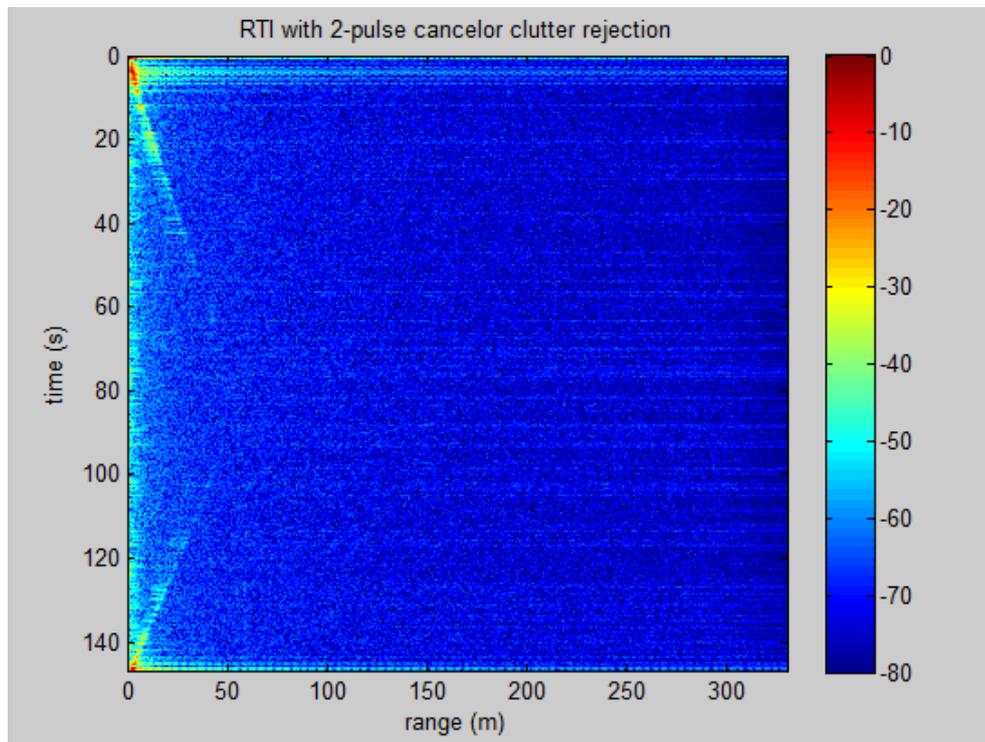
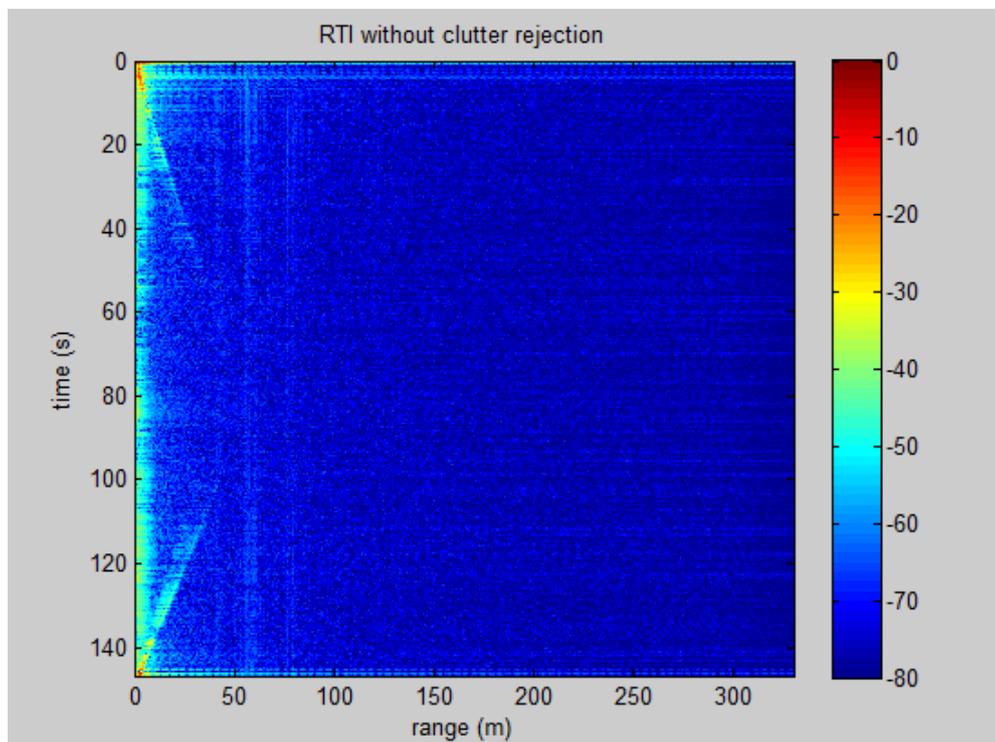


Figura 4.13: Gráfico – Rango vs Tiempo sin supresión de clutter



**Figura 4.14:** Gráfico – Rango vs Tiempo con supresión de clutter



**Figura 4.15:** Gráfico – Rango vs Tiempo sin supresión de clutter

**ANÁLISIS:**

- **Figuras 4.6 y 4.7**, se camina hasta una distancia aproximada de  $50[m]$  en donde se encuentran una agrupación de árboles que se pueden divisar como *clutter* en el gráfico. A los  $65[s]$  se puede observar un pico de potencia debido a la saturación de la etapa de audio.
- **Figuras 4.8 y 4.9**, se puede observar que a medida que el blanco se aleja del radar la señal se pierde hasta los  $40[m]$ , luego se vuelve a recuperar cuando el blanco se encuentra a la misma distancia en que se pierde la señal a la ida, pero en sentido contrario. Esto ocurre porque en el radar se baja la ganancia del vídeo amplificador.
- **Figuras 4.10 y 4.11**, se puede observar de manera clara la agrupación de arboles que se encuentra a aproximadamente  $50[m]$ . En dicha medición también el blanco se mueve hasta dicha agrupación de arboles y luego vuelve hasta el radar.
- **Figuras 4.12 y 4.13**, se realizan mediciones aumentando la ganancia de la etapa vídeo amplificador. En dicha medición se puede observar el blanco en la misma posición hasta los  $20[s]$ , y luego se realiza el mismo procedimiento de alejamiento desde la posición del radar y acercamiento hasta la posición del radar.
- **Figuras 4.14 y 4.15**, se realiza el alejamiento del blanco desde la posición del radar hasta los  $60[m]$ , y luego se realiza el acercamiento hasta la posición del radar.

Como se observa el funcionamiento del radar con respecto a la medida de rango es correcto. El nivel de potencia que se observa se puede aumentar agrandando el tamaño del blanco lo que provoca un aumento de la potencia reflejada hacia el radar.

## Velocidad vs Tiempo

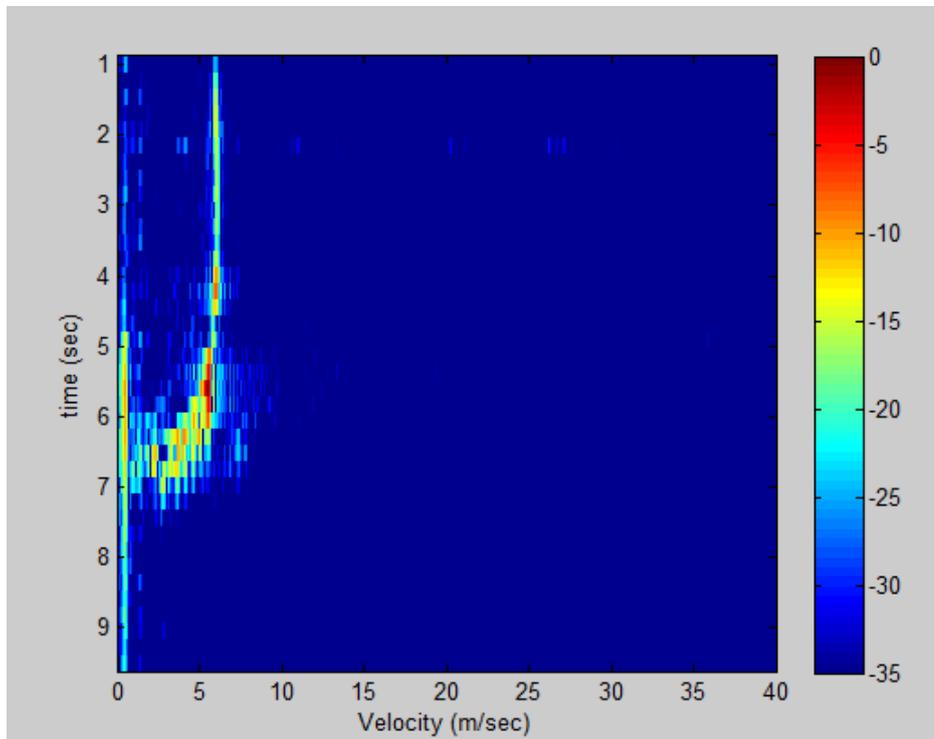
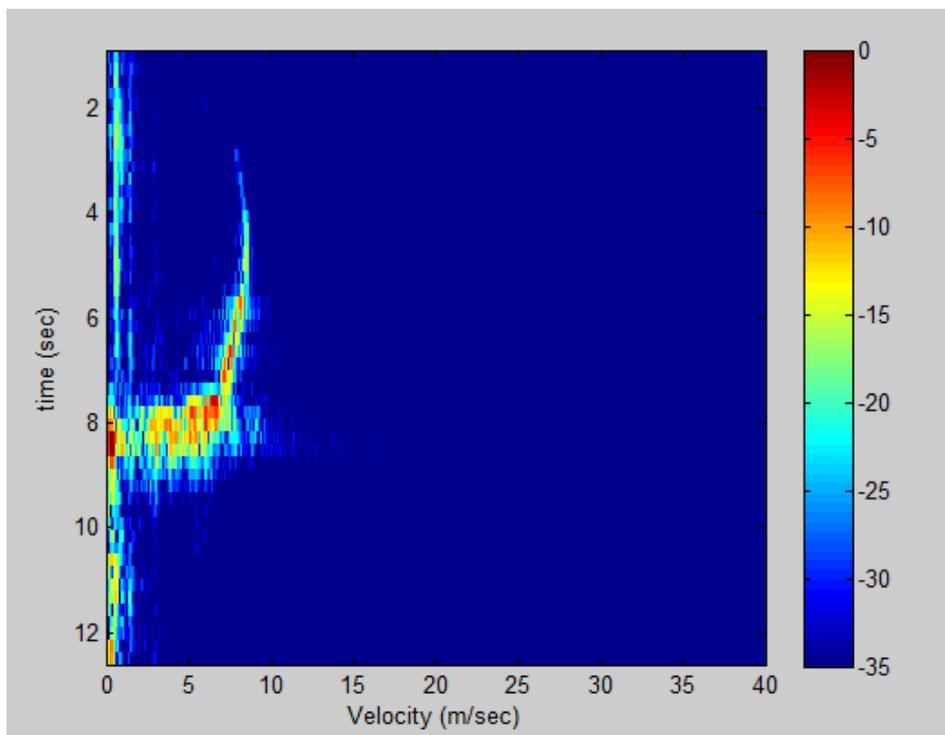
Las pruebas de medición de velocidad se realizan tomando como objetivos automóviles en diferentes situaciones, por ejemplo en una calle recta, **test N°1**, y en una esquina, **test N°2** donde se pueda apreciar el cambio de velocidad de los mismos.

### **TEST N°1:**

Se mide la velocidad de los autos en una recta, la velocidad promedio en la misma es de alrededor 20[Km/h] al ser en la entrada de la facultad.



**Figura 4.16:** Ubicación radar – Test N°1 Velocidad

**RESULTADOS – GRÁFICOS Velocidad vs Tiempo :****Figura 4.17: Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – RECTA 1****Figura 4.18: Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – RECTA 2**

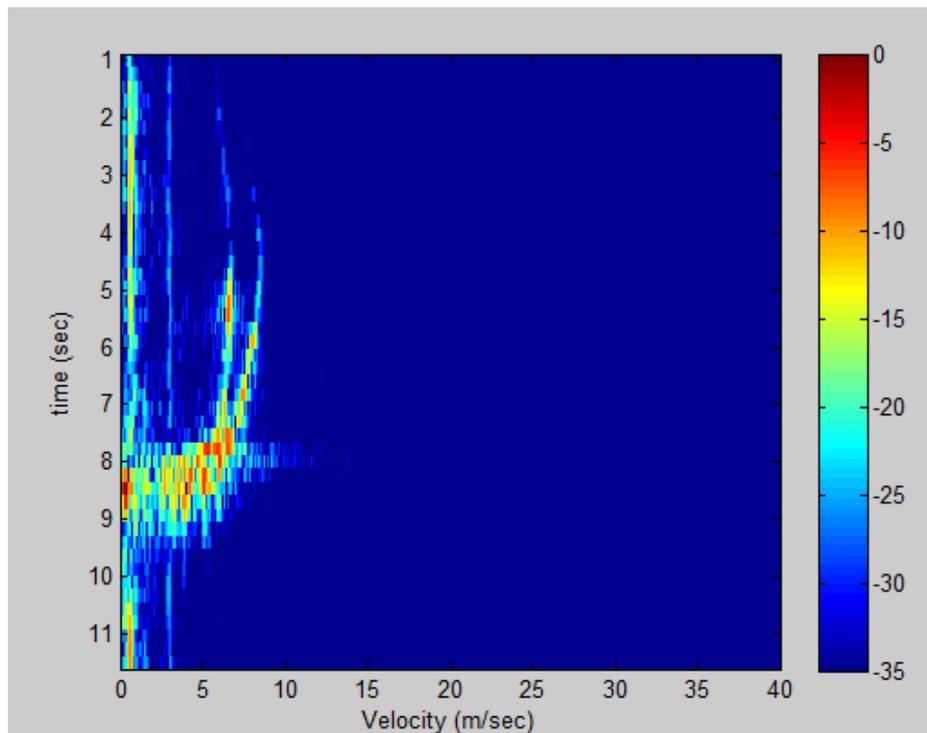


Figura 4.19: Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – RECTA 3

#### ANÁLISIS:

- **Figura 4.17**, el automóvil toma la recta a velocidad constante de  $6[m/s] \simeq 22[km/h]$  hasta  $t = 6[seg]$ , luego sale del lóbulo de radiación.
- **Figura 4.18**, el automóvil en  $t = 3[seg]$  comienza a reflejar la energía emitida por el radar. Se logra ver que aumenta la velocidad hasta los  $8[m/s] \simeq 29[km/h]$ , luego baja la velocidad hasta los  $6[m/s] \simeq 22[km/h]$  cuando sale del lóbulo de radiación del radar.
- **Figura 4.19**, se toman las medidas de velocidad de dos autos. En  $t = 2[seg]$  aumenta la velocidad hasta los  $8[m/s] \simeq 29[km/h]$  y el otro hasta los  $6[m/s] \simeq 22[km/h]$ . Seguidamente bajan la velocidad hasta que salen del lóbulo de radiación y el radar deja de captarlos.

**TEST N°2:**

Se mide la velocidad en la que distintos autos se alejan y aproximan a una curva. En dichos gráficos la velocidad no supera los  $35 [km/h]$  ya que se ubica el radar en una curva.



Figura 4.20: Ubicación radar – Test N°2 Velocidad

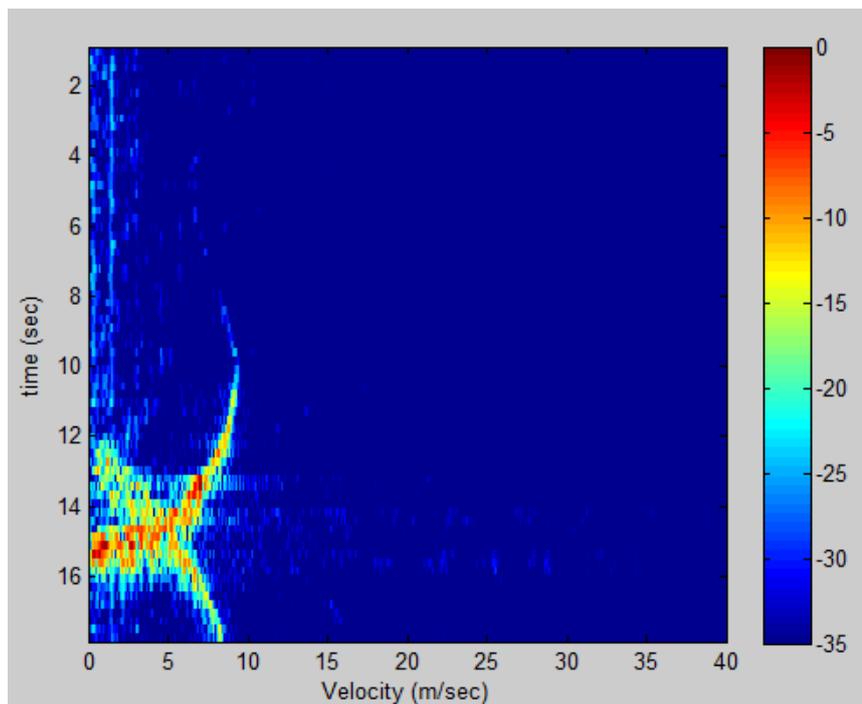
**RESULTADOS – GRÁFICOS Velocidad vs Tiempo:**

Figura 4.21: Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – CURVA 1

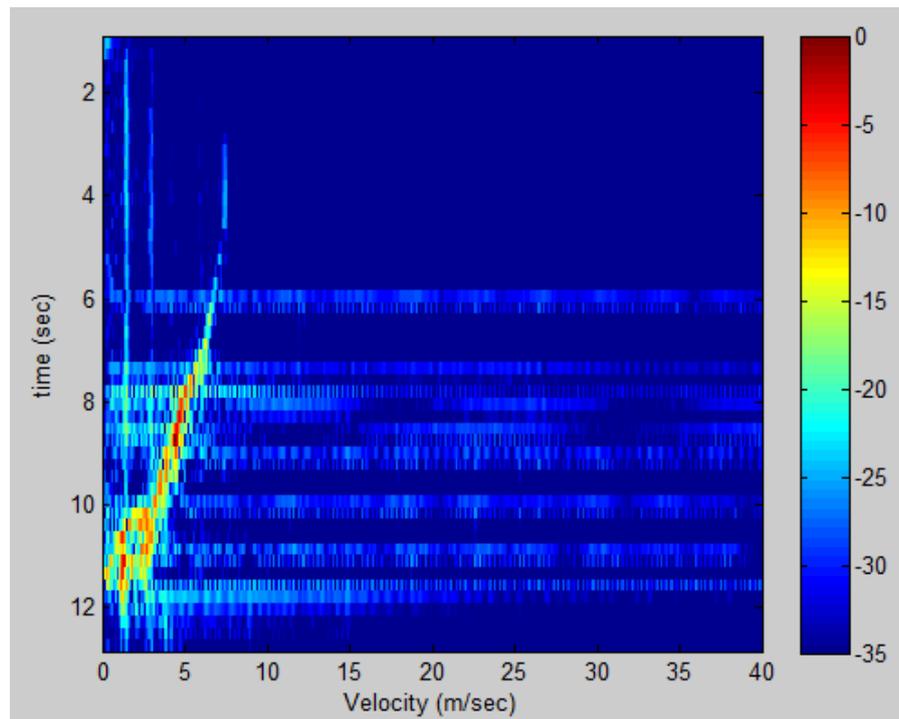


Figura 4.22: Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – CURVA 2

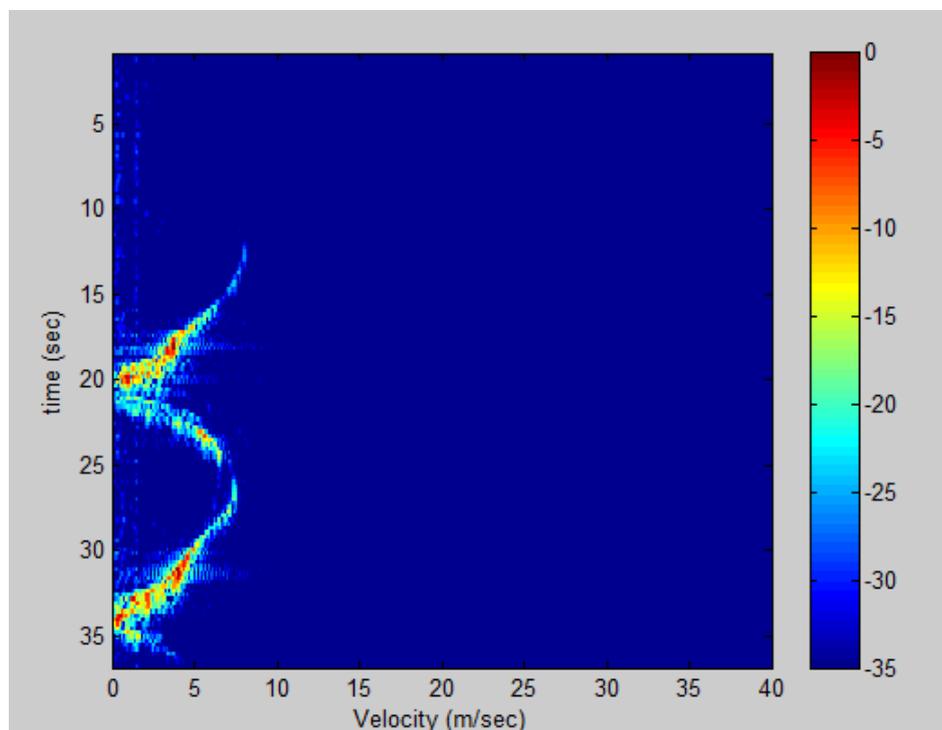


Figura 4.23: Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – CURVA 3

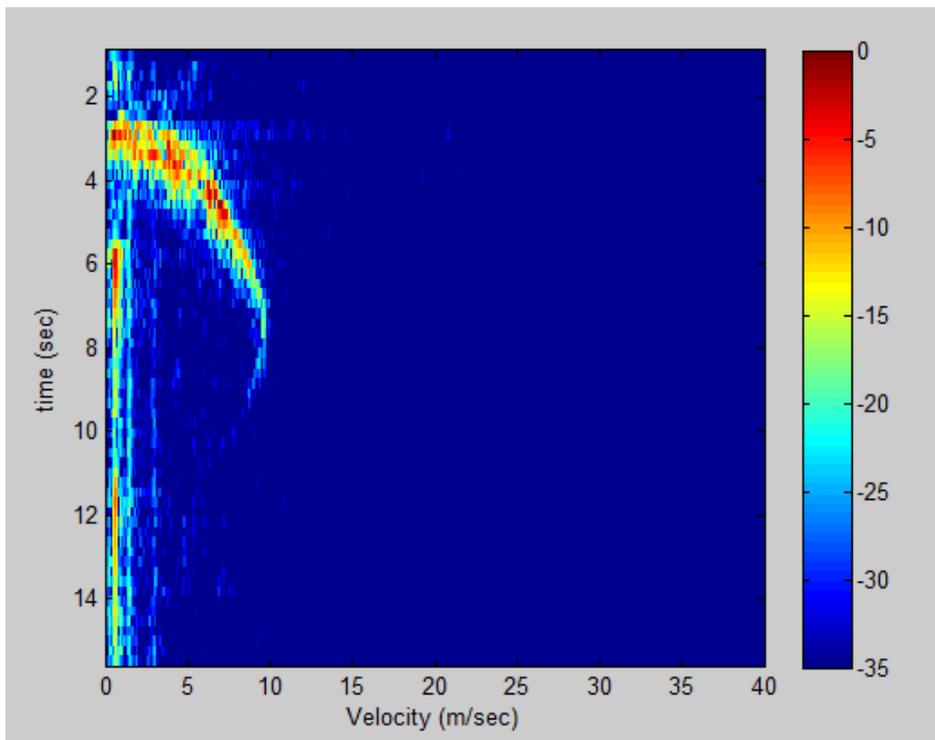


Figura 4.24: Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – CURVA 4

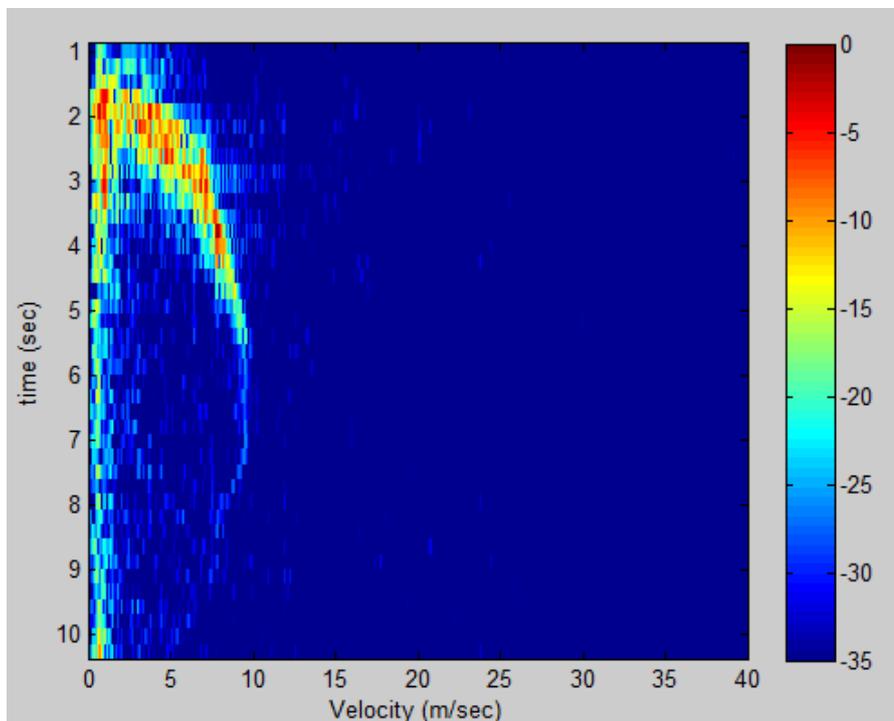


Figura 4.25: Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – CURVA 5

**ANÁLISIS:**

- **Figura 4.21**, gráfico de velocidades de dos autos. El primer auto viene de la recta entrando a la facultad y luego toma la curva. El otro auto viene del lado opuesto. En el  $t = 8[s]$  el primer auto aumenta la velocidad hasta  $9[m/s] \simeq 32[km/h]$  y baja la velocidad para entrar a la curva. En  $t = 12[s]$  el radar capta al segundo auto, que viene a baja velocidad y luego aumenta en la recta. Mientras que el primer auto va perdiendo intensidad de radiación y el radar no lo reconoce.
- **Figura 4.22**, gráfico de velocidad de un auto descendiendo a velocidad constante para tomar la curva, desde  $t = 3[s]$  a  $t = 10[s]$ . Rango de velocidad de  $9[m/s] \simeq 32[km/h]$  a  $3[m/s] \simeq 11[km/h]$ .
- **Figura 4.23**, gráfico de velocidad de tres autos. De  $t = 12[s]$  a  $t = 20[s]$  baja la velocidad el primer auto para tomar la curva. El segundo auto toma la recta y luego de  $t = 28[s]$  comienza a bajar la velocidad. Por ultimo el radar capta el tercer auto que sale de la curva para tomar la recta, salida de la facultad.
- **Figura 4.24**, el automóvil se dirige desde la curva hacia la recta de salida de la facultad. Disminuye la velocidad, por la curva y luego aumenta la misma en la recta. Luego de pasados *8segundos* disminuye la velocidad para pasar por la salida del predio.
- **Figura 4.25**, iguales características que la figura 4.24, con mayor resolución, menor ruido.





## Capítulo 5

# Conclusión

Desde el punto de vista académico, se concluye que el proyecto final de grado **Radar de Onda Continua**, nos permite sentar las bases de como llevar a cabo un trabajo de investigación y desarrollo. Nos permite profundizar e integrar los conocimientos en las distintas áreas que están relacionadas con el diseño de un radar.

Los pasos que se realizó para llevar a cabo el proyecto de grado son:

**Estudio Teórico:** En primer lugar se investigó sobre la teoría relacionada al funcionamiento del radar de onda continua. Teoría básica del radar de onda continua, especificaciones para un sistema de frecuencias del orden de los  $2,4[GHz]$  .

**Diseño del radar:** Luego se estudió cual podía ser el mejor diseño para cada etapa del sistema, que se adaptara mejor a las especificaciones del radar. En el caso de la etapa de modulación y vídeo amplificador se realizó el diseño de las hojas de datos de los fabricantes de los circuitos integrados elegidos, en donde se agregaron las modificaciones necesarias para cumplir con los requerimientos del sistema. Cada etapa del radar se simuló por *software*, para corroborar los diseños y realizar cambios.

**Construcción de las etapas que conforman el radar:** Una vez concluida la fase de estudio, diseño y simulación anterior, se construyeron cada una de las etapas que conforman el radar. En el caso de la etapa de radiofrecuencia, se ensambló cada uno de los componentes de RF. Las etapas de modulación y amplificador de vídeo, se realizaron en una **pcb** cada una, diseñada previamente en el *Altium Designer*. Las antenas se diseñaron y simularon en el software *Ansys HFSS* y luego se llevaron a la práctica con los parámetros constructivos obtenidos.

**Testeo de las etapas que conforman el radar:** El testeo fue hecho en cada etapa que compone al radar individualmente. En el **modulador** se comprobó que las señales generadas estuvieran dentro de los rangos correspondientes. En el caso del **vídeo amplificador** se comprobó el funcionamiento de la etapa de ganancia y de la etapa de filtro. En el circuito de **radiofrecuencia** se probó la etapa de transmisión, en donde se utilizó un analizador de espectro. En el caso de las **antenas**, se realizó la adaptación de las mismas utilizando el analizador de redes.

**Integración de las etapas del radar:** Una vez terminadas de testear todas las etapas del radar, se procedió a integrar todos los módulos que lo componen. En esta etapa se corroboró las conexiones del sistema.



**Testeo del funcionamiento del radar:** Una vez que el radar estuvo completo, se ensayó su funcionamiento midiendo con un osciloscopio las señales de salida en banda base. En el canal izquierdo se midió la señal que contiene la información del objetivo, y en el canal derecho se midió la señal de sincronismo. Midiendo estas dos señales se comprobó el buen funcionamiento del radar.

**Adquisición de las señales:** Con el software *Audacity* se grabaron las señales en formato *.wav*, ya que las mismas ingresan por medio de un conector de audio a la placa de sonido de la *notebook*. Para grabar las señales en el *software*, previamente se debió configurar el mismo.

**Procesamiento de datos y presentación de resultados:** El procesamiento de los datos obtenidos de la señal recibida por el radar se realizó mediante códigos de programación realizados en el software *Matlab*. Se utilizaron dos programas de procesamiento, uno para realizar el gráfico de **Rango vs. Tiempo** y otro para realizar el gráfico de **Velocidad(Doppler) vs. Tiempo**.

### **MEDIDAS DE RANGO Y VELOCIDAD**

En cuanto a los objetivos del proyecto planteados, se logra cumplir con los mismos. Ya que se logra realizar las medidas de rango, hasta un blanco en particular, y la velocidad del mismo, en diferentes situaciones. Se logra diseñar y desarrollar en su totalidad el radar de onda continua y corroborar su buen funcionamiento.

Las medidas de rango máximas tomadas son de  $60[m]$  aproximadamente, pudiéndose mejorar con una superficie reflectora del objetivo mayor. El radar logra las mediciones de rango con y sin *clutter*, demostrando una buena supresión de los mismos para mayor eficiencia en la toma de datos, y lograr una buena visualización de los mismos.

Las medidas de velocidad que se registran con el procesamiento de la señal son satisfactorias, se logra ver el cambio de velocidades de los automóviles y discernir entre diferentes automóviles medidos en un mismo test.

### **MEJORAS**

En cuanto al diseño y desarrollo del radar, al ser el primer prototipo del mismo, se puede mejorar en muchos aspectos. Mejoras que hacen al proyecto más completo, eficiente, barato y capaz de utilizar otras tecnologías y diseños. Se enumeran diferentes puntos, aspectos del radar donde se puede trabajar posteriormente:

1. El diseño de las antenas del radar, las cuales consisten en una guía de onda circular, implementada con una lata, y una antena monopolo implementada con un alambre esmaltado, se pueden llevar a cabo con tecnología *microstrip*. Por ejemplo, antena de parche tipo *vivaldi*.

[http://ucdart.github.io/education/files/eec134-2014-2015/Team\\_Hertz/AN\\_Charles\\_Paulekas.pdf](http://ucdart.github.io/education/files/eec134-2014-2015/Team_Hertz/AN_Charles_Paulekas.pdf)

2. Las etapas de modulación, vídeo amplificador y fuente de energía, fueron realizadas en módulos separados, por una cuestión práctica. Se pueden integrar los tres circuitos en una misma placa y realizar un ruteado de menor espaciado. Por funcionalidad y menor espacio en el sistema de radar. Mejorar el diseño y configuración, para el control de modos de medición del radar.

[http://ucdart.github.io/education/files/eec134-2014-2015/Team\\_Hertz/AN\\_Naveed\\_Edalati.pdf](http://ucdart.github.io/education/files/eec134-2014-2015/Team_Hertz/AN_Naveed_Edalati.pdf)



[http://ucdart.github.io/education/files/eec134-2014-2015/Team\\_Hero/AN\\_Vincent\\_Li.pdf](http://ucdart.github.io/education/files/eec134-2014-2015/Team_Hero/AN_Vincent_Li.pdf)

3. Los componentes de RF utilizados en el sistema de radar fueron comprados a la empresa *Minicircuits*, con un costo aproximado de **USD 500**. Se pueden comprar componentes de otra empresa, por ejemplo *Triquint* fabricante de componentes de RF de bajo costo, siguiendo con el mismo diseño o implementar otros, pero bajando significativamente el presupuesto para realizar el mismo. Los componentes de RF significaron el 80 del total gastado.

[http://ucdart.github.io/education/files/eec134-2014-2015/Team\\_Hertz/AN\\_Rohan\\_Phadke.pdf](http://ucdart.github.io/education/files/eec134-2014-2015/Team_Hertz/AN_Rohan_Phadke.pdf)

4. Para cambiar el radar entre los dos modos de funcionamiento, rango y velocidad, hay un *jumper* que pone la señal SYNC a masa, modo de funcionamiento *doppler*, y se saca para el funcionamiento en rango. Con un **microcontrolador** se puede realizar el control de cambio de modo y automatizar el funcionamiento del mismo. Por ejemplo con un *pic* o *arduino*. También se puede controlar la señal *Vtune* que ingresa al **VCO** señal *chirp*, logrando diferentes frecuencias de transmisión automáticamente.

[ham-radio.com/sbms/presentations/KC6QHP/SBMS\\_Small\\_FMCW\\_Radars.pdf](http://ham-radio.com/sbms/presentations/KC6QHP/SBMS_Small_FMCW_Radars.pdf)

5. Procesamiento de la señal de audio en **tiempo real**, mejorando las prestaciones del radar, ya que para obtener los resultados se tiene que grabar y luego procesar el archivo de audio. La gran mayoría de los microcontroladores de bajo costo cumplen con los requisitos para la adquisición de la señal **IF**.

[http://ucdart.github.io/education/files/eec134-2014-2015/Team\\_Innovio/AN\\_Corey\\_Hobbs.pdf](http://ucdart.github.io/education/files/eec134-2014-2015/Team_Innovio/AN_Corey_Hobbs.pdf)

6. Imagen *SAR* o imagen tomada simulando las condiciones de un radar de apertura sintética. Se pueden realizar las mejoras y el procesamiento de señales para obtener información que permita la construcción de una imagen *SAR*, aumentando así las prestaciones del sistema. Realizar un riel para mover el sistema de radar, controlando con un microprocesador un motor paso a paso, por ejemplo.

Los resultados obtenidos finalizado el proyecto son satisfactorios, ya que principalmente se logra realizar y hacer funcionar el radar de onda continua. Se logra adquirir las medidas de rango en distintos espacios. También se logra tomar las medidas de velocidad de autos que circulan a distintas velocidades. Con las mediciones realizadas se puede comprobar que el radar se encuentra funcionando de acuerdo a las especificaciones de diseño y obteniendo resultados factibles.

Queda a disposición del Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones de la facultad el avance del estudio en materia de radar de onda continua, para realizar, con las mejoras propuestas, un prototipo e investigar mas profundamente el tema.





# Anexo A

## Hojas de Datos

VCO – ZX95-2536C+

<https://www.minicircuits.com/pdfs/ZX95-2536C+.pdf>

### Coaxial

## Voltage Controlled Oscillator

ZX95-2536C+

5V Tuning for PLL IC's 2315 to 2536 MHz

#### Features

- low phase noise
- low pulling
- low pushing
- protected by US patent 6,790,049

#### Applications

- r & d
- lab
- instrumentation
- industrial scientific and medical
- WiMAX
- TD-SCDMA / HSDPA



CASE STYLE: GB956

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZX95-2536C-S+	\$ 44.95 ea.	(1-9)

**+RoHS Compliant**  
The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications

#### Electrical Specifications

MODEL NO.	FREQ. (MHz)		POWER OUTPUT (dBm)	PHASE NOISE dBc/Hz SSB at offset frequencies, kHz				TUNING					NON HARMONIC SPURIOUS (dBc)	HARMONICS (dBc)		PULLING pk-pk @12 dB (MHz)	PUSHING (MHz/V)	DC OPERATING POWER	
	Min.	Max.		Typ.	1	10	100	1000	VOLTAGE RANGE (V)	SENSI- TIVITY (MHz/V)	PORT CAP (pF)	3 dB MODULATION BANDWIDTH (MHz)		Typ.	Typ.			Typ.	Typ.
ZX95-2536C+	2315	2536	+6	-75	-105	-128	-148	0.5	5	57-77	13.6	70	-90	-18	-10	2.5	2.5	5	45

#### Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Absolute Max. Supply Voltage (Vcc)	5.6V
Absolute Max. Tuning Voltage (Vtune)	7.0V
All specifications	50 ohm system

**LNA –ZX60-272LN+**<http://www.minicircuits.com/pdfs/ZX60-272LN+.pdf>*Coaxial*

# Low Noise Amplifier

**ZX60-272LN+****50Ω      2300 to 2700 MHz****Features**

- Ultra low noise figure, 0.8 dB typ.
- Output power, up to +18.5 dBm typ.
- Good output IP3, 31.5 dBm typ.
- Good return loss
- Unconditionally stable
- Protected by US patent 6,790,049

**Applications**

- WiMAX 2.5GHz
- Base transceiver station, tower mounted amplifier, repeater
- General purpose low noise amplifier
- Lab
- Instrumentation
- Test equipment



Case Style:GA955

Connectors	Model
SMA	ZX60-272LN-S+

**+RoHS Compliant**

The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications

**Electrical Specifications at 25°C**

Parameter	Condition (MHz)	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range		2300		2700	MHz
Noise Figure	2300-2700		0.8	1.1	dB
Gain	2300-2700	11.5	14.0		dB
Gain Flatness	2300-2700		± 0.55	± 1.1	dB
Output Power at 1dB compression	2300-2700	16.0	18.5		dBm
Output third order intercept point (OIP3)	2300-2700		31.5		dBm
Input VSWR	2300-2700		1.2		:1
Output VSWR	2300-2700		1.6		:1
Active Directivity	2300-2700		7		dB
DC Supply Voltage			5.0		V
Supply Current			55	70	mA



**SPLITTER – ZX10-2-42+**

<http://www.minicircuits.com/pdfs/ZX10-2-42.pdf>

DC Pass

# Power Splitter/Combiner

2 Way-0° 50Ω 1900 to 4200 MHz

## ZX10-2-42+



CASE STYLE: FL905

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZX10-2-42-S+	\$34.95	(1-24)

**+RoHS Compliant**

The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications

**Maximum Ratings**

Operating Temperature	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Power Input (as a splitter)	1.0W max.
Internal Dissipation (as a combiner)	0.1W max.
DC Current	800 mA (400mA for each port)

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

**Coaxial Connections**

SUM PORT	3
PORT 1	1
PORT 2	2

**Features**

- low insertion loss, 0.2 dB typ.
- excellent amplitude unbalance
- very good phase unbalance
- small size
- low cost
- protected under U.S. Patent 6,790,049 & 6,963,255

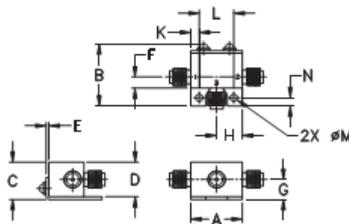
**Applications**

- communications
- defense
- PCS/DCS
- DECT

**Electrical Specifications (T<sub>AMB</sub> = 25°C)**

FREQ. RANGE (MHz)	ISOLATION (dB)		INSERTION LOSS (dB) ABOVE 3.0 dB		PHASE UNBALANCE (Degrees)	AMPLITUDE UNBALANCE (dB)
	Typ.	Min.	Typ.	Max.	Max.	Max.
f <sub>1</sub> -f <sub>2</sub>						
1900-4200	23	10	0.2	1.2	5.0	0.3
2600-3400	23	17	0.2	0.6	4.0	0.3

**Outline Drawing**



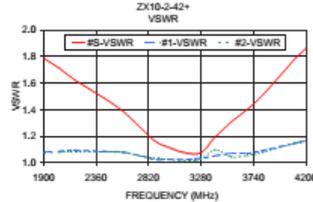
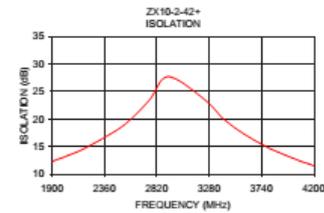
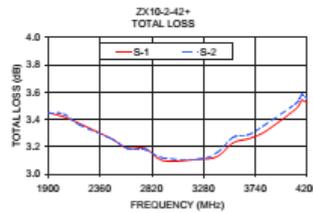
**Outline Dimensions (inch)**

A	B	C	D	E	F	G
.74	.90	.54	.50	.04	.16	.29
18.80	22.86	13.72	12.70	1.02	4.06	7.37
H	J	K	L	M	N	wt
.37	--	.122	.496	.106	.122	grams
9.40	--	3.10	12.60	2.69	3.10	20.0

**Typical Performance Data**

Frequency (MHz)	Total Loss <sup>1</sup> (dB)		Amplitude Unbalance (dB)	Isolation (dB)	Phase Unbalance (deg.)	VSWR S	VSWR 1	VSWR 2
	S-1	S-2						
1900.00	3.45	3.45	0.00	12.33	0.70	1.79	1.08	1.07
2040.00	3.42	3.44	0.02	13.42	0.71	1.71	1.09	1.08
2180.00	3.37	3.36	0.01	14.54	0.74	1.62	1.10	1.09
2460.00	3.26	3.26	0.01	17.92	0.91	1.47	1.09	1.08
2600.00	3.19	3.19	0.00	20.16	1.05	1.39	1.08	1.08
2760.00	3.19	3.18	0.01	23.66	1.02	1.26	1.05	1.05
2920.00	3.10	3.12	0.02	27.75	1.18	1.14	1.02	1.03
3240.00	3.11	3.11	0.00	23.53	1.50	1.07	1.03	1.02
3400.00	3.13	3.16	0.03	20.10	1.54	1.19	1.05	1.10
3540.00	3.23	3.27	0.04	17.91	1.30	1.31	1.07	1.05
3680.00	3.26	3.29	0.03	16.12	1.55	1.40	1.07	1.06
3820.00	3.31	3.36	0.05	14.58	1.52	1.51	1.09	1.08
4100.00	3.48	3.52	0.03	12.21	1.48	1.78	1.15	1.15
4150.00	3.54	3.58	0.04	11.90	1.37	1.83	1.16	1.16
4200.00	3.52	3.55	0.03	11.51	1.50	1.87	1.17	1.18

1. Total Loss = Insertion Loss + 3dB splitter loss.



**electrical schematic**



Notes  
 A. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.  
 B. Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions.  
 C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuit's standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuit's website at [www.minicircuits.com/MC\\_Store/terms.jsp](http://www.minicircuits.com/MC_Store/terms.jsp)



[www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com) P.O. Box 350166, Brooklyn, NY 11235-0003 (718) 934-4500 sales@minicircuits.com

REV. K  
 M147045  
 ZX10-2-42+  
 ED-10281/2  
 HY/RS/CP/AM  
 140630



MIXER – ZX05-43MH+

https://www.minicircuits.com/pdfs/ZX05-43MH+.pdf

Coaxial

Frequency Mixer WIDE BAND

Level 13 (LO Power +13 dBm) 824 to 4200 MHz

ZX05-43MH+



Maximum Ratings

Operating Temperature	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
RF Power	50mW

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Coaxial Connections

LO	2
RF	3
IF	1

Features

- wide bandwidth, 824 to 4200 MHz
- low conversion loss, 6.1 dB typ.
- excellent L-R isolation, 35 dB typ.
- rugged construction
- small size
- useable as up and down converter
- protected by US patents, 6,790,049 and 7,027,795

Applications

- cellular
- defense and weather radar
- defense communications
- PCN
- WCDMA
- WIFI
- blue tooth
- VSAT
- ISM

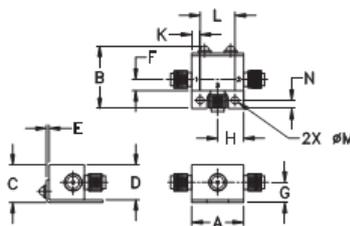
CASE STYLE: FL905

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZX05-43MH-S+	\$46.45	(1-24)

+RoHS Compliant

The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch mm)

A	B	C	D	E	F	G
.74	.90	.54	.50	.04	.16	.29
18.80	22.86	13.72	12.70	1.02	4.06	7.37
H	J	K	L	M	N	wt
.37	--	.122	.496	.106	.122	grams
9.40	--	3.10	12.60	2.69	3.10	20.0

Electrical Specifications

FREQUENCY (MHz)	CONVERSION LOSS* (dB)	LO-RF ISOLATION (dB)		LO-IF ISOLATION (dB)		IP3 at center band (dBm)			
		Typ.	σ	Max.	Typ.		Min.		
824-4200	DC-1500	6.3	0.1	8.6	37	28	24	7	20
824-2500		5.7	0.1	9.8	30	22	20	11	22

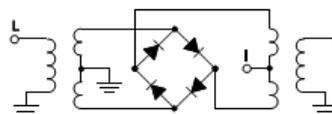
1 dB COMP. PR.: +9 dBm typ.

\* Conversion loss at 30 MHz IF. σ is a measure of repeatability from unit to unit.

Typical Performance Data

Frequency (MHz)	Conversion Loss (dB)	Isolation L-R (dB)	Isolation L-I (dB)	VSWR RF Port (-1)	VSWR LO Port (-1)	
						RF
810.00	840.00	7.06	38.11	22.81	2.08	8.55
1010.00	1040.00	6.43	43.16	26.73	2.83	2.44
1210.00	1240.00	5.83	41.09	30.74	3.45	1.27
1410.00	1440.00	5.82	34.44	34.76	3.53	1.16
1610.00	1640.00	5.70	33.13	29.18	3.12	1.61
1810.00	1840.00	6.00	35.10	19.67	3.21	1.77
2010.00	2040.00	5.93	33.76	11.58	3.28	1.62
2210.00	2240.00	5.94	34.33	11.64	3.33	1.85
2410.00	2440.00	5.12	31.89	14.42	2.18	2.27
2610.00	2640.00	5.44	31.05	17.41	2.43	2.37
2810.00	2840.00	5.15	29.56	19.09	1.88	1.72
3010.00	3040.00	4.63	27.17	21.48	1.70	1.64
3210.00	3240.00	4.96	25.87	25.21	1.92	1.97
3410.00	3440.00	5.46	25.97	24.10	2.11	1.34
3610.00	3640.00	6.47	24.80	20.53	3.34	1.88
3810.00	3840.00	6.88	25.65	18.07	3.76	2.58
4010.00	4040.00	7.75	26.66	17.01	5.03	3.83
4110.00	4140.00	7.74	26.80	15.46	5.14	4.62
4150.00	4180.00	7.92	26.85	15.58	5.44	4.84
4210.00	4240.00	7.83	26.88	15.04	5.07	5.28

Electrical Schematic



Notes

- A. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.
- B. Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions.
- C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuit's standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuit's website at www.minicircuits.com/MCStore/terms.jsp

REV. OR  
M111680  
ZX05-43MH+  
ED-12902/14  
DJT/DVL/JAM  
091007



www.minicircuits.com P.O. Box 350166, Brooklyn, NY 11235-0003 (718) 934-4500 sales@minicircuits.com

Page 1 of 2



**ATENUADOR – VA-3+**

<https://www.minicircuits.com/pdfs/VAT-3+.pdf>

Coaxial  
**SMA Fixed Attenuator**

50Ω 1W 3dB DC to 6000 MHz

**VAT-3+**



**Maximum Ratings**

Operating Temperature -45°C to 100°C  
Storage Temperature -55°C to 100°C  
Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

**Features**

- wideband coverage, DC to 6000 MHz
- 1 watt rating
- rugged unibody construction
- off-the-shelf availability
- very low cost

**Applications**

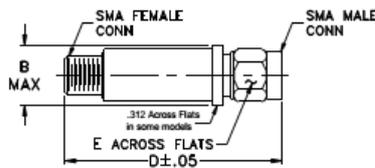
- impedance matching
- signal level adjustment

CASE STYLE: FF704

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	VAT-3+	\$13.95 ea.	(1-9)

**+RoHS Compliant**  
The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications

**Outline Drawing**



**Outline Dimensions (inch/mm)**

B	D	E	wt
.410	1.43	.312	grams
10.41	36.32	7.92	10.0

**Electrical Specifications**

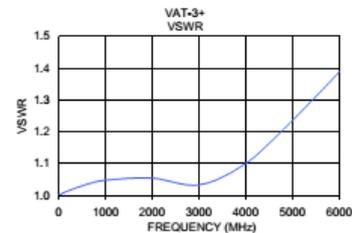
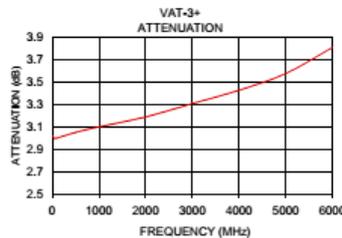
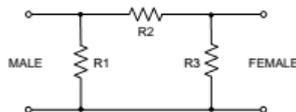
FREQ. RANGE (MHz)	ATTENUATION * (dB)				VSWR (-:1)			MAX. INPUT POWER (W)
	DC-3 GHz		3-5 GHz	5-6 GHz	DC-3 GHz	3-5 GHz	5-6 GHz	
f <sub>1</sub> -f <sub>2</sub>	Nom.	Typ.	Typ.	Typ.	Typ.	Max.	Typ. Max.	Typ.
DC-6000	3±0.3	0.20	0.15	0.15	0.45	1.05 1.20	1.15 1.40	1.40

\* Attenuation varies by 0.3 dB max. over temperature.  
\*\* Flatness= variation over band divided by 2.

**Typical Performance Data**

Frequency (MHz)	Attenuation (dB)	VSWR (-:1)
0.03	3.02	1.00
50.00	3.00	1.00
100.00	3.00	1.01
500.00	3.05	1.03
1000.00	3.10	1.05
2000.00	3.19	1.05
3000.00	3.31	1.03
4000.00	3.43	1.10
5000.00	3.58	1.24
6000.00	3.81	1.39

**Electrical Schematic**



**Notes**

- Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.
- Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions.
- The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuits' standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at [www.minicircuits.com/MC/Store/terms.jsp](http://www.minicircuits.com/MC/Store/terms.jsp)



[www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com) P.O. Box 350166, Brooklyn, NY 11235-0003 (718) 934-4500 sales@minicircuits.com

REV. G  
M129172  
VAT-3+  
LC/TD/CP/AM  
130923  
Page 1 of 1

**GENERADOR – XR2206**[https://www.sparkfun.com/datasheets/Kits/XR2206\\_104\\_020808.pdf](https://www.sparkfun.com/datasheets/Kits/XR2206_104_020808.pdf)**XR-2206**  
Monolithic  
Function Generator

June 1997-3

**FEATURES**

- Low-Sine Wave Distortion, 0.5%, Typical
- Excellent Temperature Stability, 20ppm/°C, Typ.
- Wide Sweep Range, 2000:1, Typical
- Low-Supply Sensitivity, 0.01%V, Typ.
- Linear Amplitude Modulation
- TTL Compatible FSK Controls
- Wide Supply Range, 10V to 26V
- Adjustable Duty Cycle, 1% TO 99%

**APPLICATIONS**

- Waveform Generation
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- V/F Conversion
- FSK Generation
- Phase-Locked Loops (VCO)

**GENERAL DESCRIPTION**

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high-stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01Hz to more than 1MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range with an external control voltage, while maintaining low distortion.

**ORDERING INFORMATION**

Part No.	Package	Operating Temperature Range
XR-2206M	16 Lead 300 Mil CDIP	-55°C to +125°C
XR-2206P	16 Lead 300 Mil PDIP	-40°C to +85°C
XR-2206CP	16 Lead 300 Mil PDIP	0°C to +70°C
XR-2206D	16 Lead 300 Mil JEDEC SOIC	0°C to +70°C

Rev. 1.03  
©1972

EXAR Corporation, 48720 Kato Road, Fremont, CA 94538 ♦ (510) 668-7000 ♦ (510) 668-7017





### OPERACIONALES – MAX414

<https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX410-MAX414.pdf>

19-4194; Rev 4; 6/03



## Single/Dual/Quad, 28MHz, Low-Noise, Low-Voltage, Precision Op Amps

### General Description

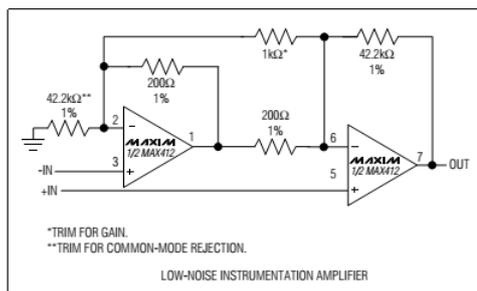
The MAX410/MAX412/MAX414 single/dual/quad op amps set a new standard for noise performance in high-speed, low-voltage systems. Input voltage-noise density is guaranteed to be less than 2.4nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  at 1kHz. A unique design not only combines low noise with  $\pm 5\text{V}$  operation, but also consumes 2.5mA supply current per amplifier. Low-voltage operation is guaranteed with an output voltage swing of 7.3V<sub>p-p</sub> into 2k $\Omega$  from  $\pm 5\text{V}$  supplies. The MAX410/MAX412/MAX414 also operate from supply voltages between  $\pm 2.4\text{V}$  and  $\pm 5\text{V}$  for greater supply flexibility.

Unity-gain stability, 28MHz bandwidth, and 4.5V/ $\mu\text{s}$  slew rate ensure low-noise performance in a wide variety of wideband and measurement applications. The MAX410/MAX412/MAX414 are available in DIP and SO packages in the industry-standard single/dual/quad op amp pin configurations. The single comes in an ultra-small TDFN package (3mm x 3mm).

### Applications

- Low-Noise Frequency Synthesizers
- Infrared Detectors
- High-Quality Audio Amplifiers
- Ultra Low-Noise Instrumentation Amplifiers
- Bridge Signal Conditioning

### Typical Operating Circuit



### Features

- ◆ Voltage Noise: 2.4nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  (max) at 1kHz
- ◆ 2.5mA Supply Current Per Amplifier
- ◆ Low Supply Voltage Operation:  $\pm 2.4\text{V}$  to  $\pm 5\text{V}$
- ◆ 28MHz Unity-Gain Bandwidth
- ◆ 4.5V/ $\mu\text{s}$  Slew Rate
- ◆ 250 $\mu\text{V}$  (max) Offset Voltage (MAX410/MAX412)
- ◆ 115dB (min) Voltage Gain
- ◆ Available in an Ultra-Small TDFN Package

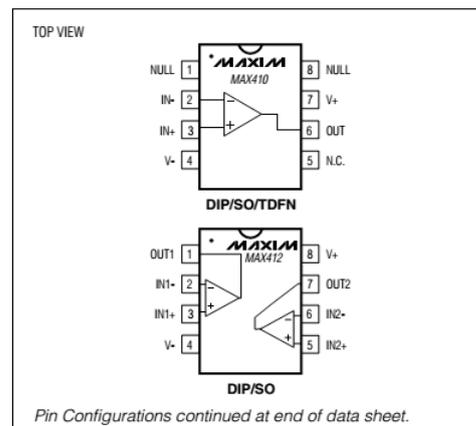
### Ordering Information

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX410CPA	0°C to +70°C	8 Plastic DIP
MAX410BCPA	0°C to +70°C	8 Plastic DIP
MAX410CSA	0°C to +70°C	8 SO
MAX410BCSA	0°C to +70°C	8 SO
MAX410EPA	-40°C to +85°C	8 Plastic DIP
MAX410BEPA	-40°C to +85°C	8 Plastic DIP
MAX410ESA	-40°C to +85°C	8 SO
MAX410BESA	-40°C to +85°C	8 SO
MAX410ETA	-40°C to +85°C	8 TDFN-EP*

Ordering Information continued at end of data sheet.

\*EP—Exposed paddle. Top Mark—AGQ.

### Pin Configurations



MAX410/MAX412/MAX414



Maxim Integrated Products 1

For pricing, delivery, and ordering information, please contact Maxim/Dallas Direct! at 1-888-629-4642, or visit Maxim's website at [www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com).

**REGULADOR – LM2940**<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2940c.pdf>**LM2940-N, LM2940C**

SNVS769J –MARCH 2000–REVISED DECEMBER 2014

**LM2940x 1-A Low Dropout Regulator****1 Features**

- Input Voltage Range = 6 V to 26 V
- Dropout Voltage Typically 0.5 V at  $I_{OUT} = 1$  A
- Output Current in Excess of 1 A
- Output Voltage Trimmed Before Assembly
- Reverse Battery Protection
- Internal Short Circuit Current Limit
- Mirror Image Insertion Protection
- P\* Product Enhancement Tested

**2 Applications**

- Post Regulator for Switching Supplies
- Logic Power Supplies
- Industrial Instrumentation

**3 Description**

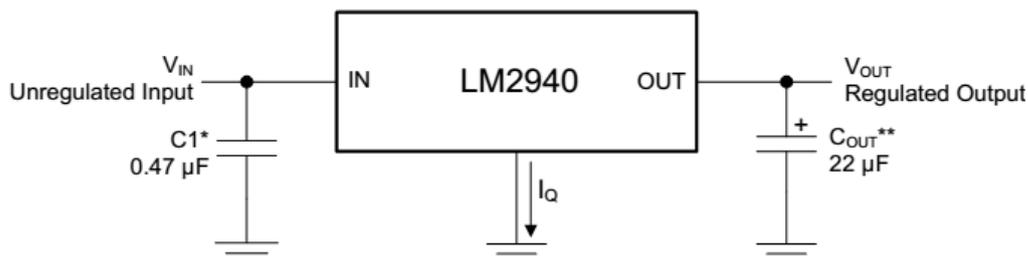
The LM2940-N and LM2940C positive voltage regulators feature the ability to source 1 A of output current with a dropout voltage of typically 0.5 V and a maximum of 1 V over the entire temperature range. Furthermore, a quiescent current reduction circuit has been included which reduces the ground current when the differential between the input voltage and the output voltage exceeds approximately 3 V. The quiescent current with 1 A of output current and an input-output differential of 5 V is therefore only 30 mA. Higher quiescent currents only exist when the regulator is in the dropout mode ( $V_{IN} - V_{OUT} \leq 3$  V).

Designed also for vehicular applications, the LM2940-N and LM2940C and all regulated circuitry are protected from reverse battery installations or 2-battery jumps. During line transients, such as load dump when the input voltage can momentarily exceed the specified maximum operating voltage, the regulator will automatically shut down to protect both the internal circuits and the load. The LM2940-N and LM2940C cannot be harmed by temporary mirror-image insertion. Familiar regulator features such as short circuit and thermal overload protection are also provided.

**Device Information<sup>(1)</sup>**

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
LM2940-N	SOT-223 (4)	6.50 mm x 3.50 mm
	WSON (8)	4.00 mm x 4.00 mm
	TO-263 (3)	10.18 mm x 8.41 mm
	TO-220 (3)	14.986 mm x 10.16 mm
LM2940C	TO-263 (3)	10.18 mm x 8.41 mm
	TO-220 (3)	14.986 mm x 10.16 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the datasheet.

**Simplified Schematic**

\*Required if regulator is located far from power supply filter.

\*\* $C_{OUT}$  must be at least 22  $\mu$ F to maintain stability. May be increased without bound to maintain regulation during transients. Locate as close as possible to the regulator. This capacitor must be rated over the same operating temperature range as the regulator and the ESR is critical; see curve.



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.



## Anexo B

# CÓDIGO MatLab: Procesamiento de señales de Audio

### MEDICIÓN DE RANGO CON Y SIN CLUTTER

```
1  |%  Procesamiento del gráfico Range vs. Time Intensity (RTI)
2  |%  NOTA: El barrido de la rampa del modulador deberá ser de 2-3.2V para
3  |%  mantenernos en la banda ISM
4
5  - clear all;
6  - close all;
7
8  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
9  |%  Aquí se lee el archivo .wav
10 - [Y,FS,NBITS] = wavread('running_outside_20ms.wav');
11
12 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
13 |%  Constantes
14 - c = 3E8; % (m/s) velocidad de la luz
15
16 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
17 |%  Parámetros del radar
18 - Tp = 20E-3;      % (s) tiempo de pulso
19 - N = Tp*FS;      % número de muestras por pulso
20 - fstart = 2260E6; % (Hz) LFM frecuencia de inicio para el ejemplo
21 - fstop = 2590E6; % (Hz) LFM frecuencia de final para el ejemplo
22 |% fstart = 2402E6; % (Hz) LFM frecuencia inicial para la banda ISM
23 |% fstop = 2495E6; % (Hz) LFM frecuencia final para la banda ISM
24 - BW = fstop-fstart; % (Hz) Ancho de banda de transmisión
25 - f = linspace(fstart, fstop, N/2); % frecuencia de transmisión instantánea
26
27 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

Figura B.1: Código Rango 01



```
28 %Resolución en rango
29 rr = c/(2*BW);
30 % resolución en rango
31 max_range = rr*N/2;
32 % máximo rango hasta donde se realiza la medición. TEÓRICO
33
34 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
35 % trig = Canal Izquierdo (:,1) SYNC de la entrada de audio Y invertida
36 trig = -1*Y(:,1);
37
38 % s = Canal Derecho (:,2) de la entrada de audio Y invertida
39 s = -1*Y(:,2); %canal derecho
40
41 clear Y;
42 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
43 %Aquí se organizan los datos de señal de audio, utilizando la señal de
44 %sincronismo.
45 count = 0;
46 thresh = 0;
47 start = (trig > thresh);
48 % Si se cumple la condicion start=1, y si no start=0.
49
50 for ii = 100:(size(start,1)-N)
51     % size(start,1) = n° de filas
52     if start(ii) == 1 & mean(start(ii-11:ii-1)) == 0
53         % Para entrar a este if, la señal de sincronismo debe pasar de un nivel
54         % bajo a un nivel alto, osea start pasa de valor lógico 0 a valor lógico 1.
```

Figura B.2: Código Rango 02

```
55     count = count + 1;
56     sif(count,:) = s(ii:ii+N-1);
57     % Recopila los datos del vector s cada vez que se cumple la
58     % condicion del if. Se toman los datos desde el valor de ii con el
59     % que se ingresa al if, hasta que se llega al valor correspondiente
60     % al numero de muestras por segundo.
61
62     time(count) = ii*1/FS;
63     % Genera un vector con la información de tiempo transcurrido
64     % durante la medición.
65     end
66 end
67
68 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
69 ave = mean(sif,1);
70 % Se toma un promedio de cada fila de la matriz sif
71
72 % Aquí se resta el promedio
73 for ii = 1:size(sif,1); % for desde 1 a Numero de Filas de sif
74     sif(ii,:) = sif(ii,:) - ave; %ej. sif(1,1)=sif(1,:) -ave promedio
75     % crea un nuevo array sif = sif - promedio
76     % calculado anteriormente.
77 end
78
79 zpad = 8*N/2;
80 % zpad = 8* 882 / 2 = 3528
```

Figura B.3: Código Rango 03



```
81
82 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
83 %Gráfico Range vs. Time Intensity (RTI)
84 - figure(10);
85
86 - v = dbv(iff(sif,zpad,2));
87 % ifft = inverse fast fourier transform
88 % inverse DFT = inverse Direct Fourier Transform
89 % sif = array a aplicar / zpad = numero de puntos ifft del vector sif
90 % 2 = dimensión del array de salida
91 % al resultado de la ifft lo entra a la función "dbv.m"
92 % DATA en dB ---> v = dbv (resultado de la ifft(sif,zpad,2))
93
94 - S = v(:,1:size(v,2)/2);
95 % size(v,2) = número de columnas de v = 3528
96 % size(v,2)/2 = 1764
97 % S = v (:,1:1764) - v (: : filas todas, 1:size.. columnas desde 1 a size..)
98
99 - m = max(max(v));
100 % max(v) = extrae los valores máximos de la matriz
101 % max(max(v)) = devuelve el valor mas alto de los valores max(v)
102
103 %GRÁFICO
104 - imagesc(linspace(0,max_range,zpad),time,S-m,[-80, 0]);
105
106 % eje x = un vector espaciado linealmente que va desde 0 a max_range
```

Figura B.4: Código Rango 04

```
107 % numero de componentes del vector = zpad
108
109 % eje y = tiempo
110 % S-m = variables a graficar
111 % [-80, 0] = limites del mapa de intensidad en colores
112
113 - colorbar;
114 % barra de colores que tiene los limistes del mapa de colres
115
116 - ylabel('time (s)');
117 % etiqueta en y
118 - xlabel('range (m)');
119 % etiqueta en x
120 - title('RTI without clutter rejection');
121 % título del gráfico
122
123 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
124 %Gráfico Range vs. Time Intensity (RTI) con cancelación de clutter
125 - figure(20);
126 - sif2 = sif(2:size(sif,1),:)-sif(1:size(sif,1)-1,:);
127 % sif( 2 : size (sif,1) , : )
128 % sif(n°fila START : n°fila FINISH , TODAS LAS COLUMNAS)
129 % POR LO TANTO VA RESTANTO ENTRE LOS VALORES DE LAS MATRICES
130 % Y VA SUPRIMEINDO EL CLUTTER
131
132 - v = ifft(sif2,zpad,2);
```

Figura B.5: Código Rango 05



```
133 % ifft = inverse fast fourier transform
134 % inverse DFT = inverse Direct Fourier Transform
135 % sif2 = array a aplicar / zpad = numero de puntos ifft del vector sif
136 % 2 = dimensión del array de salida
137
138 S=v;
139 % guarda la matriz v en la variable S
140
141 R = linspace(0,max_range,zpad);
142 % R = un vector espaciado linealmente que va desde 0 a max_range.
143 % número de puntos del vector = zpad = 3528
144
145 S = dbv(S(:,1:size(v,2)/2));
146 % RENOMBRA S - S ES EL RESULTADO DE ENTRAR A LA RUTINA "dbv.m" LOS VALORES
147 % DE S QUE VAN DESDE S(:,1:size(v,2)/2)
148 % size(v,2) = numero de columnas de v en este caso: 3528
149 % 3528 / 2 = 1764
150 % S(:,1:1764)==> Todas las filas de S "(:, " - Columnas de S desde 1 a 1764
151 % "1:1764)"
152 % Queda conformada la matriz S, con una cantidad de columnas igual a la
153 % mitad que la que contenia originalmente entra a la funcion dvd,
154 % que convierte los datos de S en dB.
155
156 m = max(max(S));
157 % max(S) = extrae los valores máximos de la matriz
158 % max(max(S)) = devuelve el valor mas alto de los valores max(v)
```

Figura B.6: Código Rango 06

```
150 % S(:,1:1764)==> Todas las filas de S "(:, " - Columnas de S desde 1 a 1764
151 % "1:1764)"
152 % Queda conformada la matriz S, con una cantidad de columnas igual a la
153 % mitad que la que contenia originalmente entra a la funcion dvd,
154 % que convierte los datos de S en dB.
155
156 m = max(max(S));
157 % max(S) = extrae los valores máximos de la matriz
158 % max(max(S)) = devuelve el valor mas alto de los valores max(v)
159
160 imagesc(R,time,S-m,[-80, 0]);
161 % eje x = un vector espaciado linealmente R
162 % eje y = tiempo
163 % S-m = variables a gráficar
164 % [-80, 0] = límites del mapa de colores
165
166 colorbar;
167 % barra de colores de intensidad de señal
168
169 ylabel('time (s)');
170 % etiqueta en y
171 xlabel('range (m)');
172 % etiqueta en x
173 title('RTI with 2-pulse cancelor clutter rejection');
174 % título del gráfico
175 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

Figura B.7: Código Rango 07



## MEDICIÓN DE VELOCIDAD

```
1      %Gráfico Doppler vs. Time Intensity (DTI)
2
3      % NOTA: Fijar Vtune en 3.2V para mantenernos dentro de la banda ISM y
4      % cambiar la frecuencia por debajo de fc.
5 -    clear all;
6 -    close all;
7      % NOTE: TODOS LOS EJEMPLOS FUERON TOMADOS CON EL ARCHIVO:
8      % 2.13 Doppler CARTEL IUA.wav
9
10     %Aquí se lee el archivo .wav
11 -    [Y,FS,NBITS] = wavread('2.13 Doppler CARTEL IUA.wav');
12     % Y = retorno de la función wavread - data signal - digital
13     % NBITS = number of bits per sample
14     % frecuencia de muestreo retorna el valor de FS
15
16     %constants
17 -    c = 3E8; % (m/s) speed of light
18
19     %radar parameters
20 -    Tp = 0.250; % (s) pulse time
21 -    N = Tp*FS; % # of samples per pulse
22     % fc = 2445E6; % (Hz) Center Frequency for first example ! = 2.5 Volt
23     % fc = 2590E6; % (Hz) Center frequency (connected VCO Vtune to +5 for example
24 -    fc = 2495E6; % (Hz) Center frequency within ISM band (VCO Vtune to +3.2V)
25 -    CONT=0;
```

Figura B.8: Código Doppler 01

```
26
27     % creo una señal invertida S igual a canal derecho de Y invertida
28     % Y(:,2) = solamente toma el canal DERECHO Right Channel donde esta la
29 -    s = -1*Y(:,2);
30
31     % Borra Y
32 -    clear Y;
33
34     %crea doppler vs. time plot data set here
35 -    for ii = 1:round(size(s,1)/N)-1
36 -        CONT=CONT+1; % CONTADOR PARA VER EL VALOR DE round(size(s,1)/N)-1
37 -        sif(ii,:) = s(1+(ii-1)*N:ii*N); % guarda los distintos valores de s en
38 -        % posiciones diferentes de sif
39 -    end
40     % ROUND = redondea al entero mas próximo
41     % size(s,1) = devuelve el número de FILAS (m)
42     % size(s,2) = devuelve el número de COLUMNAS (n)
43     % el CONT por ejemplo es 78 (2.13 Doppler CARTEL IUA.wav)
44     % round(size(s,1)/N) = 79
45     % sif crea una matriz de dimensión (ii,:) example sif(78)
46     % sif(ii,:) = dimensiones. ii =78 filas X TODAS las columnas que tenga
47     % dependiendo del valor de s (columnas , filas)
48     % posición Columnas s max = 1+(ii-1)*N = 1+ (78-1)*11025 = 848926
49     % posición Filas s max = ii*N = 78 * 11025 = 859950
50
```

Figura B.9: Código Doppler 02





```
100     % current colormap and display image"
101
102 -   colorbar;           % plot de intensidad, q va de -35 a 0 dB. Agrega al plot
103 -   xlim([0 40]);     % limit velocity axis
104 -   xlabel('Velocity (m/sec)'); % label x velocidad
105 -   ylabel('time (sec)'); % label y tiempo
106
```

**Figura B.12:** Código *Doppler 05*



# Bibliografía

- [1] “Chapter 3, CONTINUOUS WAVE AND FREQUENCY MODULATED RADAR - Lecture 4,” <http://14.139.172.204/nptel/CSE/Web/101108056/module2/lecture4.pdf>, [Online; accessed 12-August-2016].
- [2] S. R. Vico, “Apunte Sistemas Radar, V Año Ingeniería en Telecomunicaciones - Ingeniería Electrónica,” 06 2010.
- [3] “Chapter 3, CONTINUOUS WAVE AND FREQUENCY MODULATED RADAR - Lecture 5,” <http://14.139.172.204/nptel/CSE/Web/101108056/module2/lecture5.pdf>, [Online; accessed 12-August-2016].
- [4] J. H. Williams, “Modular System RF Design,” Massachusetts Institute of Technology, Tech. Rep., 01 2011.
- [5] Mini-Circuits, “Coaxial Voltaje Controlled Oscillator, ZX95-2536C+,” <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZX95-2536C+.pdf>, [Online; accessed 12-August-2016].
- [6] —, “Coaxial Frequency Mixer WIDE BAND, ZX05-43MH+,” <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZX05-43MH+.pdf>, [Online; accessed 12-August-2016].
- [7] P. Alan J. Fenn, “Antenna Design for the Laptop Radar Project,” Massachusetts Institute of Technology, Tech. Rep., 01 2011.
- [8] Exar, “Monolithic Function Generator, XR-2206,” <https://www.uni-kl.de/elektronik-lager/416623>, [Online; accessed 12-August-2016].
- [9] Maxim, “Single/Dual/Quad, 28MHz, Low-Noise, Low-Voltage, Precision Op Amps,” <https://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/maxim/MAX410-MAX414.pdf>, [Online; accessed 12-August-2016].
- [10] T. Instruments, “LM2940x 1-A Low Dropout Regulator,” <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2940c.pdf>, [Online; accessed 12-August-2016].
- [11] P. Gregory L. Charvat, “MIT IAP 2011 Laptop Based Radar: Block Diagram, Schematics, Bill of Material, and Fabrication Instructions,” Massachusetts Institute of Technology, Tech. Rep., 01 2011.
- [12] Mini-Circuits, “Coaxial SMA Fixed Attenuator, VAT-3+,” <https://www.minicircuits.com/pdfs/VAT-3+.pdf>, [Online; accessed 12-August-2016].
- [13] —, “Coaxial Low Noise Amplifier, ZX60-272LN+,” <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZX60-272LN+.pdf>, [Online; accessed 12-August-2016].



- [14] —, “Coaxial Power Splitter/Combiner, ZX10-2-42+,” <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZX10-2-42.pdf>, [Online; accessed 12-August-2016].
- [15] S. Soliman, *Señales y Sistemas, continuos y discretos*. Nuñez de Balboa 120, Madrid: Prentice Hall, 1999.
- [2] [1] [3] [4] [5] [13] [14] [6] [12] [7] [8] [9] [10] [11] [15]