



INSTITUTO UNIVERSITARIO AERONÁUTICO

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

RADAR DE ONDA CONTINUA - OBTENCIÓN DE INFORMACIÓN DE RANGO Y VELOCIDAD

Por: Bergallo, Norberto - Costanzo, Cayetano Diego

Director: Ing. Pablo Sonna
Ing. Electrónico del Departamento de
Ingeniería Electrónica y Telecomuni-
caciones

Codirector: Ing. Marcela Busnardo
Directora del Departamento de Inge-
iería Electrónica y Telecomunicacio-
nes

Junio de 2016

“RADAR DE ONDA CONTINUA - OBTENCIÓN DE INFORMACIÓN DE RANGO Y VELOCIDAD”

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, 27 de Junio de 2016

Agradecimientos

A nuestras familias y el IUA.

Contenidos

Índice de figuras	VII
Índice de tablas	XI
1 Introducción	1
2 Marco teórico del Proyecto	3
2.1. Teoría del Radar	3
2.1.1. Principio básico de funcionamiento	3
2.1.2. Determinación de la distancia	5
2.1.3. Determinación de acimut (dirección)	6
2.1.4. Ecuación de alcance de radar	8
2.2. Radar de onda continua	10
2.2.1. Efecto <i>doppler</i>	10
2.2.2. El radar de onda continua	13
2.2.3. Aplicación del radar de onda continua	14
2.2.4. Radar de onda continua de frecuencia modulada(FM-CW)	15
3 Diseño y construcción del Radar de Onda Continua	21
3.1. Radiofrecuencia	22
3.1.1. Etapa de Transmisión	25
3.1.2. Etapa de Recepción	31
3.1.3. Antenas y Guía de Onda	32
3.2. Modulador	52
3.2.1. Circuito de Modulación	52
3.2.2. Testeo del Circuito de Modulación	55
3.2.3. Diseño del Circuito Impreso	58
3.3. Video Amplificador	60
3.3.1. Circuito del Video Amplificador	60
3.3.2. Simulación Amplificador - <i>LT Spice</i>	62
3.3.3. Testeo del circuito Video Amplificador	64
3.3.4. Diseño del Circuito Impreso	71
3.4. Circuito de energía	73
3.4.1. Diseño del circuito impreso	75
3.5. Configuración del sistema de sonido	77
3.6. Radar en funcionamiento	81
3.7. Procesamiento de Señal: <i>MatLab</i>	94
3.7.1. RANGO	94
3.7.2. VELOCIDAD	104



4 Resultados y Análisis	107
4.1. Rango vs Tiempo	107
4.2. Velocidad vs Tiempo	117
5 Conclusión	125
Anexo A Hojas de Datos	129
Anexo B CÓDIGO MatLab: Procesamiento de señales de Audio	137



Índice de figuras

2.1. Principio del radar	3
2.2. Diagrama en bloques de un radar primario	4
2.3. Detección de dirección	6
2.4. Variación de amplitud de la señal eco	7
2.5. Efecto doppler	10
2.6. Radar homodino	11
2.7. Radar heterodino	12
2.8. Medida de velocidad	12
2.9. Medida de velocidad	13
2.10. Modulación de frecuencia lineal en los radares FM-CW	15
2.11. Modulación de frecuencia triangular en los radares FM-CW	16
2.12. Diagrama en bloque de un radar FM-CW	17
2.13. Objetivo acercándose	18
2.14. Objetivo alejándose	18
3.1. Diagrama de bloques Sistema de Radar de Onda Continua	21
3.2. Diagrama de bloques de transmisión y recepción	22
3.3. Diagrama en bloques del sistema de transmisión y recepción del radar	23
3.4. Sistema de Radar Tx y Rx	24
3.5. Etapa de transmisión	25
3.6. Tabla Frecuencia Vs. <i>V_{tune}</i> - <i>Mixer</i>	26
3.7. Componentes etapa de transmisión	27
3.8. Curvas VCO ZX95-2536C+	27
3.9. Componentes etapa de transmisión	28
3.10. Señal salida transmisor - Analizador de espectro	29
3.11. Hoja de datos de VCO	29
3.12. Etapa de recepción	31
3.13. Mezclador	31
3.14. Características de una antena	32
3.15. Ganancia de una antena	33
3.16. Gráfico de ganancia de una antena apertura circular	33
3.17. Diseño teórico de antenas del radar	34
3.18. Monopolo construido en HFSS	36
3.19. Monopolo diseño en HFSS	37
3.20. Ganancia en diagrama polar 3D	37
3.21. Ganancia en diagrama rectangular	38
3.22. Ganancia en diagrama polar 2D	38
3.23. Diagrama de pérdida de retorno, S_{11}	39
3.24. Antena del radar	40



3.25. Antena del radar	40
3.26. Ganancia en diagrama polar 3D	41
3.27. Ganancia en diagrama rectangular	41
3.28. Ganancia en diagrama polar 2D	42
3.29. Diagrama de perdida de retorno, S_{11}	42
3.30. Barrido en que se varia el largo del monopolo	43
3.31. Antena del radar	44
3.32. Ganancia en diagrama polar 3D	45
3.33. Ganancia en diagrama rectangular	45
3.34. Ganancia en diagrama polar 2D	46
3.35. Diagrama de perdida de retorno, S_{11}	46
3.36. Ganancia en diagrama polar 3D	47
3.37. Ganancia en diagrama rectangular	47
3.38. Ganancia en diagrama polar 2D	48
3.39. Diagrama de perdida de retorno, S_{11}	48
3.40. Gráfico de ROE e IMPEDANCIA – antena de transmisión	50
3.41. Gráfico de ROE e IMPEDANCIA – antena de recepción	50
3.42. Gráfico de ROE- S_{11}	51
3.43. Circuito de Modulación	52
3.44. Circuito extraído de hoja de datos	52
3.45. Tabla de <i>Pin-Out</i> XR2206	53
3.46. Gráfico de Amplitud de salida vs Valor R3	54
3.47. Gráfico de R de ajuste vs frecuencia de oscilación	54
3.48. Señales de salida del Circuito de Modulación	55
3.49. Señales de salida del Circuito de Modulación	56
3.50. Señales finales de salida	56
3.51. Circuito esquemático – Modulador	58
3.52. Esquemático <i>2D Altium</i> – Modulador	58
3.53. Diseo de pistas PCB	59
3.54. Lista de materiales	59
3.55. Etapa vídeo amplificador	60
3.56. Configuración de pines – MAX414	60
3.57. Ruido de banda ancha – MAX 414	61
3.58. Circuito esquemático de etapa de amplificación	62
3.59. Gráfico de respuesta del vídeo amplificador	62
3.60. Esquemático Vídeo Amplificador: Etapa de ganancia + <i>LPF</i>	64
3.61. Salida para una ganancia X2	65
3.62. Salida para una ganancia x4	65
3.63. Respuesta en frecuencia 600[Hz] – <i>LPF</i>	67
3.64. Respuesta en frecuencia 1[KHz] – <i>LPF</i>	67
3.65. Respuesta en frecuencia 10[KHz] – <i>LPF</i>	68
3.66. Respuesta en frecuencia 15[KHz] – <i>LPF</i>	68
3.67. Respuesta en frecuencia 20[KHz] – <i>LPF</i>	69
3.68. Respuesta en frecuencia 40[KHz] – <i>LPF</i>	69
3.69. Circuito esquemático amplificador	71
3.70. Diseño de las pistas	71
3.71. Diseño de las pistas	72
3.72. Diseño de las pistas	72
3.73. Esquemático circuito de alimentación	73



3.74. Circuito de aplicación de LM2940	73
3.75. requerimientos de diseño de LM2940	74
3.76. Configuración de pines de LM2940	74
3.77. Esquemático alimentación	75
3.78. Diseño de las pistas	75
3.79. Circuito impreso	76
3.80. Lista de materiales	76
3.81. Configuración tarjeta de sonido PC	77
3.82. Configuración tarjeta de sonido PC	78
3.83. Configuración tarjeta de sonido PC	78
3.84. Configuración tarjeta de sonido PC	79
3.85. Panel Principal del software Audicity	79
3.86. Grabación de señales del radar de onda continua	80
3.87. Circuito esquemático	81
3.88. Señal de audio y de sincronismo - IMAGEN 1	82
3.89. Señal de audio y de sincronismo - IMAGEN 2	82
3.90. Señal de audio y de sincronismo - IMAGEN 3	83
3.91. Señal de audio y de sincronismo - IMAGEN 4	83
3.92. Señal de audio y de sincronismo - IMAGEN 5	84
3.93. Radar de onda continua - IMAGEN 1	85
3.94. Radar de onda continua - IMAGEN 2	85
3.95. Radar de onda continua- IMAGEN 3	86
3.96. Radar midiendo rango - IMAGEN 1	87
3.97. Radar midiendo rango - IMAGEN 2	87
3.98. Radar midiendo rango - IMAGEN 3	88
3.99. Radar midiendo rango - IMAGEN 4	88
3.100 Radar midiendo velocidad - IMAGEN 1	89
3.101 Radar midiendo velocidad - IMAGEN 2	89
3.102 Mediciones de campo - IMAGEN 1	90
3.103 Mediciones de campo - IMAGEN 2	90
3.104 Mediciones de campo - IMAGEN 3	91
3.105 Mediciones de campo - IMAGEN 4	91
3.106 Mediciones de campo - IMAGEN 5	92
3.107 Mediciones de campo - IMAGEN 6	92
3.108 Mediciones de campo - IMAGEN 7	93
3.109 Mediciones de campo - IMAGEN 8	93
3.110 Señal de audio	94
3.111 Datos de la señal que se guardan en matriz sif	96
3.112 Secuencia de almacenamiento de datos	96
3.113 Modulación de frecuencia triangular en los radares FM-CW	98
3.114 Transformada Discreta de Fourier de una señal sinusoidal	99
3.115 Diagrama en bloques de un diferenciador	101
3.116 Respuesta en frecuencia de un MTI de cancelación de dos pulsos	102
3.117 Respuesta en frecuencia de un MTI de cancelación de dos pulsos y de cinco pulsos	102
3.118 Canal derecho - señal de audio	104
4.1. Ubicación radar – Test rango	108
4.2. Ubicación radar – Test Nº1 Rango	108
4.3. Gráfico – Rango vs Tiempo con supresión de clutter	109
4.4. Gráfico – Rango vs Tiempo sin supresión de clutter	109



4.5. Ubicación radar – Test N°2 Rango	110
4.6. Gráfico – Rango vs Tiempo con supresión de clutter	111
4.7. Gráfico – Rango vs Tiempo sin supresión de clutter	111
4.8. Gráfico – Rango vs Tiempo con supresión de clutter	112
4.9. Gráfico – Rango vs Tiempo sin supresión de clutter	112
4.10. Gráfico – Rango vs Tiempo con supresión de clutter	113
4.11. Gráfico – Rango vs Tiempo sin supresión de clutter	113
4.12. Gráfico – Rango vs Tiempo con supresión de clutter	114
4.13. Gráfico – Rango vs Tiempo sin supresión de clutter	114
4.14. Gráfico – Rango vs Tiempo con supresión de clutter	115
4.15. Gráfico – Rango vs Tiempo sin supresión de clutter	115
4.16. Ubicación radar – Test N°1 Velocidad	117
4.17. Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – RECTA 1	118
4.18. Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – RECTA 2	118
4.19. Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – RECTA 3	119
4.20. Ubicación radar – Test N°2 Velocidad	120
4.21. Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – CURVA 1	120
4.22. Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – CURVA 2	121
4.23. Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – CURVA 3	121
4.24. Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – CURVA 4	122
4.25. Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – CURVA 5	122
B.1. Código Rango 01	137
B.2. Código Rango 02	138
B.3. Código Rango 03	138
B.4. Código Rango 04	139
B.5. Código Rango 05	139
B.6. Código Rango 06	140
B.7. Código Rango 07	140
B.8. Código Doppler 01	141
B.9. Código Doppler 02	141
B.10. Código Doppler 03	142
B.11. Código Doppler 04	142
B.12. Código Doppler 05	143

Índice de tablas

- 3.1. Tabla de requerimientos 49
- 3.2. Tabla resultados – Analizador de Redes 51
- 3.3. Características Modulador 53
- 3.4. Tabla test etapa de ganancia 64
- 3.5. Tabla test circuito del vídeo amplificador 66
- 3.6. Tabla de conexión de conector de audio para medición de rango 77
- 3.7. Tabla de conexión de conector de audio para medición de velocidad 77



Capítulo 1

Introducción

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

El proyecto se dividirá 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 sistema de radar de onda continua tiene grandes diferencias con el radar de pulsos, que se utiliza mas frecuentemente en muchas aplicaciones. Al emitir una señal modulada linealmente de forma continua, necesita tener una antenas de transmisión y otra de recepción, la potencia de transmisión es considerablemente mas baja por lo tanto su alcance menor, pero mejora en resolución en rango y velocidad. Utiliza el efecto *doppler* para obtener los parámetros de velocidad y rango, con buena resolución. Ejemplos de sus usos son, velocímetros sistemas anti-colisión, utilizados como sensor 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 llevar a cabo un radar de pulsos, por lo tanto viable como trabajo final de grado.

Otros de los requerimientos que debe cumplir el proyecto es realizar el radar de onda continua, de pequeñas dimensiones, fácil para transportarlo, alimentación desde baterías, bajo costo y rápido procesamiento de la señal de audio. El proyecto de **Radars de Onda Continua** se realizo 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

2.1. Teoría del Radar

2.1.1. Principio básico de funcionamiento

Se puede medir el rango, alcance o distancia, con base en las propiedades de la energía electromagnética (EM) radiada. Esta energía EM normalmente viaja a través del espacio en línea recta, a velocidad constante y con variaciones mínimas ocasionadas por fenómenos atmosféricos y condiciones meteorológicas.

El principio electrónico de base para el funcionamiento del radar es muy similar al de la reflexión de ondas sonoras. Si se emite un sonido en la dirección de un objeto que refleje el sonido (como una cueva) es posible escuchar el eco y, conociendo la velocidad del sonido en el aire y el tiempo de retardo, se pueden calcular la posición relativa y la distancia a la que se encuentra el objeto, con base en la relación entre espacio velocidad y tiempo.

El radar emplea pulsos de energía EM en una forma similar, como se indica en la Figura 2.1. La energía de radiofrecuencia (RF) se transmite hacia el espacio y se refleja desde un objeto reflector. Una pequeña fracción de la energía reflejada, denominada ECO (como en el caso de las ondas sonoras), retorna al equipo radar.



Figura 2.1: Principio del radar

Los equipos radar analizan el eco para determinar la dirección y distancia del objeto reflector. Las ondas electromagnéticas se reflejan sobre superficies conductoras; por lo tanto, si las ondas reflejadas retornan al punto de emisión de las ondas se puede inferir que se encuentra un obstáculo en la trayectoria de propagación.

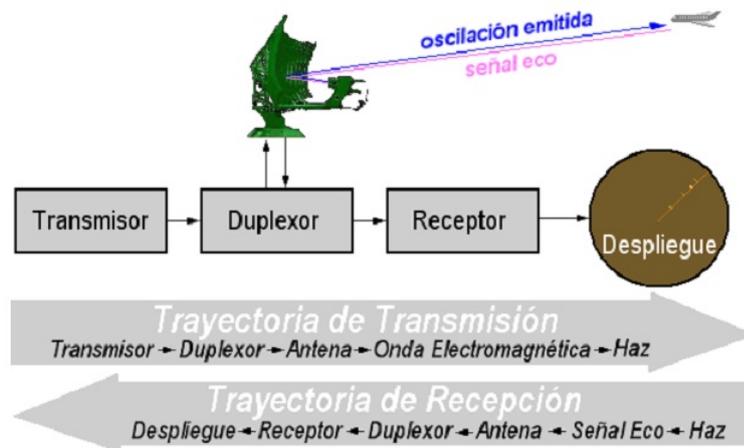


Figura 2.2: Diagrama en bloques de un radar primario

La Figura 2.2 muestra el principio de funcionamiento de un radar primario. La antena radar ilumina un objeto (o blanco) con una señal de microondas; el blanco la refleja y entonces es captada por un dispositivo receptor. La señal eléctrica que capta la antena se denomina señal eco o de retorno. La señal radar es generada por un transmisor potente y recibida por un receptor altamente sensible.

Todos los blancos producen reflexiones difusas, es decir que reflejan energía en varias direcciones. La señal reflejada también se denomina dispersión. El término con que se conoce la señal que se refleja en la dirección exactamente opuesta a la de la señal incidente es dispersión de retorno.

Las señales radar se pueden presentar en pantallas conocidas como PPI (Indicación de Posición en el Plano) u otros sistemas de visualización más avanzados. El PPI muestra un vector rotatorio en cuyo origen se encuentra el radar; indica la dirección hacia la que apunta la antena y, por consiguiente, el azimut (dirección) de los blancos.

El diagrama en bloques de la Figura 2.2 en su configuración más simple nos presenta los siguientes elementos:

- **Transmisor:** Produce los pulsos de energía de RF que son de muy corta duración y alta potencia y que la antena irradia al espacio.
- **Duplexor:** Alterna el funcionamiento de la antena entre el transmisor y el receptor, de modo que sólo es necesario usar una antena. Este dispositivo (switching) se requiere para evitar que los pulsos de alta potencia del transmisor destruyan el receptor, el cual es altamente sensible.
- **Receptor:** Amplifica y de-modula las señales de RF recibidas y genera señales de vídeo a su salida.
- **Antena:** Convierte la energía del transmisor en ondas electromagnéticas en el espacio, con la distribución y eficiencia requeridas. Este proceso se aplica en forma inversa para la trayectoria de recepción.
- **Indicador:** Presenta al operador una visualización continua y fácilmente entendible de la posición relativa de los blancos radar.



2.1.2. Determinación de la distancia

La distancia se determina usando como referencias el tiempo en que la señal de alta frecuencia transmitida impacta sobre el blanco y la constante de propagación c_0 (velocidad de la luz). Una forma de medir la distancia entre el radar y un blanco es transmitir un pequeño pulso electromagnético y medir el tiempo que tarda el eco en volver. La distancia de un blanco hasta el radar se conoce como alcance inclinado (*Slant Range*). Rango es la distancia desde el radar hasta el blanco detectado a lo largo de la línea de visión.

2.1.3. Determinación de acimut (dirección)

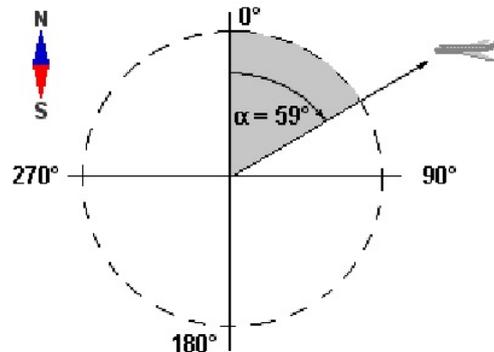


Figura 2.3: Detección de dirección

La determinación del ángulo del objetivo con relación al norte está dado por el direccionamiento de la antena. Este direccionamiento, a veces llamada ganancia direccional es la capacidad de la antena para concentrar la energía radiada en una dirección particular. Midiendo la dirección en la que la antena apunta cuando se recibe el eco, ambos, tanto el acimut y como el ángulo de elevación del radar con relación al objetivo, pueden ser determinados.

La precisión de la medición de estos ángulos depende de la directividad de la antena. Para una frecuencia de transmisión dada (o longitud de onda definida), la directividad de la antena depende de sus propias dimensiones. Los sistemas de Radar usualmente trabajan con muy altas frecuencias, y las razones para esto son:

- Propagación cuasi-óptica(casi-rectilínea) de estas ondas. Las ondas electromagnéticas se comportan casi como los rayos de luz y por lo tanto puede calcularse conforme a las leyes ópticas.
- Alta resolución. Cuanto menor sea la longitud de onda, permite que los objetos más pequeños se pueden distinguir unos de otros.
- A mayor frecuencia, menor es el tamaño de la antena con la misma ganancia.

El rumbo verdadero(referenciado al norte verdadero), de un objetivo detectado por el radar, es el ángulo entre el norte verdadero y una línea apuntando directamente al objetivo (Figura 2.3). Este ángulo se mide en el plano horizontal, en el sentido horario desde el norte verdadero. Las antenas de los sistemas de radar están diseñadas para radiar energía en un solo lóbulo o haz unidireccional que puede ser trasladado en rumbo, simplemente moviendo la antena.

Como se puede ver en la Figura 2.4, la forma del haz es tal que la intensidad de la señal del eco varía en amplitud a medida que el haz de antena se mueve a través del objetivo.

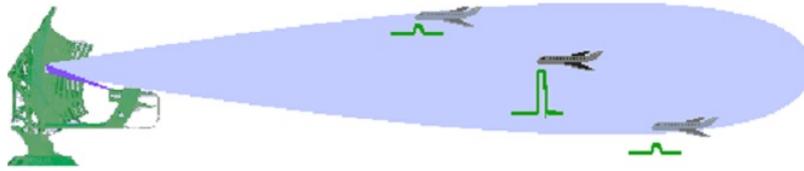


Figura 2.4: Variación de amplitud de la señal eco

En la práctica, las antenas de radar de búsqueda se mueven continuamente, el punto de eco máximo, establecido por los circuitos de detección o visualmente por el operador, se encuentra cuando el haz está golpeando directamente al blanco.

Los sistemas de radares de guía y control de armas son posicionados en el punto de la señal máxima de retorno y se mantiene en esa posición, ya sea manualmente o por circuitos de seguimiento automático.



2.1.4. Ecuación de alcance de radar

La ecuación del radar representa las dependencias físicas de la potencia de transmisión, es decir, la propagación de las ondas emitidas hasta la recepción de las señales de retorno. Además, uno puede determinar el desempeño del radar con la ecuación del radar.

Para determinar este alcance radar se definen :

- P_t = potencia transmitida durante el impulso.
- G = ganancia de la antena en la dirección del máximo.
- R = distancia del blanco.
- σ la superficie efectiva del blanco.
- A = área de la antena.
- S_{min} = potencia mínima detectable del receptor.

La densidad de potencia radiada a la distancia R del blanco por una antena isotrópica será expresada $\frac{P_t}{4\pi R^2}$ medido en $\left[\frac{Watts}{m^2}\right]$.

Si la antena de radar tiene una ganancia G , la densidad de potencia radiada a la distancia R del blanco será:

$$\frac{P_t G}{4\pi R^2} \quad (2.1)$$

El eco de la señal reflejada por la superficie efectiva del blanco (σ) tiene una potencia reflejada por dicho blanco y será $\frac{P_t G \sigma}{4\pi R^2}$ donde σ es la superficie **efectiva** del blanco, que se define como la superficie de un blanco ideal equivalente, que reflejando toda la potencia recibida en forma isotrópica, devuelva hacia el receptor la misma potencia por unidad de superficie que el blanco real.

Por consiguiente, y por definición de σ , la potencia que arriba al lugar del receptor será,

$$\frac{P_t G \sigma}{(4\pi R^2)^2} \quad (2.2)$$

Como el receptor tiene un área efectiva de antena A , la potencia recibida será,

$$\frac{P_t G \sigma A}{(4\pi R^2)^2} \quad (2.3)$$

Si ahora consideramos que el blanco está a la máxima distancia detectable, R_m , la potencia recibida será la potencia mínima detectable S_{min} , por lo que,



$$S_{min} = \frac{P_t G \sigma A_t}{(4\pi R^2)^2} \quad (2.4)$$

Siendo R_m el alcance del radar.

Por consiguiente el alcance máximo del radar estará definido por $\sqrt[4]{\frac{P_t \sigma G A}{(4\pi)^2 S_{min}}}$ que es lo que se conoce como “ecuación del radar” en su forma más elemental. En ella se han despreciado las pérdidas de propagación y se ha considerado ideal el rendimiento de la antena. La antena está representada por los dos parámetros G y A , relacionados entre sí, como se recordará de teoría de antenas, por la relación $G = \frac{4\pi A}{\lambda^2}$ donde λ es la longitud de onda, a su vez de la función de frecuencia a través de la relación $f\lambda = c$, siendo c la velocidad de la luz. De la anterior ecuación se puede despejar A donde se tendrá,

$$A = \frac{G\lambda^2}{4\pi} \quad (2.5)$$

Si se sustituye G ó A en la ecuación del radar, se obtiene:

$$R_m = \sqrt[4]{\frac{P_t A^2 \sigma}{4\pi \lambda^2 S_{min}}} = \sqrt[4]{\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{min}}} \quad (2.6)$$

La potencia recibida más pequeña que puede ser detectada por el radar es llamada S_{min} . Potencias más pequeñas que S_{min} no son tenidas en cuenta pues se confunden con el ruido del receptor. La potencia mínima es detectada en el rango máximo R_m como se puede ver en la ecuación.

De la ecuación del radar se deduce inmediatamente que el alcance varía con la raíz cuarta de la potencia. Esto obliga a que sea muy costoso aumentar el alcance en base a potencia; se puede apreciar que para duplicar el alcance hay que multiplicar la potencia por dieciséis. También puede deducirse que el alcance varía con la raíz cuadrada de la superficie de la antena (A) a la frecuencia de trabajo constante. Es decir, el alcance varía con la dimensión lineal de la antena. Aumentar el tamaño de la antena es, pues, bastante rentable y este es el motivo de que en radar se usen antenas lo más grande posibles dentro de las limitaciones mecánicas de espacio y precisión y del costo de la estructura soporte de la antena. De la misma fórmula se deduce que el alcance varía con la raíz cuarta de la potencia mínima detectable que, por supuesto, debe ser lo menor posible.

Algo más inexactas son las conclusiones que podrían sacarse respecto a la longitud de onda. A primera vista parece que si se deja el tamaño de la antena constante (primera fórmula), el alcance aumenta con la raíz cuadrada de la frecuencia de trabajo (que es inversamente proporcional a la longitud de onda). Esto es verdad hasta cierto punto y por eso se tiende a usar frecuencias altas; la influencia ocurre principalmente porque al aumentar la frecuencia aumenta la ganancia de la antena.

Sin embargo, la frecuencia influye indirectamente a través de otros parámetros como la potencia del transmisor, ya que es difícil construir transmisores de alta potencia y alta frecuencia y las pérdidas de propagación, que no se han tenido en cuenta en la fórmula, y que son considerables a partir de cierta frecuencia y crecientes con la frecuencia. La elección de la frecuencia adecuada es un compromiso entre la mejor ganancia de la antena y estos otros efectos.

2.2. Radar de onda continua

2.2.1. 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. Un pulso de radar transmite una ráfaga de pulsos, de corto tiempo, de energía electromagnética, y luego el receptor capta la señal eco. 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.

El transmisor opera de manera continua, en lugar de ráfagas de pulsos, característica básica del radar de onda continua. La potencia de la señal eco es considerablemente mas pequeña que la potencia de la señal transmitida. Usar antenas separadas para la transmisión y la recepción, es consecuencia de su transmisión y recepción de forma continua. Una técnica viable para la separación de la señal recibida de la señal transmitida, cuando hay movimiento relativo entre el radar y el objetivo, se basa en el reconocimiento del cambio en la frecuencia de la señal de eco, llamado efecto *Doppler*.

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 los dos, ocurre un cambio en la frecuencia de dicha señal.

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. Este efecto *Doppler* es la base de los radares de onda continua.

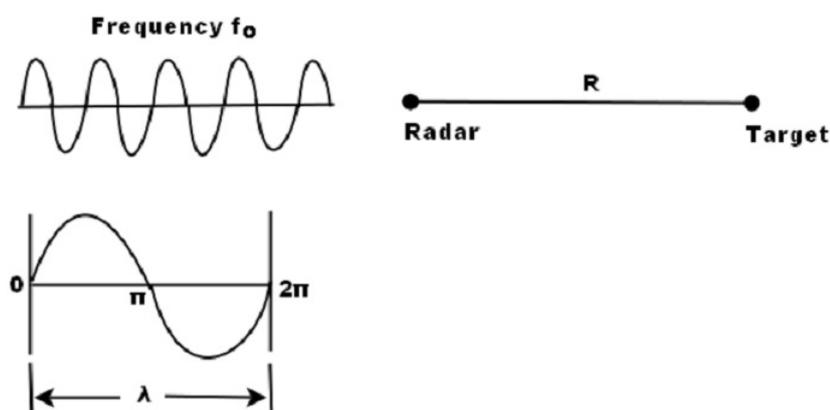


Figura 2.5: Efecto doppler

Considere la ecuación 2.7 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 al radar a lo largo de la línea que une el objetivo con el radar (línea de visión). La señal es una onda continua con frecuencia f_0 .

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

$$n = \frac{2R}{\lambda} \quad (2.7)$$

Una longitud de onda corresponde a una excursión angular de 2π radianes. En consecuencia la excursión angular total ϕ hecha por la onda electromagnética durante su transito al objetivo y de vuelta al radar es

$$\phi = \frac{2R}{\lambda} \cdot 2\pi = \frac{4\pi R}{\lambda} \quad (2.8)$$

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

$$W_d = 2\pi f_d = \frac{d\phi}{dt} = \frac{4\pi}{\lambda} \cdot \frac{dR}{dt} = \frac{4\pi V_r}{\lambda} \quad (2.9)$$

De la cual obtenemos:

$$f_d = \frac{2V_r}{\lambda} = \frac{2V_r f_0}{c} \quad (2.10)$$

Donde

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

c = velocidad de la luz = 3×10^8 [m/s]

V_r = velocidad relativa de blanco respecto al radar a lo largo de la línea de vista.

La aplicación mas directa del radar *doppler* es la medida de velocidades, por ejemplo control de velocidad del trafico en rutas. El radar *doppler* que mezcla la medida de velocidades puede ser *homodino*, cuando para medir la frecuencia *doppler* se mezcla directamente la onda recibida con la transmitida sin oscilador local ni frecuencia intermedia (Figura 2.6) o puede ser *heterodino*, si se utiliza frecuencia intermedia(Figura 2.8).

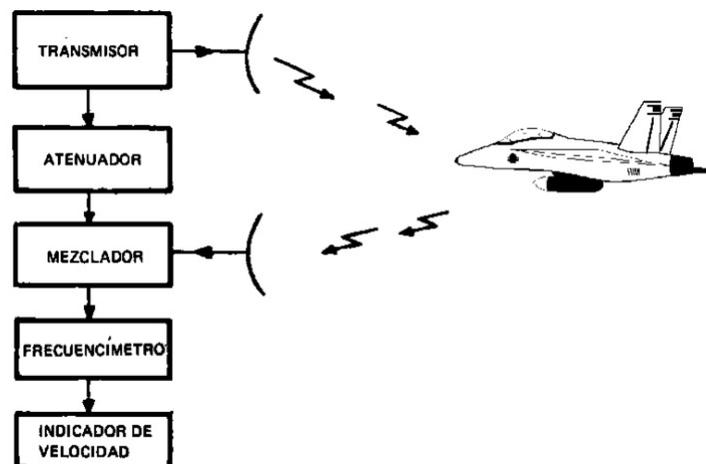


Figura 2.6: Radar homodino

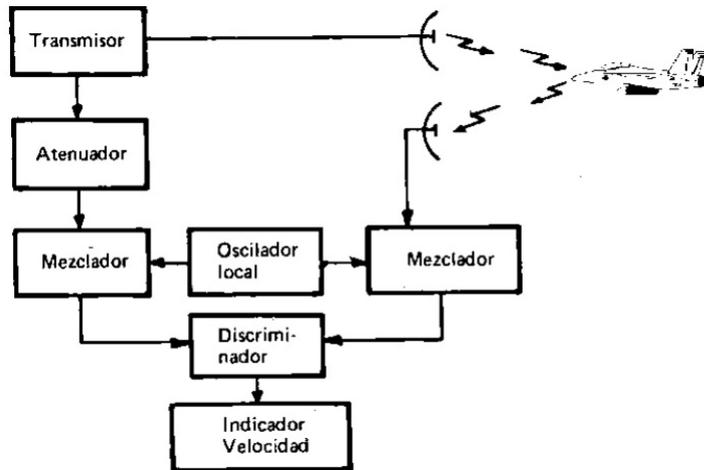


Figura 2.7: Radar heterodino

Si el radar es heterodino, se mezclan previamente ambas ondas (transmitida y recibida) con el oscilador local y luego se mezclan entre sí las resultantes. La razón de usar antenas separadas para la transmisión y recepción, es para que la mezcla entre la onda recibida y fracción de la emitida que hace de oscilador local en el caso del homodino sea en proporción de amplitudes aceptable, ya que, si se usa la misma antena, normalmente es inevitable que pase mucha señal del transmisor al receptor, y la señal que llega es demasiado débil para modular a la propia. La utilización del radar por efecto *doppler* se realiza de la siguiente forma.

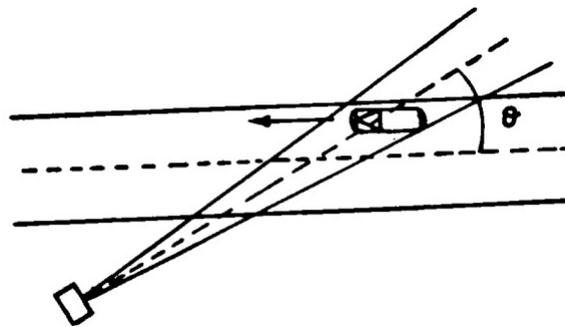


Figura 2.8: Medida de velocidad

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.

2.2.2. El radar de onda continua

En esta sección se describirá de forma teórica el funcionamiento del radar de onda continua de forma genérica, en la figura 2.9 se puede ver el diagrama en bloques del mismo.

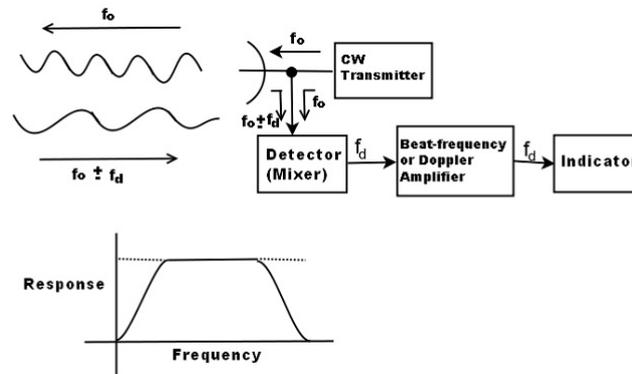


Figura 2.9: Medida de velocidad

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 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 2.9. 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 condiciones 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 más 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.



2.2.3. 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 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, a diferencia del radar de pulsos, el cual transmite en tiempos cortos, por lo que la potencia transmitida puede tomar valores de mayor magnitud. Esto limita el rango máximo detectado por el radar. El radar de pulso no tiene limitaciones similares respecto a su alcance máximo porque el transmisor no se encuentra operativo mientras el receptor está encendido. Aunque su poco consumo de energía es también una prestación del mismo, ya que logra eficiencia en las mediciones con una potencia de entrada de $10[mW]$ aproximadamente, para distancias no muy grandes, del orden los 40-60 metros.

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.

2.2.4. Radar de onda continua de frecuencia modulada(FM-CW)

Desde el principio de los radares **CW** vemos 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. Sabemos 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 tenemos 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 una considerable brecha entre un pulso y el siguiente, resultando fácil identificar un pulso de su eco. Recordemos que 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 exactamente igual, 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 obtiene usando la modulación en frecuencia, **FM**. 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 las señal transmitida (para un objetivo estacionario). Cuanto mayor es la desviación de frecuencia en un intervalo de tiempo dado, mas precisa sera 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**).

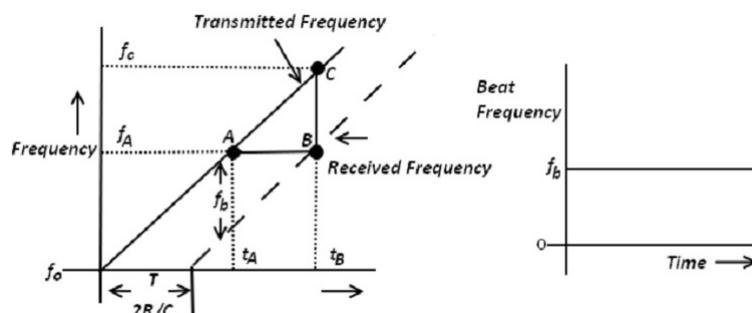


Figura 2.10: Modulación de frecuencia lineal en los radares FM-CW

En los radares FM-CW, la frecuencia de la señal transmitida varía en función del tiempo. Supongamos que aumenta linealmente con el tiempo, entonces tendremos una variación como la mostrada en la figura 2.10 .

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 choca 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. Por lo tanto, 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 extraemos información de rango de la medida de f_b de la siguiente manera. Observar que la pendiente de la curva que se muestra la figura 2.10 es f_0 , o sea la tasa de cambio de la frecuencia, o la tasa de modulación. Tenga en cuenta que esta es una cantidad conocida ya que la velocidad de modulación es elegido por el diseñador, dependiendo de los requerimientos de cada sistema en particular.

$$f_b = f_r = f_0 T = f_0 \frac{2R}{c} \quad (2.11)$$

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

$$R = \frac{f_b c}{2f_0} \quad (2.12)$$

El anterior análisis nos 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 falla obvia 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.

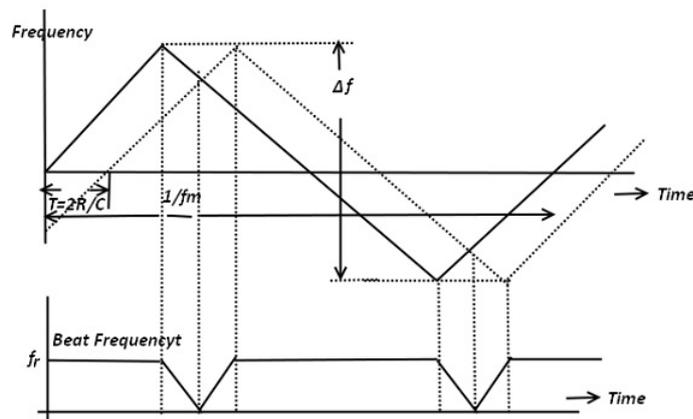


Figura 2.11: Modulación de frecuencia triangular en los radares FM-CW

En la figura 3.113 se da tanto el esquema de modulación de frecuencia, como también la curva de frecuencia de batido resultante. Observe 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. Observe que 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. Así tenemos,

$$f_r = \frac{2R}{c} f_0 = \frac{2R}{c} \cdot \frac{\Delta f}{\frac{1}{4f_m}} = \frac{4Rf_m \Delta f}{c} \quad (2.13)$$

Por la tanto de la formula anterior se puede deducir,

$$R = \frac{cf_r}{4f_m\Delta f} = \left[\frac{c}{4f_m\Delta f} \right] f_r = kf_r \quad (2.14)$$

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 2.12.

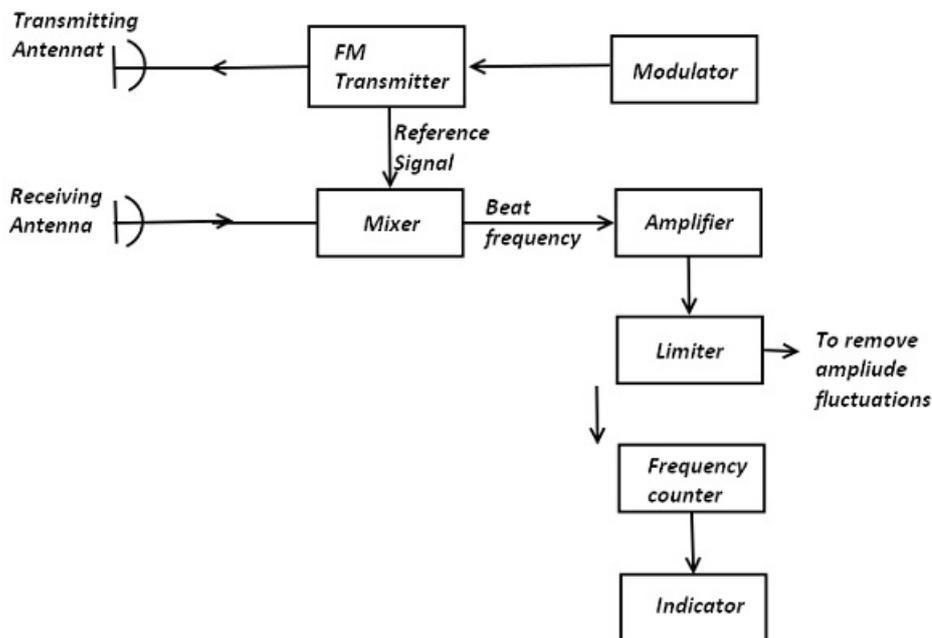


Figura 2.12: diagrama en bloque de un radar FM-CW

En el análisis anterior se asumió un objetivo estacionario, supongamos ahora que no es así. Entonces habrá otro cambio de frecuencia denotado por f_d y la frecuencia de batido ahora sera:

$$f_b = |f_r \pm f_d| \quad (2.15)$$

Primero consideremos un objetivo acercándose, las formas de ondas correspondientes son mostrada en la figura 2.13. 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.

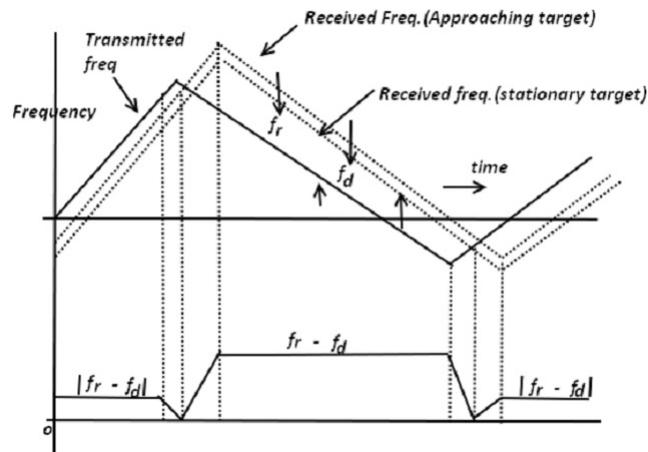


Figura 2.13: Objetivo acercándose

Ahora consideremos un blanco alejándose, esto es mostrado en la figura 2.14. Tenga 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.

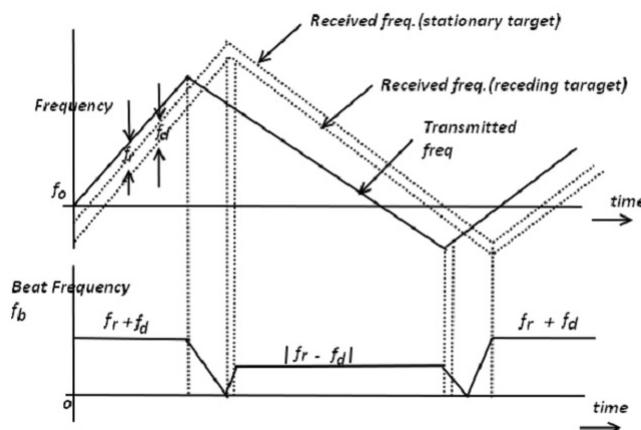


Figura 2.14: Objetivo alejándose

Sin embargo, esencialmente no hay diferencia entre las dos curvas de frecuencia que se muestran en la figura 2.13 y la figura 2.14, 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 está incrementando (o en *up*) o decreciendo (o en *down*) en el tiempo.



Para los objetivos alejándose tenemos,

$$f_b(up) = f_r + f_d \quad (2.16)$$

$$f_b(down) = |f_r - f_d| \quad (2.17)$$

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

$$f_r = (1/2)[f_b(up) + f_b(down)] \quad (2.18)$$

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

$$f_d = (1/2)|[f_b(up) - f_b(down)]| \quad (2.19)$$

Usando f_r en la ecuación 2.12, se obtiene el rango y con el uso de f_d podemos 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 2.22 nos da la frecuencia doppler y la ecuación 2.21 nos da la frecuencia de distancia o de rango.

$$f_0 = \frac{\frac{\Delta f}{2}}{4f_m} \quad (2.20)$$

Recordemos que f_0 es la tasa de modulación, y su formula fue expresada anteriormente en la ecuación 2.13.

$$f_r = \frac{2Rf_0}{c} \quad (2.21)$$

$$f_d = \frac{2v_r f}{c} \quad (2.22)$$

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 desarrollaremos todo lo correspondiente al diseño del Radar de Onda Continua y su armado. Cada una de las etapas que conforman el Radar de Onda Continua serán expuestas, 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.

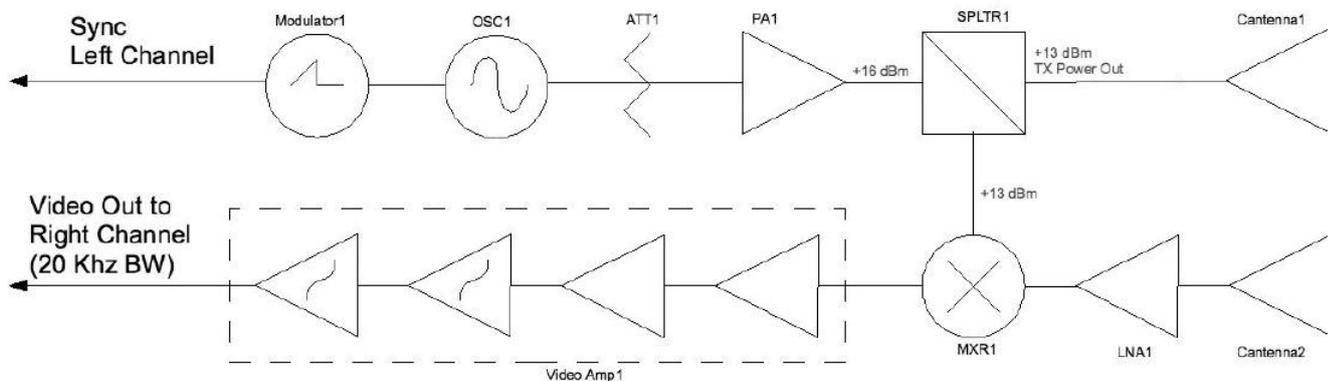


Figura 3.1: Diagrama de bloques Sistema de Radar de Onda Continua

3.1. Radiofrecuencia

La etapa radiofrecuencia del sistema de radar consiste en la generación, procesamiento, transmisión y recepción de la señal de microondas entre 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.

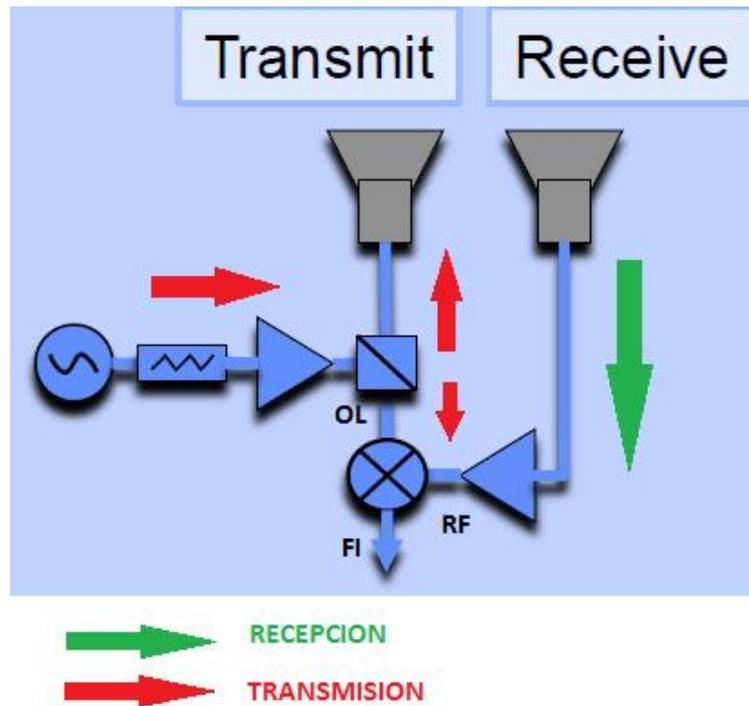


Figura 3.2: Diagrama de bloques de transmisión y recepción

El sistema de radiofrecuencia cuenta con los siguientes bloques:

1. **VCO:** Oscilador controlado por voltage.
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. Esta es atenuada para ingresar al amplificador con el menor nivel de ruido posible.

Luego el *splitter* divide, separa la señal en potencia, una parte de la señal de RF sera transmitida, irradiada por la antena monopolo, la cual seria el final de la etapa de transmisión.



Otra muestra ira a la entrada OL (Oscilador Local) del *mixer* o mezclador de frecuencias, para generar una FI (Frecuencia Intermedia) con la cual es mas accesible el procesamieno electrónico de la señal.

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*.

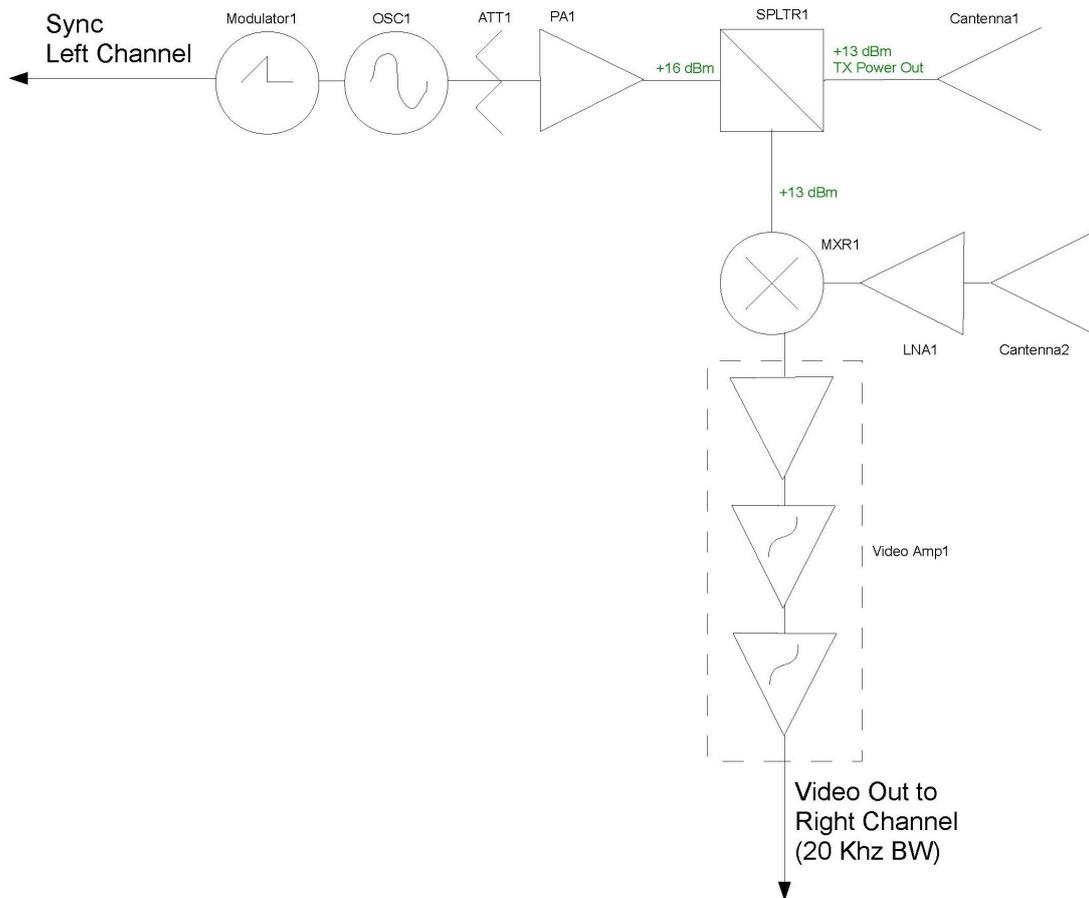


Figura 3.3: Diagrama en bloques del sistema de transmisión y recepción del radar

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.

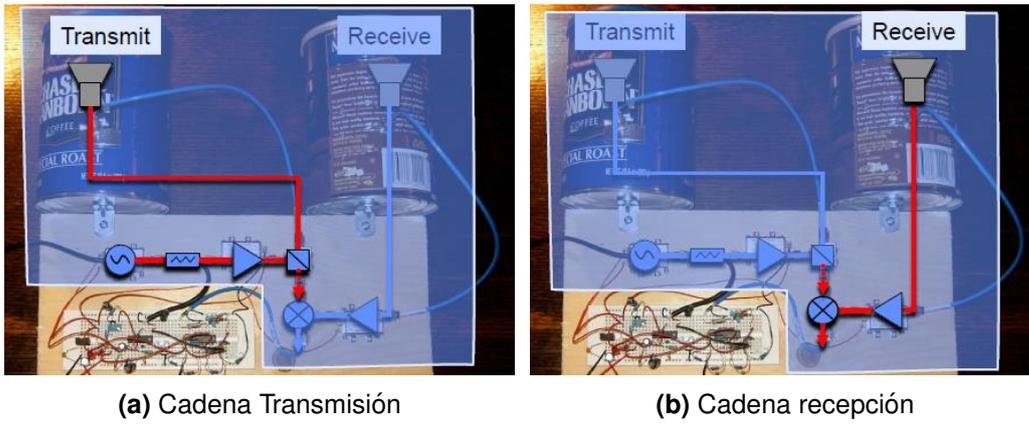


Figura 3.4: Sistema de Radar Tx y Rx

3.1.1. Etapa de Transmisión

La etapa de transmisión esta formada por los siguientes componentes de radiofrecuencia como puede verse 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

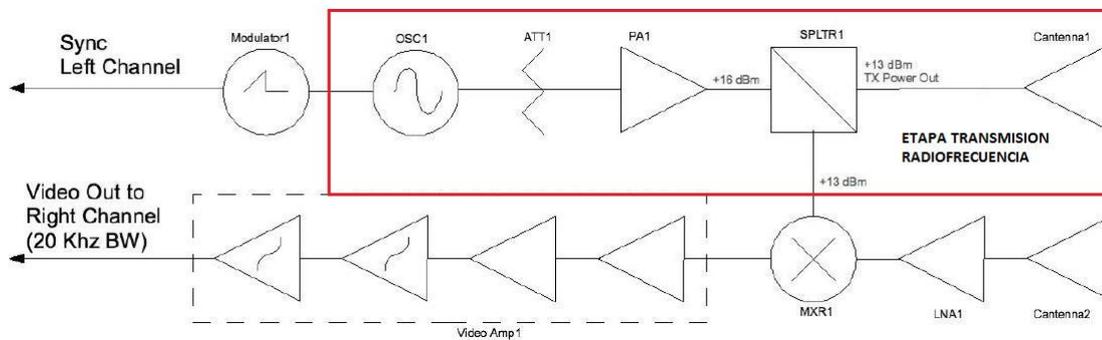


Figura 3.5: Etapa de transmisión



3.1.1.1. Circuito de transmisión RF

Oscilador Controlado por Voltaje (VCO):

Se utilizara un VCO de la empresa *Minicircuits*, **ZX95-2536C+**. Este dispositivo electrónico genera 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 sera el encargado de generar la señal en alta frecuencia que luego sera transmitida por la antena.

Tabla del VCO, rango de frecuencias de salida respecto a la tension 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	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 3.6: Tabla Frecuencia Vs. V_{tune} - Mixer

Atenuador:

Se utilizara un atenuador de la empresa *Minicircuits*, **VAT-3+**. Dicho componente sera utilizado 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):

Se utilizará un amplificador de bajo ruido de la empresa *Minicircuits*, **ZX60-272LN+**. El amplificador de bajo ruido se utilizara para no degradar la relación señal/ruido del sistema, ya que un amplificador común aumentaría tanto la señal de interés como así también el ruido, complicando la tarea de reconocer la señal.

Divisor o splitter:

Se utilizara 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 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

VAT-3+



(b) Atenuador

ZX60-272LN+



(c) Amplificador

ZX10-2-42+



(d) Splitter

Figura 3.7: Componentes etapa de transmisión

3.1.1.2. Testeo del circuito de Transmisión

El ensayo del circuito de transmisión consistió en:

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

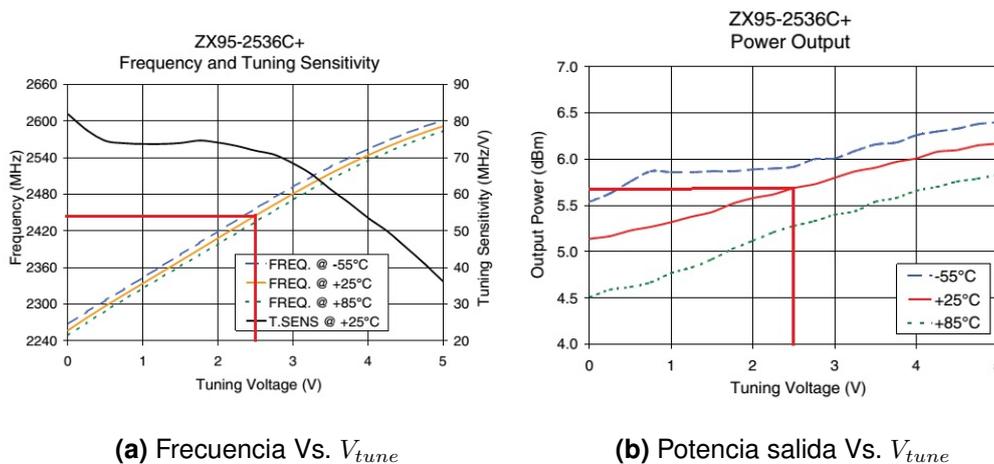
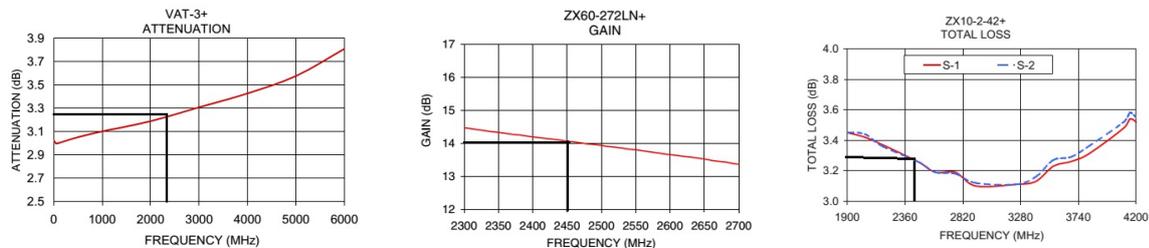


Figura 3.8: Curvas VCO ZX95-2536C+

Como puede verse 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 ubicara en una zona de trabajo tal que a su salida se podrá medir una señal con una frecuencia de $2,445[GHz]$. Observando la figura 3.8 se puede deducir que dicha señal de salida tendrá una potencia de $5,6[dBm]$.

Calculo Potencia de salida Splitter:

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



(a) Atenuación Vs. Frecuencia – VCO – (b) Ganancia Vs. Frecuencia – Atenuador – (c) Atenuación Vs. Frecuencia – Splitter

Figura 3.9: Componentes etapa de transmisión

Por lo tanto con la potencia de cada uno de los componentes queda determinada 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 procedió 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: $10,41[dBm]$

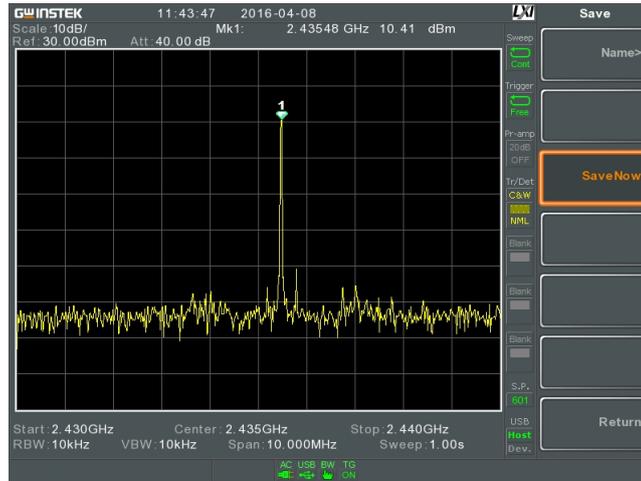


Figura 3.10: Señal salida transmisor - Analizador de espectro

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

Por ultimo se introdujo la forma de 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, periodo, tiempo de subida y amplitud. Mientras mas se asemeje a la forma de onda triangular pura, mas lineal y preciso sera el barrido en frecuencia, por lo tanto mejor el funcionamiento del radar.

Introduciéndole una tensión V_{tune} de forma de onda triangular de $2[Vdc]$ a $3,2[Vdc]$ se generaran 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)			I _{cc} (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



En el ensayo realizado se pudo observar por medio del analizador de espectro que el sistema de transmisión del radar generaba señales con una frecuencia de $2,4[GHz]$ hasta $2,5[GHz]$. Concluyendo que el sistema de transmisión de radiofrecuencia se encuentra en correcto funcionamiento.



3.1.2. Etapa de Recepción

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

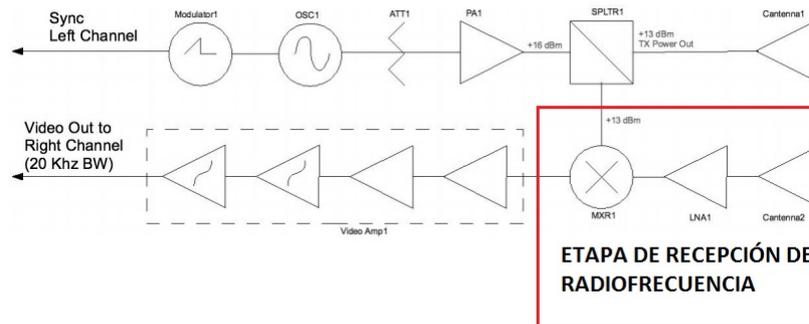


Figura 3.12: Etapa de recepción

Mezclador de frecuencia:

El mezclador de frecuencia que se utilizara es de la marca *Minicircuits*, **ZX05-43MH+**. El mismo se utiliza para bajar la frecuencia de la señal de trabajo, para que los circuitos eléctricos para que 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

A la salida del mezclador saldrá una señal FI, que sera la que ingresara a la etapa de amplificación de vídeo, que es una etapa de ganancia ajustable y un filtro pasa bajos de 4^{to} orden para luego ser procesada con el software *Matlab*.

3.1.3. Antenas y Guía de Onda

3.1.3.1. Diseño Antenas

El sistema de antenas utilizado para el radar de onda continua son un par de guías de onda circulares, formadas por latas y en su interior una antena monopolo 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 es indicada en la siguiente expresión:

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

Donde A_e es el área efectiva de la antena y λ 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:

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

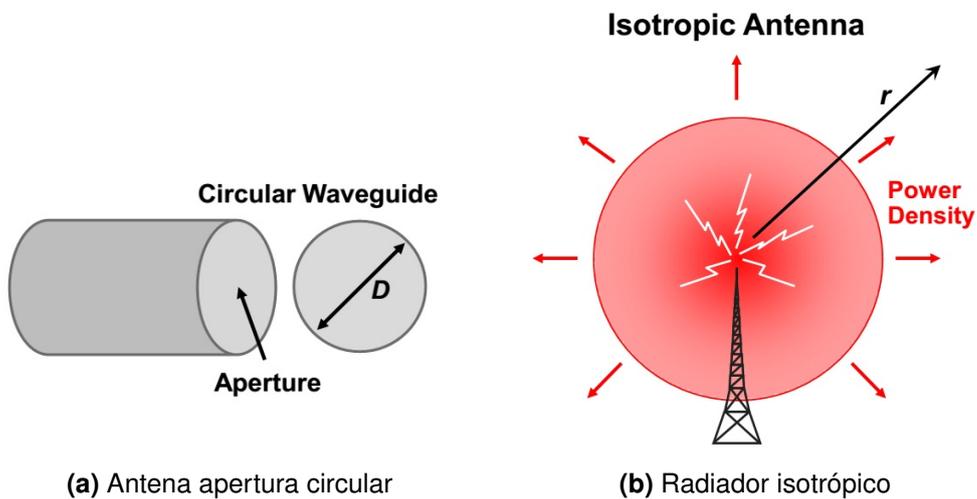


Figura 3.14: Características de una antena

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 puede ver en la Figura 3.14b.

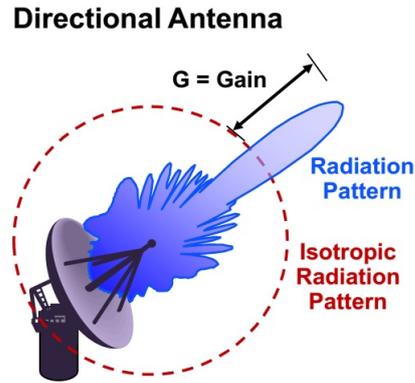


Figura 3.15: Ganancia de una antena

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

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

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 puede observar en la figura 3.16.

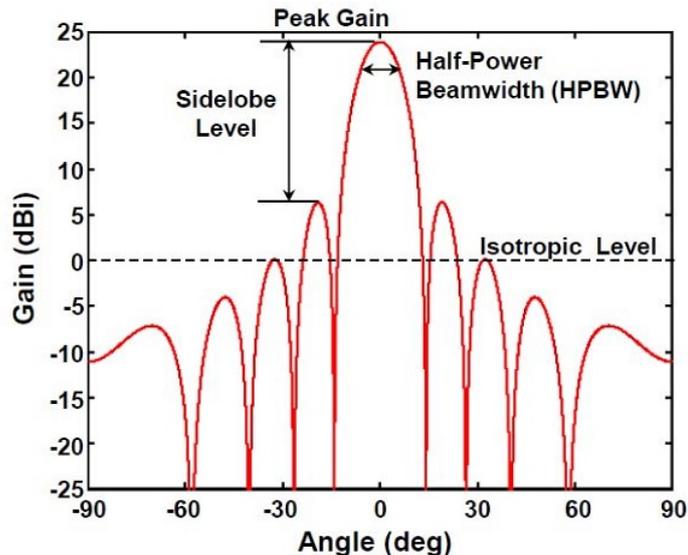


Figura 3.16: Gráfico de ganancia de una antena apertura circular

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

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

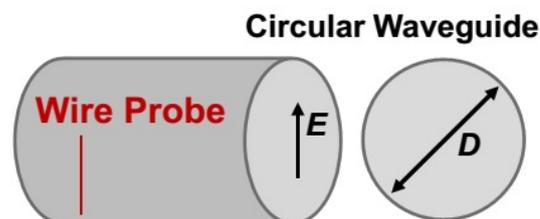
Donde c es la velocidad de la luz y f la frecuencia de propagación. En una guía de onda circular para el modo propagación TE_{11} la longitud de onda de corte λ_c es:

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

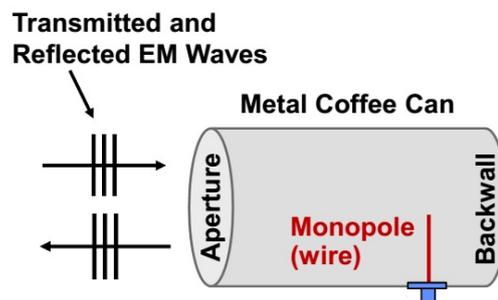
Donde D es el diámetro de la guía de onda rectangular. En el modo dominante TE_{11} no habrá propagación por debajo de la frecuencia de corte. La longitud de onda de la guía λ_g es:

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

La longitud de onda es mas larga en la guía comparada con la longitud de onda en el espacio libre. En nuestro caso se elegirán latas de café que actuaran como guía de onda circulares, el diámetro de la misma sera 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



Una vez definida las dimensiones físicas de las guías de onda circulares se puede proceder a realizar los cálculos de sus características. Recordando que trabajaran con una frecuencia de $2,4[GHz]$, se puede calcular el largo del monopolo con la formula de longitud de onda en espacio libre, ecuación 3.4.

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

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

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

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

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

La distancia total en donde se colocara el monopolo es:

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

Ahora con ayuda de la ecuación 3.11 vamos a calcular la ganancia de la antena:

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

Luego de realizar todos los cálculos se procedió a efectuar las simulaciones de la antena que sera utilizada en el radar.

3.1.3.2. Simulación de Antena de Radar - HFSS

La simulación de la antena del radar fue realizada en el software Ansys HFSS, el mismo permite observar todas las características de dichas antenas. En la primera simulación se realizó un monopolo en espacio libre, para ello se construyó un monopolo cuyas medidas fueron especificadas 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 puede observar la construcción del monopolo en el software de simulación.

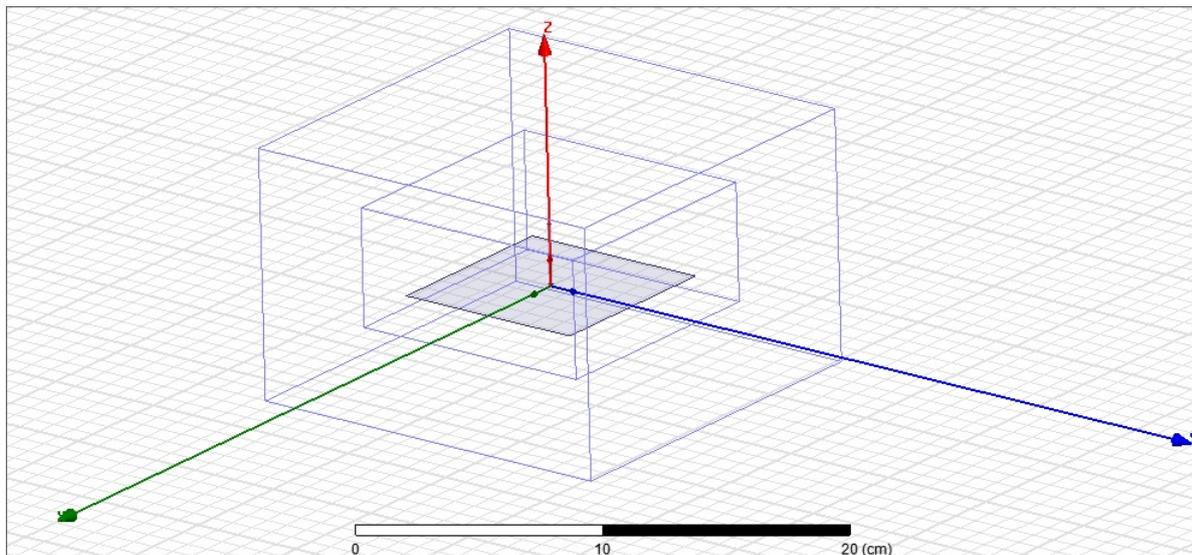


Figura 3.18: Monopolo construido en HFSS

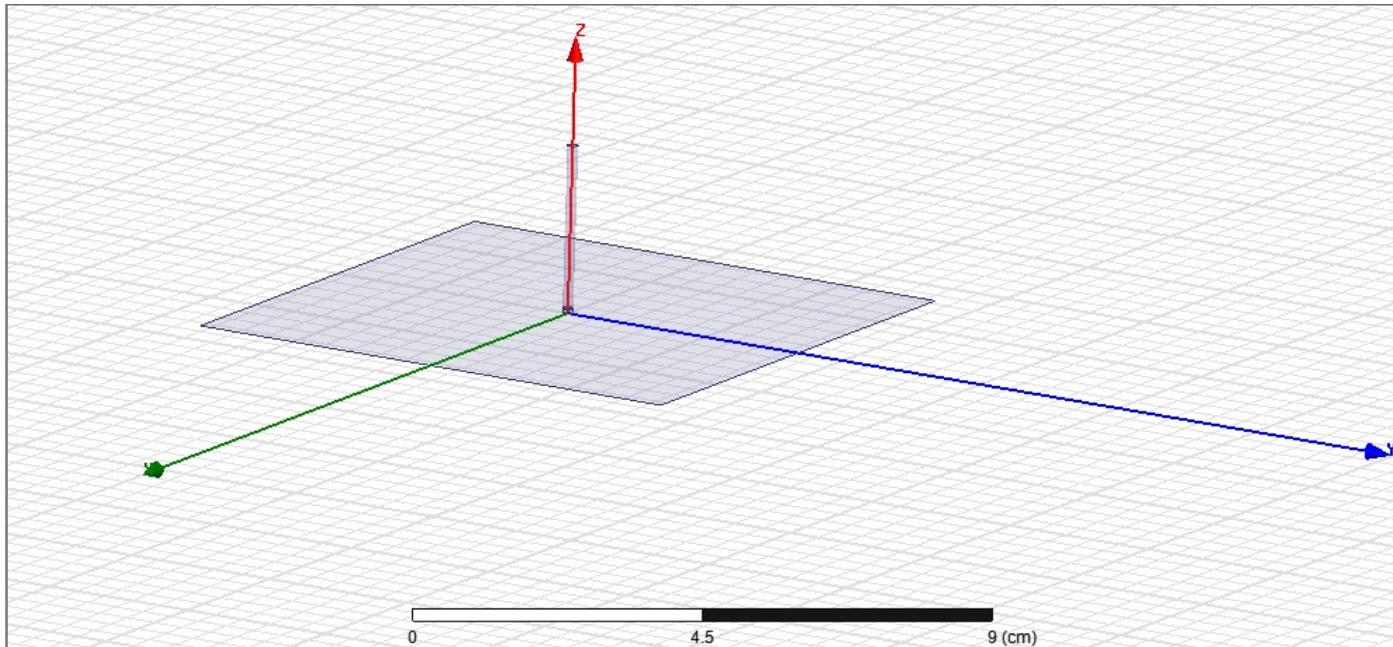


Figura 3.19: Monopolo diseño en HFSS

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

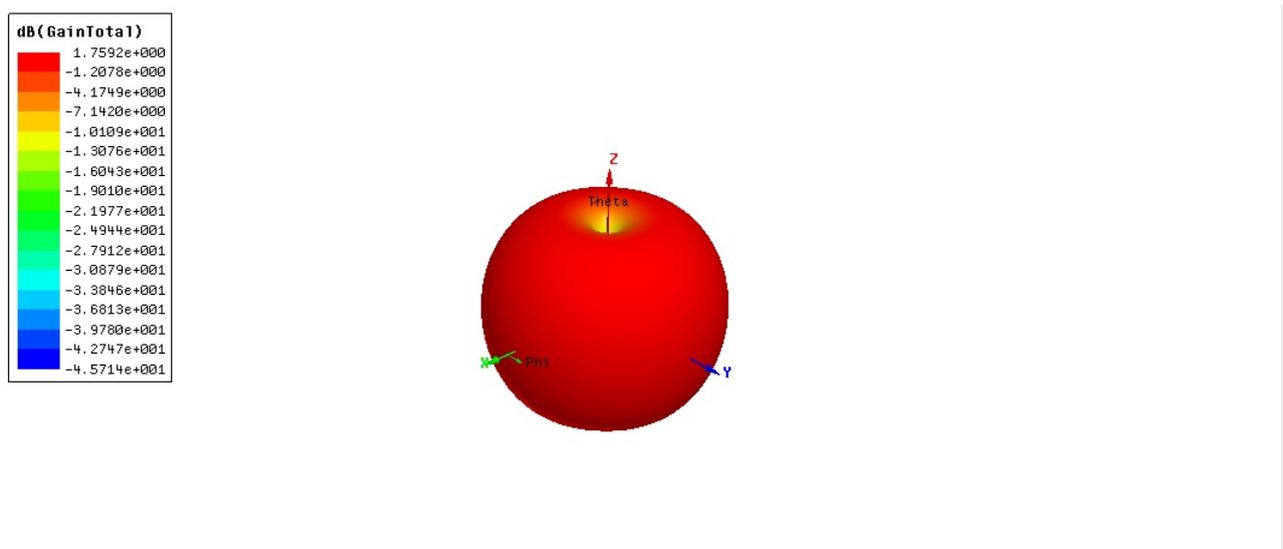


Figura 3.20: Ganancia en diagrama polar 3D

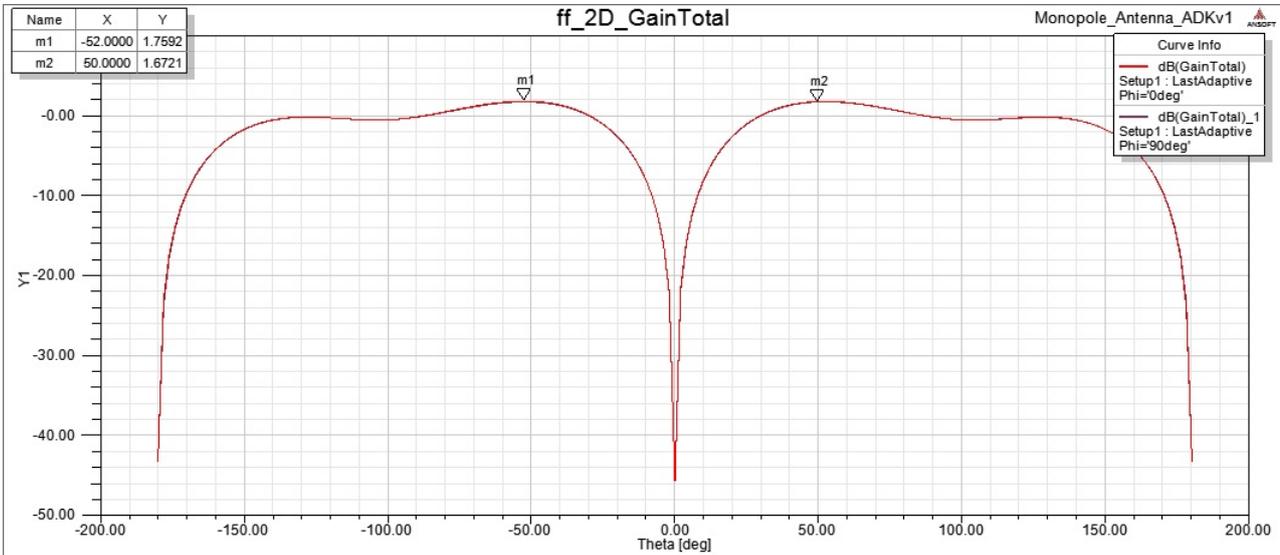


Figura 3.21: Ganancia en diagrama rectangular

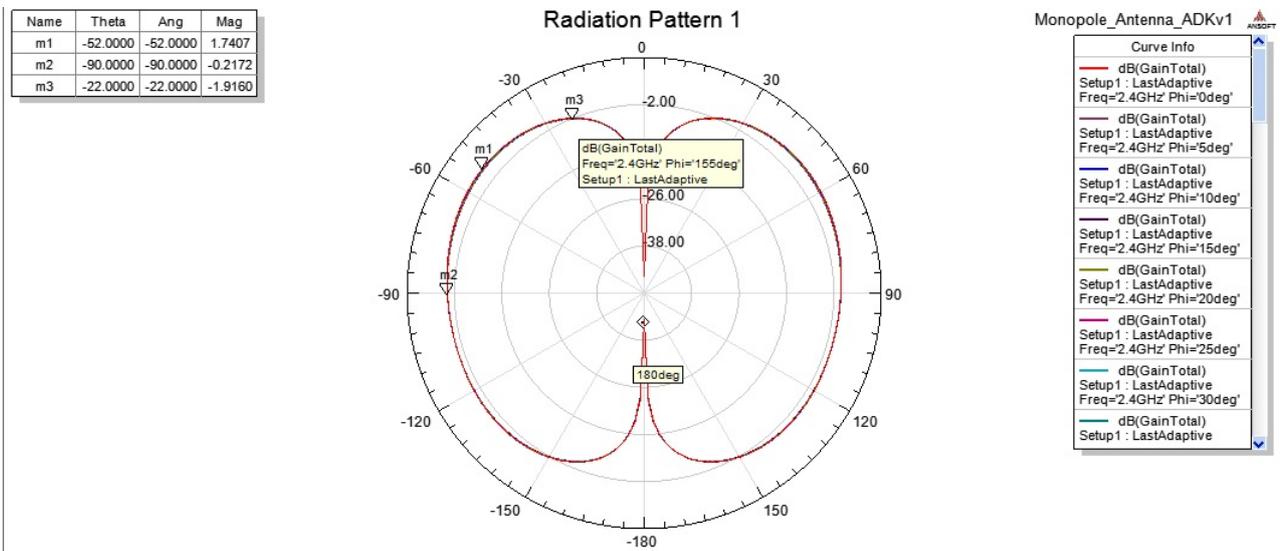


Figura 3.22: Ganancia en diagrama polar 2D

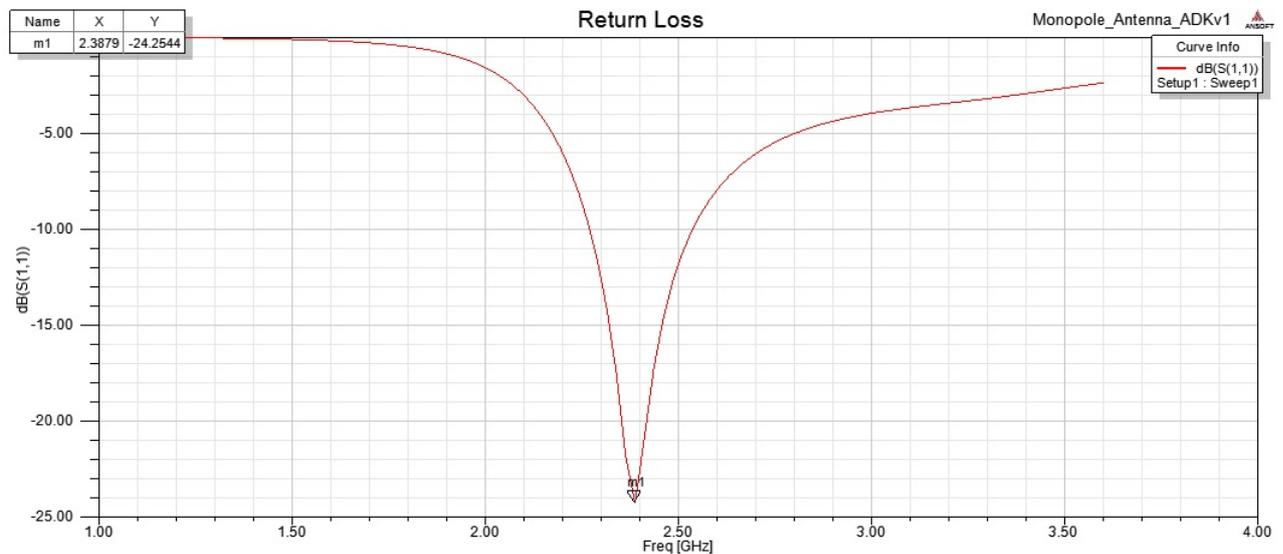


Figura 3.23: Diagrama de pérdida de retorno, S_{11}

De los gráficos obtenidos se pueden obtener los siguientes valores.

Resultados:

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

Luego se procedió a realizar la simulación de la antena completa con medidas utilizadas 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 procedió 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 la 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: $0,084[cm]$

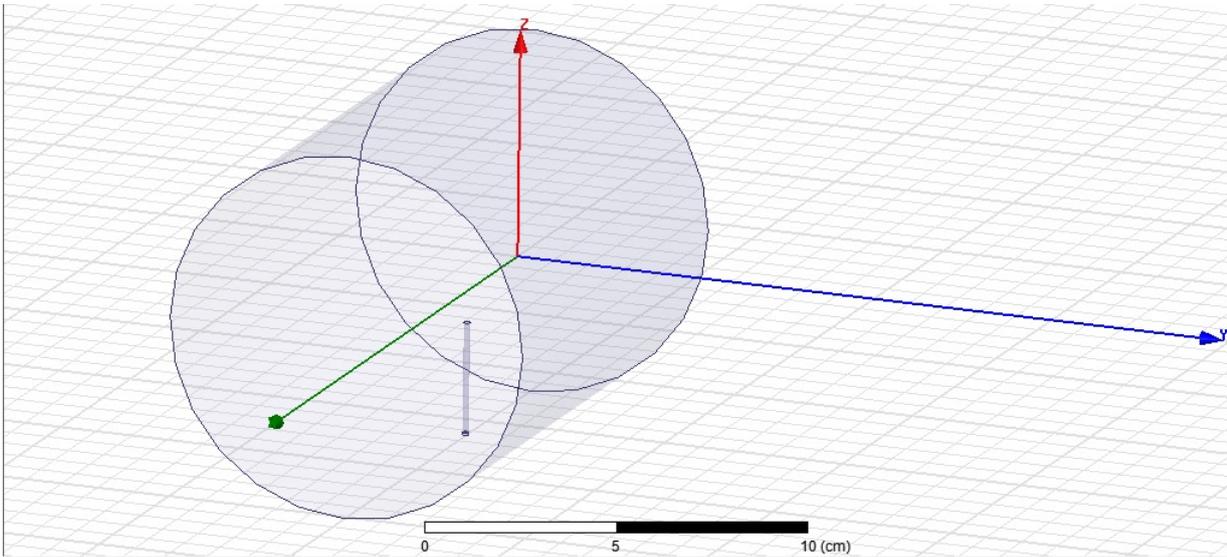


Figura 3.24: Antena del radar

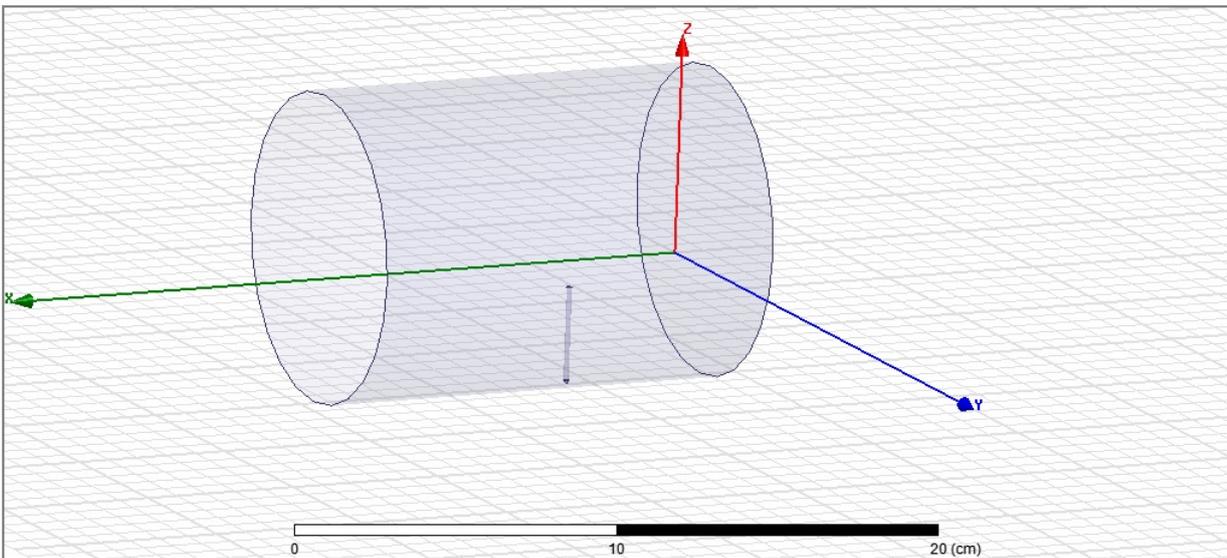


Figura 3.25: Antena del radar



Los resultados obtenidos por el software se pueden observar en las figura 3.26, 3.27, 3.28 y 3.29.

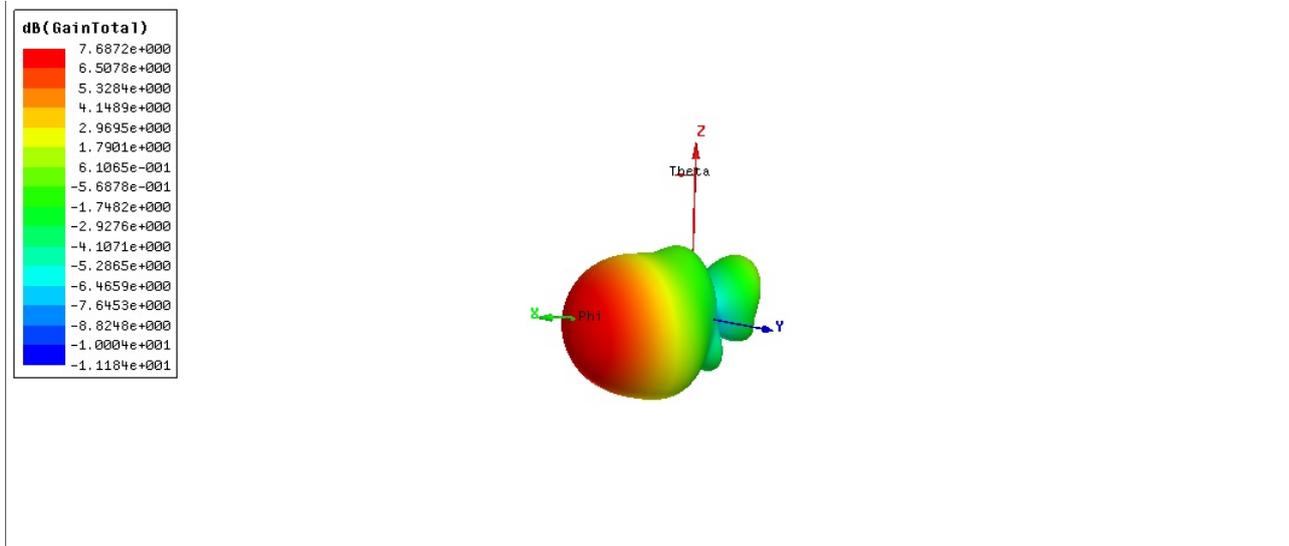


Figura 3.26: Ganancia en diagrama polar 3D

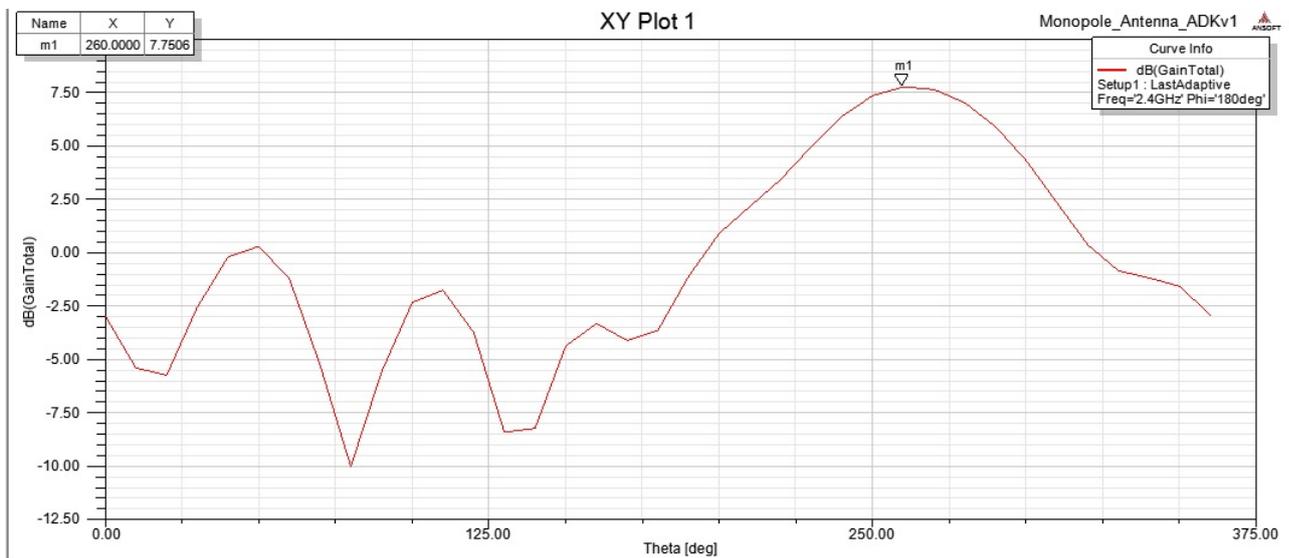


Figura 3.27: Ganancia en diagrama rectangular

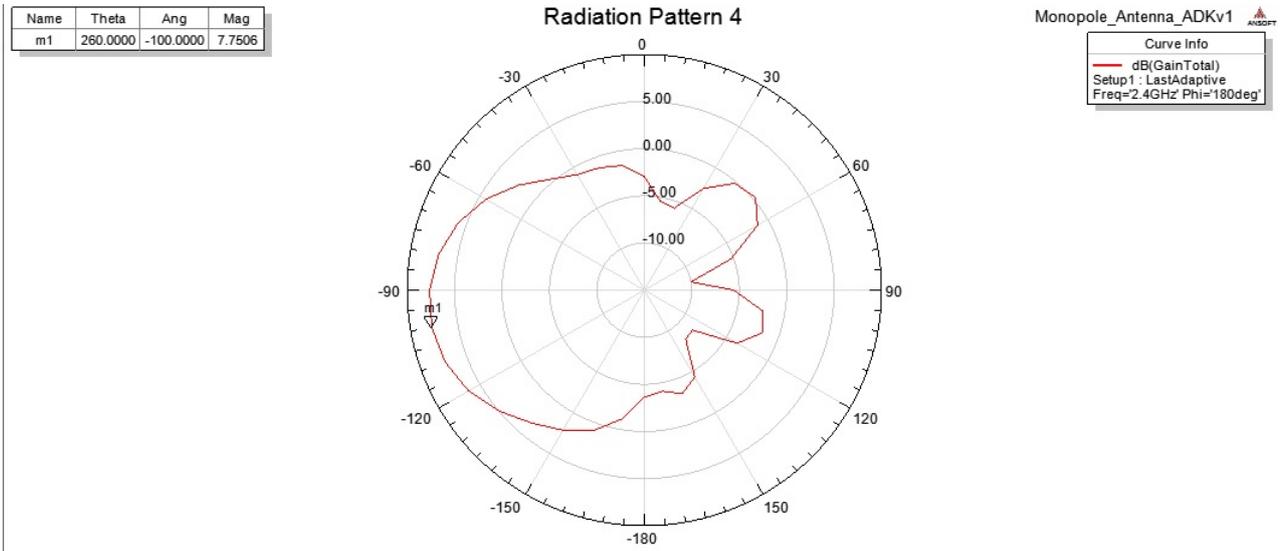


Figura 3.28: Ganancia en diagrama polar 2D

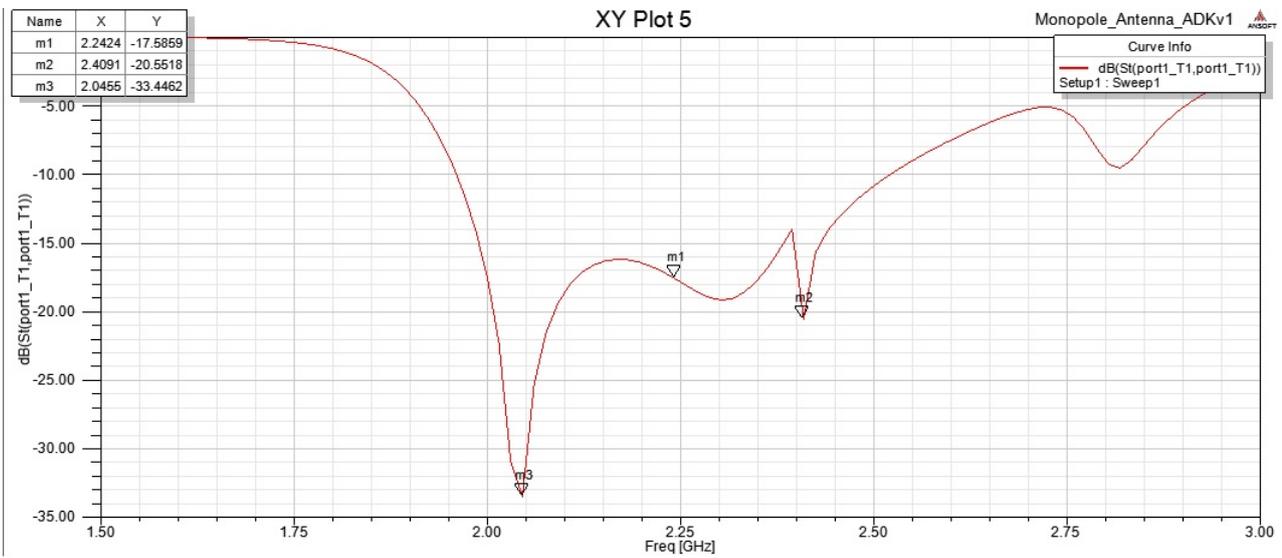


Figura 3.29: Diagrama de perdida de retorno, S_{11}

Resultados:

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

Se puede ver que la ganancia dio $7,68[dB]$, valor que se aproxima al obtenido en el calculo realizado. La adaptación dio $-20,55[dB]$ lo cual es un valor aceptable que nos indica que se encuentra bien adaptada la antena del radar.

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

- Primer largo del monopolo: $2,5[cm]$
- Segundo largo del monopolo: $2,6[cm]$
- tercero largo del monopolo: $2,7[cm]$
- cuarto largo del monopolo: $2,9[cm]$
- quinto largo del monopolo: $3[cm]$
- Sexto largo del monopolo: $3,084[cm]$

Del gráfico de la figura 3.30 se pudo obtener el largo de monopolo que nos dio la mejor adaptación.

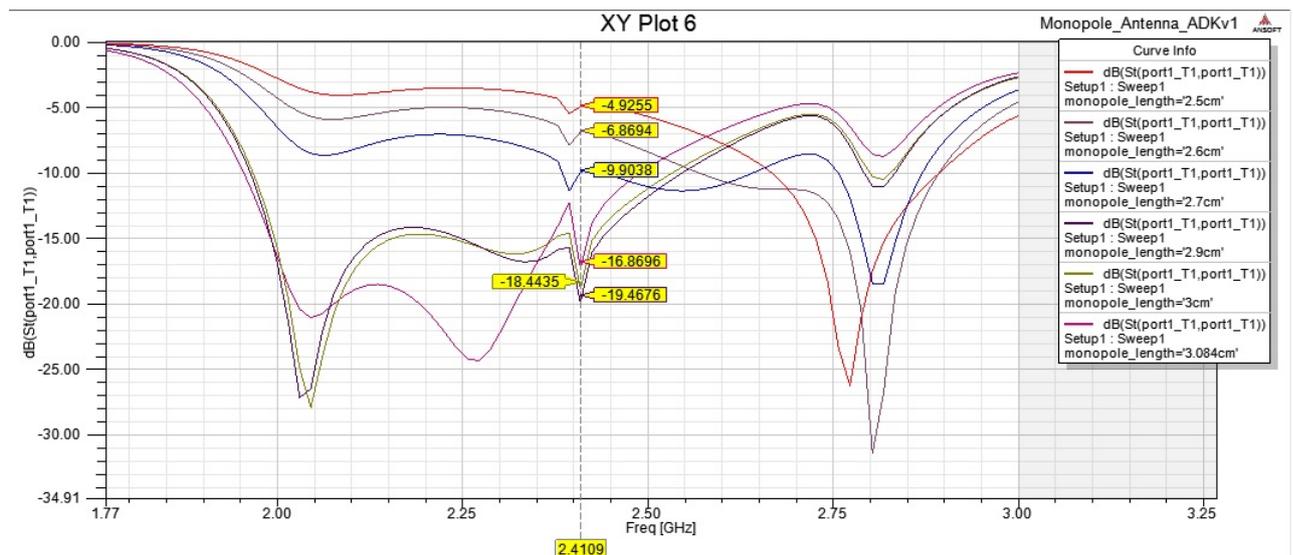


Figura 3.30: Barrido en que se varia el largo del monopolo

Resultados:

- Primer largo del monopolo: $2,5[cm]$, la atenuacion es : $-4,92[dB]$
- Segundo largo del monopolo: $2,6[cm]$ la atenuacion es : $-6,86[dB]$
- tercero largo del monopolo: $2,7[cm]$ la atenuacion es : $-9,90[dB]$
- cuarto largo del monopolo: $2,9[cm]$ la atenuacion es : $-19,46[dB]$
- quinto largo del monopolo: $3[cm]$ la atenuacion es : $-18,4[dB]$
- Sexto largo del monopolo: $3,084[cm]$ la atenuacion es : $-16,86[dB]$

La conclusión a la que se llevo luego de este barrido, es que la mejor adaptación resulta para un largo de monopolo que este entre $2,9[cm]$ y $3[cm]$. Después se realizo 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 pudieron conseguir.

- 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: $0,084[cm]$

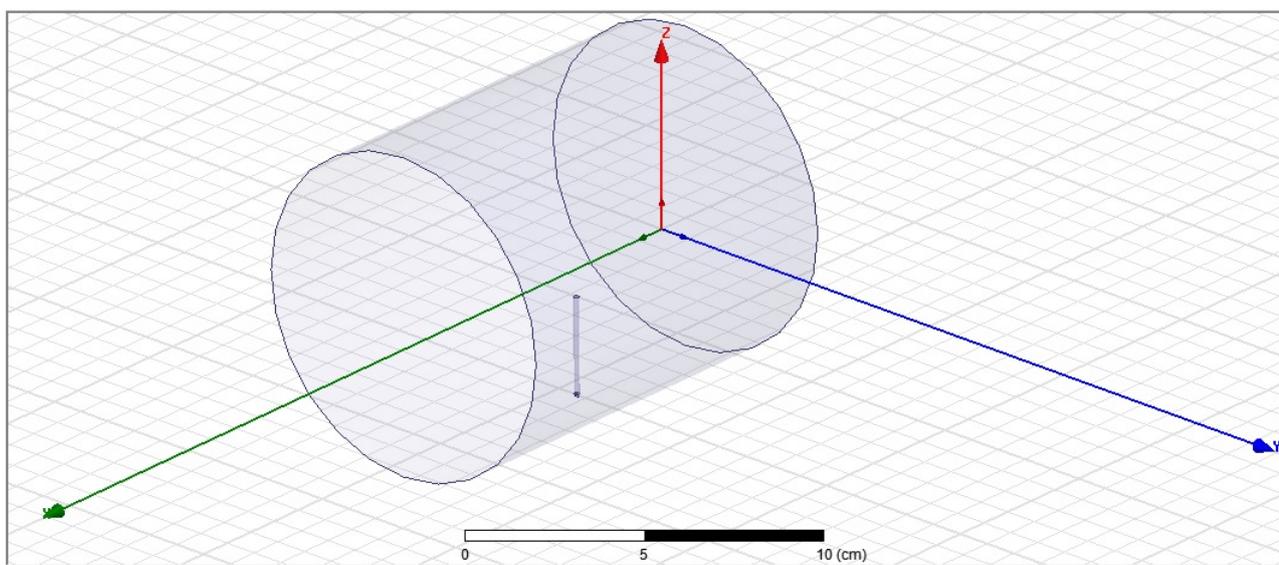


Figura 3.31: Antena del radar

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

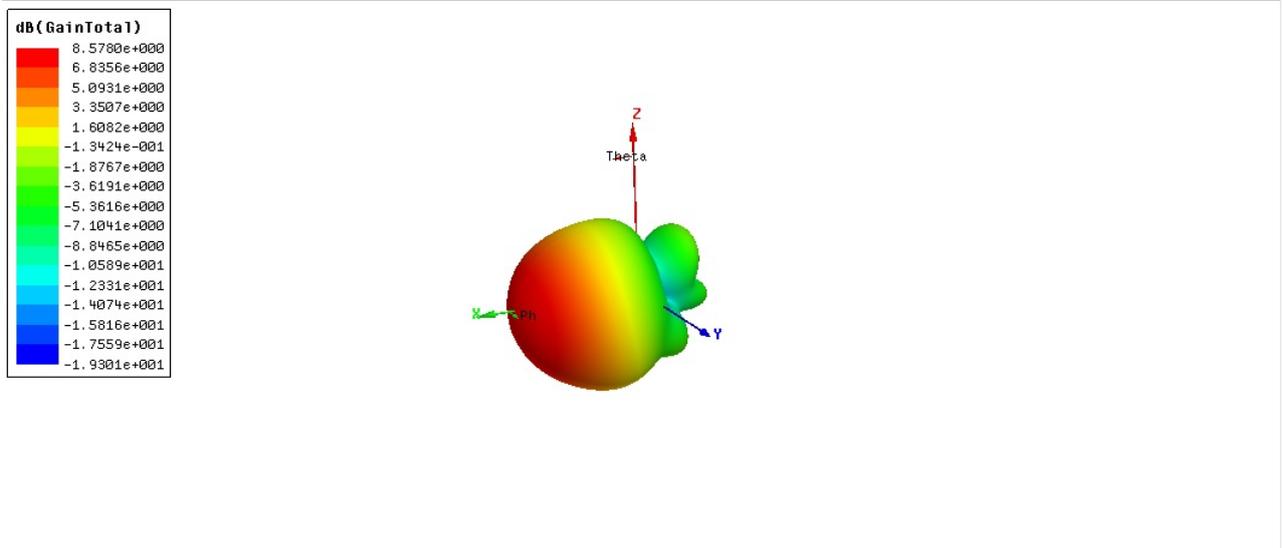


Figura 3.32: Ganancia en diagrama polar 3D

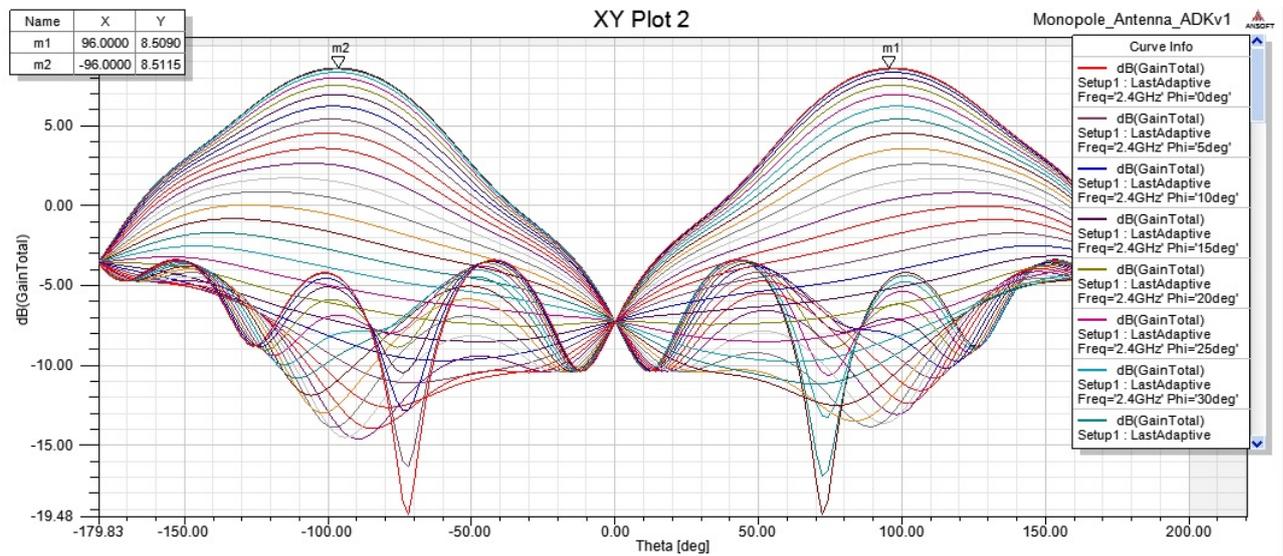


Figura 3.33: Ganancia en diagrama rectangular

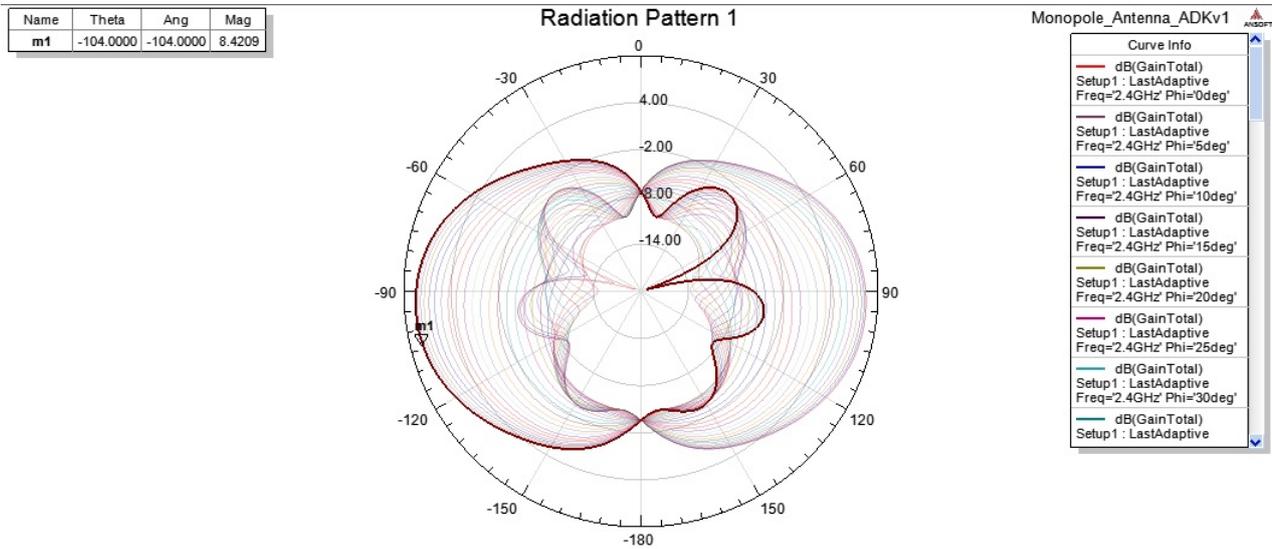


Figura 3.34: Ganancia en diagrama polar 2D

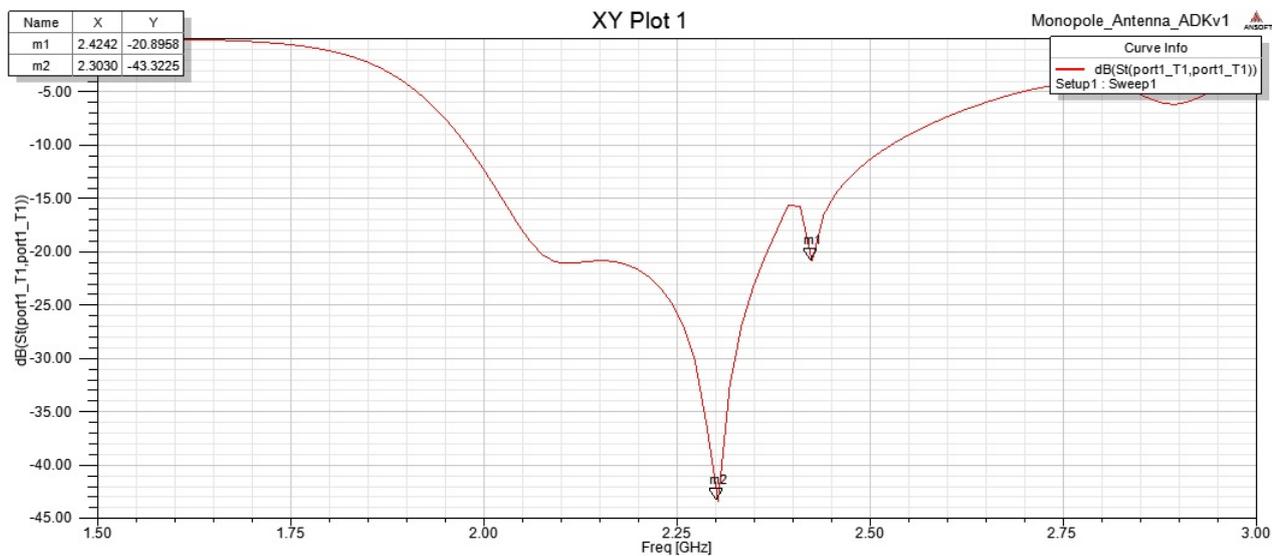


Figura 3.35: Diagrama de perdida de retorno, S_{11}

Resultados:

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

Por ultimo se realizo la simulación de la antena de radar anterior, pero trabajando en $2,5[GHz]$. Esta simulación se realizo debido al 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 .

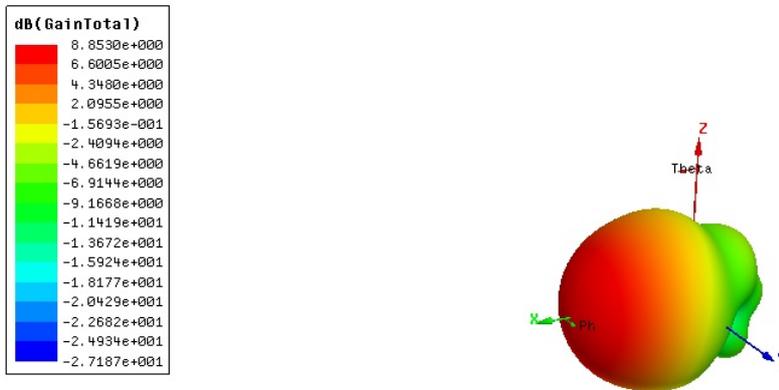


Figura 3.36: Ganancia en diagrama polar 3D

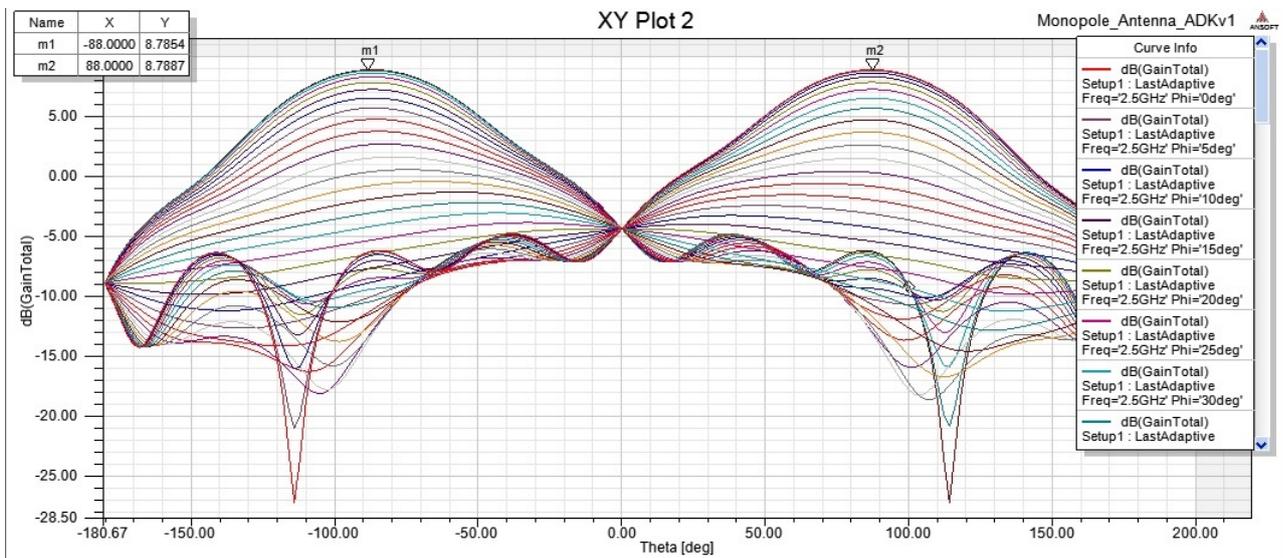


Figura 3.37: Ganancia en diagrama rectangular

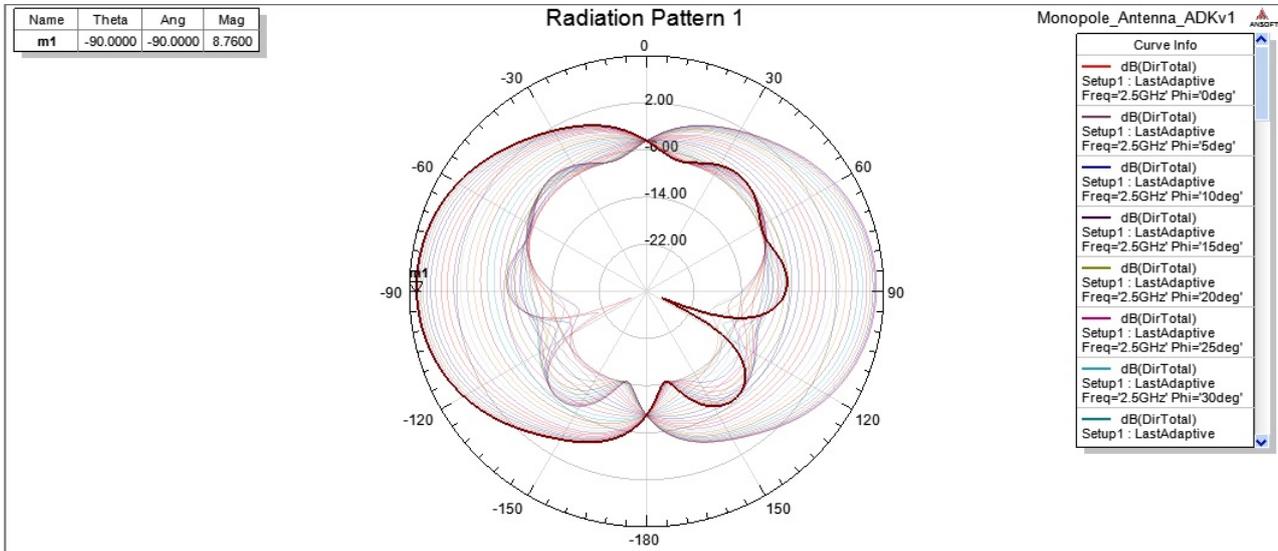


Figura 3.38: Ganancia en diagrama polar 2D

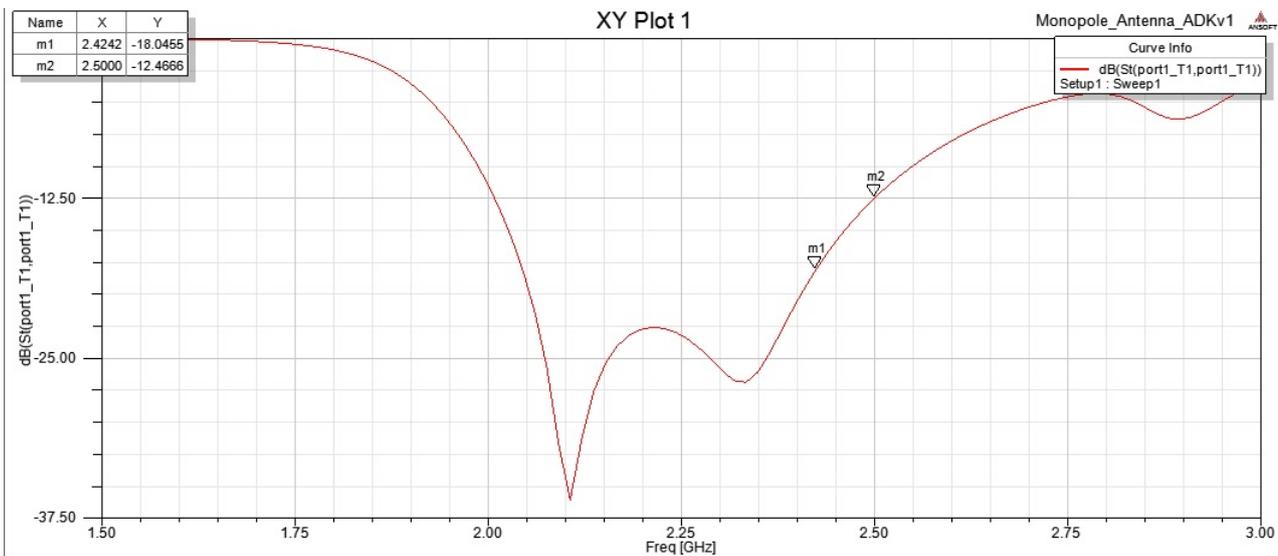


Figura 3.39: Diagrama de perdida de retorno, S_{11}

Se puede concluir que las anteriores simulaciones nos permitieron realizar una aproximación de como fueron construidas las antenas del radar. Luego de su construcción se realizaron distintas correcciones modificando el diseño, que nos permitieron dejar las antenas del radar en optimas condiciones de funcionamiento.



3.1.3.3. Adaptación de Antena de Radar - Network Analyzer

Luego de obtener el diseño teórico, haber realizado las simulaciones y construido las antenas de transmisión y recepción, se adaptó dicho sistema de antenas para lograr la mejor eficiencia de trabajo. La adaptación consiste en la calibración de la impedancia de las antenas monopolo, del coeficiente de onda reflejada, parámetro **S11** y ROE, para la máxima transferencia de energía del sistema. Dicha calibración se realiza modificando 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 pérdidas sean lo más bajas posibles.

Los requerimientos del sistema para lograr un trabajo eficiente son los siguientes:

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

Tabla 3.1: Tabla de requerimientos

Los puntos más importantes del ensayo fueron:

- 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:** $aprox_{ideal}$
 - **S11 onda reflejada:** $< 15[dB]$

En las figuras siguientes se exponen los resultados del ensayo de adaptación realizado. 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 $f_{fin} = 2,6[GHz]$.

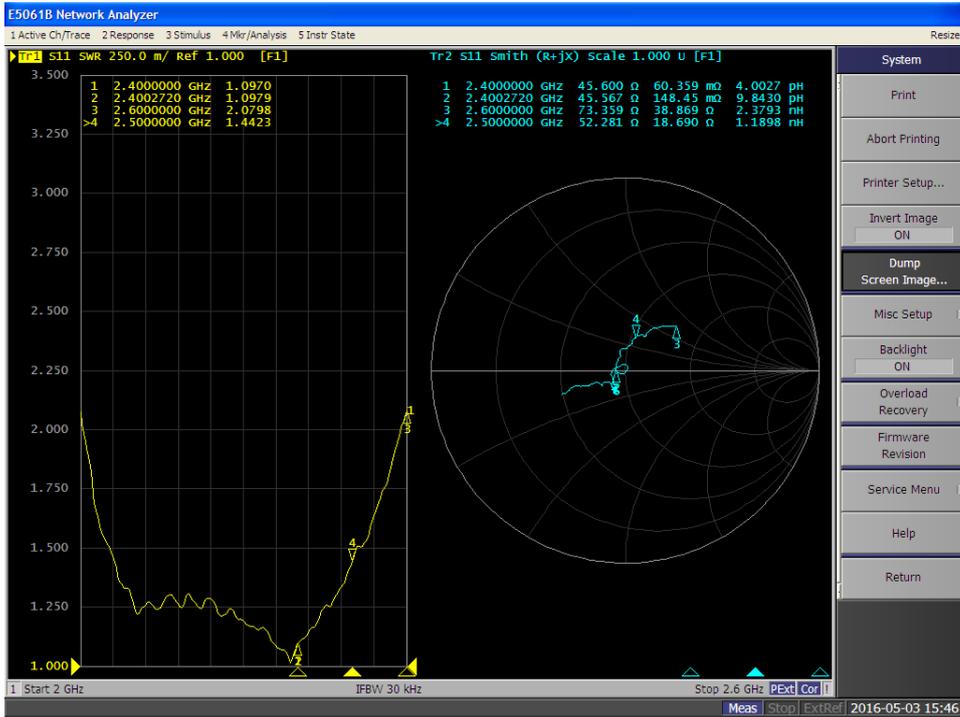


Figura 3.40: Gráfico de ROE e IMPEDANCIA – antena de transmisión

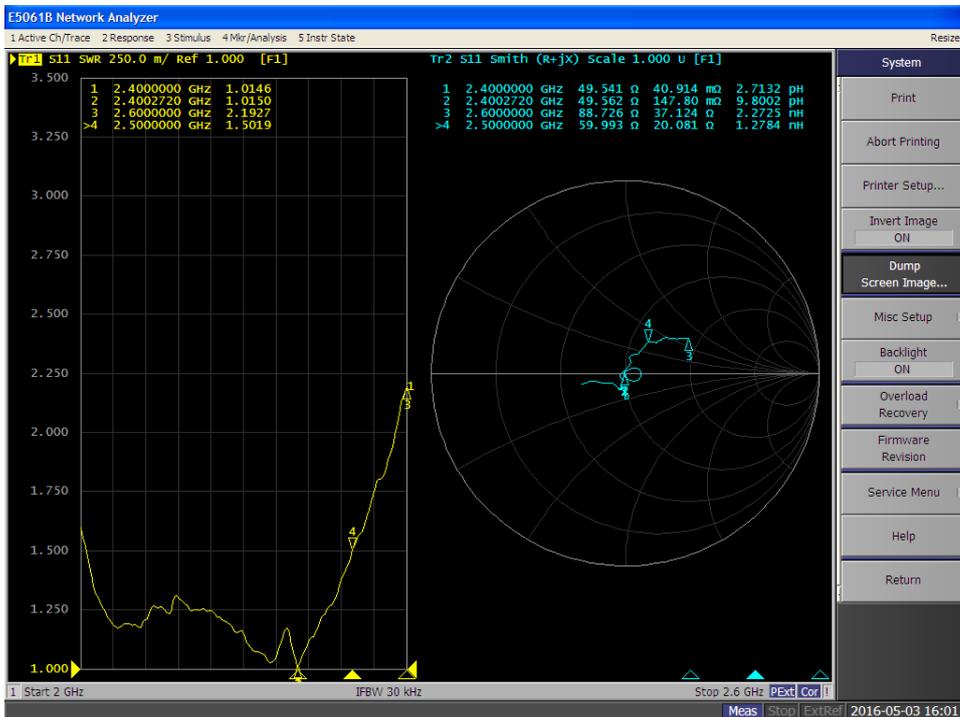


Figura 3.41: Gráfico de ROE e IMPEDANCIA – antena de recepción



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

Tabla 3.2: Tabla resultados – Analizador de Redes

El coeficiente de reflexión medido para las antenas de transmisión y recepción fue menor a $-16[dB]$ figura 3.42.

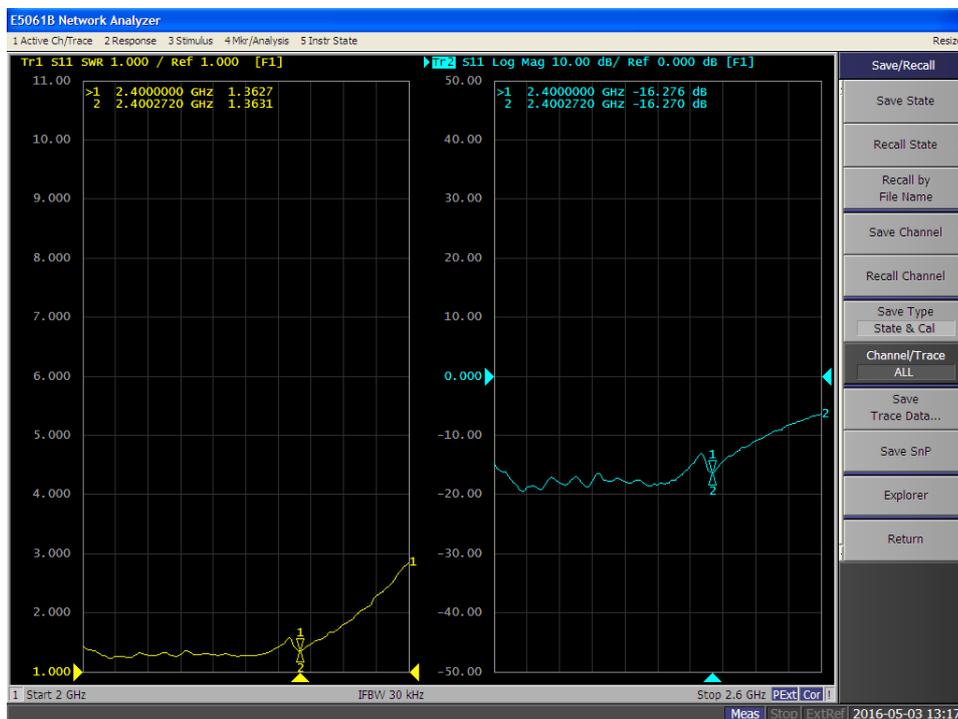


Figura 3.42: Gráfico de ROE- S_{11}

En los ensayos realizados se puede observar que todos los parámetros medidos se encontraron dentro de los requerimientos exigidos para que las antenas del radar se encuentren funcionando de correcta manera.

3.2. Modulador

3.2.1. Circuito de Modulación

La etapa de modulación es la encargada de generar la señal fundamental para poder realizar la transmisión en el sistema radar. Esta señal generada en el modulador ingresara al **VCO**, y del mismo saldrá la señal de RF que luego sera transmitida por el radar.

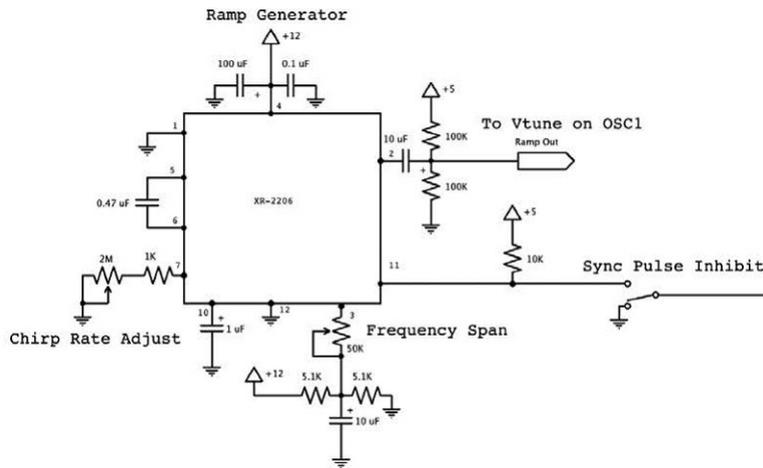


Figura 3.43: Circuito de Modulación

Este circuito esta 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 fue extraída de la hoja de datos del integrado (Ver Anexo A), es tal que nos proporcionara una señal triangular a su salida de acuerdo a las características requeridas.

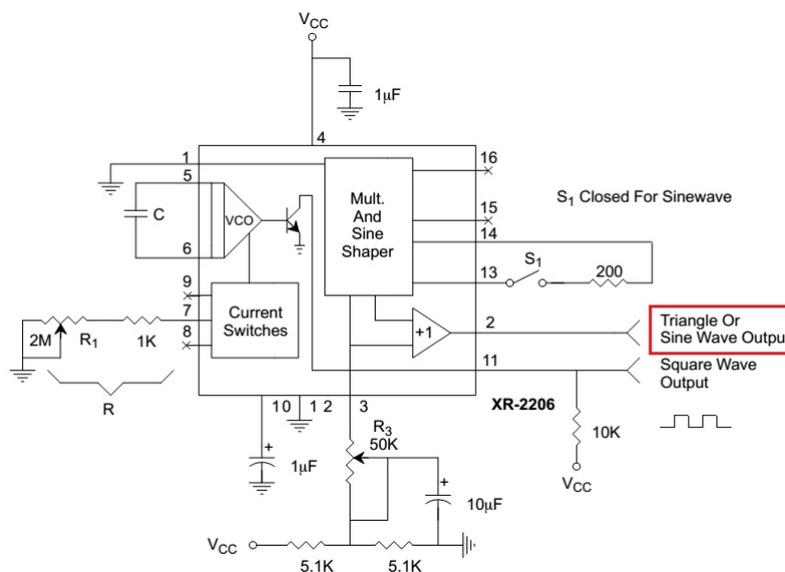


Figura 3.44: Circuito extraído de hoja de datos



Frecuencia de trabajo	$25[KHz]$
Periodo T	$40[ms]$
Tiempo de subida t_{subida}	$20[ms]$
Barrido de tension	$2 - 3,2[VoltDC]$

Tabla 3.3: Características Modulador

En el caso del circuito modulador utilizado para el radar, los **pines 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** saldrá la señal triangular encargada de controlar al oscilador, y por el **pin 11** saldrá el pulso de sincronismo utilizado como referencia en el procesamiento de las señales que nos permitirán 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 _{CC}		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 _{CC} .
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

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

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

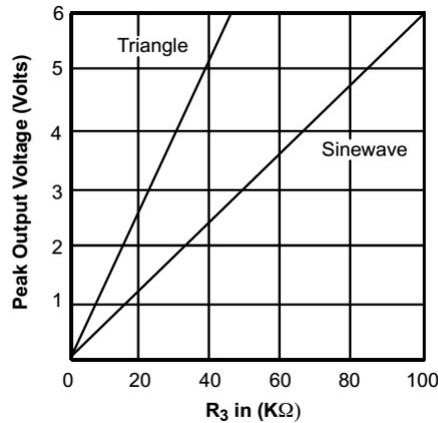


Figura 3.46: Gráfico de Amplitud de salida vs Valor R3

En la figura 3.46 se puede observar que si se coloca en el lugar de **R3** un potencio-metro de $50[k\Omega]$ la amplitud pico de la señal triangular podrá variar de $0[V_{dc}]$ a $6,5[V_{dc}]$ aproximadamente, lo que nos 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 podrá variar el periodo de la señal triangular, permitiendo así colocar este valor tal que se logre el correcto funcionamiento del sistema. En este caso el control sera realizado por un potencio-metro de valor de $2[M\Omega]$ que junto con una resistencia en serie de valor de $1[k\Omega]$ se ajustaran para colocar el periodo de la señal en un valor de $40[ms]$.

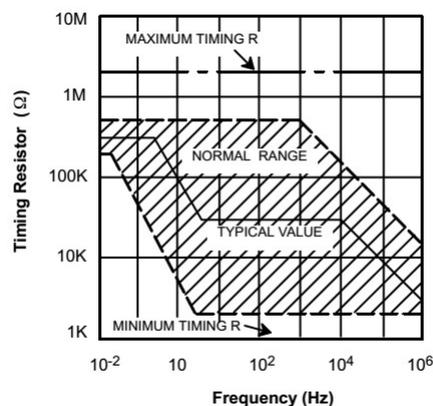


Figura 3.47: Gráfico de R de ajuste vs frecuencia de oscilación

En la figura 3.47 se puede observar que una variación de la resistencia de $1[k\Omega]$ hasta $2[M\Omega]$ nos permitirá 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 necesitamos.

3.2.2. Testeo del Circuito de Modulación

Se realizó una prueba de la etapa de modulación para corroborar que dicho circuito funcionara 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 obtuvieron 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]
- Periodo señal triangular/*Chirp*: 40[ms]
- Voltaje de la señal triangular: 3,12[V]
- Voltaje de la señal de sincronismo/*Sync*: 5,28[V]

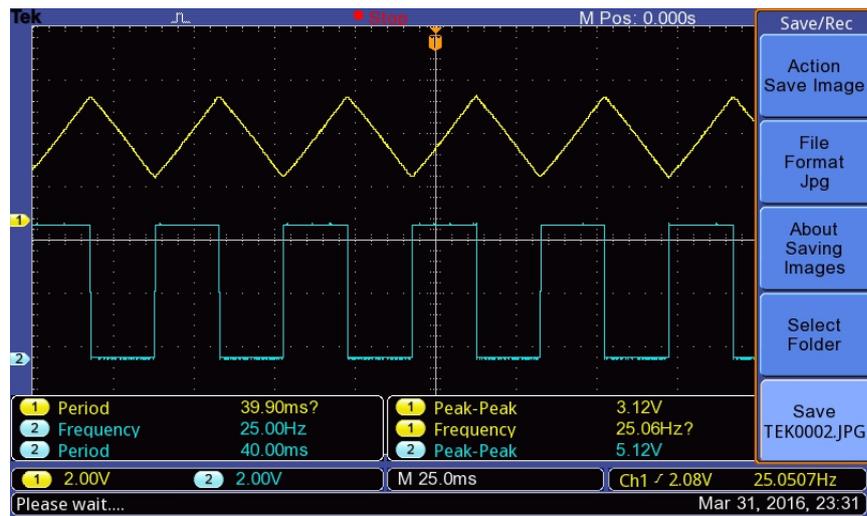


Figura 3.48: Señales de salida del Circuito de Modulación

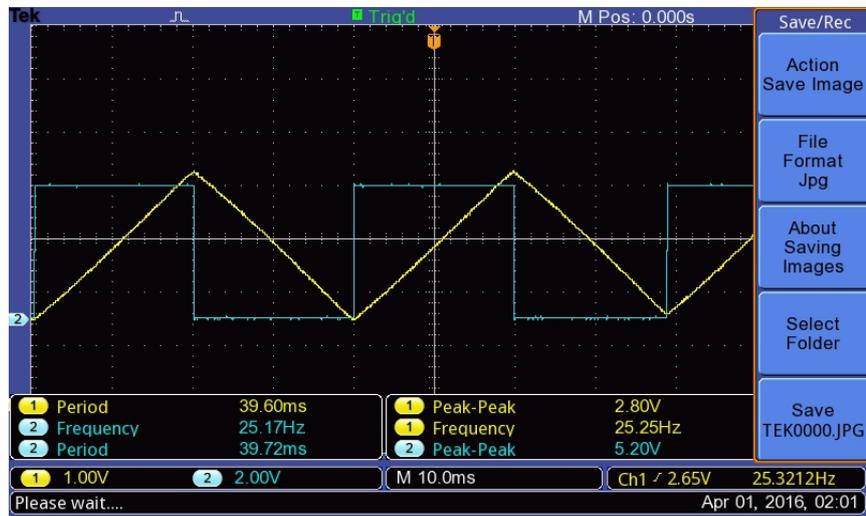


Figura 3.49: Señales de salida del Circuito de Modulación

Se puede observar que las señales obtenidas son las deseadas y se encuentran en sincronismo. Lo primero que se busco es ajustar el periodo de la señal triangular en el requerido, y como se puede ver la señal triangular se encuentra con un periodo de $40[m.s]$. El periodo se ha colocado en este valor porque se quiere logra un tiempo de subida de $20[m.s]$. Luego de esto se procedió 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 pueden visualizar las propiedades de la señal.

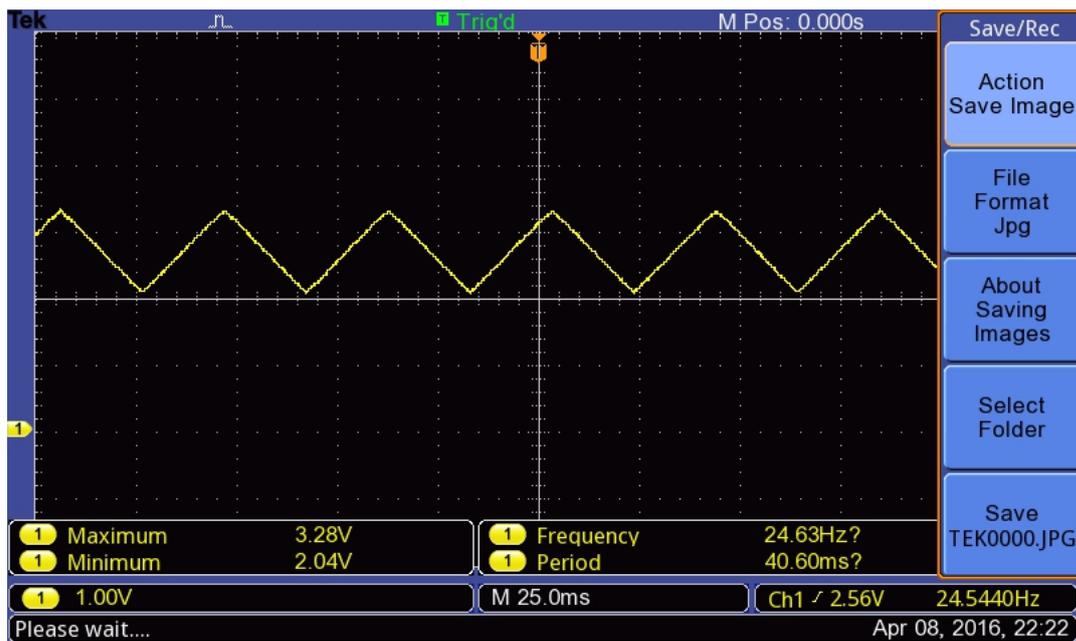


Figura 3.50: Señales finales de salida



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

3.2.3. Diseño del Circuito Impreso

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

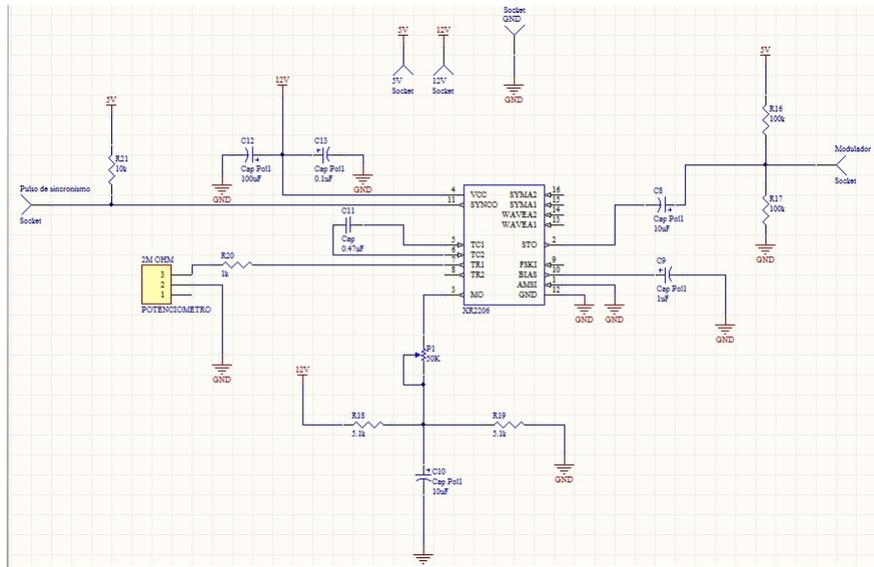


Figura 3.51: Circuito esquemático – Modulador

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

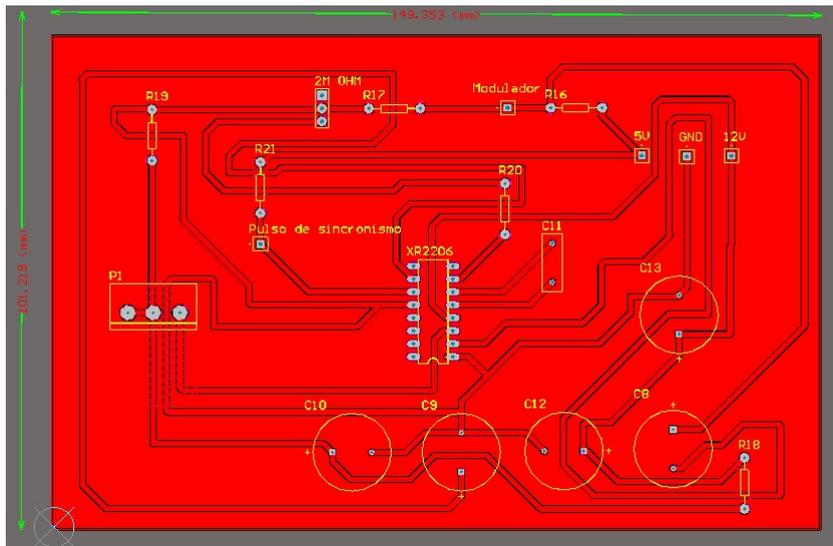


Figura 3.52: Esquemático 2D Altium – Modulador



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

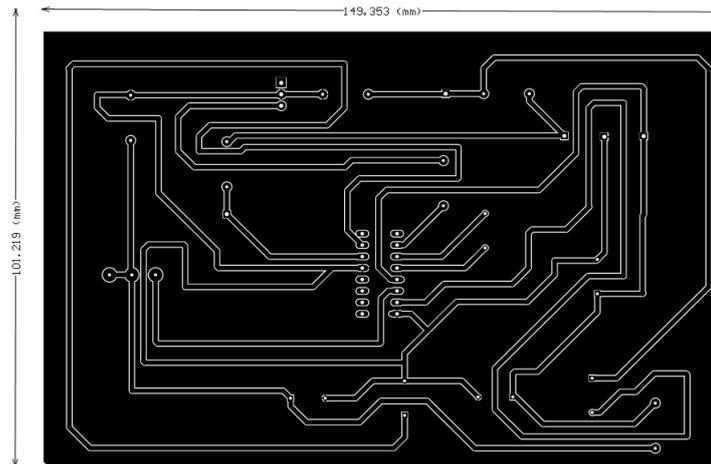


Figura 3.53: Diseo de pistas PCB

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

3.3. Video Amplificador

3.3.1. 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^{to}, con una frecuencia de corte $f_{corte} = 15[kHz]$.

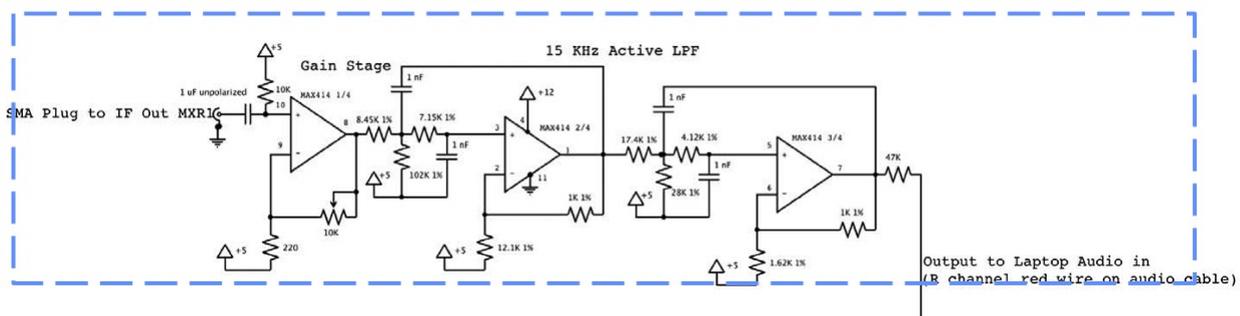


Figura 3.55: Etapa vídeo amplificador

Este circuito corresponde al amplificador de vídeo que esta 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^{to} orden.

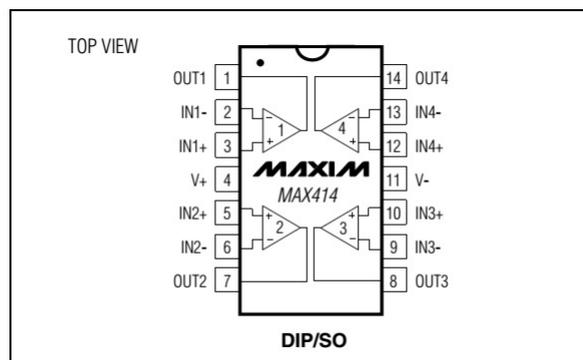


Figura 3.56: Configuración de pines – MAX414

Se utilizara 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*.

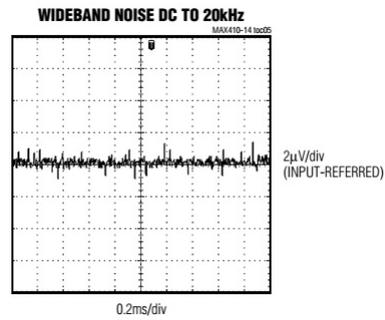


Figura 3.57: Ruido de banda ancha – **MAX 414**

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

3.3.2. Simulación Amplificador - LT Spice

Utilizando el software *LT Spice* se procedió a simular la etapa de vídeo amplificador, lo cual nos da una idea de como sera el comportamiento del circuito cuando sea implementado. La respuesta en frecuencia del amplificador de vídeo tiene tener una frecuencia de corte f_{corte} en $15[KHz]$ por el filtro de cuarto orden. Primero se construyo el circuito esquemático de la etapa vídeo amplificador.

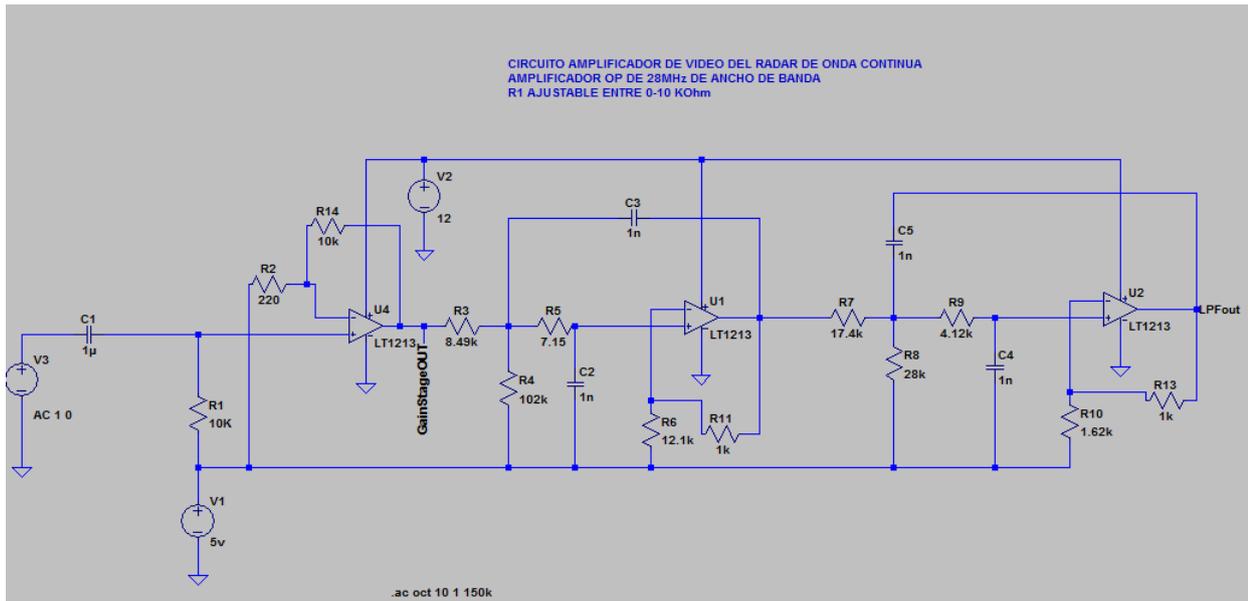


Figura 3.58: Circuito esquemático de etapa de amplificación

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

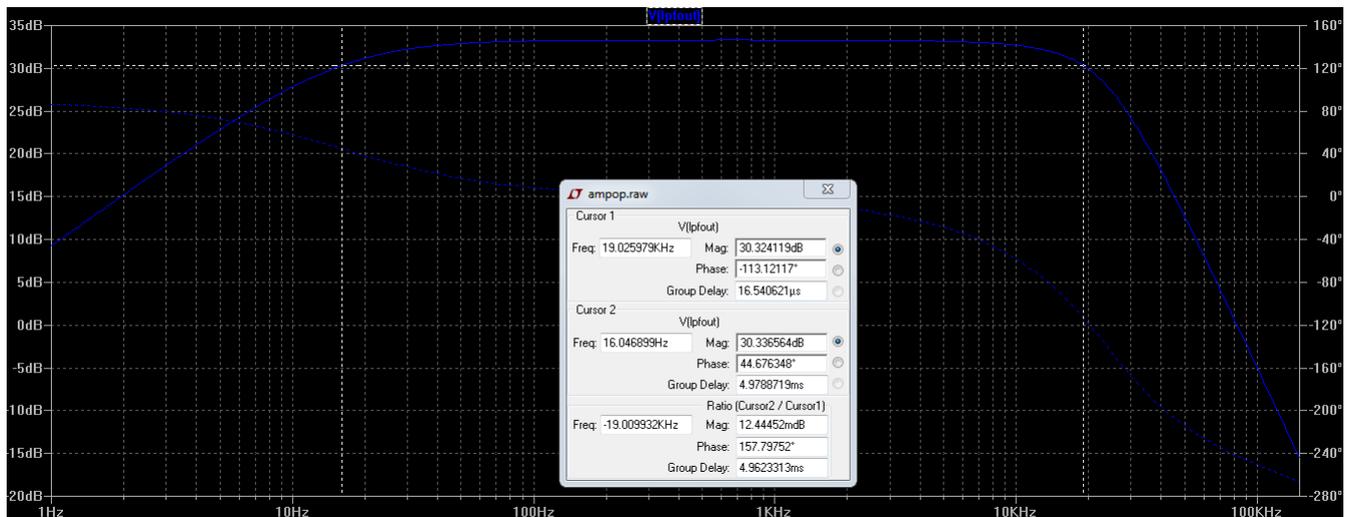


Figura 3.59: Gráfico de respuesta del vídeo amplificador



En la figura 3.59 se puede observar 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.

3.3.3. Testeo del circuito Vídeo Amplificador

Una vez realizada la simulación, se realizaron pruebas a la placa del vídeo amplificador. Estas pruebas se realizaron para ver el funcionamiento de las dos etapas del vídeo amplificador:

1. Etapa de Ganancia
2. Filtro pasa bajos

TEST ETAPA DE GANANCIA

Se introdujo un 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 regulaba 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 ajustamos la amplitud de la señal en banda base que entra a la PC. Calibramos para tener una entrada de audio con los niveles de tension dentro del rango de funcionamiento de la *notebook*.

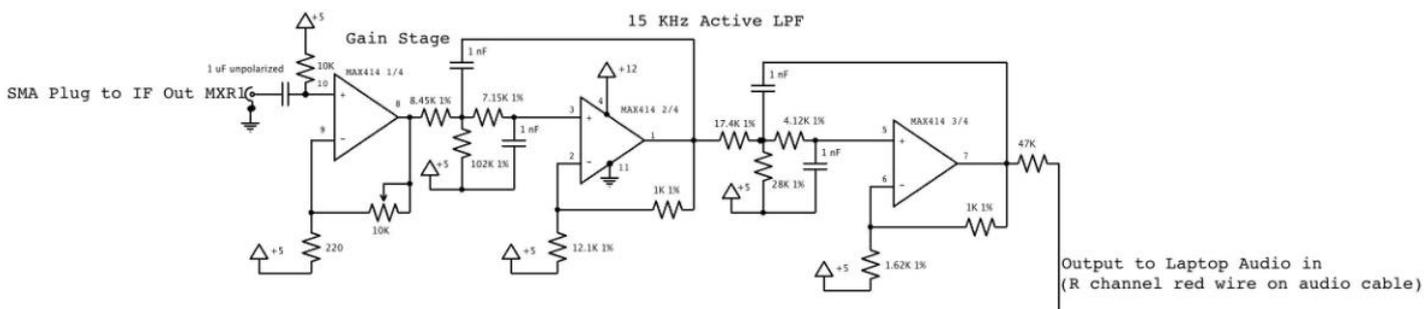


Figura 3.60: Esquemático Vídeo Amplificador: Etapa de ganancia + LPF

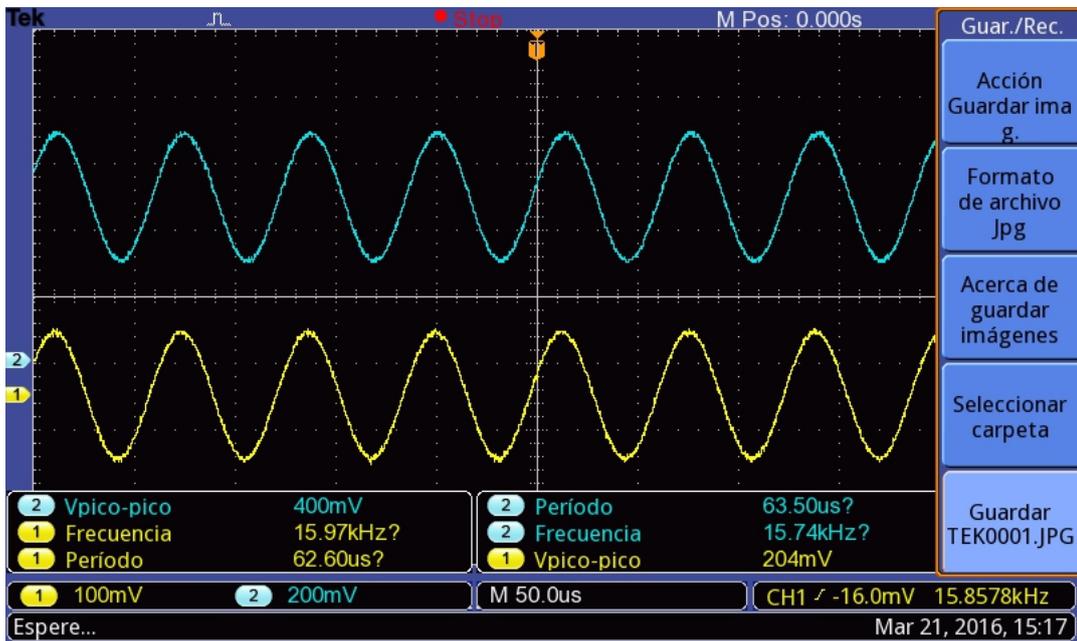


Figura 3.61: Salida para una ganancia X2

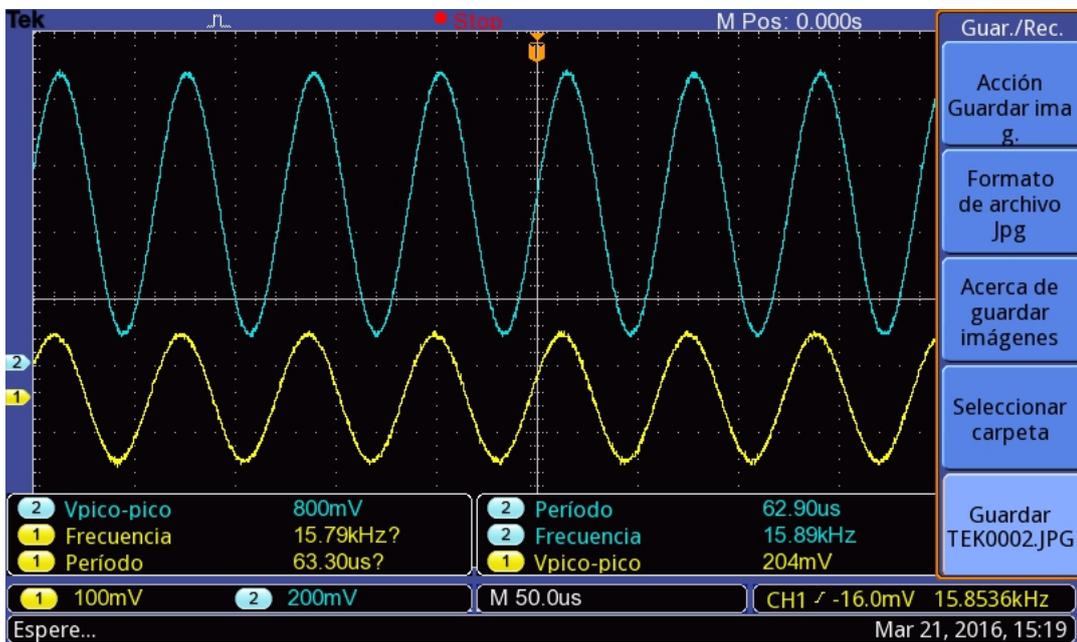


Figura 3.62: Salida para una ganancia x4



TEST FILTRO PASA BAJOS

El procedimiento se realizo de la siguiente manera. Se introdujo al circuito del vídeo amplificador una señal de entrada de amplitud $180[mV]$, ajustamos la ganancia máxima con $R3$, test etapa de ganancia, aproximadamente ganancia máxima a $1[KOhm]$. Luego realizamos 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 puede visualizar por un lado la señal de entrada V_{in} en color amarillo y por otro lado la señal de salida V_{out} en azul.

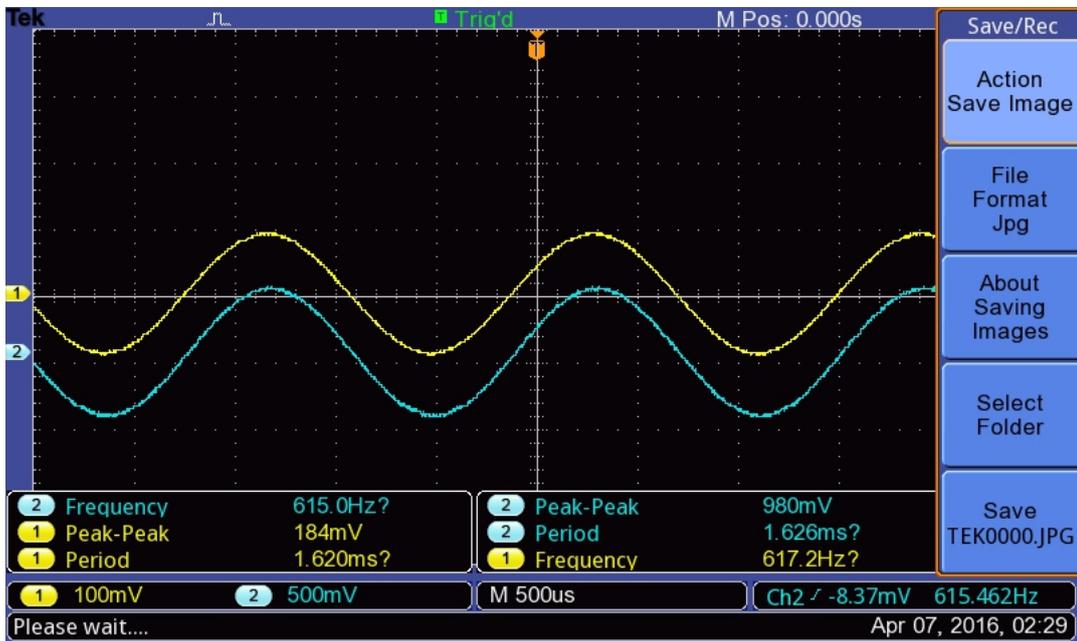


Figura 3.63: Respuesta en frecuencia 600[Hz] – LPF

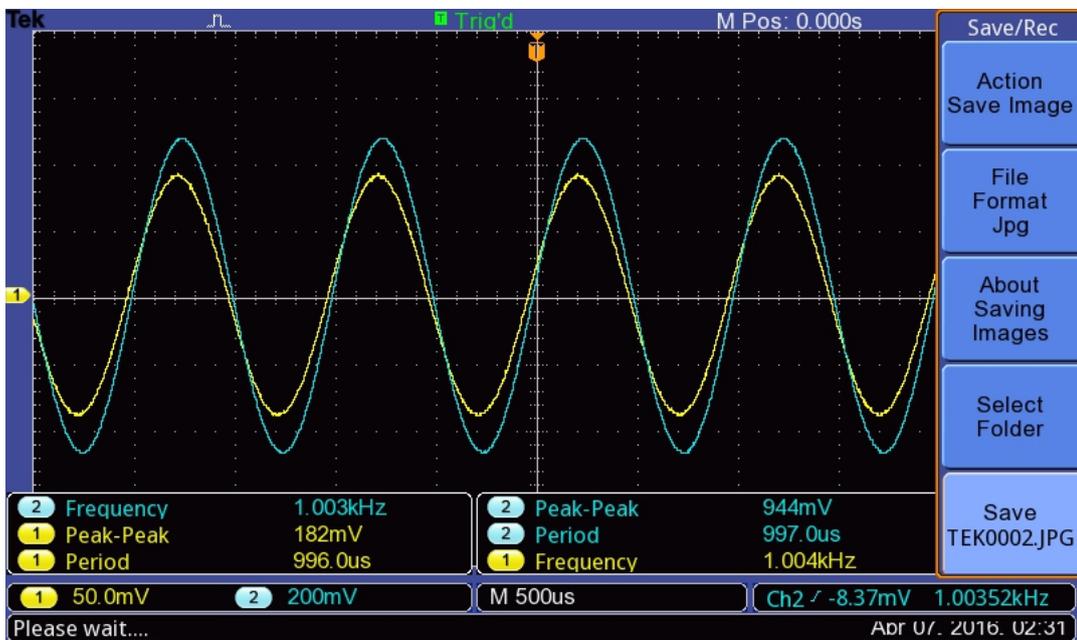


Figura 3.64: Respuesta en frecuencia 1[KHz] – LPF

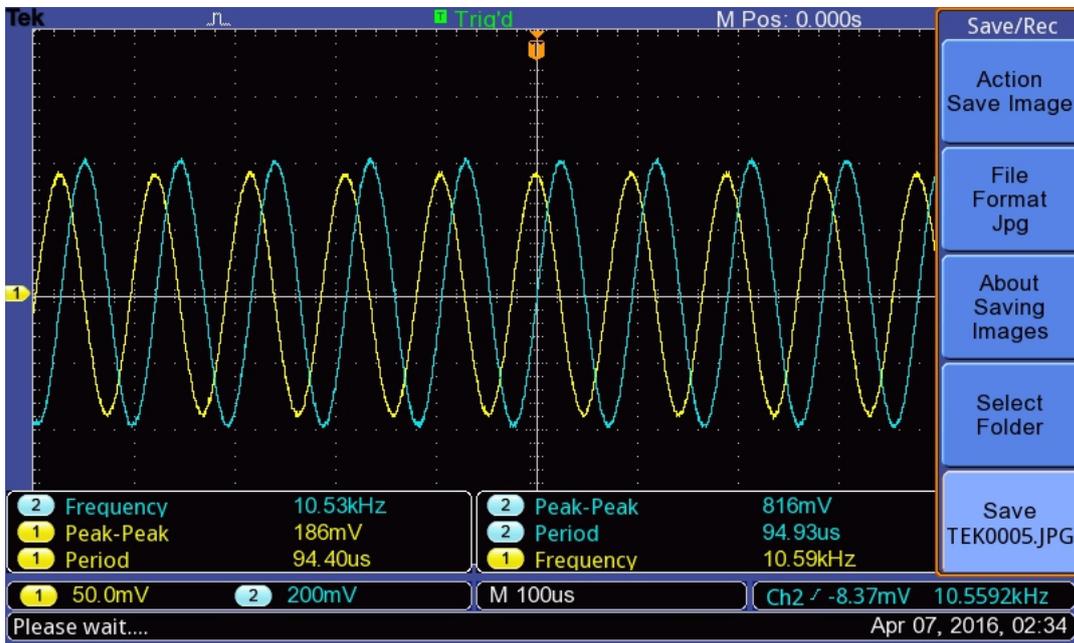


Figura 3.65: Respuesta en frecuencia 10[KHz] – LPF

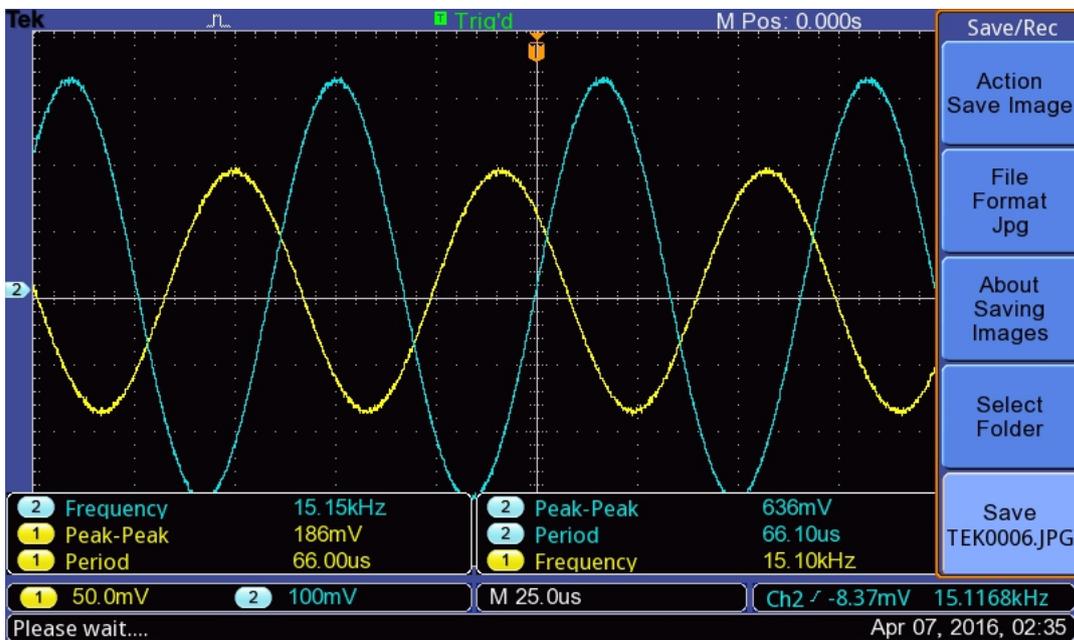


Figura 3.66: Respuesta en frecuencia 15[KHz] – LPF

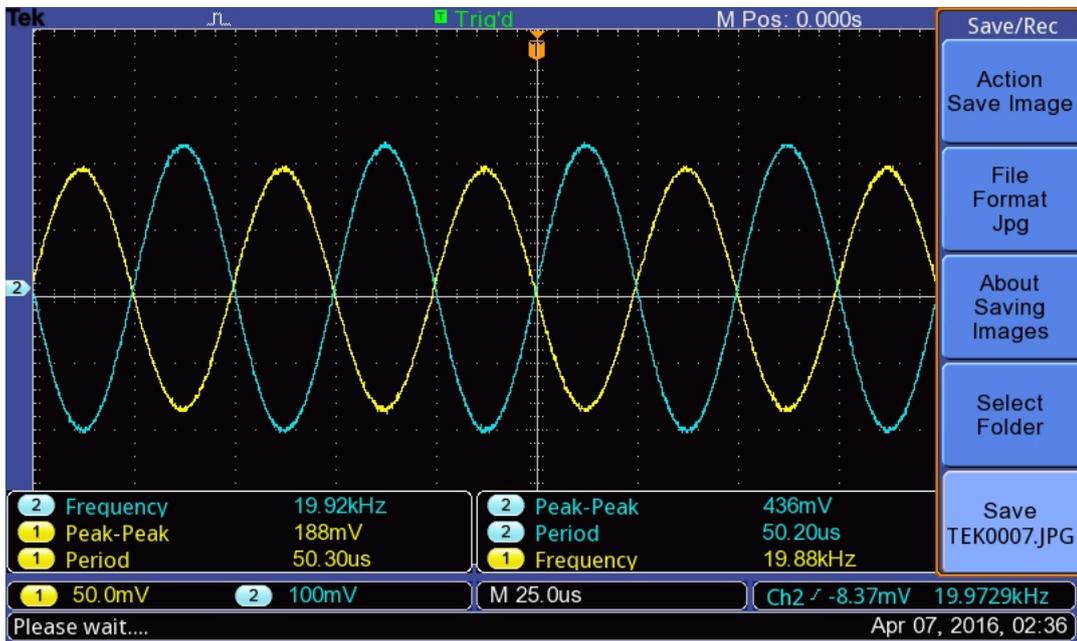


Figura 3.67: Respuesta en frecuencia 20[KHz] – LPF

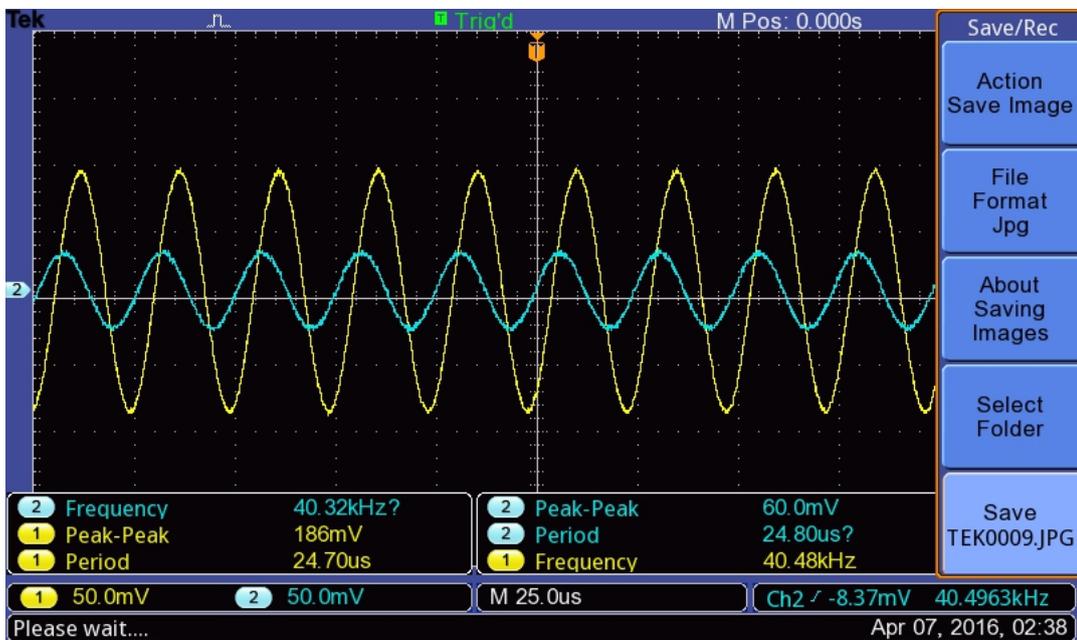


Figura 3.68: Respuesta en frecuencia 40[KHz] – LPF



En las anteriores figuras 3.63, 3.64, 3.65, 3.66, 3.67 y 3.68, se pudo observar 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 puede observar un desplazamiento de fase a medida que aumenta la frecuencia de la señal de entrada, esta característica es intrínseca de los filtros.

3.3.4. Diseño del Circuito Impreso

Como en el caso del modulador el diseño del circuito impreso se llevo a cabo con el *software Altium*. Primero se realizo el circuito esquemático del circuito amplificador de vídeo.

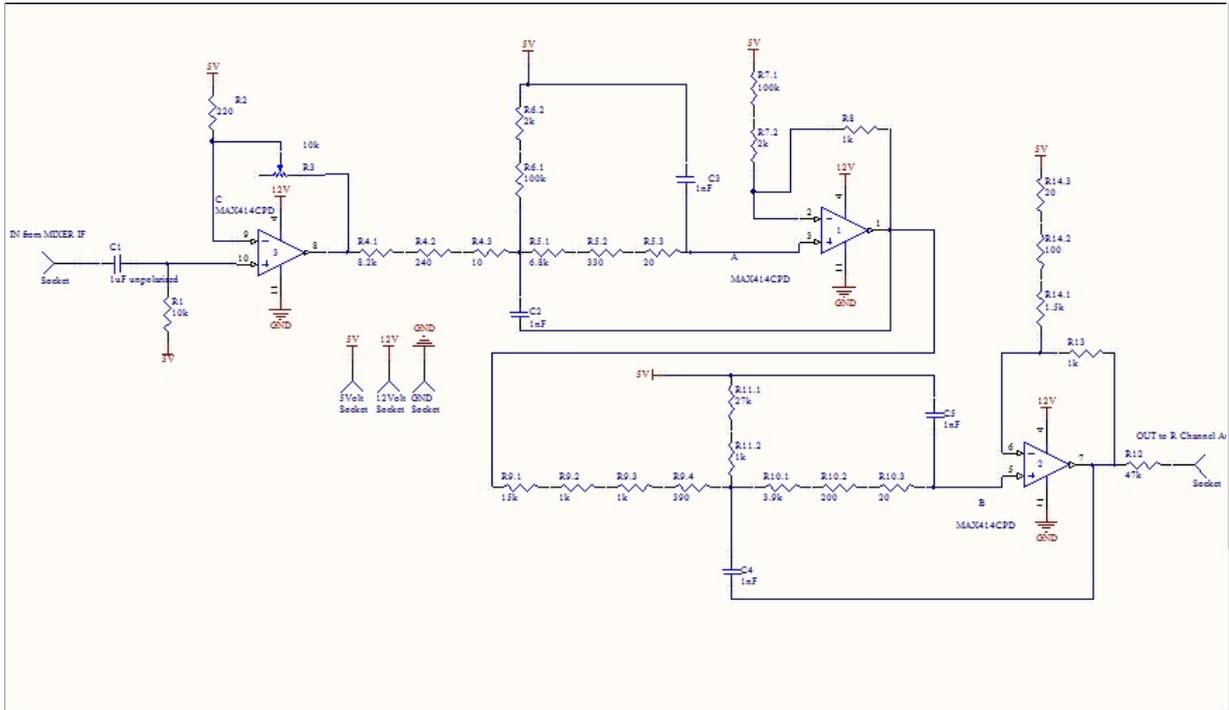


Figura 3.69: Circuito esquemático amplificador

Una vez terminado el circuito esquemático se procedió a ubicar los componentes que forman la placa y a hacer el diseño de las pistas. En este caso se utilizo la opción *Bottom Layer* para el trazado de las pistas.

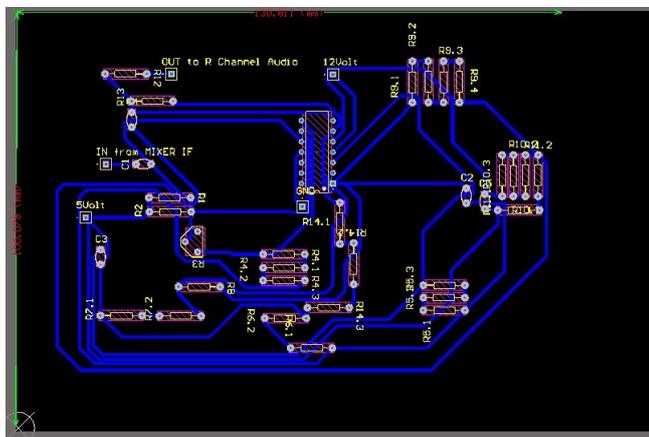


Figura 3.70: Diseño de las pistas



Por ultimo se ejecuto el programa para que corroborara que no se estaban violando las reglas de diseño. Una vez que el programa comprobó que el diseño era correcto, creo un documento en formato PDF que contenía el circuito impreso y lista de materiales.

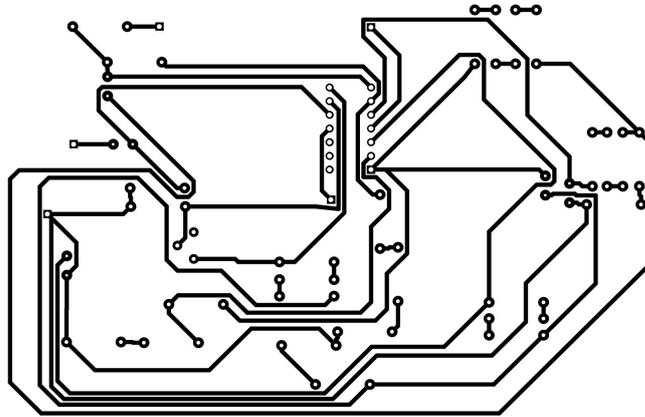


Figura 3.71: Diseño de las pistas

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

3.4. 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.

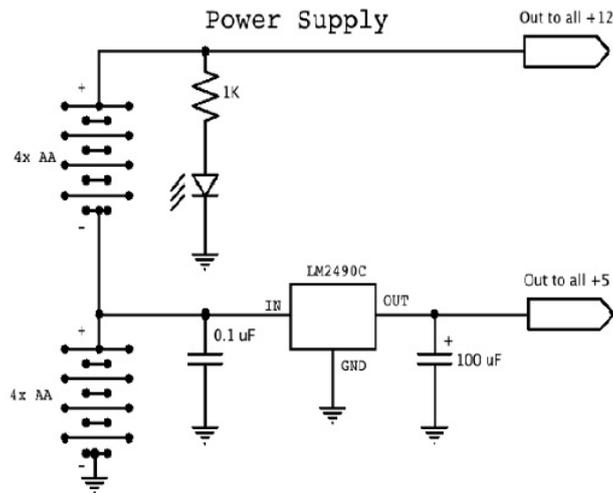


Figura 3.73: Esquemático circuito de alimentación

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

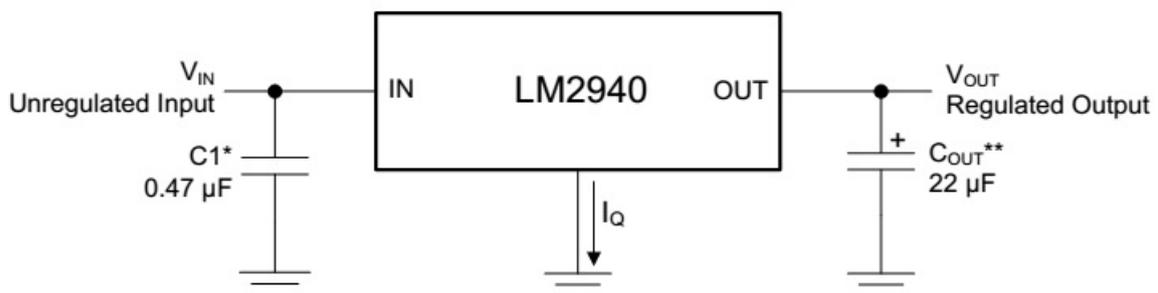


Figura 3.74: Circuito de aplicación de **LM2940**



El capacitor **C1** utilizado en el circuito de aplicación del integrado **LM2940** tiene la función de filtro de alimentación. En la figura 3.75 se pueden ver 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 μ F
Output capacitor value	22 μ F minimum
Output capacitor ESR range	100 m Ω to 1 Ω

Figura 3.75: requerimientos de diseño de **LM2940**

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

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

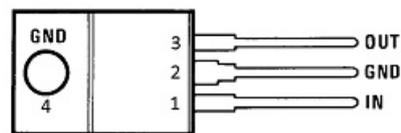


Figura 3.76: Configuración de pines de **LM2940**

Por ultimo 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** estará el voltaje de salida regulado.

3.4.1. Diseño del circuito impreso

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

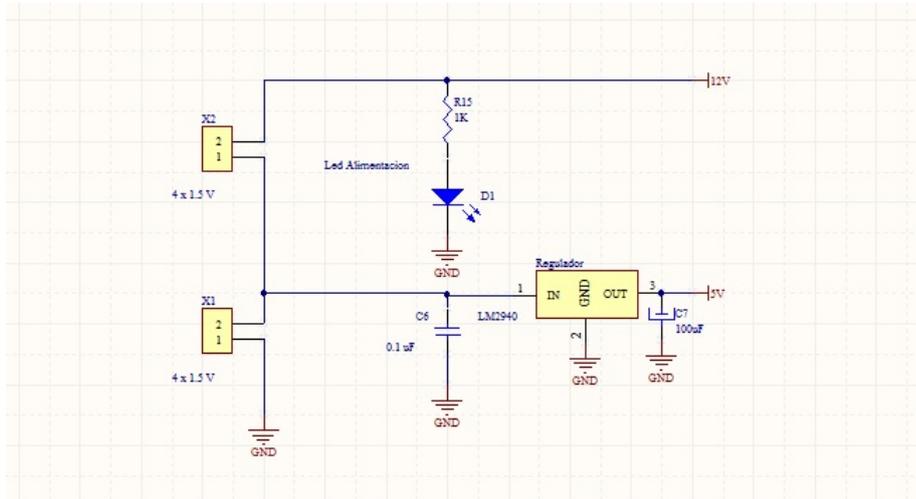


Figura 3.77: Esquemático alimentación

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

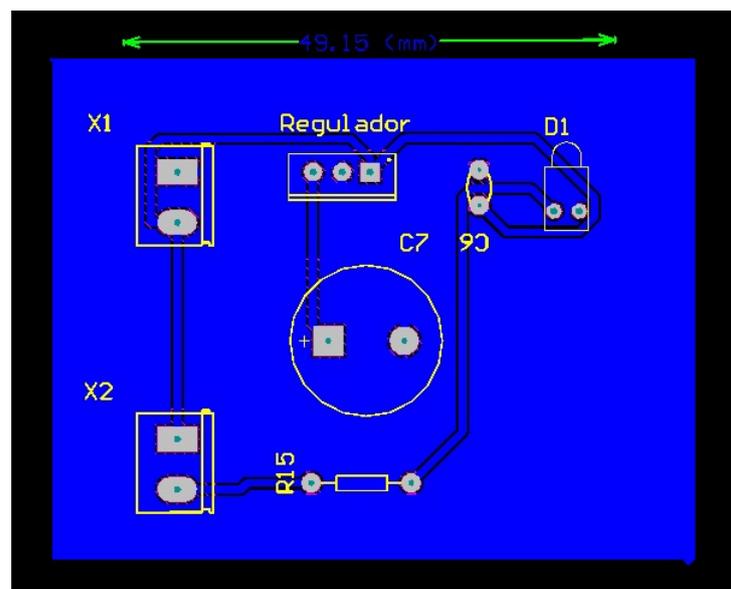


Figura 3.78: Diseño de las pistas



Por ultimo se ejecuto el software de diseño para que comprobara que se respetaran todas las reglas de trazado de pistas. Al final se obtuvo el circuito impreso y una lista de materiales.

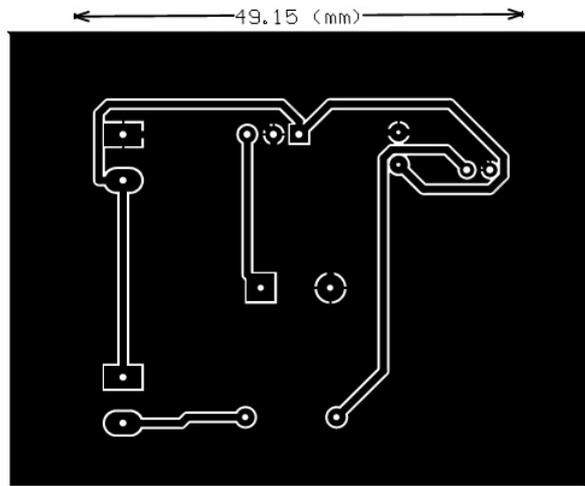


Figura 3.79: Circuito impreso

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

3.5. Configuración del sistema de sonido

Para la adquisición del archivo de audio se utilizo 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 IZQUIERDO	Triangular Chirp	AZUL
Canal DERECHO	Pulso de Sincronismo SYNC	ROJO
GND	MASA	NEGRO

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

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

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

Una vez realizada las conexión correspondiente, se procedió a configurar la placa de sonido de la computadora para poder adquirir las señales provenientes del radar de onda continua. La siguiente configuración se realizo 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 nos ubicamos en la ventana de Windows *Dispositivos de grabación* y se selecciono la opción mostrar los dispositivos conectados.

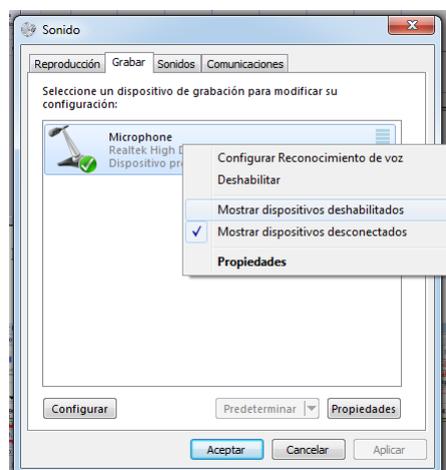


Figura 3.81: Configuración tarjeta de sonido PC

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

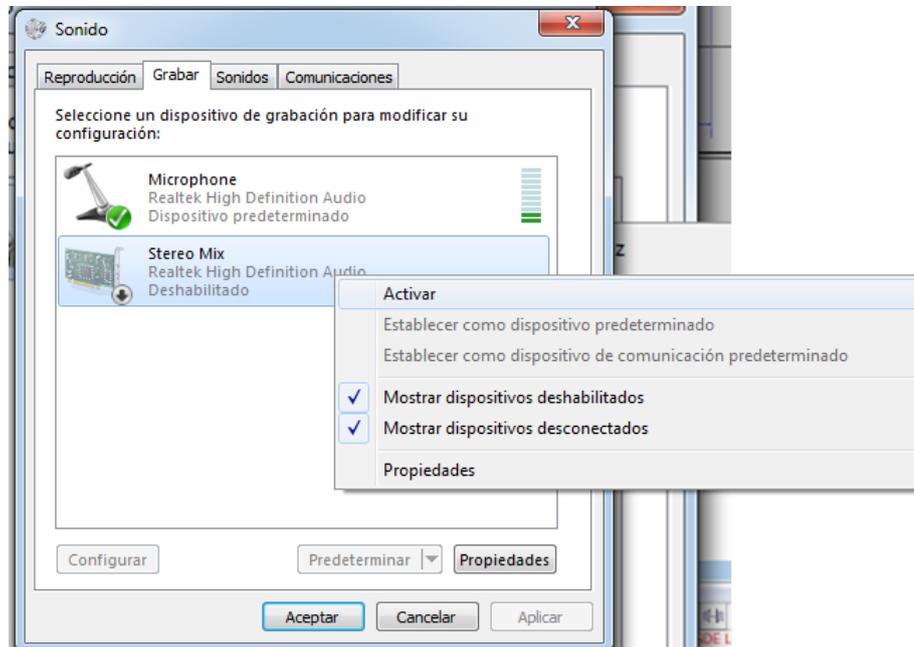


Figura 3.82: Configuración tarjeta de sonido PC

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

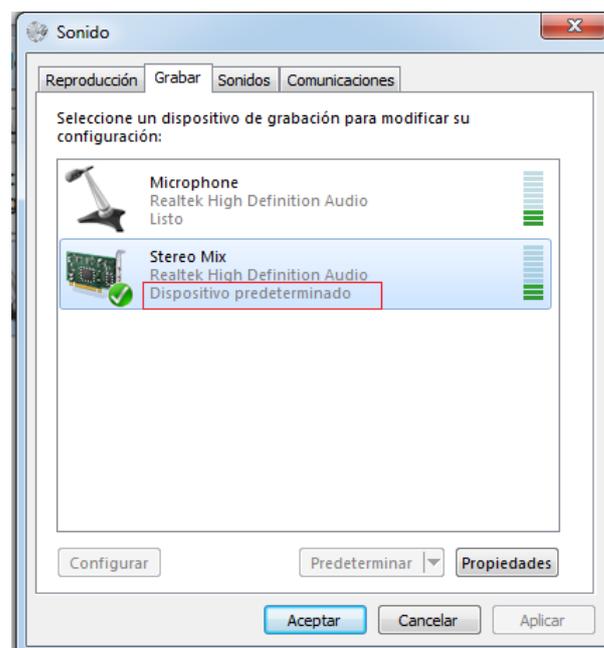


Figura 3.83: Configuración tarjeta de sonido PC



Y por ultimo se selecciono las características de formato con que seria realizada la grabación de audio.

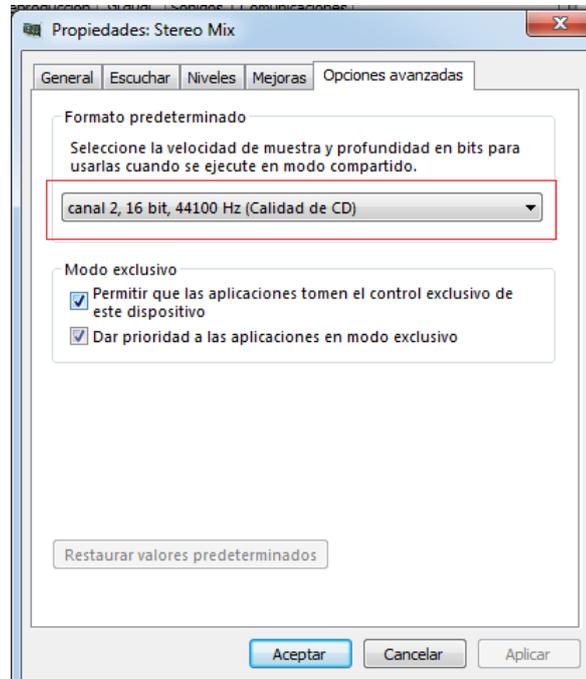


Figura 3.84: Configuración tarjeta de sonido PC

Luego se procedió a la configuración del software Audacity que se utilizo para la grabación de audio en formato .wav . La configuración se llevo a cabo en el panel de principal del software, marcando las opciones que se pueden ver en la siguiente imagen.

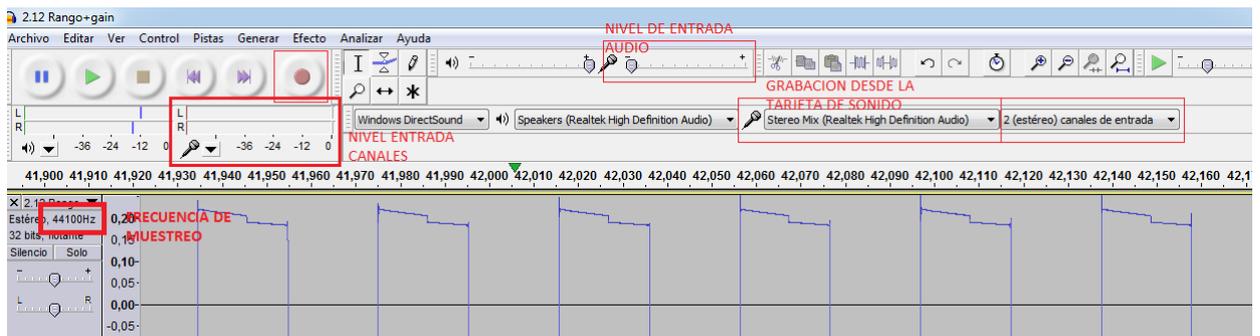


Figura 3.85: Panel Principal del software Audacity



Luego de configurar todo, se procedió a realizar la grabación de audio de las señales provenientes del radar de onda continua. En la figura 3.86, se pueden ver 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.

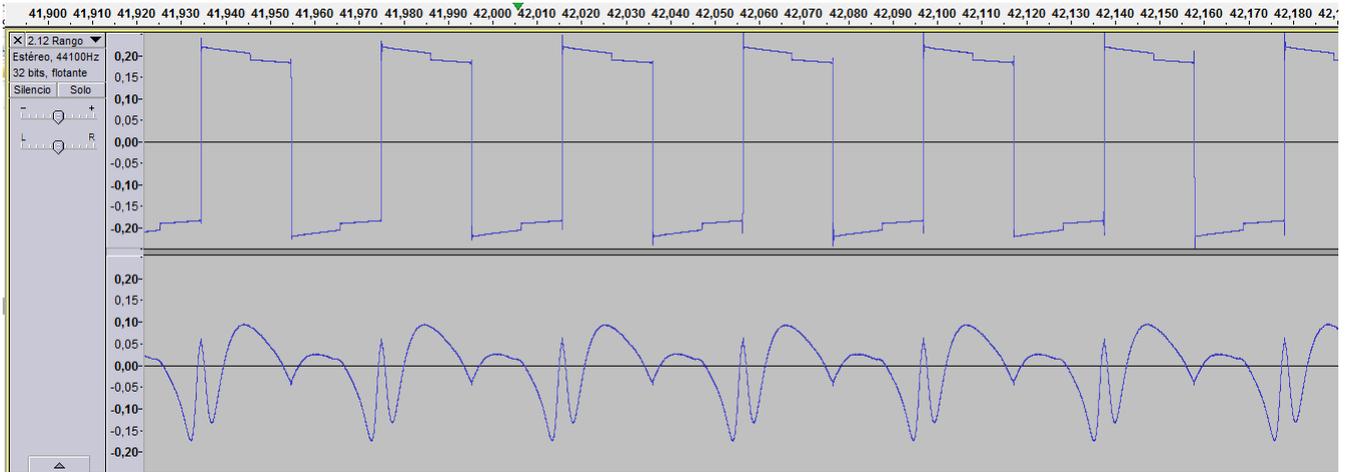


Figura 3.86: Grabación de señales del radar de onda continua

3.6. Radar en funcionamiento

Una vez que se comprobó el funcionamiento de todas las etapas y se ensambló el radar de onda continua, se procedió a testear el funcionamiento completo del radar. Las señales que ingresaran a la computadora para ser procesadas en el programa *Matlab*, serán obtenidas del siguiente circuito esquemático.

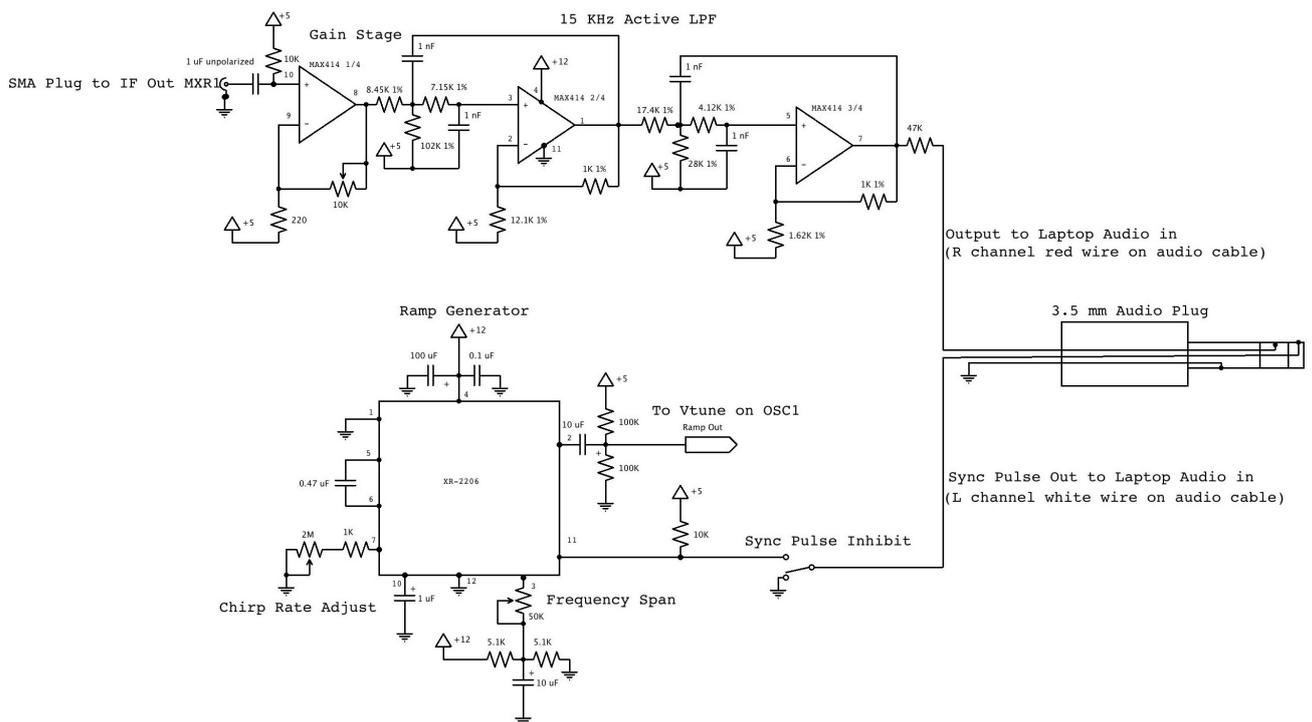


Figura 3.87: Circuito esquemático

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

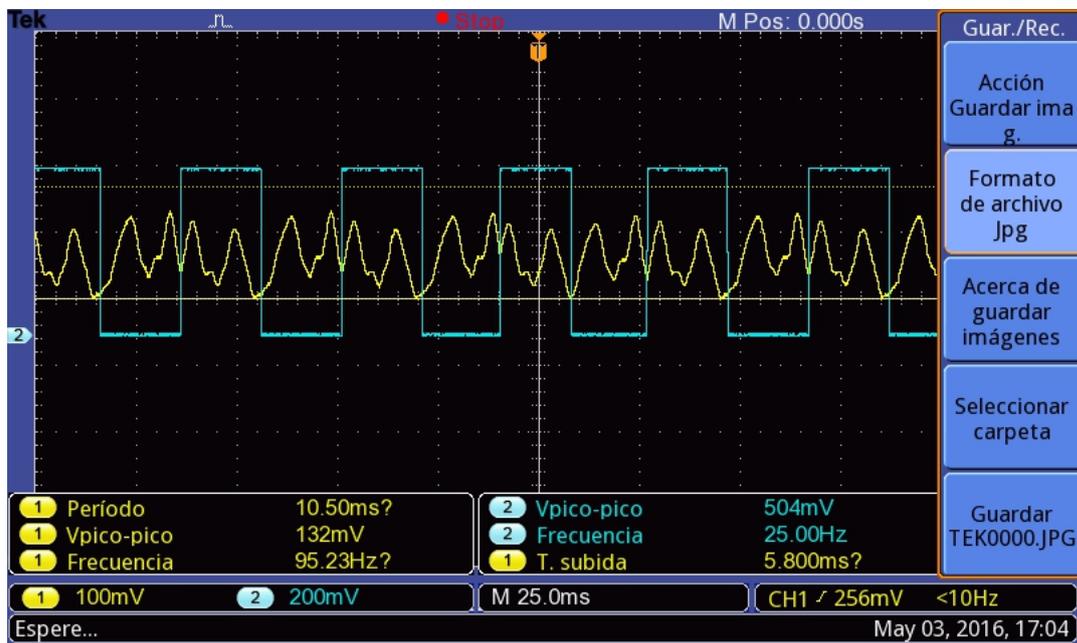


Figura 3.88: Señal de audio y de sincronismo - IMAGEN 1

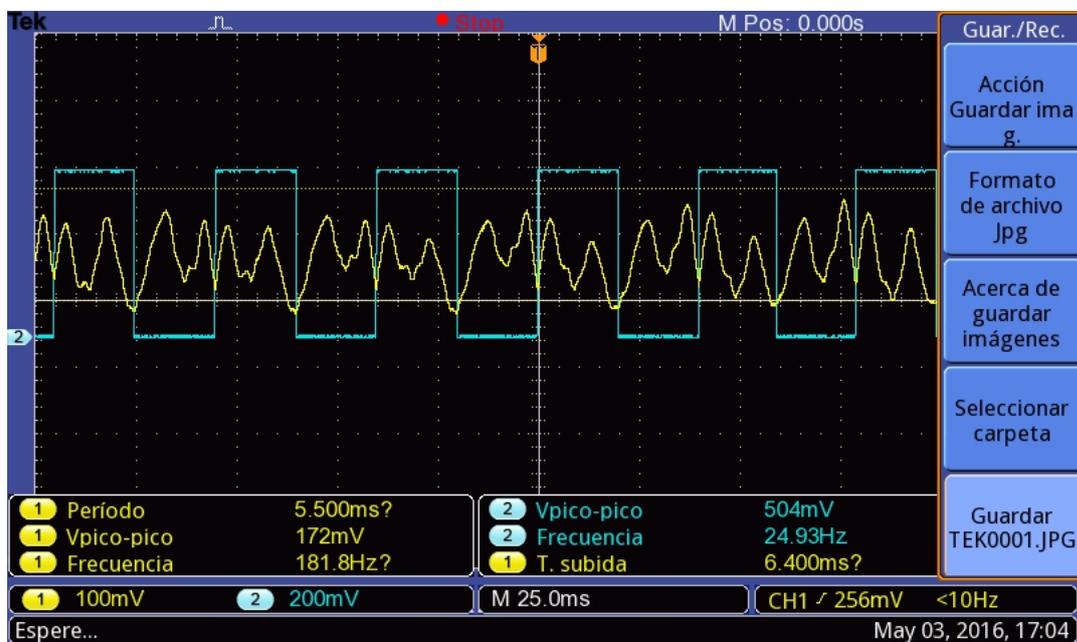


Figura 3.89: Señal de audio y de sincronismo - IMAGEN 2

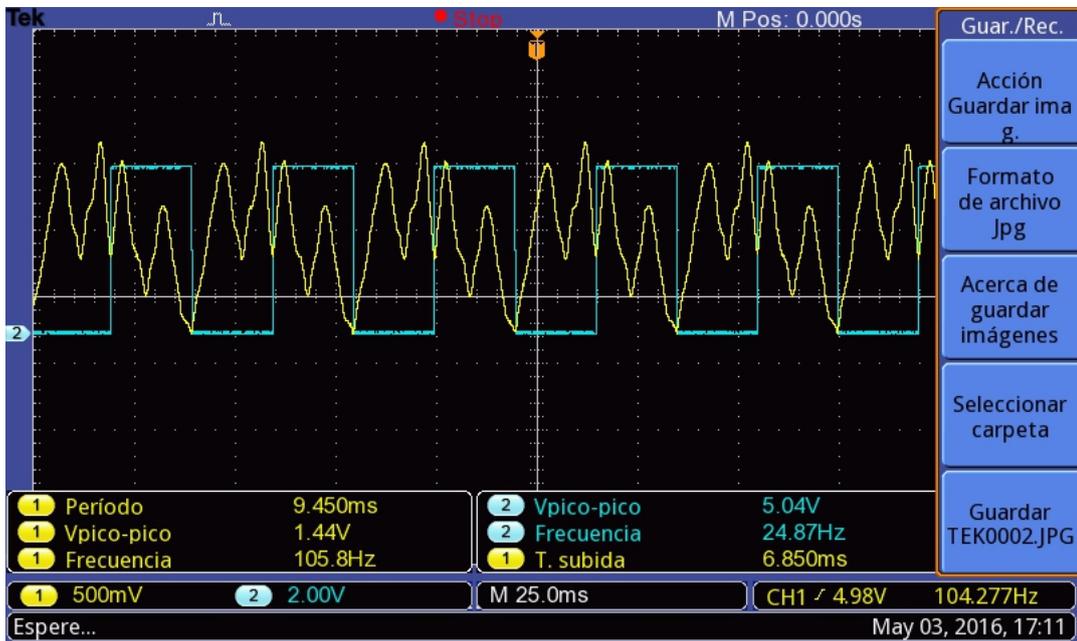


Figura 3.90: Señal de audio y de sincronismo - IMAGEN 3

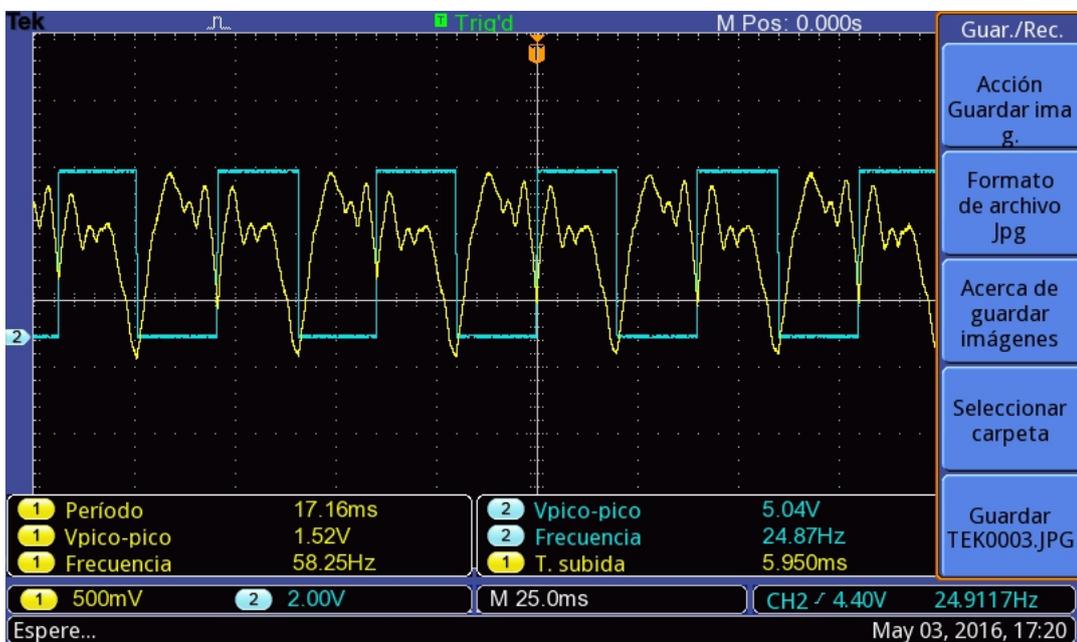


Figura 3.91: Señal de audio y de sincronismo - IMAGEN 4

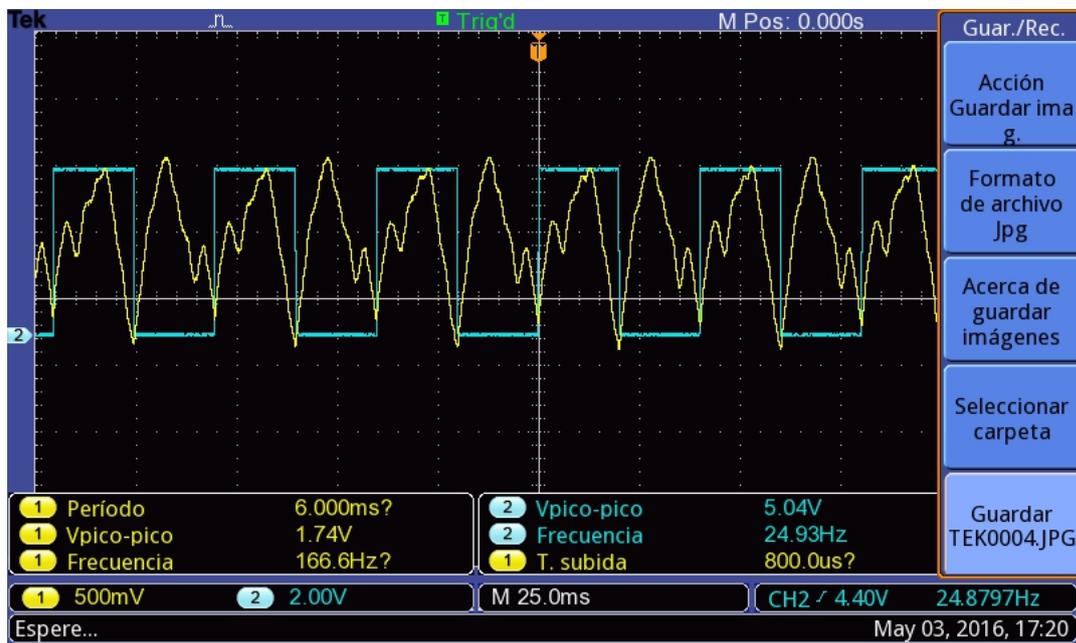


Figura 3.92: Señal de audio y de sincronismo - IMAGEN 5

En las imágenes se pueden ver las señales sin procesar, observando 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 realizó se puso en frente del radar un objeto reflector. Dicho objeto provocó 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 puede ver 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.

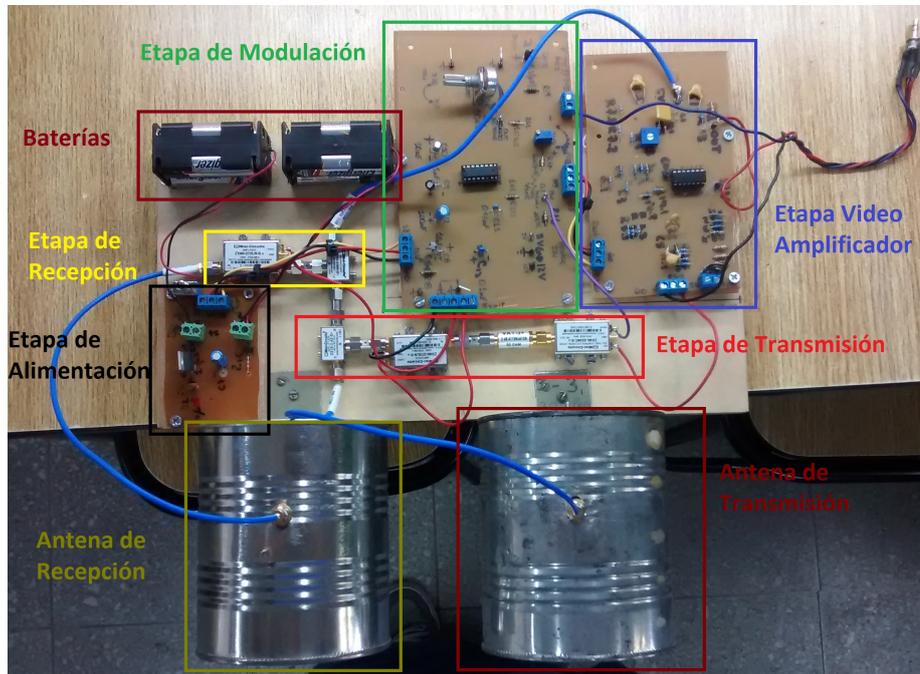


Figura 3.95: Radar de onda continua- IMAGEN 3

Imágenes del radar funcionando, medida de rango:

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

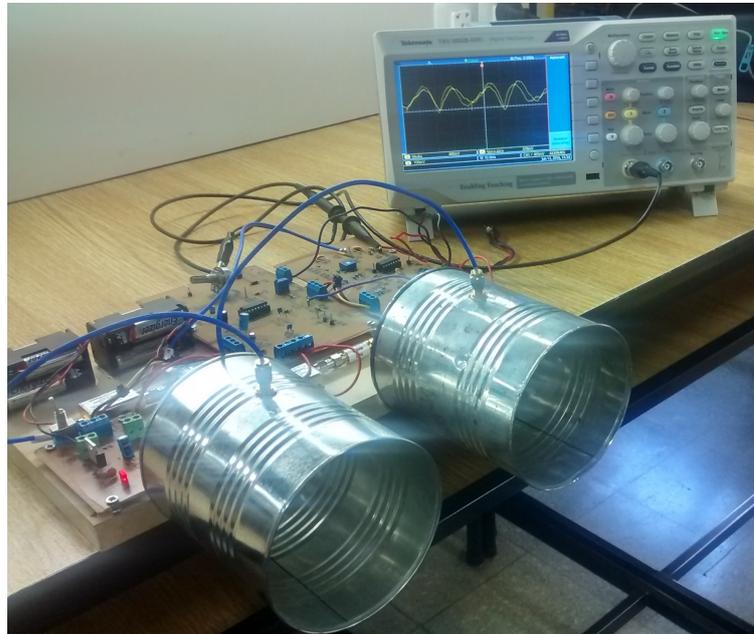


Figura 3.96: Radar midiendo rango - **IMAGEN 1**

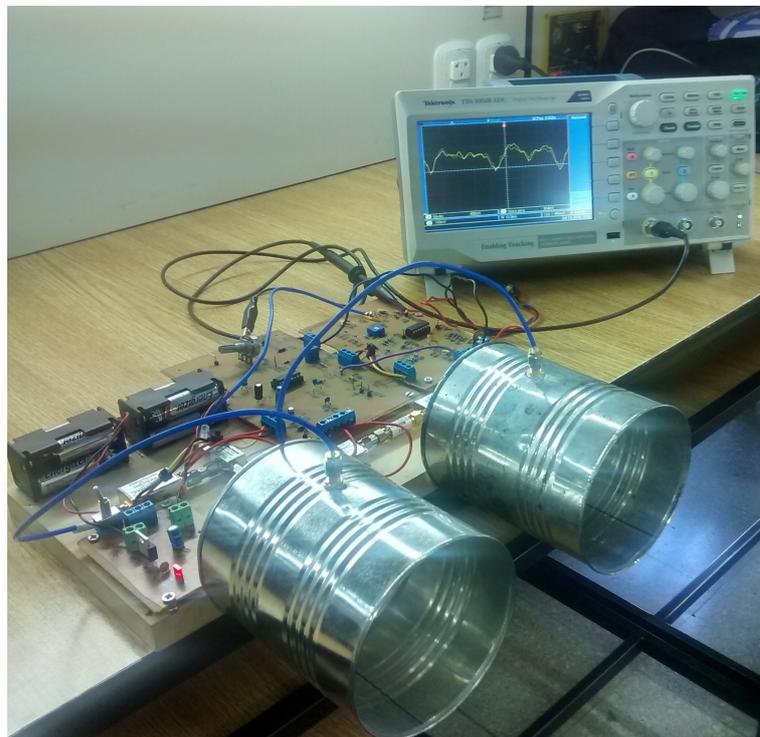


Figura 3.97: Radar midiendo rango - **IMAGEN 2**

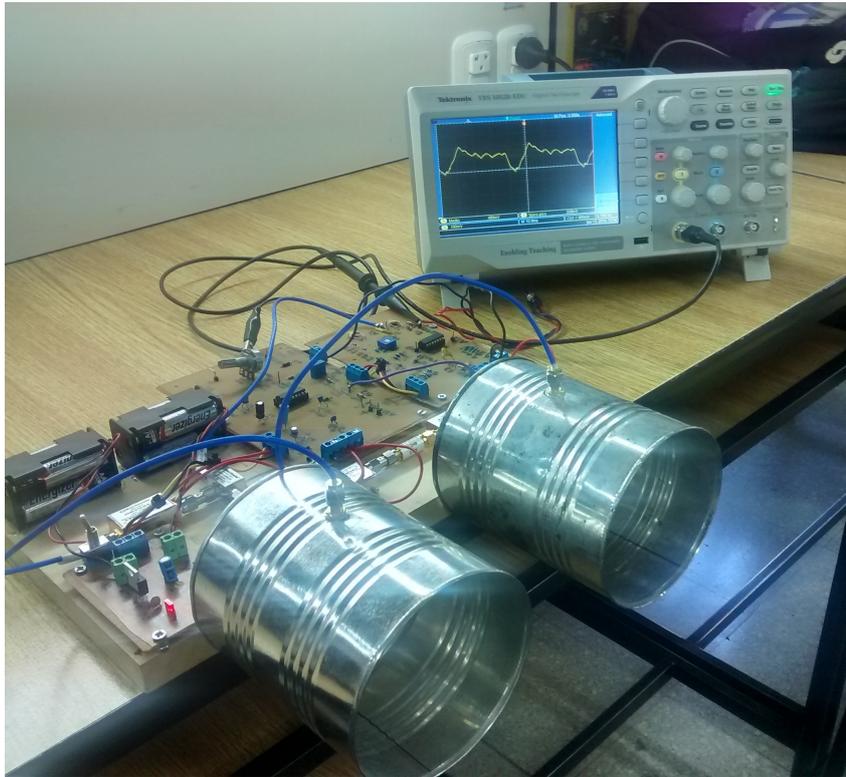


Figura 3.98: Radar midiendo rango - **IMAGEN 3**

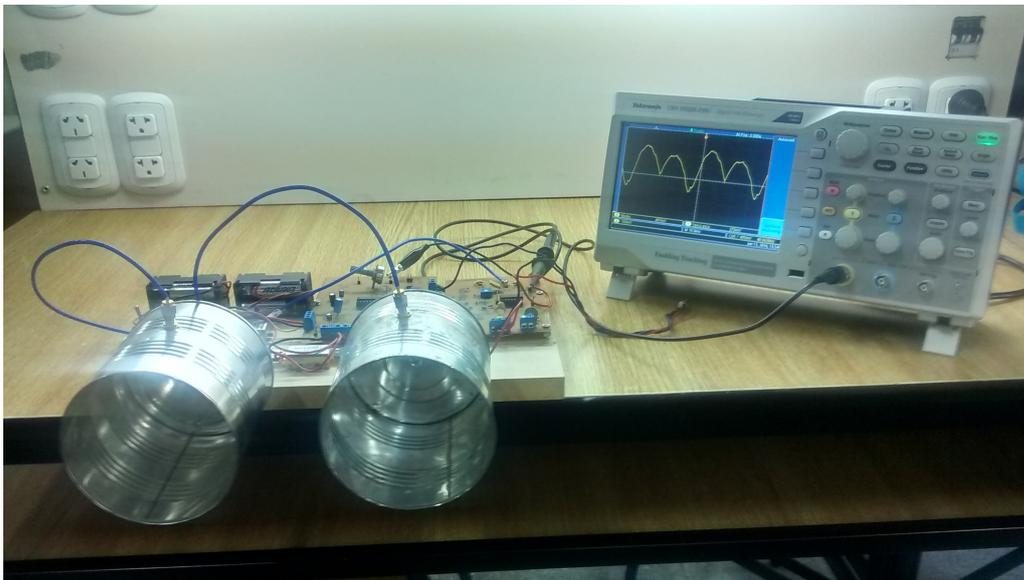


Figura 3.99: Radar midiendo rango - **IMAGEN 4**

Imágenes del radar funcionando, medida de velocidad:

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

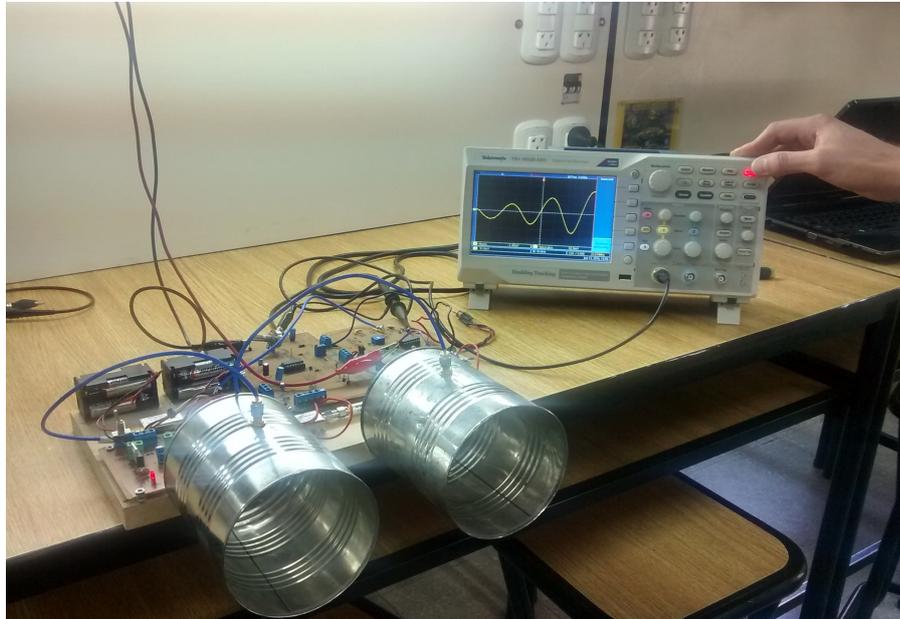


Figura 3.100: Radar midiendo velocidad - **IMAGEN 1**



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 pueden ver imágenes de cuando se tomaron mediciones de velocidad, en las calles aledañas al Instituto Universitario Aeronáutico.



Figura 3.102: Mediciones de campo - IMAGEN 1

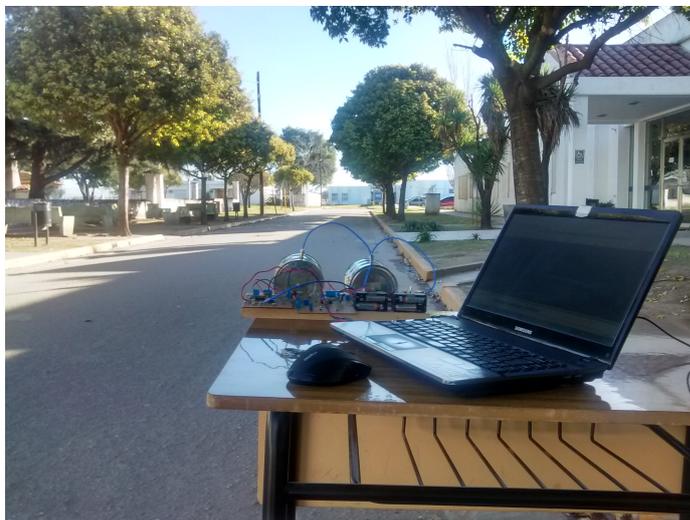


Figura 3.103: Mediciones de campo - IMAGEN 2



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

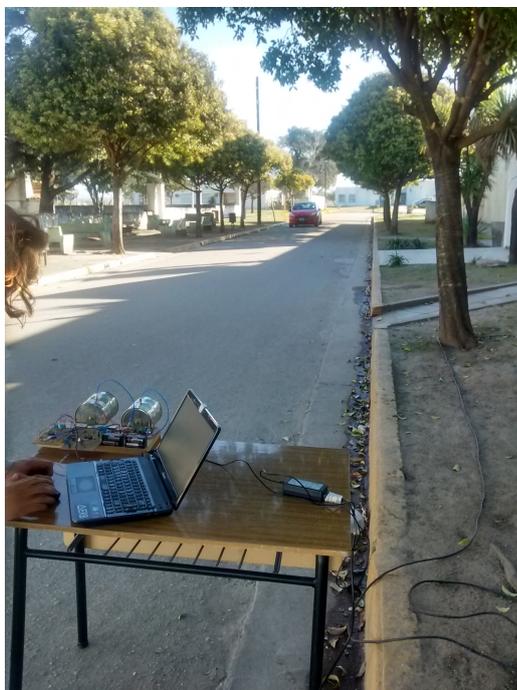


Figura 3.105: Mediciones de campo - **IMAGEN 4**

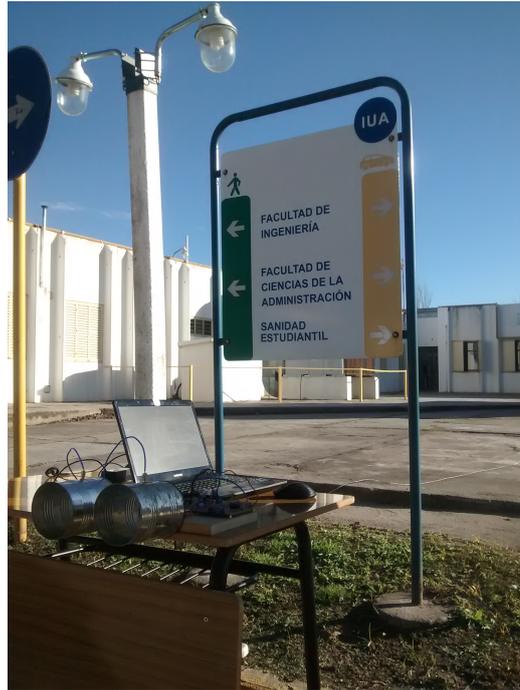


Figura 3.106: Mediciones de campo - IMAGEN 5



Figura 3.107: Mediciones de campo - IMAGEN 6



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



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

3.7. Procesamiento de Señal: *MatLab*

El procesamiento de la señal de audio se llevo 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.

3.7.1. RANGO

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

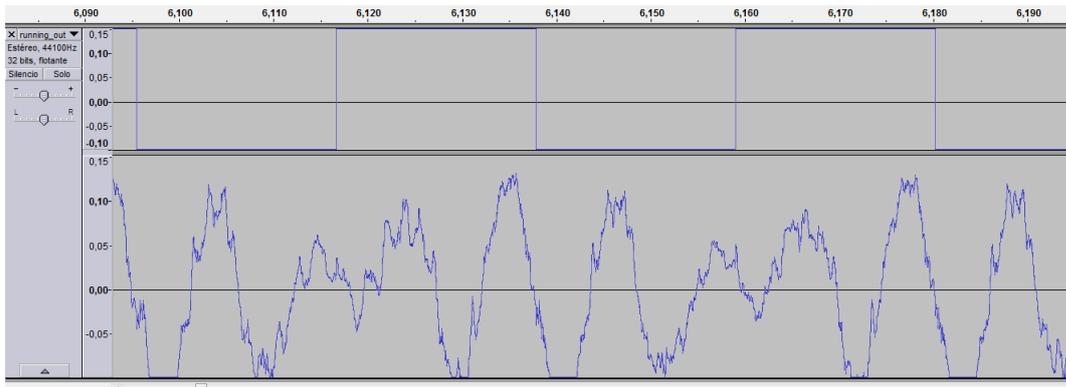


Figura 3.110: Señal de audio

- **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 esta dada por la cantidad de muestras que toma la tarjeta de audio y el tiempo total del archivo **.wav**. $Y_{(FS \times T_{wav} \times 2)}$

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

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, elegimos la resolución de **16 bits**.

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

Segundo Bloque: En el segundo bloque del programa se declaran todas las constantes y parámetros del radar que serán utilizados 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, $330 [MHz]$



Formamos 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: Calculo del rango máximo del radar. Se utiliza la ecuación 2.14 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 encontremos ruidos indeseables. En este bloque de código se eliminan las primeras **100 muestras** de la señal y las ultimas **N muestras**.

- No utilizamos las **primeras 100 muestras** ni las **ultimas N muestras** de la señal que se encuentran 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.

$$sif(n \times N)$$

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

- **time** vector que guarda el tiempo de cada primer muestra del periodo 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 tomamos la parte de la señal *s* correspondiente a los periodos positivo del pulso SYNC, los cuales se guardan en cada fila de N columnas correspondientes a las N muestras de cada periodo T_p . Guardarian aproximadamente la mitad del TotalMuestras-100-N = 1763509. Cada T_p contiene N muestras, por lo tanto si tenemos 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* tendra 1 fila, y 1999 columnas



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

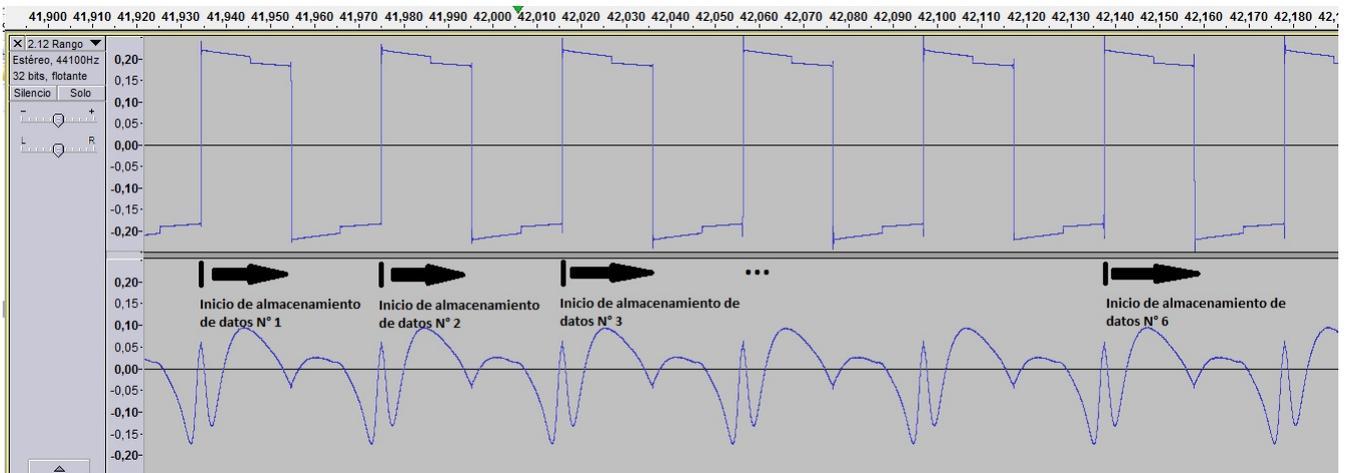


Figura 3.112: Secuencia de almacenamiento de datos



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

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

Sexto Bloque: La señal **chirp**, señal triangular moduladora, que realiza el barrido en frecuencias, esta montada sobre una tension DC, por lo tanto para el procesamiento hay que suprimir dicho termino. En este bloque de programación se extrae el termino 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.

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

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

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

La 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 podemos 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 nos permite obtener el rango. Por lo tanto, según la teoría del radar, la señal almacenada en **sif** nos permitirá obtener la información de rango.

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

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

Donde,

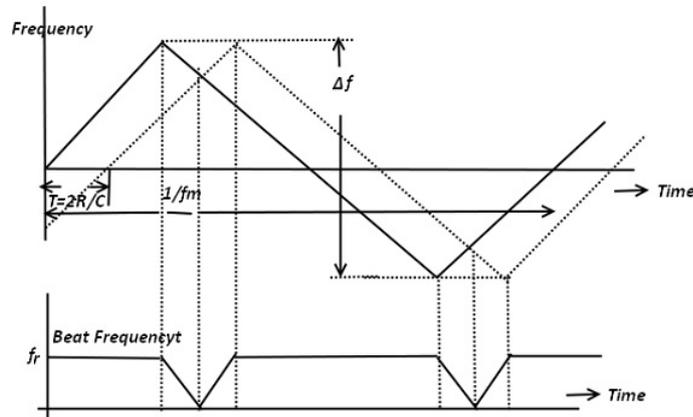


Figura 3.113: Modulación de frecuencia triangular en los radares FM-CW

R = Distancia al objetivo

f_r = Frecuencia de batido

f_m = Frecuencia de modulación de la señal triangular

Δ_f = Barrido en frecuencia

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 vimos 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 estamos teniendo es la frecuencia de batido f_r .

La herramienta utilizada 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 estamos haciendo 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, podemos suponer 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

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

Como ahora tenemos una secuencia discreta, podemos calcular su transformada de Fourier en tiempo discreto

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

Aquí todavía no tenemos una forma adecuada para el calculo mediante un computador, ya que Ω 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 Ω_k mediante muestreo uniforme en el intervalo $[0,2\pi]$. Obtenemos entonces

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

donde

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

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

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

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).

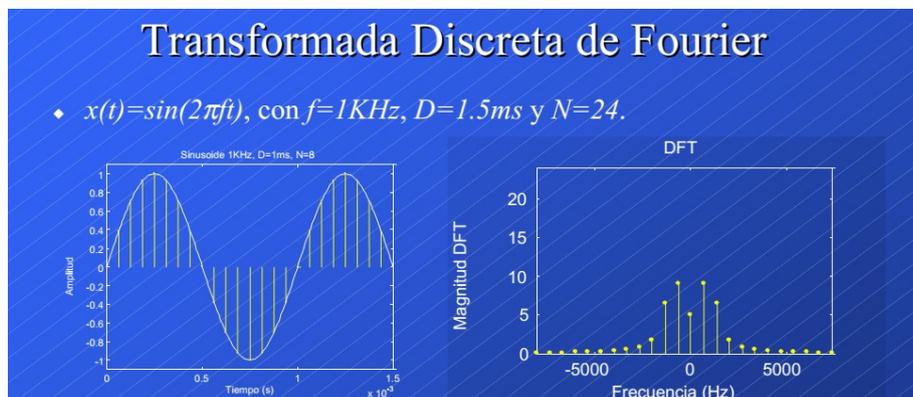


Figura 3.114: Transformada Discreta de Fourier de una señal sinusoidal



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

APLICACIÓN:

En nuestro programa se aplica la **Transformada Discreta de Fourier** *fft* a la matriz de datos **sif (n x N)**. Obteniendo 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 sabemos 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* lo transformamos 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 aplico 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 suponemos 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**.

$$sif2(n - 1xN)$$

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

Conceptualmente los blancos fijos (*clutter*) conservaran 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 serán cancelados o disminuirán su amplitud. En cambio la señal de blanco móvil, cuya amplitud variara a lo largo de las distintas muestras, no se cancelará. Este diferenciador digital en tiempo discreto tiene el siguiente diagrama en bloques.

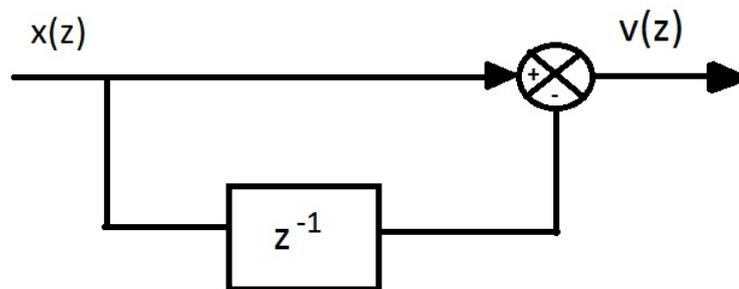


Figura 3.115: Diagrama en bloques de un diferenciador

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.

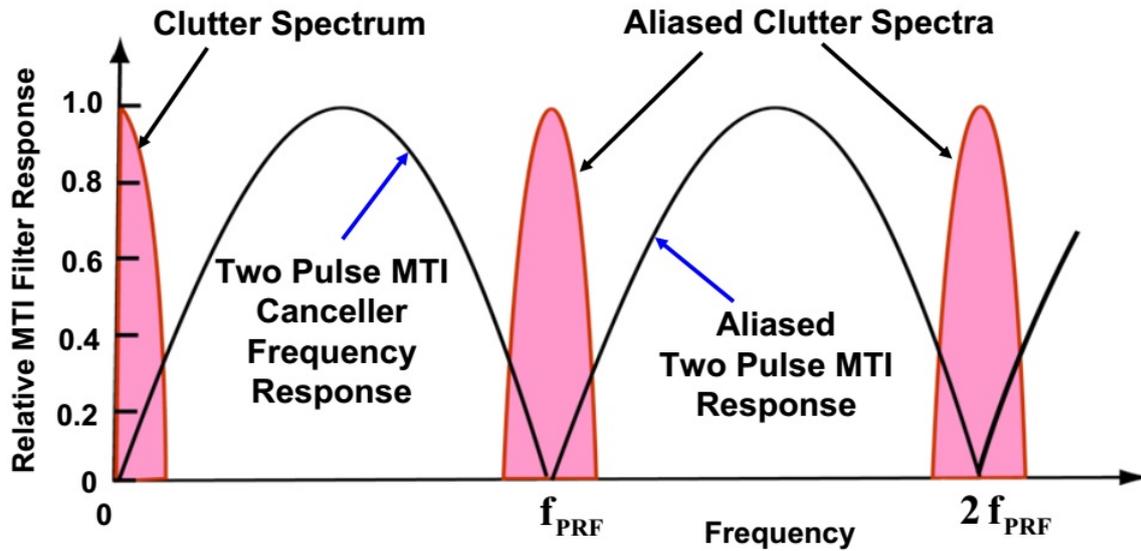


Figura 3.116: Respuesta en frecuencia de un MTI de cancelación de dos pulsos

En la figura 3.116 podemos ver la respuesta en frecuencia de un filtro **MTI** de dos pulsos, en ella podemos ver 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.

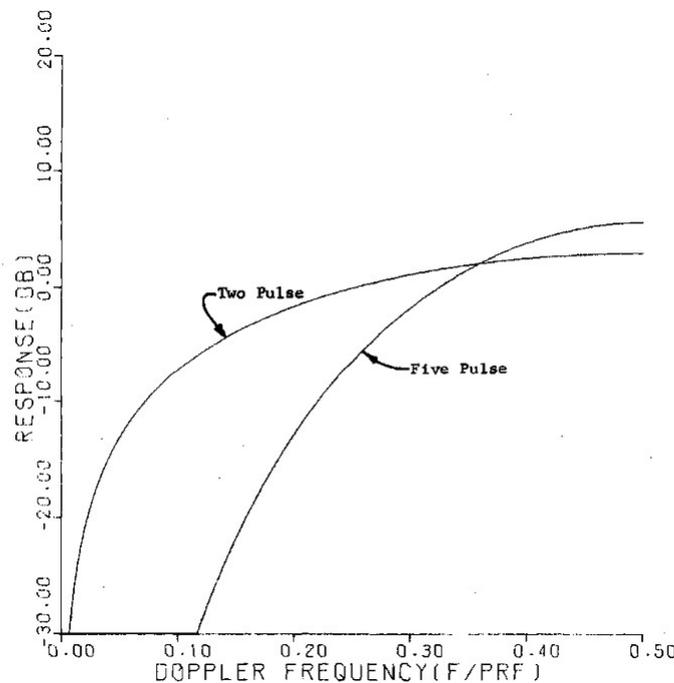


Figura 3.117: Respuesta en frecuencia de un MTI de cancelación de dos pulsos y de cinco pulsos

En la figura 3.117 se puede observar que con un filtro **MTI** con cancelación de cinco pulsos se podrá 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 procede a realizar el gráfico de rango e intensidad vs. tiempo con cancelación de *clutter*, tal como se hizo en el **bloque 7**, pero con la matriz **sif2**.

3.7.2. VELOCIDAD

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

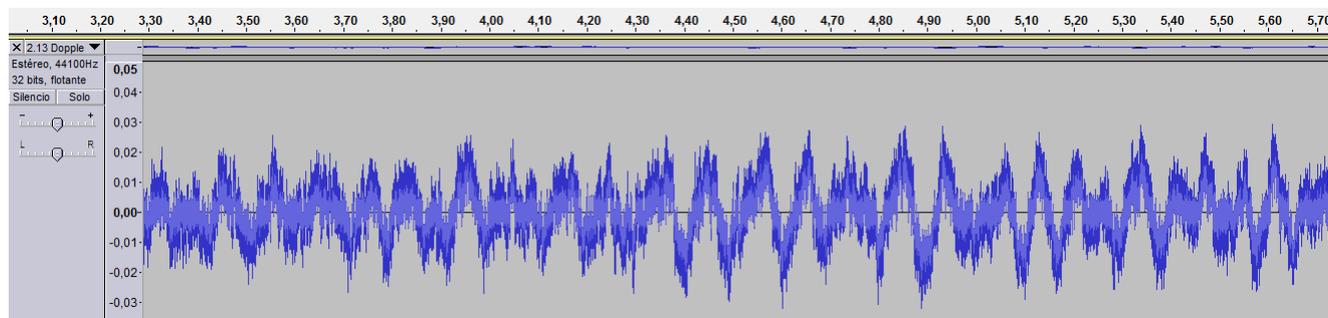


Figura 3.118: Canal derecho - señal de audio

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 establecido para dicho periodo debe ser el necesario para asegurar una cantidad de muestras suficientes que nos permitan tener una buena resolución de velocidad del objetivo.

- **Y:** matriz que guarda los valores de la señal de audio. En este caso utilizamos 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, elegimos 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 tomadas de la señal del canal derecho y ordenan en cada fila las N muestras tomadas correspondientes a cada periodo de tiempo T_p .

- **s:** muestras del canal derecho de audio, matriz de datos de la señal de recepción. Matriz $s(FS \cdot T_{wav}x1)$
- **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 termino DC de la señal. El promedio de los elementos de la matriz s es el termino a suprimir. Sobrescribimos 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 realizado esta operación, se ha quitado el termino medio DC de las muestras de audio.

Quinto Bloque: En la medición de velocidad, el radar esta 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*, sera 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 = 3×10^8 [m/s]

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

f_0 = frecuencia de transmisión f_c

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

Realizando la transformada de Fourier obtenemos el espectro en frecuencias de la señal almacenada en **sif**, y así calcular la velocidad. Utilizamos la Transformada Discreta de Fourier **DFT** para obtener la amplitud y fase en función de la frecuencia de la señal, aplicamos a la matriz de datos **sif(nxN)**.

Función en *MatLab* 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 **v (n x zpad)**.

La transformada de Fourier genera los resultados para frecuencias positivas y negativas, por lo tanto tomamos los datos de la mitad de las columnas de la matriz **v**.

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

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

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

Sexto Bloque: Generación de gráfico velocidad vs. tiempo

1. Generamos 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 numero de columnas de *v*
2. Calculamos 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. Genero un vector *time* desde $0 - T_{wav}$ con la cantidad de pasos que corresponde al numero 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 tomada 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 llevaron a cabo las mediciones del radar una vez terminada la etapa de desarrollo del mismo, y luego de los testeos realizados 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 encendido el radar se conecta a la placa de audio de la *notebook* y grabamos la señal en banda base receptada, en un archivo de audio **.wav** con el *soft Audicity*. Una vez guardado dicho archivo se procesa la información ejecutando el código de procesamiento de señales en el *software MatLab*. Del código en *MatLab* se generaran dos gráficos **Rango vs. Tiempo** y **Velocidad(Doppler) vs. Tiempo**.

4.1. Rango vs Tiempo

Llevamos a cabo los ensayos de mediciones de rango del Radar de Onda Continua en diferentes lugares, conectamos 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 consistió en situar el radar en un lugar sin tantos obstáculos para evitar el mayor número de reflexiones no deseadas, encender el radar, caminar por en línea recta hasta una distancia conocida con una chapa reflectora, ida y vuelta. Antes de empezar a caminar grabamos en el *software Audicity* un archivo **.wav** (audio) el cual tomamos luego para procesar la señal en *MatLab*, como archivo de entrada.

En *MatLab* realizamos 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)** son generadas 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 puede apreciar con mayor detalle el trazado en distancia del objeto irradiado.



Figura 4.1: Ubicación radar – Test rango

4.1.0.1. TEST N°1:

Se realizaron 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 camino 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.

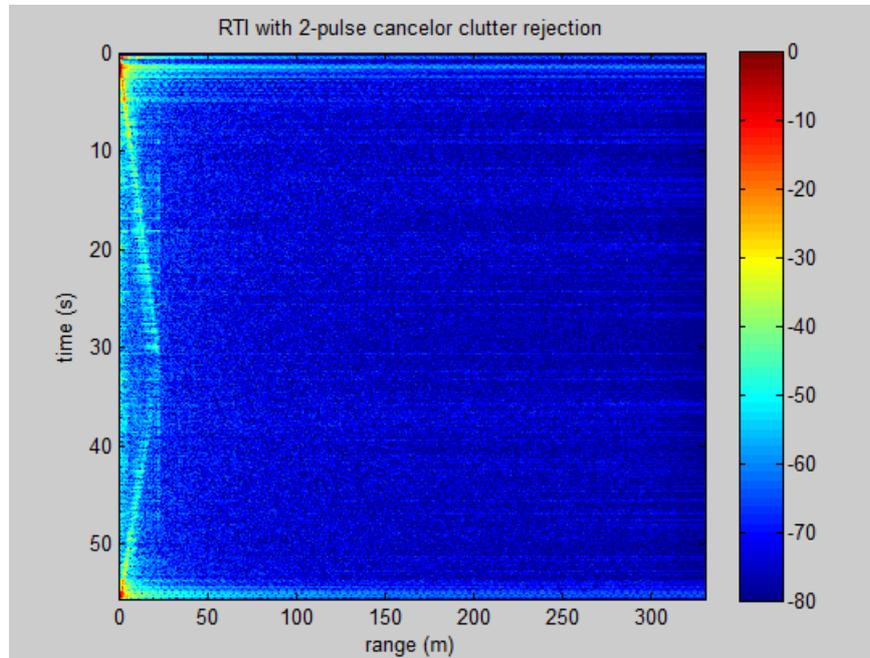


Figura 4.3: Gráfico – Rango vs Tiempo con supresión de clutter

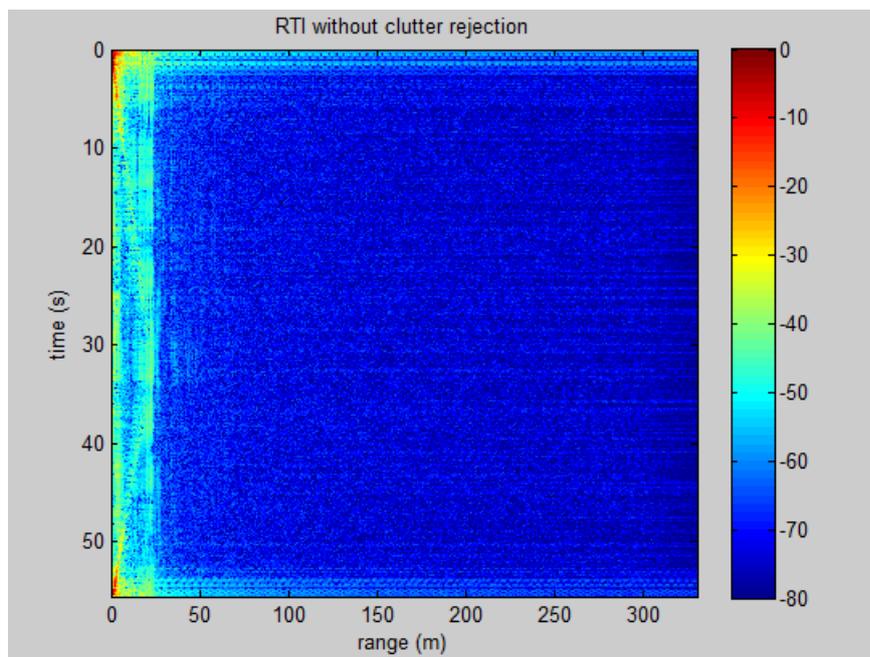


Figura 4.4: Gráfico – Rango vs Tiempo sin supresión de clutter

4.1.0.2. TEST N°2:

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

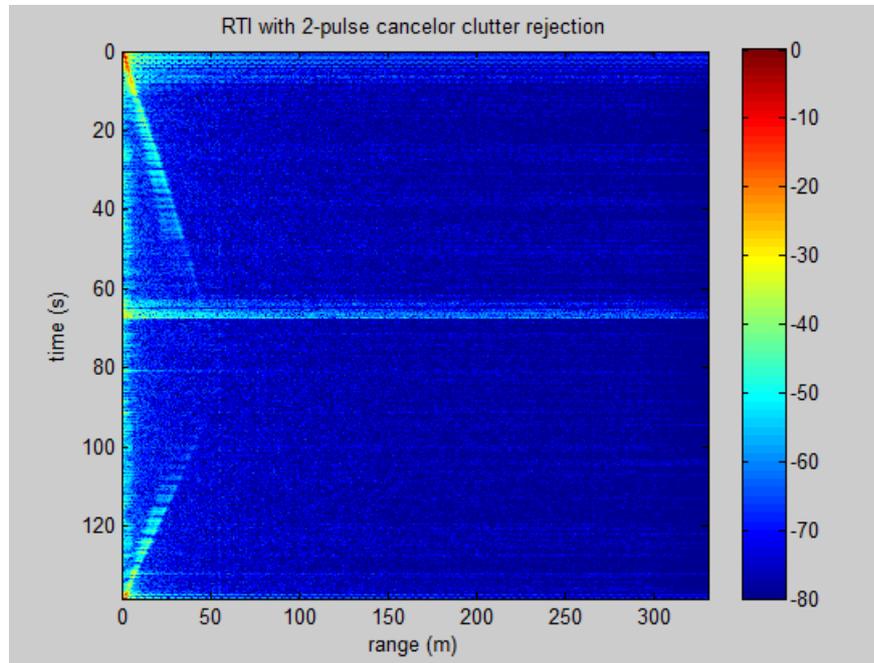
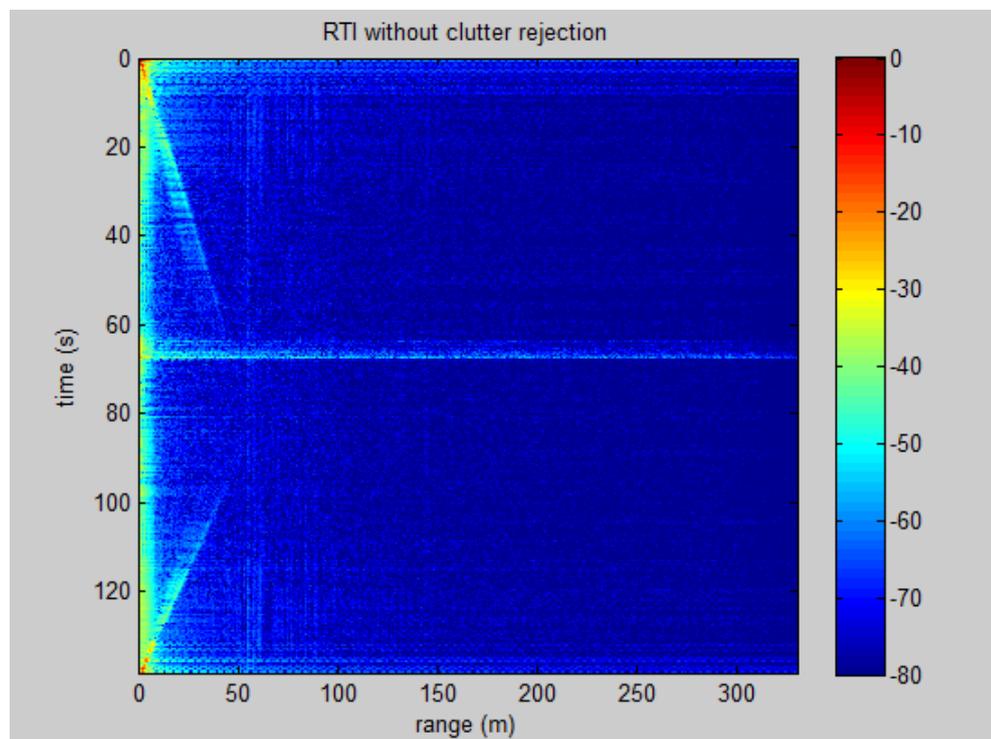
- **DISTANCIA MÁXIMA:** 60 – 65[mts].
- **CHAPA REFLECTORA:** 40x30[cm].



Figura 4.5: Ubicación radar – Test N°2 Rango

Como se puede observar es un lugar abierto, con pocas construcciones, obstáculos, para evitar lo máximo posible la generación de *clutter*. El propósito de evitar 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 podrá distinguir fácilmente la información de interés dentro del gráfico de *Time(Seg)Vs.Range(m)*.

En la figura 4.5 se puede observar que se ubico el radar de manera que su dirección de radiación fuera dirigida 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

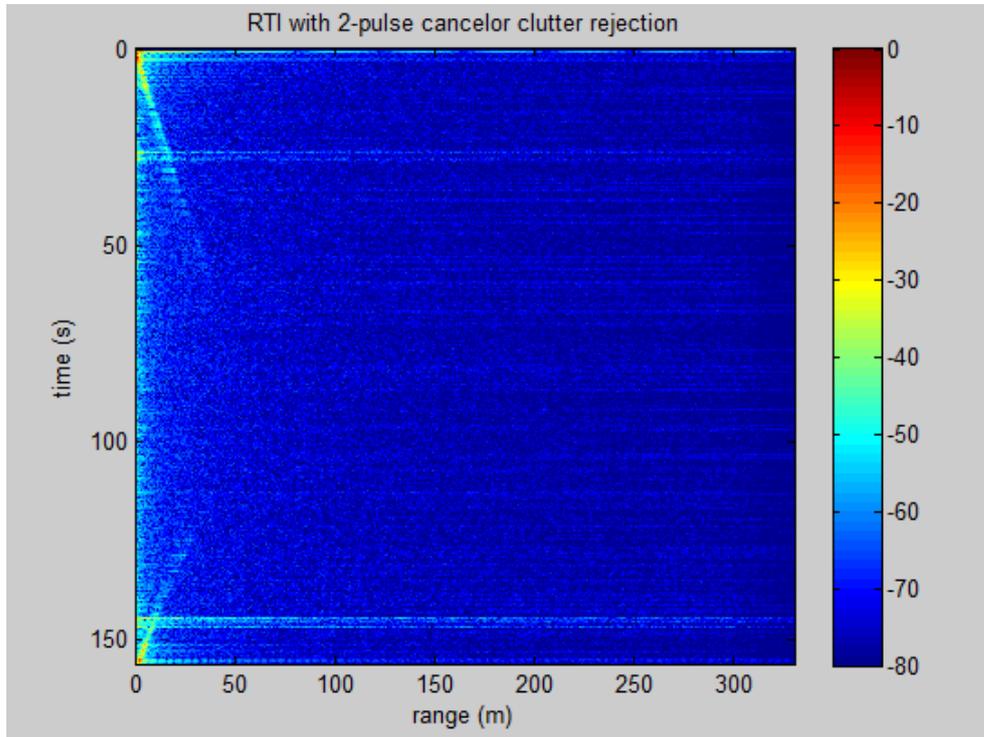


Figura 4.8: Gráfico – Rango vs Tiempo con supresión de clutter

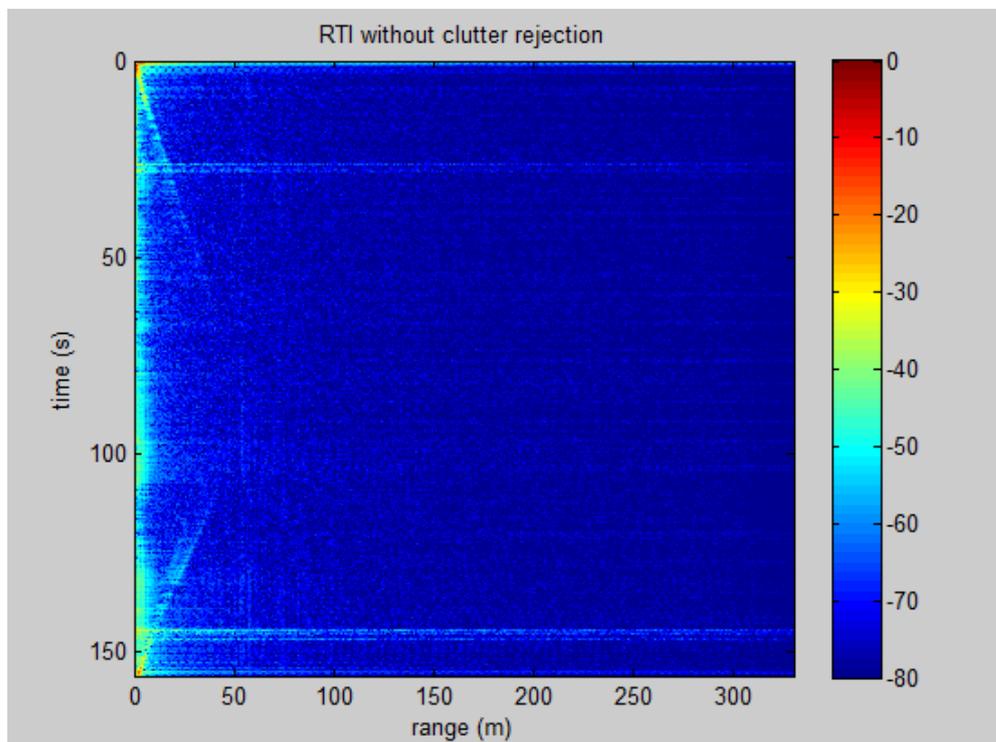


Figura 4.9: Gráfico – Rango vs Tiempo sin supresión de clutter

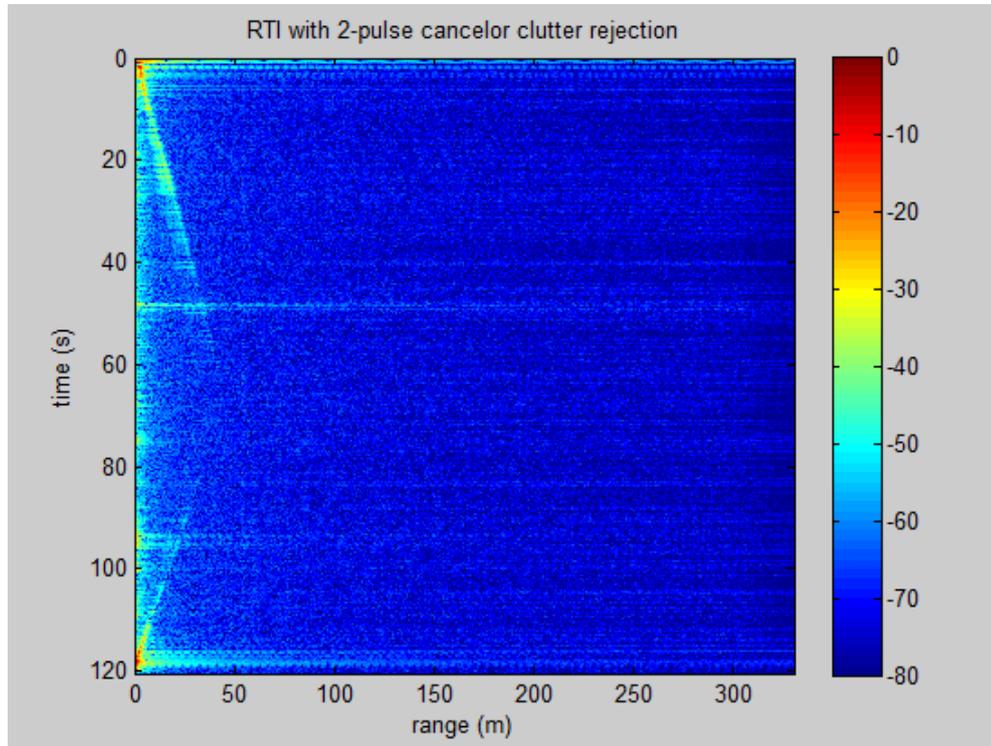


Figura 4.10: Gráfico – Rango vs Tiempo con supresión de clutter

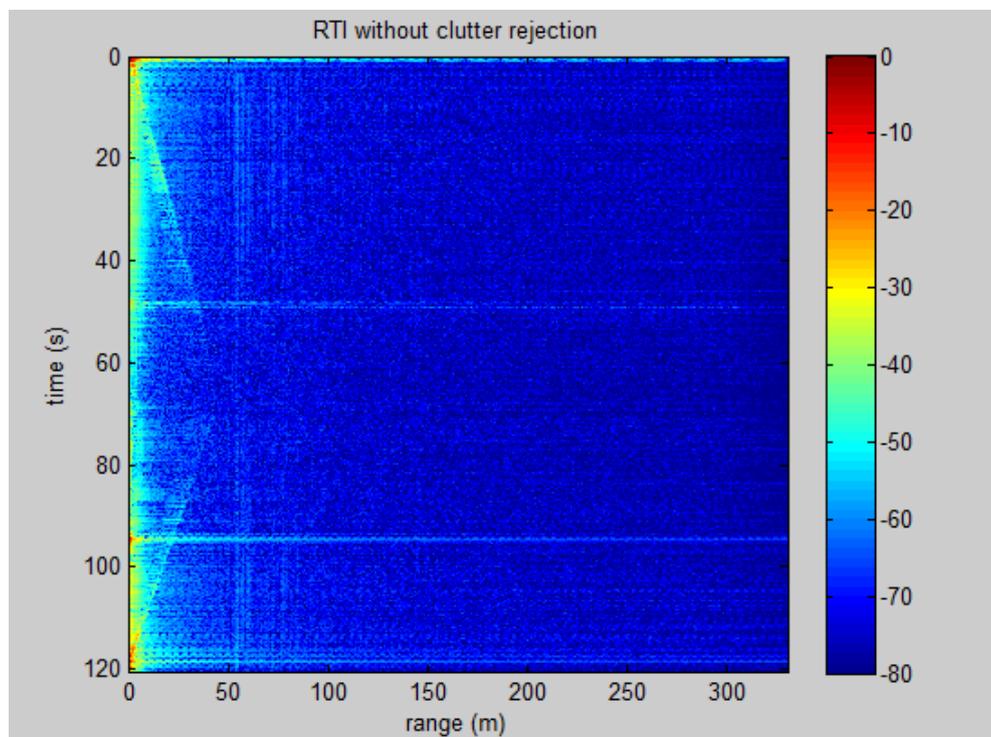


Figura 4.11: Gráfico – Rango vs Tiempo sin supresión de clutter

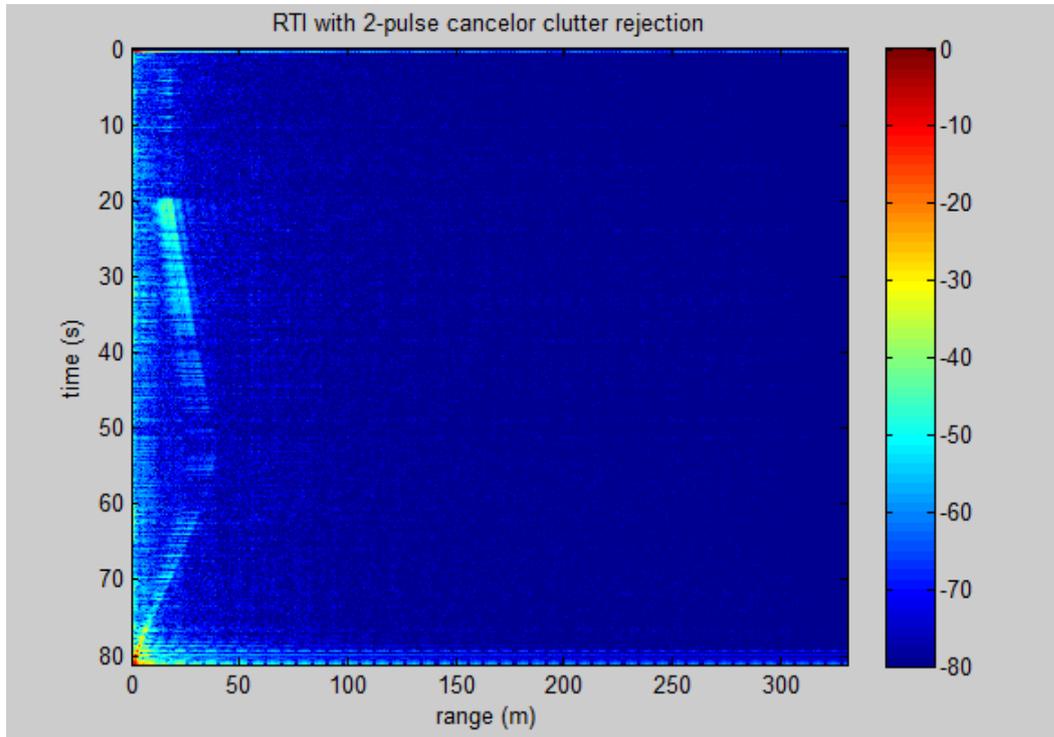


Figura 4.12: Gráfico – Rango vs Tiempo con supresión de clutter

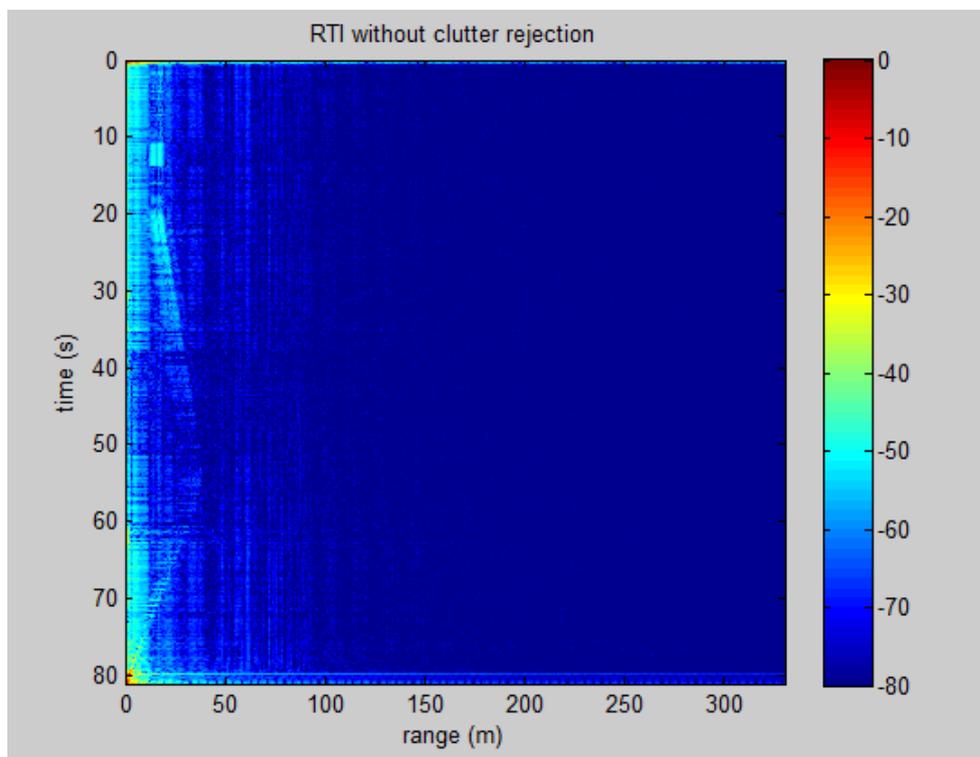


Figura 4.13: Gráfico – Rango vs Tiempo sin supresión de clutter

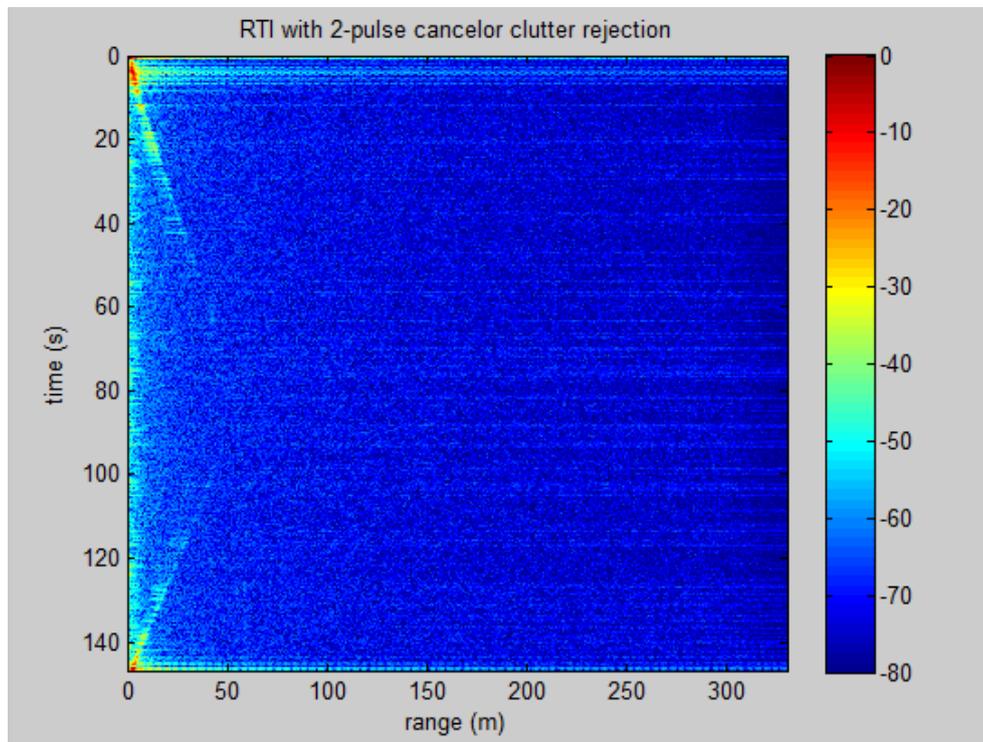


Figura 4.14: Gráfico – Rango vs Tiempo con supresión de clutter

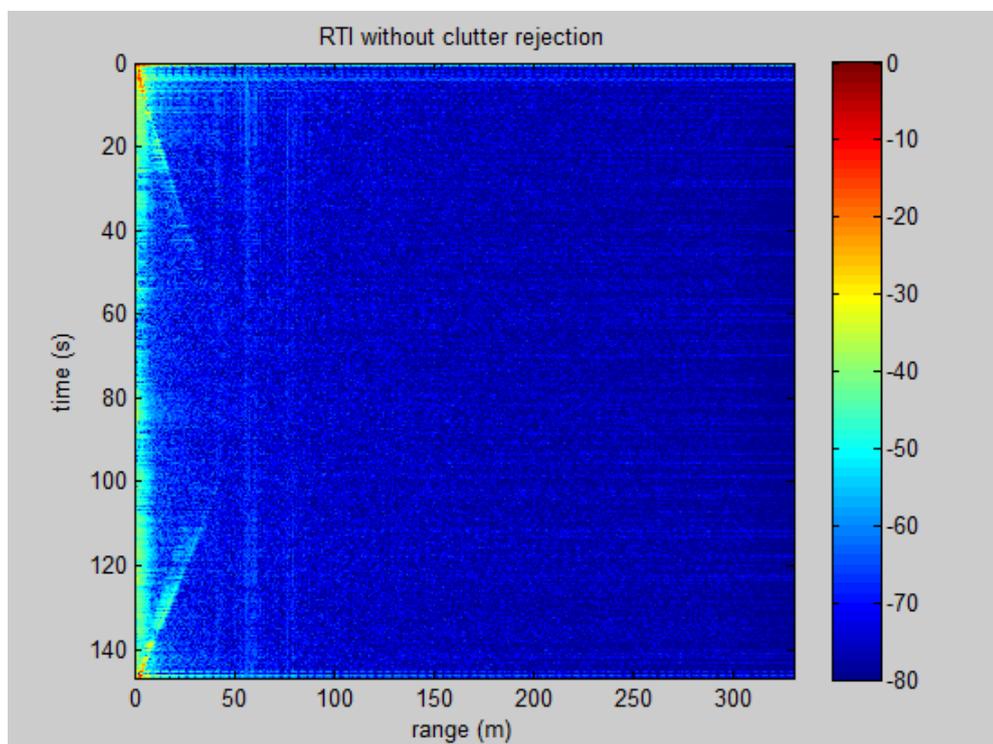


Figura 4.15: Gráfico – Rango vs Tiempo sin supresión de clutter

**ANÁLISIS:**

- **Figuras 4.6 y 4.7**, se camina hasta una distancia aproximada de $50[m]$ en donde se encuentran una agrupación de arboles 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 va perdiendo hasta los $40[m]$, luego se vuelve a recuperar cuando el blanco se encuentra a la misma distancia en que se perdió la señal a la ida, pero en sentido contrario. Esto ocurre porque en el radar se bajo 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 realizaron 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 realizo el mismo procedimiento de alejamiento desde la posición del radar y acercamiento hasta la posición del radar.
- **Figuras 4.14 y 4.15**, se realizo el alejamiento del blanco desde la posición del radar hasta los $60[m]$, y luego se realizo el acercamiento hasta la posición del radar.

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

4.2. Velocidad vs Tiempo

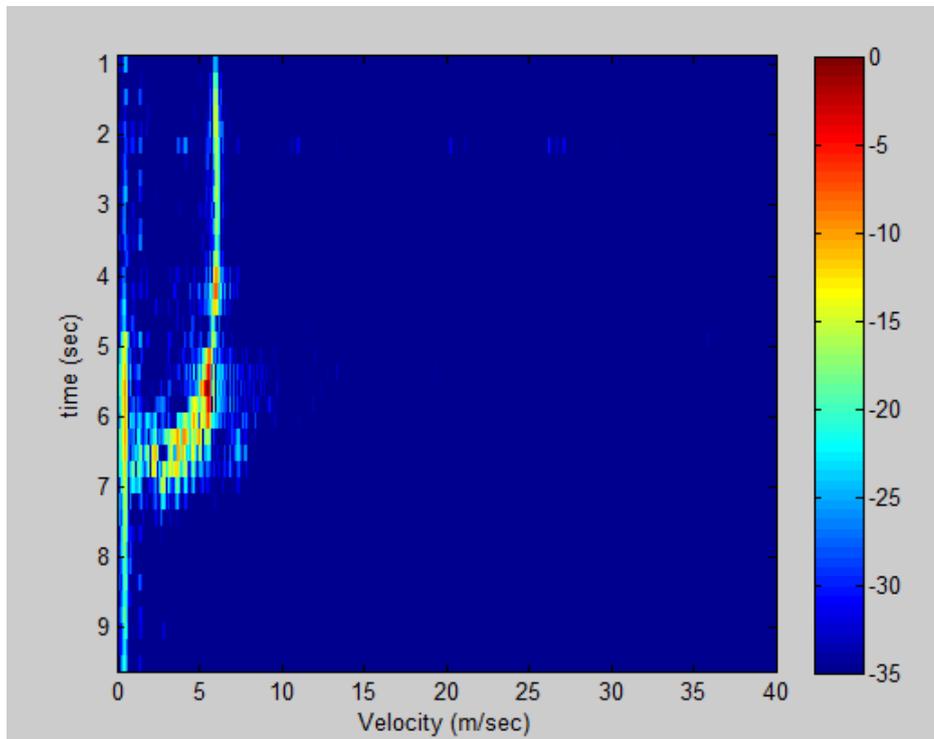
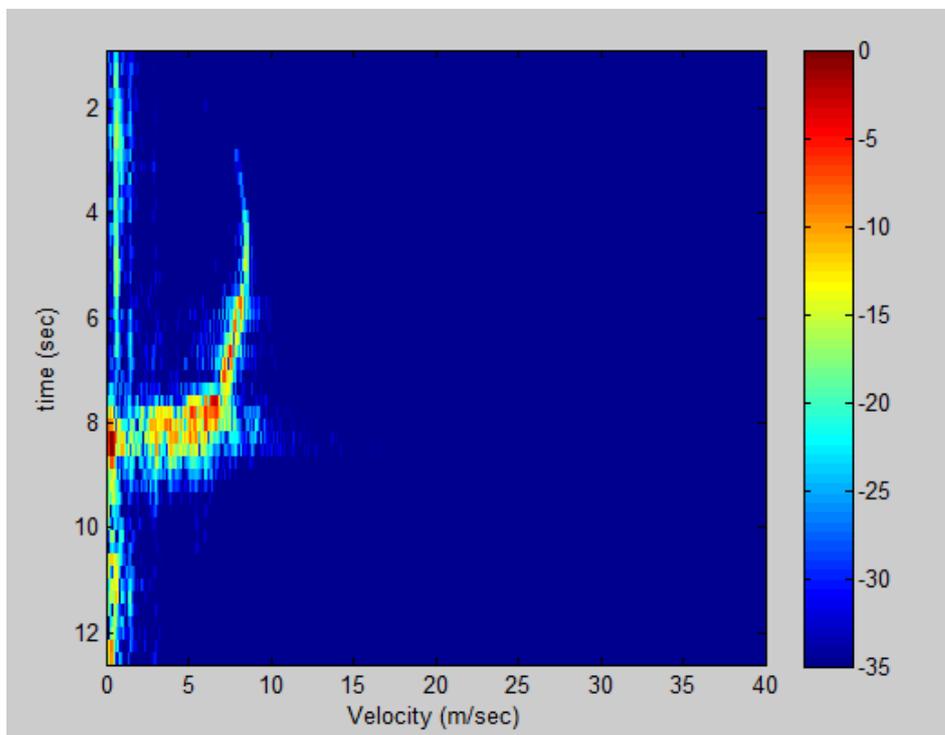
Las pruebas de medición de velocidad se realizaron tomando como objetivos automóviles en diferentes situaciones, por ejemplo en una calle recta, **test N°1**, y en una esquina, **test N°2** donde se pueda apreciar el cambio de velocidad de los mismos.

4.2.0.1. TEST N°1:

Se midió 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**

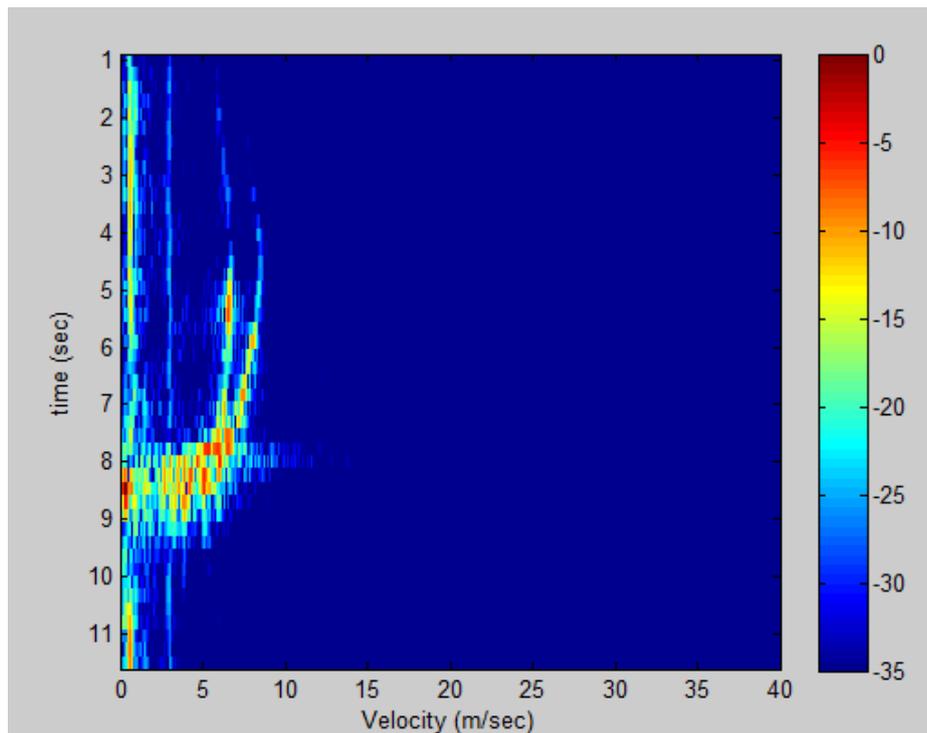


Figura 4.19: Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – RECTA 3

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 tomaron 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.

4.2.0.2. TEST N°2:

Se midió la velocidad en la que distintos autos se alejaban y aproximaban a una curva. En dichos gráficos la velocidad no supera los $35 [km/h]$ ya que ubicamos el radar en una curva.



Figura 4.20: Ubicación radar – Test N°2 Velocidad

RESULTADOS – GRÁFICOS Velocidad vs Tiempo:

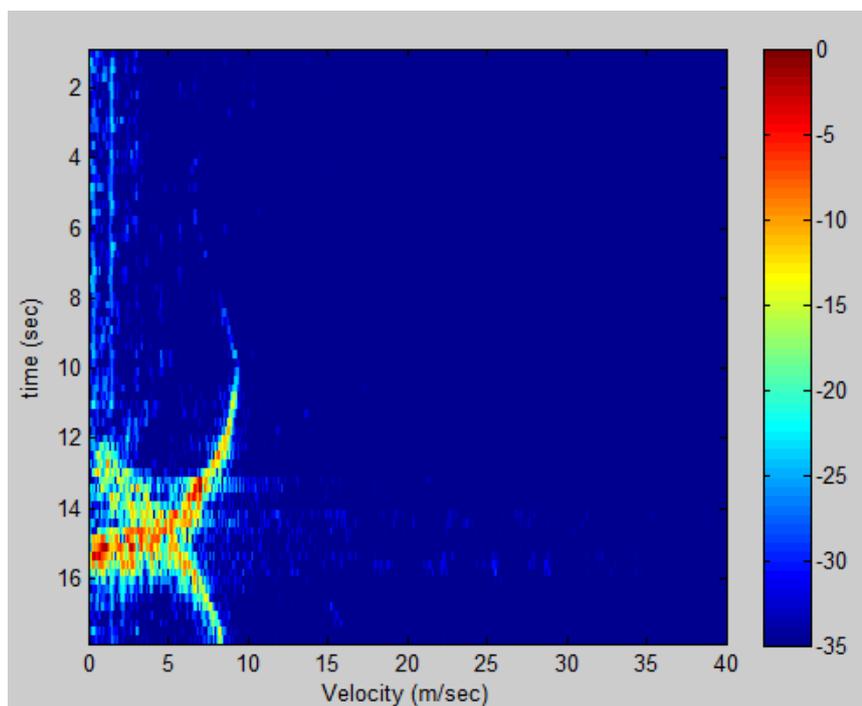


Figura 4.21: Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – CURVA 1

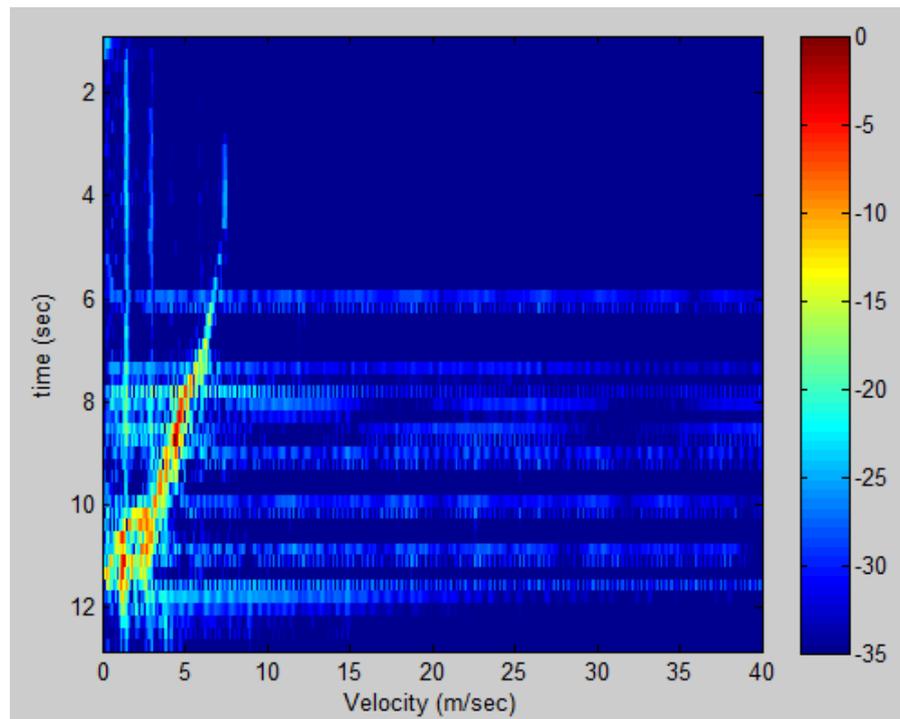


Figura 4.22: Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – CURVA 2

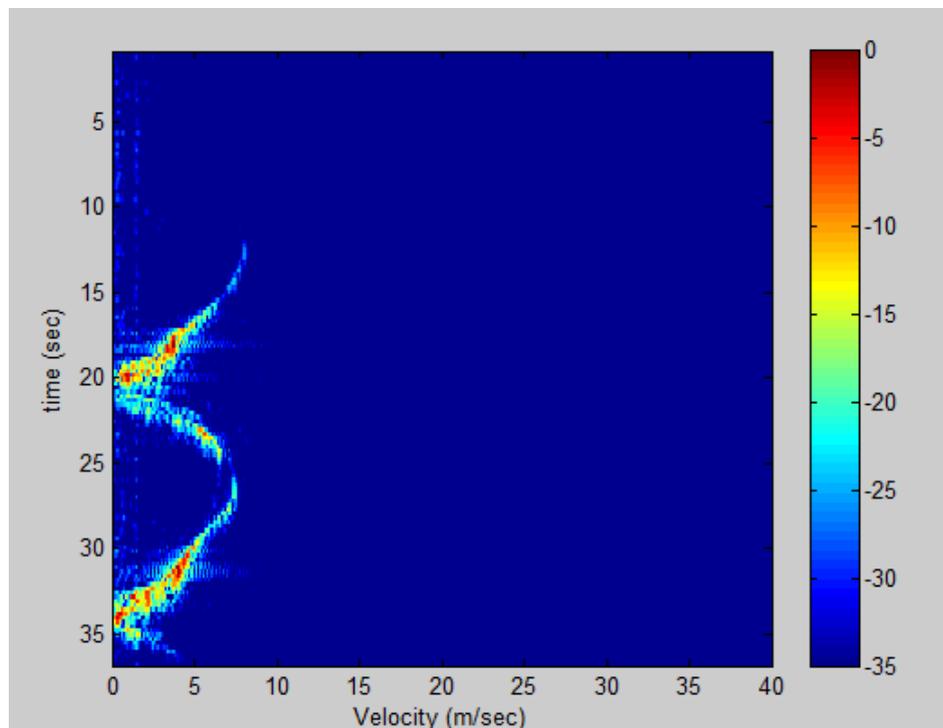


Figura 4.23: Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – CURVA 3

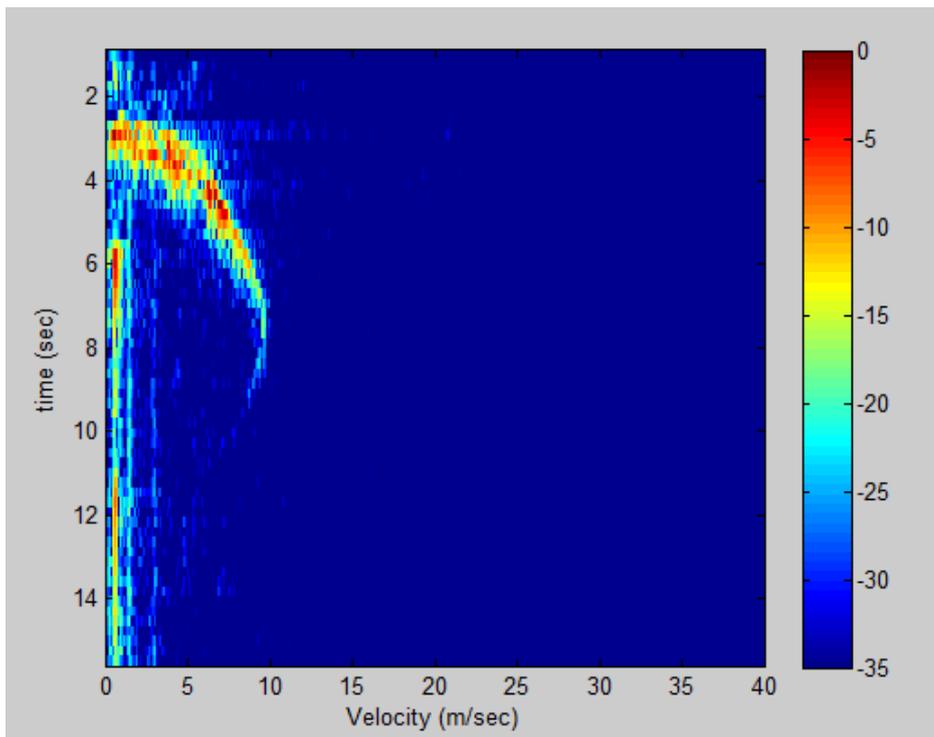


Figura 4.24: Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – CURVA 4

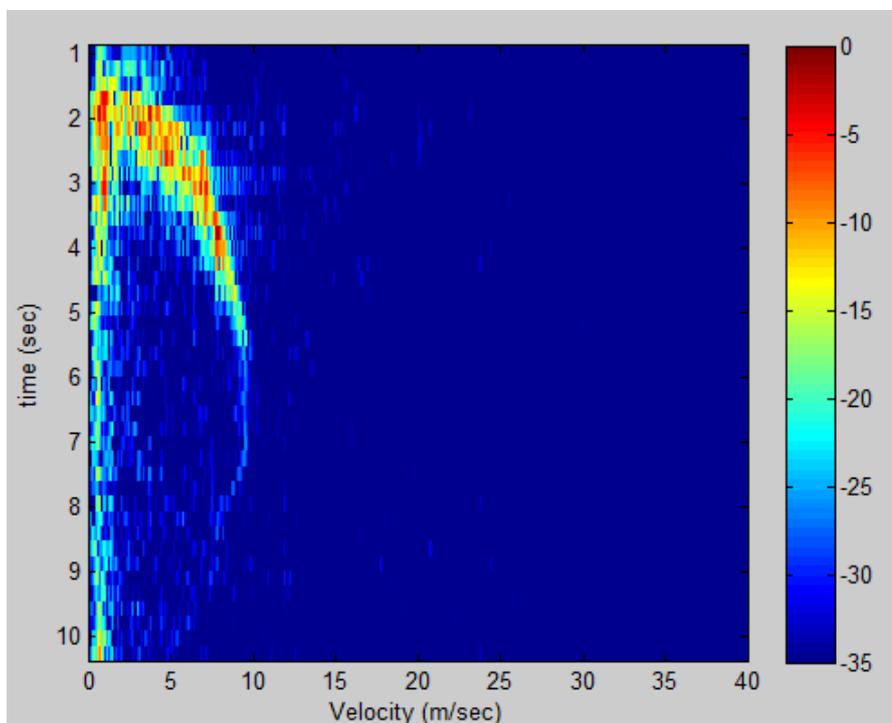


Figura 4.25: Gráfico Velocidad[m/s] vs. Tiempo[seg] – CURVA 5

**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, podemos concluir que el proyecto final de grado **Radar de Onda Continua**, nos permitió sentar las bases de como llevar a cabo un trabajo de investigación y desarrollo. Nos permitió profundizar e integrar los conocimientos en las distintas áreas que están relacionadas con el diseño de un radar.

Los pasos realizados para llevar a cabo el proyecto de grado fueron:

Estudio Teórico: En primer lugar se investigo 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 estudio 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 realizo el diseño de las hojas de datos de los fabricantes de los circuitos integrados elegidos, agregándole las modificaciones necesarias para cumplir con los requerimientos del sistema. Cada etapa del radar se simulo 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 practica 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, utilizando un analizador de espectro. En el caso de las **antenas**, se realizo 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 corroboran las conexiones del sistema.



Testeo del funcionamiento del radar: Una vez que el radar estuvo completo, se ensayo 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 una conector de audio a la placa de sonido de la *notebook*. Para grabar la señales en el *software*, previamente se debió configurar el mismo.

Procesamiento de datos y presentación de resultados: El procesamiento de los datos obtenidos de las señal recibida por el radar se hizo 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 pudo cumplir con los mismos. Ya que se logro realizar las medidas de rango, hasta un blanco en particular, y la velocidad del mismo, en diferentes situaciones. Se logro diseñar y desarrollar en su totalidad el radar de onda continua y corroborar su buen funcionamiento.

Las medidas de rango máximas tomadas fueron de $60[m]$ aproximadamente, pudiéndose mejorar con una superficie reflectora del objetivo mayor. El radar logro 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 registraron con el procesamiento de la señal fueron 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 harían al proyecto mas 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 podrían 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

2. Las etapas de modulación, vídeo amplificador y fuente de energía, fueron realizadas en módulos separados, por una cuestión practica. Se podrían 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_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 podrían 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

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

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

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 fueron satisfactorios, ya que principalmente se pudo realizar y hacer funcionar el radar de onda continua. Luego se pudieron adquirir las medidas de rango en distintos espacios. También se pudieron tomar las medidas de velocidad de autos que circulaban a distintas velocidades. Con las mediciones realizadas se pudo 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

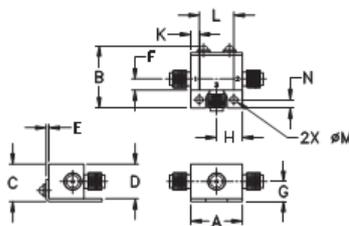
Applications

- communications
- defense
- PCS/DCS
- DECT

Electrical Specifications (T_{AMB} = 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 ₁ -f ₂						
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



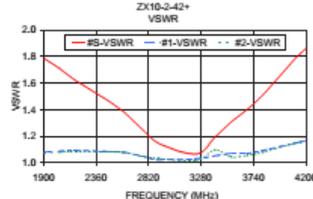
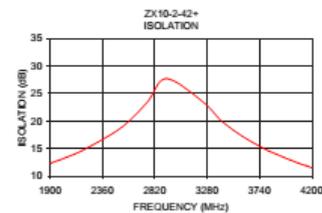
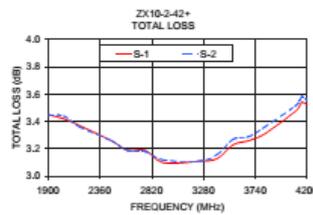
Outline Dimensions (inch)

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 ¹ (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



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

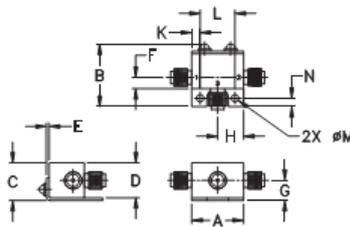
CASE STYLE: FL905

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

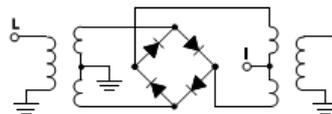
1 dB COMP. PR.: +9 dBm typ.

* 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	LO	+13dBm	+13dBm	+13dBm	+13dBm	+13dBm
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/MC/Store/terms.jsp

REV. OR
M111680
ZX05-43MH+
ED-12902/14
DJFTDVL/AM
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

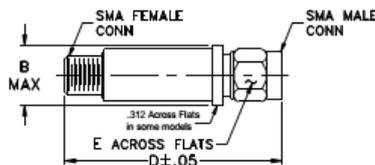
- impedance matching
- signal level adjustment

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

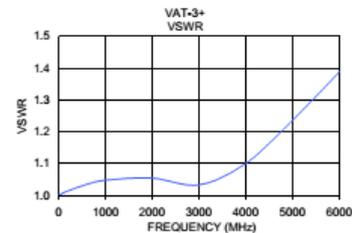
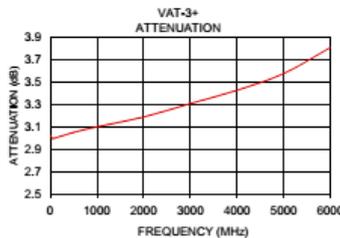
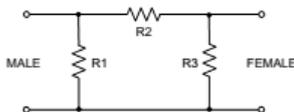
FREQ. RANGE (MHz)	ATTENUATION * (dB)				VSWR (-1)			MAX. INPUT POWER (W)
	DC-3 GHz		3-5 GHz	5-6 GHz	DC-3 GHz	3-5 GHz	5-6 GHz	
f ₁ -f ₂	Nom.	Typ.	Typ.	Typ.	Typ.	Max.	Typ.	Max.
DC-6000	3±0.3	0.20	0.15	0.15	0.45	1.05 1.20	1.15 1.40	1.40

* 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



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**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

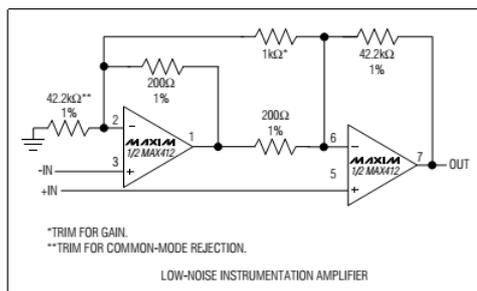
The MAX410/MAX412/MAX414 single/dual/quad op amps set a new standard for noise performance in high-speed, low-voltage systems. Input voltage-noise density is guaranteed to be less than 2.4nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at 1kHz. A unique design not only combines low noise with $\pm 5\text{V}$ operation, but also consumes 2.5mA supply current per amplifier. Low-voltage operation is guaranteed with an output voltage swing of 7.3V_{p-p} into 2k Ω 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/ μs 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/ μs Slew Rate
- ◆ 250 μV (max) Offset Voltage (MAX410/MAX412)
- ◆ 115dB (min) Voltage Gain
- ◆ Available in an Ultra-Small TDFN Package

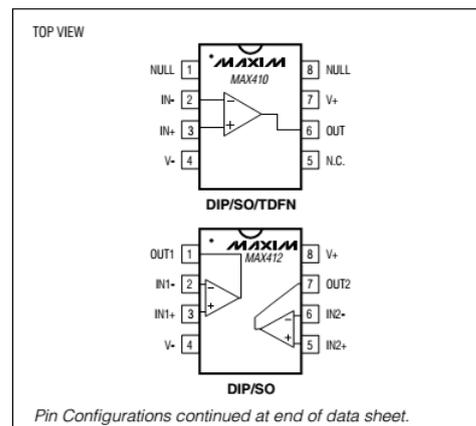
Ordering Information

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.

**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

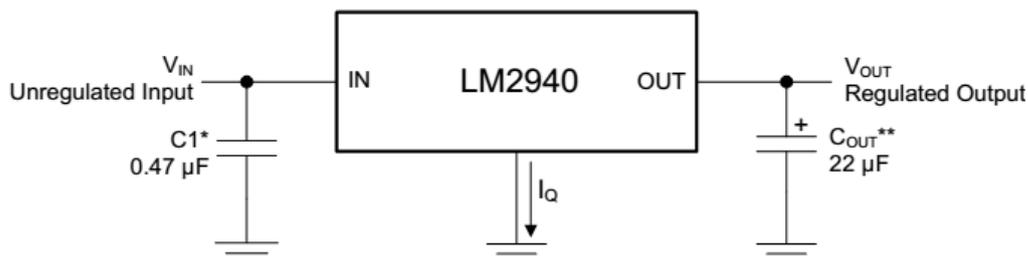
The LM2940-N and LM2940C positive voltage regulators feature the ability to source 1 A of output current with a dropout voltage of typically 0.5 V and a maximum of 1 V over the entire temperature range. Furthermore, a quiescent current reduction circuit has been included which reduces the ground current 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⁽¹⁾

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 μ 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*