

Diseño e Implementación de un radar para determinar velocidad y sentido basado en el efecto Doppler usando el IVS-947 en modo continuo

Erick Fernando Cajamarca Espinoza¹, Kevin Mateo Lasso Chuisaca²,
Emilio Santiago Nicolalde Suscal³, Diego Fernando Portilla Loja⁴, Christopher Adrian Carchipulla Loma⁵
Carrera de Ingeniería en Telecomunicaciones
Universidad de Cuenca

Abstract—Este trabajo presenta el Diseño e Implementación de un Radar capaz de determinar la velocidad y sentido de objetos en movimiento, basándose en los principios del Efecto Doppler, mediante el transceptor de radar de onda continua (CW), utilizando específicamente el módulo IVS-947 de banda K (24 GHz). La solución propuesta se centra en el diseño de la circuitería de acondicionamiento de señal para el modo CW, la cual se conecta a un sistema de antena para la emisión y recepción. Las señales de baja frecuencia resultantes, provenientes de los canales de cuadratura (I y Q), son cruciales para la discriminación de la dirección de movimiento. Dichas señales fueron extraídas, amplificadas y, finalmente, sometidas a un mediante algoritmos específicos, para calcular de forma robusta la velocidad de los objetivos, así como su sentido de desplazamiento. Los resultados validan la efectividad del enfoque, ofreciendo una plataforma de radar de bajo costo y alto rendimiento, idónea para la detección de rango medio.

Index Terms—FMCW, Doppler, Radar, DSP, Signal, Transceptor.

I. MARCO TEÓRICO

A. Esquema a desarrollar

En este proyecto se trabajó sobre el diagrama de bloques de la fig 1, en el cual el radar IVS-947 [1] entrega directamente las señales de las ramas I y Q que son equivalentes a X1 y X2 correspondientemente. Siendo que en este caso lo que se requiere realizar son los filtros pasa bajas como el derivador, sin dejar de lado que el multiplicador se adquirirá el **AD633**. Por último, se realizará el procesamiento digital de las señales mediante el **esp32** para entregar los valores de velocidad y sentido del objetivo que se está desplazando.

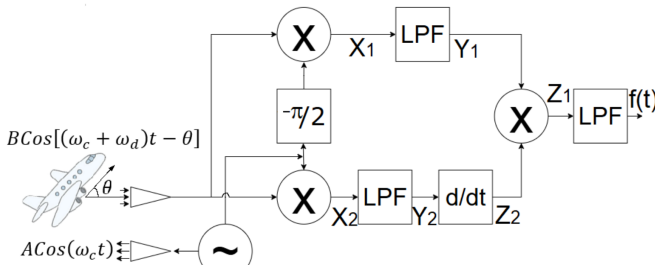


Fig. 1. Diagrama ilustrativo de etapas

A continuación se presentará el desarrollo completo de las señales de la fig 1 para que se entienda de mejor manera la salida etapa a etapa.

B. Análisis Matemático de las Señales del Sistema Radar Doppler

Para el diseño del radar basado en el sensor IVS-947, se considera una señal portadora transmitida $s_{tx}(t) = A \cos(\omega_c t)$. La señal reflejada por el objetivo y recibida por el sistema presenta un desplazamiento Doppler ω_d , expresándose como:

$$s_{rx}(t) = B \cos[(\omega_c + \omega_d)t - \theta] \quad (1)$$

Donde la frecuencia Doppler está definida por $f_d = \frac{2f_c v}{c} \cos \theta$.

1) **Obtención de las señales en cuadratura** (y_1, y_2): La señal recibida se divide en dos ramas para mezclarse con la referencia.

Rama en Fase (I): La señal se multiplica por la referencia original para obtener x_2 :

$$x_2 = B \cos[(\omega_c + \omega_d)t - \theta] \cdot A \cos(\omega_c t) \quad (2)$$

Aplicando identidades trigonométricas de producto y filtrando la componente de alta frecuencia ($2\omega_c$) mediante el LPF, obtenemos y_2 :

$$y_2 = \frac{AB}{2} \cos(\omega_d t - \theta) \quad (3)$$

Rama en Cuadratura (Q): La referencia se desfaza $-\pi/2$ (convirtiéndose en seno) para obtener x_1 :

$$x_1 = B \cos[(\omega_c + \omega_d)t - \theta] \cdot A \sin(\omega_c t) \quad (4)$$

Tras el filtrado pasabajos, la señal resultante y_1 es:

$$y_1 = -\frac{AB}{2} \sin(\omega_d t - \theta) \quad (5)$$

2) **Derivación y detección de sentido** (z_1, z_2): Para obtener una señal proporcional a la velocidad, se deriva temporalmente la señal y_2 en la rama inferior:

$$z_2 = \frac{dy_2}{dt} = \frac{d}{dt} \left[\frac{AB}{2} \cos(\omega_d t - \theta) \right] = -\frac{AB\omega_d}{2} \sin(\omega_d t - \theta) \quad (6)$$

Posteriormente, se multiplican las señales y_1 y z_2 para obtener z_1 :

$$z_1 = y_1 \cdot z_2 = \left[-\frac{AB}{2} \sin(\omega_d t - \theta) \right] \cdot \left[-\frac{AB\omega_d}{2} \sin(\omega_d t - \theta) \right] \quad (7)$$

$$z_1 = \frac{A^2 B^2 \omega_d}{4} \sin^2(\omega_d t - \theta) \quad (8)$$

3) *Salida final $f(t)$* : Utilizando la identidad $\sin^2(u) = \frac{1 - \cos(2u)}{2}$, la señal z_1 se compone de un término DC y uno de doble frecuencia. Al pasar por el último filtro pasabajos, se obtiene la salida final $f(t)$:

$$f(t) = \frac{A^2 B^2 \omega_d}{8} \quad (9)$$

Sustituyendo $\omega_d = 2\pi f_d$ y la expresión de frecuencia Doppler:

$$f(t) = \frac{A^2 B^2 \pi f_c \cos \theta}{2c} v \quad (10)$$

Como se observa, $f(t)$ es una cantidad DC cuya magnitud es directamente proporcional a la velocidad v . El signo de la salida determina la dirección del movimiento: positivo si el objeto se acerca ($+f_d$) y negativo si se aleja ($-f_d$).

C. Multiplicador Analógico de Cuatro Cuadrantes AD633

Para la implementación del bloque de producto en el radar Doppler, se ha seleccionado el circuito integrado AD633. Este dispositivo es un multiplicador analógico completo que permite obtener el producto de dos señales de entrada sin necesidad de componentes externos significativos [2]. En este sistema, su función es multiplicar la señal en cuadratura $y_1(t)$ con la señal derivada de la rama en fase $z_2(t)$ para generar la señal $z_1(t)$.

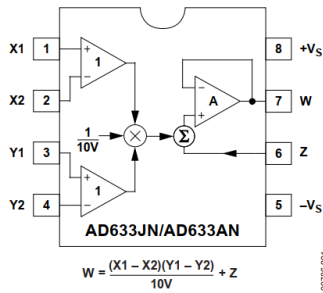


Fig. 2. Esquema de funcionamiento del multiplicador analógico AD633.

1) *Principio de Funcionamiento y Transferencia*: El AD633 utiliza un núcleo translineal para realizar la multiplicación de señales analógicas. La característica principal de este componente es su precisión del 2% a escala completa y una impedancia de entrada de 10 MΩ, lo que minimiza el efecto de carga sobre las etapas de filtrado previas.

La función de transferencia que rige el comportamiento del dispositivo es la siguiente:

$$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} + Z \quad (11)$$

Donde:

- X_1, X_2 y Y_1, Y_2 : Son las entradas diferenciales de los operandos.
- 10V: Es el factor de escala interno determinado por una referencia Zener enterrada.
- Z: Es una entrada de suma que permite añadir un voltaje de compensación o referencia al producto final.
- W: Es el voltaje de salida del producto de baja impedancia.

2) *Configuración de Pines para el Procesamiento Doppler*: Para cumplir con el diagrama de bloques del radar (Figura 2), el AD633 debe configurarse en modo de terminal único (single-ended). La conexión de los pines se detalla en la Tabla I:

TABLE I
CONEXIONES DEL AD633 PARA LA OBTENCIÓN DE LA SEÑAL $z_1(t)$.

Pin	Mnem.	Conex.	Descripción
1	X1	$y_1(t)$	Entrada rama Q tras LPF.
2	X2	GND	Ref. tierra entrada X[cite: 347].
3	Y1	$z_2(t)$	Entrada rama I derivada.
4	Y2	GND	Ref. tierra entrada Y[cite: 347].
5	$-V_S$	-15V	Alim. negativa.
6	Z	GND	Entrada de suma a tierra[cite: 328].
7	W	$z_1(t)$	Salida del producto.
8	$+V_S$	+15V	Alim. positiva.

No obstante es importante mencionar que en este trabajo se empleará $\pm 12V$ dado que se requiere portabilidad. Un requisito que la presentación requiere es hacer la demo sin conexión a la red eléctrica y por ende se emplearán baterías de 12V a 4A que son usadas en moto.

3) *Consideraciones de Diseño*: Para asegurar un funcionamiento óptimo en el PCB, se deben seguir las siguientes directrices técnicas:

- **Desacoplo de alimentación**: Se deben colocar capacitores de $0.1\mu F$ lo más cerca posible de los pines 5 y 8 para filtrar el ruido de conmutación de la fuente.
- **Rango de operación**: El dispositivo opera con suministros desde $\pm 8V$ hasta $\pm 18V$, lo que permite una alta flexibilidad en la elección de la batería para la autonomía del radar.
- **Respuesta en frecuencia**: Con un ancho de banda de 1 MHz, el AD633 procesa sin dificultad las frecuencias Doppler típicas que se encuentran en el rango de los kHz para vehículos terrestres.

II. DESARROLLO

El desarrollo se centra en la implementación del esquema de detección Doppler para determinar velocidad y sentido[cite: 3, 17]. Se utiliza el sensor IVS-947 en modo CW, aprovechando que las señales X_1 e X_2 (canales I y Q) son proporcionadas directamente por el dispositivo.

A. Diseño e Implementación del Hardware

El procesamiento de las señales provenientes de las salidas X_1 (I) e X_2 (Q) del sensor IVS-947 es fundamental para garantizar una detección precisa y mejorar la relación señal-ruido (SNR). A continuación, se describen las etapas de acondicionamiento físico implementadas.

1) *Etapas de Pre-amplificación y Acoplamiento*: Para ambas ramas, se implementó una etapa inicial utilizando el amplificador operacional de bajo ruido **NE5532** en configuración inversora.

- **Acoplamiento de AC**: Se utilizaron capacitores de $100nF$ a la entrada para eliminar componentes de corriente continua (DC offset) provenientes del sensor y evitar la saturación por niveles residuales[cite: 19].
- **Ganancia de Voltaje**: La ganancia (A_v) se define mediante la relación:

$$A_v = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{20k\Omega}{1.5k\Omega} \approx -13.33 \quad (12)$$

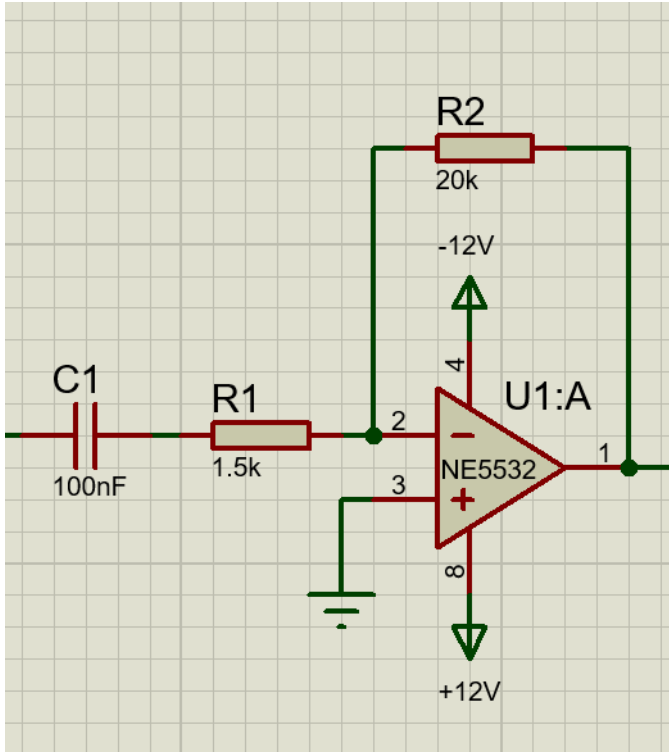


Fig. 3. Etapa de pre-amplificación basada en el NE5532 para el acondicionamiento de señales I/Q.

2) *Etapas de Ganancia Variable*: Se incluyó una etapa con amplificadores **TL084** que incorporan potenciómetros de $100k\Omega$. Esta configuración permite un ajuste dinámico de la amplitud para evitar la saturación del ADC del microcontrolador (ESP32) dependiendo de la magnitud de la señal recibida durante las pruebas en la calle General Escandón[cite: 34, 36].

3) *Diseño del Filtro Pasa Bajos Activo (Etapas Y_1, Y_2)*: Para eliminar el ruido de alta frecuencia y señales fuera del espectro Doppler vehicular de interés[cite: 24, 25], se

implementó un filtro de segundo orden con topología **Sallen-Key**.

a) *Criterios de Selección*: Los valores de los componentes seleccionados en el diseño son:

- $R_4 = R_5 = 1.5k\Omega$ (estableciendo la impedancia de la red de filtrado)[cite: 19].
- $C_{high} = 10nF$ (C_2).
- $C_{low} = 4.5nF$ (C_3).

b) *Cálculo de la Frecuencia de Corte (f_c)*: La frecuencia de corte se determina mediante la expresión:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_4 \cdot R_5 \cdot C_2 \cdot C_3}} \quad (13)$$

Sustituyendo los valores del diseño implementado:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{1500 \cdot 1500 \cdot 10 \times 10^{-9} \cdot 4.5 \times 10^{-9}}} \approx 15.8 \text{ kHz} \quad (14)$$

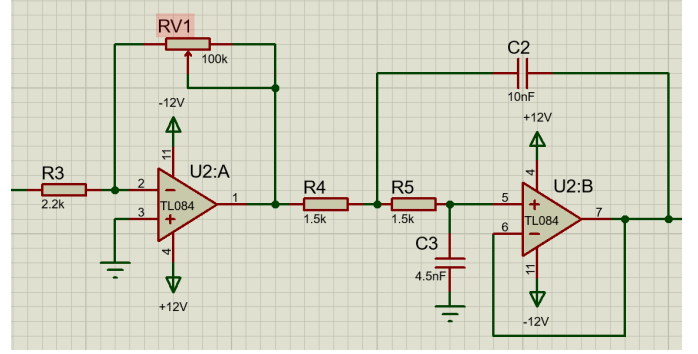


Fig. 4. Implementación del filtro Pasa Bajos Sallen-Key de segundo orden para las señales Y_1 e Y_2 .

c) *Factor de Calidad (Q)*: El factor de calidad obtenido es:

$$Q = \frac{\sqrt{C_2/C_3}}{2} \approx 0.745 \quad (15)$$

Este valor indica una respuesta tipo **Butterworth**, garantizando una banda de paso máximamente plana, lo cual es ideal para no distorsionar la amplitud de la señal Doppler antes del procesamiento digital y el cálculo de la velocidad.

B. Implementación del Bloque Derivador (d/dt)

Siguiendo el esquema propuesto para la detección del sentido de movimiento, la señal proveniente de la rama Q (Y_2) debe ser procesada mediante una etapa derivadora antes de la multiplicación final. Para ello, se implementó un derivador activo compensado utilizando el amplificador operacional de alta velocidad **TL072** (U4:A).

1) *Criterios de Diseño del Derivador Práctico*: Un derivador ideal presenta problemas de estabilidad y amplificación de ruido a altas frecuencias. Por tal motivo, se diseñó un derivador práctico que limita la ganancia en altas frecuencias mediante el uso de una red RC compuesta por C_7 y la resistencia equivalente del potenciómetro RV_4 , junto con el capacitor de retroalimentación C_8 .

Los componentes utilizados según el diseño son:

- **Capacitor de entrada (C_7):** $10nF$.
- **Resistencia de retroalimentación (RV_3):** Potenciómetro de $50k\Omega$ para ajuste de ganancia.
- **Capacitor de compensación (C_8):** $680pF$, encargado de estabilizar la respuesta y filtrar picos de ruido de alta frecuencia.
- **Control de entrada (RV_4):** Potenciómetro de $50k\Omega$ para ajustar la constante de tiempo de la derivación.

2) *Respuesta en Frecuencia y Función de Transferencia:* La función de transferencia de esta etapa, considerando el ajuste de los potenciómetros, permite que la señal de salida Z_2 sea proporcional a la derivada temporal de la señal de entrada Y_2 dentro del ancho de banda de la señal Doppler.

La ganancia de derivación está gobernada por la constante de tiempo $\tau = RV_3 \cdot C_7$. Con los valores máximos, se obtiene una constante de:

$$\tau_{max} = 50k\Omega \cdot 10nF = 5 \times 10^{-4} s \quad (16)$$

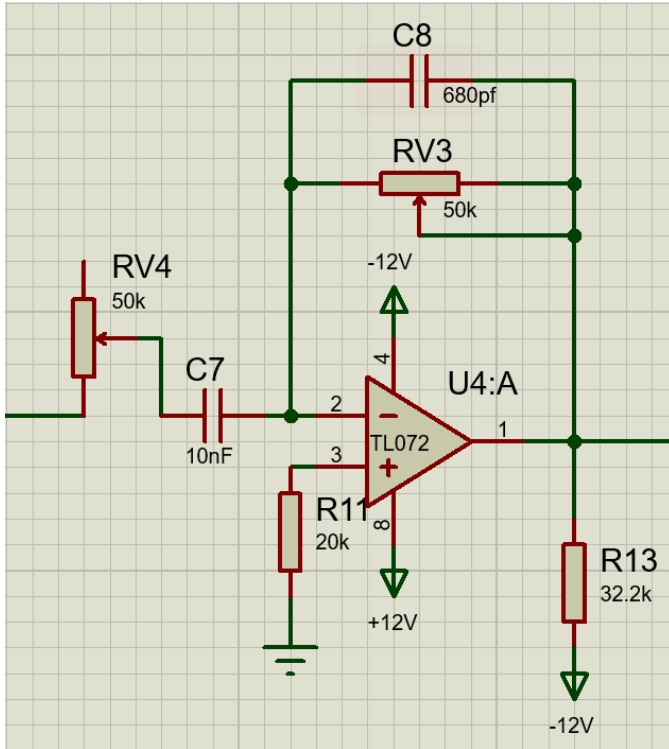


Fig. 5. Circuito derivador compensado implementado con el TL072 para la rama Q.

3) *Propósito en la Determinación del Sentido:* La operación de derivación introduce un desfase de $+90^\circ$ adicional a la señal de la rama Q. Al multiplicar posteriormente esta señal derivada (Z_2) con la señal de la rama I (Y_1), el signo del componente de DC resultante en $f(t)$ dependerá directamente de si la fase de Q adelanta o retrasa a I. Esto permite identificar si el vehículo se acerca o se aleja del sensor en la calle General Escandón.

C. Implementación del Multiplicador Analógico y Filtrado Final

La etapa final de hardware consiste en la multiplicación de las señales procesadas de ambas ramas para obtener la señal $f(t)$, la cual contiene la información del sentido de movimiento. Para esta función se implementó el multiplicador analógico de cuatro cuadrantes **AD633** (U5).

1) *Principio de Funcionamiento (AD633):* De acuerdo con las especificaciones del componente y las pruebas de diseño realizadas, la función de transferencia del multiplicador está definida por:

$$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} + Z \quad (17)$$

En nuestra implementación, las señales de entrada se conectaron a los terminales X_1 y Y_1 , mientras que los terminales diferenciales X_2 y Y_2 se conectaron a referencia (GND). El terminal de suma Z también se mantuvo en $0V$, resultando en la ecuación simplificada:

$$W = \frac{X_1 \cdot Y_1}{10} \quad (18)$$

2) *Filtrado Pasa Bajos Final y Ajuste de Offset:* La salida del multiplicador (W) contiene componentes de alta frecuencia producto de la mezcla de señales. Para extraer únicamente la componente de baja frecuencia (señal de video Doppler), se implementó un filtro pasa bajos pasivo seguido de una etapa de compensación.

- **Filtro Pasivo:** Conformado por $R_{12} = 4.7k\Omega$ y $C_{11} = 1\mu F$, estableciendo una frecuencia de corte muy baja para suavizar la salida:

$$f_{c-final} = \frac{1}{2\pi \cdot 4700 \cdot 10^{-6}} \approx 33.8 \text{ Hz} \quad (19)$$

- **Compensación de Offset:** Se utilizó un amplificador operacional **TL072** (U3:A) en configuración de comparador/ajuste con un potenciómetro RV_5 de $50k\Omega$. Esto permite centrar la señal $f(t)$ en un rango adecuado para la lectura del ADC del microcontrolador.

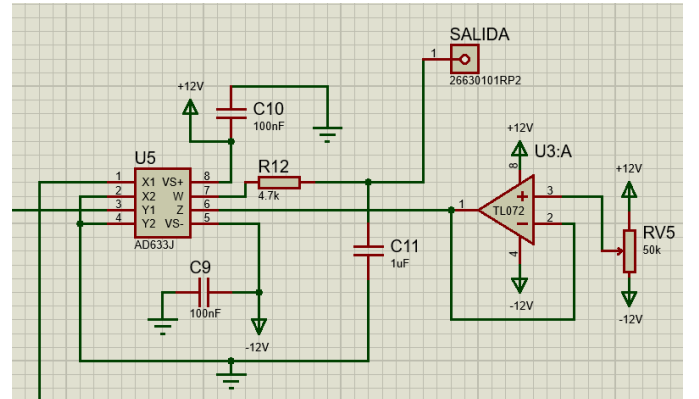


Fig. 6. Circuito multiplicador analógico AD633 y etapa de acondicionamiento de salida.

3) *Interpretación de la Señal $f(t)$* : La señal resultante en el nodo de salida entrega un nivel de tensión cuya polaridad (respecto a un nivel de referencia) indica el sentido de movimiento del objetivo detectado. Esta señal es enviada posteriormente al ESP32 para su procesamiento digital mediante un filtro acoplado, mejorando la precisión en la medición de la velocidad y posición del vehículo.

D. Diseño y Distribución de la PCB

Para garantizar la robustez del sistema y evitar falsos contactos o ruido por acoplamientos inductivos propios de las conexiones en protoboard, se diseñó una tarjeta de circuito impreso (PCB) a medida utilizando la herramienta **ARES de Proteus**. El diseño se enfocó en la integridad de la señal analógica y la compacidad del dispositivo.

1) *Criterios de Enrutamiento y Distribución*: El diseño de la PCB siguió los siguientes criterios técnicos:

- **Planos de Tierra**: Se implementó un plano de tierra (Copper Pour) en la capa inferior para minimizar el ruido electromagnético y proporcionar una referencia común estable para las etapas de amplificación y multiplicación.
- **Separación de Etapas**: Los componentes se distribuyeron siguiendo el flujo lógico de la señal: desde la entrada de los canales I/Q (J3), pasando por la pre-amplificación (U1), el filtrado (U2), la derivación (U4), hasta la multiplicación final (U5).
- **Dimensionado de Pistas**: Se utilizaron anchos de pista de 25-30 th para las líneas de señal y 40 th para las líneas de alimentación ($\pm 12V$), asegurando una baja impedancia en la distribución de potencia.

2) *Interfaz de Usuario y Ajustes*: Se priorizó la accesibilidad de los controles analógicos para las pruebas de campo:

- **Potenciómetros**: Los componentes RV1 a RV5 se ubicaron estratégicamente en la periferia o zonas despejadas de la placa para permitir el ajuste de ganancia y offset en tiempo real durante las mediciones en la calle General Escandón.
- **Salida de Señal**: Se incluyó un terminal de salida dedicado para la señal $f(t)$, facilitando la conexión directa hacia el ADC del microcontrolador ESP32.

3) *Autonomía y Encapsulado*: Cumpliendo con los requerimientos de autonomía, la PCB incluye conectores para alimentación mediante batería, eliminando la necesidad de fuentes externas cableadas. El diseño final fue optimizado para ser alojado en una carcasa fabricada mediante impresión 3D, garantizando la protección del circuito durante las pruebas vehiculares.

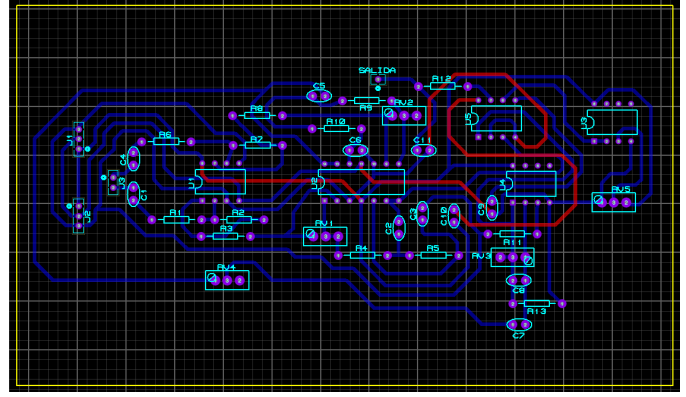


Fig. 7. Layout final de la PCB con distribución de componentes y ruteo de doble capa.

III. APORTES

TABLE II
DISTRIBUCIÓN DE APORTES POR ACTIVIDAD Y MIEMBRO

Actividad	M1	M2	M3	M4	M5	Total
Investigación	20%	20%	20%	20%	20%	100%
Diseño	20%	20%	20%	20%	20%	100%
Implementación hardware	20%	20%	20%	20%	20%	100%
Pruebas	20%	20%	20%	20%	20%	100%
Redacción de reporte	20%	20%	20%	20%	20%	100%
Financiamiento	20%	20%	20%	20%	20%	100%

REFERENCES

- [1] InnoSenT GmbH, "IVS-947 FMCW/FSK Radar Transceiver Datasheet," 2020, hoja de datos del transceptor IVS-947. [Online]. Available: <https://www.innosent.de/en/sensors/ivs-947-fmcw-fsk-radarsensor/>
- [2] Analog Devices, AD633: Low Cost Analog Multiplier Data Sheet, Analog Devices, Inc., 2015, rev. K. Disponible en: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad633.pdf>.