

# Universidad Nacional de Ingeniería

Facultad de Ciencias




TESIS

## **Diseño e implementación de un sistema de monitoreo de potencia de los transmisores del radar principal del Radio Observatorio de Jicamarca**

Para obtener el Título Profesional de Ingeniero Físico

Elaborado por

Jesus Antonio Tapia Gallardo

 [0009-0005-5473-0011](https://orcid.org/0009-0005-5473-0011)

Asesor

Mg. Guido Juvenal Castillo Ocaña

 [0000-0002-7509-9987](https://orcid.org/0000-0002-7509-9987)

LIMA - PERÚ

2024

Citar/How to cite	Tapia Gallardo [1]
Referencia/Reference	[1] J. A. Tapia Gallardo, "Diseño e implementación de un sistema de monitoreo de potencia de los transmisores del radar principal del Radio Observatorio de Jicamarca" [Tesis de pregrado]. Lima (Perú): Universidad Nacional de Ingeniería, 2024.
Estilo/Style: IEEE	

---

Citar/How to cite	(Tapia, 2024)
Referencia/Reference	Tapia, J. (2024). Diseño e implementación de un sistema de monitoreo de potencia de los transmisores del radar principal del Radio Observatorio de Jicamarca. [Tesis de pregrado, Universidad Nacional de Ingeniería]. Repositorio Institucional UNI.
Estilo/Style: APA (7ma ed.)	

## ***Dedicatoria***

*A mis padres, Elio y Kely, y a mis hermanas, Rosamaría y Yadhira, por ser la luz que iluminó mi camino incluso en las noches más oscuras.*

## **Agradecimientos**

Agradezco al Instituto Geofísico del Perú (IGP), sede Radio Observatorio de Jicamarca (ROJ) por todas las facilidades brindadas, al Dr. Danny Scipion, a Alejandro Belleza y a los ingenieros Rommel Yaya, Karim Kuyeng y Juan Carlos Espinoza por el asesoramiento durante el desarrollo de este trabajo.

A mi asesor, el Mg. Guido Castillo, por su orientación en la realización de esta tesis.

## Resumen

El presente trabajo busca diseñar e implementar un sistema capaz de detectar la presencia de niveles anómalos de potencia en las líneas de transmisión de 6 pulgadas en el patio de conmutación del radar de dispersión incoherente instalado en el Radio Observatorio de Jicamarca (ROJ) del Instituto Geofísico del Perú (IGP). Para esto primero se simuló una serie de circuitos e integrados en LTspice que fueran capaces de detectar ondas pulsadas a una frecuencia de 50 MHz, luego se realizaron las pruebas con aquellos circuitos con los que se obtuvo mejores resultados en las simulaciones. Una vez hecho esto se diseñó la PCB teniendo en cuenta el acoplamiento de impedancias para evitar reflexiones que deformen la señal recibida. Por último, se realizó la digitalización de la señal para crear un sistema de alarma integrado en la página del Sistema Integrado de Radar (SIR).

**Palabras clave:** Monitoreo, líneas de transmisión, potencia, onda pulsada, radio observatorio.

## **Abstract**

The present work seeks to design and implement a system capable of detecting the presence of anomalous power levels in the 6-inch transmission lines in the switchyard of the incoherent scattering radar installed at the Jicamarca Radio Observatory (ROJ) of the Geophysical Institute of Peru (IGP). For this, first a series of circuits and integrated circuits were simulated in LTspice that were capable of detecting pulsed waves at a frequency of 50 MHz, then tests were performed with those circuits with the best results in the simulations. Once this was done, the PCB was designed considering the impedance coupling to avoid reflections that deform the received signal. Finally, the signal was digitized to create an alarm system integrated in the Integrated Radar System (SIR) page.

**Keywords:** Monitoring, transmission lines, power, pulsed wave, radio observatory.

## Tabla de Contenido

I.	Introducción .....	1
A.	Descripción del Problema. ....	1
B.	Estado del Arte. ....	1
C.	Objetivos.....	3
1.	Objetivo General.....	3
2.	Objetivos Específicos.....	3
D.	Hipótesis.....	3
II.	Marco Teórico.....	4
A.	Switchyard. ....	4
B.	Líneas de transmisión. ....	4
C.	Conversión de voltaje a potencia en una línea de 50 $\Omega$ .....	6
D.	Acoplador direccional .....	7
E.	Atenuadores .....	8
F.	Analizador de redes. ....	9
G.	Rango dinámico.....	10
H.	Ruido eléctrico. ....	10
I.	Ondas pulsadas RF.....	11
J.	Diodo Schottky. ....	12
K.	Circuitos detectores de potencia RF. ....	13
1.	Detector de envolvente.....	13
2.	Detector logarítmico.....	14
L.	Placa de Circuito Impreso (PCB).....	14
1.	Tipos de líneas de transmisión en PCB .....	15
2.	Dieléctricos en PCB. ....	18
3.	Condensadores de desacoplamiento (bypass) .....	19
4.	Planos a tierra en PCB .....	19
M.	Teorema de Nyquist.....	20
N.	Conversión analógica digital (ADC). ....	20
O.	Protocolo MQTT. ....	22
P.	Herramientas de Software .....	23
III.	Diseño e implementación.....	24
A.	Metodología. ....	24
B.	Acondicionamiento de la señal.....	24
C.	Circuito detector.....	27
1.	LTC5507.....	28
2.	AD8318.....	30
3.	Circuito con diodo Schottky y condensador. ....	33
4.	Detector de potencia ZX47- 40LN.....	38

5. CI AD8310 .....	42
D. Diseño y manufactura de la PCB. ....	43
E. Conversión analógica digital en el microcontrolador .....	50
IV. Resultados.....	53
A. Pruebas con el circuito basado en diodo Schottky. ....	53
B. Pruebas con el circuito basado en el CI LTC5507.....	58
C. Implementación de la página en el Sistema Integrado de Radar (SIR). ....	60
V. Conclusiones .....	64
VI. Referencias bibliográficas .....	65
Anexos .....	69



## Lista de Tablas

Tabla I. Características del pulso.....	24
Tabla II. Voltaje de entrada y voltaje de salida del circuito con diodo Schottky. ....	36
Tabla III. Códigos y precios de los componentes. ....	36
Tabla IV. Atenuación para el ADC [54]. ....	51
Tabla V. Voltaje de entrada y lectura del ADC. ....	52
Tabla VI. Voltajes de entrada y salida del circuito con diodo.....	54
Tabla VII. Voltajes de entrada, potencia de entrada y voltaje salida del circuito con el integrado LTC5507. ....	59

## Lista de Figuras

Figura I. Vista aérea de la antena principal del ROJ. ....	1
Figura II. Switchyard de la antena principal del ROJ. ....	4
Figura III. Cable coaxial usado como línea de transmisión [10]. ....	5
Figura IV. Definiciones de tensión y corriente y circuito equivalente para una longitud incremental de línea de transmisión. (a) Definiciones de tensión y corriente. (b) Circuito equivalente [11]. ....	5
Figura V. Configuraciones básicas de acoplador direccional [12]. ....	7
Figura VI. Diagrama esquemático del atenuador [13]. ....	8
Figura VII. Atenuador T [14]. ....	9
Figura VIII. Rango dinámico [15]. ....	10
Figura IX. Espectro de ruido blanco [16]. ....	11
Figura X. Características básicas de señal pulsada [18]. ....	11
Figura XI. Comparación de las curvas características V-I para un diodo Schottky y un diodo normal [21]. ....	12
Figura XII. Rizado en la señal de salida [23]. ....	14
Figura XIII. Ejemplo de PCB para un sistema de radiofrecuencia [26]. ....	15
Figura XIV. Línea de transmisión microstrip. (a) Geometría. (b) Líneas de campo eléctrico y magnético [11]. ....	15
Figura XV. Geometría de una línea de transmisión Stripline [33]. ....	16
Figura XVI. Guía de ondas coplanares (CPW): (a) convencional; y (b) CPW de tierra finita [30]. ....	17
Figura XVII. Regulador de conmutación ADP2441 con condensador de derivación CBYP en la entrada [34]. ....	19
Figura XVIII. Plano de tierra y corriente de retorno donde terminan las líneas de campo [35]. ....	20
Figura XIX. Conversión analógica a digital. ....	21
Figura XX. Esquema del convertidor analógico a digital de registros de aproximación sucesiva básico [39]. ....	22
Figura XXI. Ejemplo de uso del protocolo MQTT [40]. ....	23
Figura XXII. Diagrama de bloques del sistema. ....	24
Figura XXIII. Conexiones de la línea de transmisión al analizador de redes. ....	25
Figura XXIV. Gráfica del factor de acoplamiento en función de la frecuencia. ....	25
Figura XXV. Diseño del circuito para el acondicionamiento de la señal. ....	27
Figura XXVI. Conexiones del módulo LTC5507 [42]. ....	28
Figura XXVII. Circuito LTC5507 simulado en LTSpice. ....	29
Figura XXVIII. Voltaje de salida del LTC5507 (azul) y voltaje de entrada de dos pulsos a 50 MHz (verde). ....	29
Figura XXIX. Características típicas del detector a 100 kHz, 100 MHz y 1000 MHz [42].	30
Figura XXX. Circuito integrado LTC5507 (izquierda) y módulo de desarrollo (derecha)..	30
Figura XXXI. Conexiones básicas AD8318 [43]. ....	31
Figura XXXII. Respuesta de pulso de AD8318 y comparador ADCMP563 para pulsos de RF de amplitudes variables [43]. ....	32
Figura XXXIII. Voltaje de salida vs amplitud de potencia de entrada a 900 MHz. Colores: +25°C → negro; -40°C → azul; +85°C → Rojo [43]. ....	32
Figura XXXIV. Circuito con diodo Schottky y con el capacitor cerámico de alto ESR. ....	33
Figura XXXV. Respuesta del circuito a un pulso de 0.1 ms (azul). ....	34
Figura XXXVI. Oscilaciones del voltaje de salida (azul) y señal de entrada sinusoidal de 50 MHz (verde). ....	34
Figura XXXVII. Voltaje de salida (azul) del circuito con condensador cerámico sin inductancia parásita para ondas pulsadas (verde). ....	35
Figura XXXVIII. Circuito detector con el diodo 1N5818. ....	35
Figura XXXIX. Voltaje de salida para el circuito considerando distintas resistencias de carga. ....	35

Figura XL. Circuito con doble diodo y capacitancia parametrizada .....	37
Figura XLI. Voltajes de salida del circuito detector con doble diodo considerando distintos valores de capacitancia. ....	37
Figura XLII. Comparación de voltajes de salida para un circuito con uno (azul) y dos diodos (rojo).....	38
Figura XLIII. Voltaje de salida vs potencia de entrada a distintas frecuencias [46]. ....	39
Figura XLIV. Configuración del osciloscopio, generador de funciones y circuito detector para las mediciones. ....	39
Figura XLV. Señal del generador de funciones a 50 MHz (azul) y señal de salida del detector (amarillo). ....	40
Figura XLVI. Voltaje de salida vs potencia de entrada a una frecuencia de 50 MHz. ....	40
Figura XLVII. Ajuste lineal de la potencia y del voltaje de salida. ....	40
Figura XLVIII. Ráfaga RF (en azul) y señal de salida del detector (en amarillo). ....	41
Figura XLIX. Ráfaga RF (en azul) y señal de salida del detector (en amarillo) para un ancho de pulso de 10 $\mu$ s. ....	41
Figura L. Circuito AD8310 simulado en LTSpice. ....	42
Figura LI. Voltaje de salida del LTC5507(rojo) y voltaje de entrada de dos pulsos a 50 MHz (azul). ....	43
Figura LII. Salida RSSI vs potencia de entrada para frecuencias de 10 MHz, 50 MHz y 100 MHz [47]. ....	43
Figura LIII. Medidas (en mils) para el acoplamiento de impedancias en una microstrip. ..	45
Figura LIV. Medidas (en mm) para el acoplamiento de impedancias en una stripline. ....	45
Figura LV. Medidas (en mm) para el acoplamiento de impedancias en una guía de onda coplanar. ....	46
Figura LVI. PCB del circuito detector con 8 entradas. ....	47
Figura LVII. Conexiones del circuito detector básico usando el LTC5507. ....	48
Figura LVIII. Medidas de la línea de transmisión. ....	48
Figura LIX. Conexiones del circuito detector básico usando el LTC5507. ....	49
Figura LX. Vista superior e inferior de la PCB del circuito con diodo Schottky. ....	49
Figura LXI. Vista superior e inferior de la PCB del circuito con el CI LTC5507. ....	50
Figura LXII. Comportamiento real del ADC del ESP32. ....	51
Figura LXIII. Comportamiento real del ADC del ESP32. ....	52
Figura LXIV. Conexiones para las pruebas con el circuito con diodo Schottky. ....	53
Figura LXV. Vout vs Vgen. ....	55
Figura LXVI. Voltaje de salida del circuito detector en la primera prueba. ....	55
Figura LXVII. Voltaje de salida del circuito detector en la segunda prueba. ....	56
Figura LXVIII. Voltaje de salida del circuito detector en la tercera prueba. ....	57
Figura LXIX. Voltaje de salida del circuito detector en la cuarta prueba. ....	57
Figura LXX. Voltaje de salida del circuito detector en la quinta prueba. ....	58
Figura LXXI. Vout vs Pin. ....	59
Figura LXXII. Diagrama de flujo de los programas mainScripPython.py y mainESP32.ino. ....	60
Figura LXXIII. Configuración para el experimento de octubre 2023. ....	61
Figura LXXIV. Tabla con las alertas en caso de detección de niveles anómalos. ....	62
Figura LXXV. Potencia de las 8 líneas. ....	62
Figura LXXVI. Potencia en la línea “South Down” .....	63

# I. Introducción

## A. Descripción del Problema.

La antena principal del Radio Observatorio de Jicamarca (ROJ) consiste en un arreglo de 18 432 dipolos lineales que cubre un área de  $290 \times 290 \text{ m}^2$  (ver Figura I), el cual está dividido en 4 cuartos y cada cuarto se divide en 16 módulos. Los experimentos necesitan cierta potencia en las líneas de transmisión de 6 pulgadas del patio de conmutación según el objetivo de cada trabajo. El año 2021 durante el experimento *High Altitude Echoes* (HAE) la potencia en uno de estos tubos de 6 pulgadas superó el límite esperado en el experimento, lo que causó daños en parte del equipo. Este incidente llevó a la propuesta del presente sistema de monitoreo de la potencia y alerta en caso de detección de niveles anómalos.



Figura I. Vista aérea de la antena principal del ROJ.

## B. Estado del Arte.

Existen múltiples trabajos (papers y notas de aplicaciones) centrados en la detección de ondas pulsadas. El paper de Ming-Liang Shieh et al. [2] describe el diseño y simulaciones de un detector de potencia de radiofrecuencia basado en el uso de una configuración de amplificador logarítmico de detección sucesiva (SDLA), sus resultados mostraron que es adecuado para amplios rangos dinámicos, logrando alcanzar 39 dB a 900 MHz y un error logarítmico de  $\pm 1$  dB. Un trabajo centrado en el criterio de selección de detectores de RF

es el de Pierre Genest et al.[1] en donde menciona los parámetros clave para la elección del detector destacándose la frecuencia de operación, la sensibilidad, la linealidad y la variación producida por los factores ambientales.

Notas de aplicación como la de la empresa Infineon [3] muestran los resultados de pruebas de detección en circuitos específicos, en el caso del uso de diodos Schottky obtuvieron resultados adecuados (amplio rango dinámico y linealidad) incluso a frecuencias de 5.5 GHz. El trabajo de Yuping Toh [4] tiene como objetivo explicar tanto el funcionamiento de los amplificadores logarítmicos (log amp) como su uso en la detección de pulsos RF. Además, en su investigación, Toh identificó una causa común de las "colas extrañas" que a veces ocurren al utilizar amplificadores logarítmicos de demodulación, también propone algunas soluciones para evitar este problema. También existen trabajos como el de Eamon Nash [5] en donde se analiza el comportamiento de los módulos de la familia AD83 de Analog Devices, llegándose a la conclusión de que con el amplificador logarítmico demodulador AD831 se pueden detectar ráfagas de radiofrecuencia tan cortos como 40 ns.

Con respecto al diseño de la PCB (printed circuit board) se debe considerar aspectos como el uso de via fences, el trabajo de Suntives et al.[6] ahonda en ese tema estudiando como se perturba la señal debido al crosstalk (efecto en donde una señal perturba a otra en un mismo circuito) en altas frecuencias. Otro trabajo que provee pautas y recomendaciones para el diseño de la placa en sistemas de radiofrecuencia es la nota de aplicaciones de Suyash Jain [7], en ella también se mencionan los errores típicos cometidos en aplicaciones con circuitos integrados.

En el trabajo de Soledad Fernandez [8] se desarrolla una aplicación web para el monitoreo de potencia de los transmisores de estado sólido 96 kW del ROJ, para ello usa el framework Django, recibe los datos mediante el protocolo MQTT y lo integra en el Sistema Integrado de Radar (SIR). Otro trabajo que se centra en el SIR es el de Renato Hualpa en donde actualiza el sistema de Django 2.2 a Django 4.1.5 [9].

## **C. Objetivos.**

A continuación, se presentan los objetivos planteados en la presente tesis.

### **1. Objetivo General.**

Diseñar, construir y testear un sistema de monitoreo de potencia para las líneas de transmisión de 6 pulgadas del Radio Observatorio de Jicamarca.

### **2. Objetivos Específicos.**

- Documentar las características de los pulsos usados en los experimentos (potencia, tiempo de subida, tiempo de bajada y ancho de pulso).
- Documentar el estado de los acopladores direccionales en las líneas de 6 pulgadas.
- Acondicionar la señal de salida de los acopladores para su ingreso al circuito detector.
- Diseñar y simular los circuitos de detección.
- Diseñar y manufacturar el circuito impreso (PCB).
- Digitalizar la señal y enviar los datos a través de internet para crear un sistema de alarma embebido en la página del Sistema Integrado de Radar.
- Testear el sistema final para asegurar su correcto funcionamiento.

## **D. Hipótesis.**

Es posible diseñar e implementar un sistema que detecte niveles anómalos de potencia en las líneas de transmisión de 6 pulgadas en el switchyard del Radio Observatorio de Jicamarca (ROJ) considerando los requerimientos de simplicidad para su fácil uso y bajo presupuesto.

## II. Marco Teórico

### A. Switchyard.

También conocido como patio de conmutación, es una parte del sistema de radar que está diseñada para dirigir y gestionar las señales de radiofrecuencia (RF) que se transmiten y reciben en el radar.

Los sistemas de radar constan de varias partes interconectadas, como la antena, el receptor, el transmisor y las unidades de procesamiento de señales. El patio de conmutación es una parte crucial de esta configuración porque permite al sistema de radar cambiar entre diferentes modos operativos, como transmisión y recepción, así como direccionar las señales a los componentes apropiados con la potencia necesaria para cada experimento.

En la Figura II se muestra el switchyard del Radio observatorio de Jicamarca.



Figura II. Switchyard de la antena principal del ROJ.

### B. Líneas de transmisión.

Son medios físicos diseñados para el transporte de señales eléctricas en las que se consideran los efectos de comportamiento de onda. Los más comunes son los cables coaxiales (ver Figura III).



Figura III. Cable coaxial usado como línea de transmisión [10].

Debido a que no se pueden aplicar las leyes de Kirchoff ya que la longitud de onda es comparable con el tamaño de nuestro circuito es necesario darle un enfoque fasorial para hallar las expresiones de voltaje y corriente como se muestra en la Figura IV.

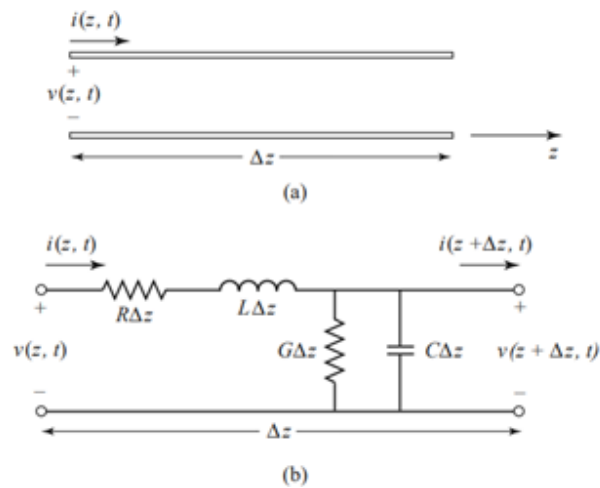


Figura IV. Definiciones de tensión y corriente y circuito equivalente para una longitud incremental de línea de transmisión. (a) Definiciones de tensión y corriente. (b) Circuito equivalente [11].

El voltaje y la corriente vienen expresados como:

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z}$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z}$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

Ecuación II.1. Expresiones de tensión y corriente para una línea de transmisión.  
Donde  $V_0^+$ ,  $V_0^-$ : Voltaje inicial incidente y reflejada respectivamente.

$I_0^+$ ,  $I_0^-$ : Corriente inicial incidente y reflejada respectivamente.

$\omega$  : Frecuencia angular.



Siendo además  $R$ ,  $L$ ,  $G$  y  $C$ , la resistencia, inductancia, conductancia y capacitancia por unidad de longitud.

La impedancia característica de la línea es:

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

Ecuación II.2. Expresión de la impedancia.

Los valores típicos de impedancia para líneas coaxiales están en el rango de 30 Ohm hasta 100 Ohm, siendo los más usados 50 y 75 Ohm. Si la impedancia característica de la línea es igual a la resistencia de la carga entonces se dice que hay adaptación de impedancias (también conocido como acoplamiento de impedancias). En una línea de transmisión adaptada, la potencia se transfiere desde la fuente hasta la carga, donde se absorbe por completo. Así, con una línea infinitamente larga o una adaptada, la impedancia presentada a la fuente de potencia es la misma, independientemente de la longitud de la línea. En el caso de que el valor de la resistencia de carga y la impedancia característica no coincidan se producirá una onda reflejada.

La amplitud de la onda de voltaje reflejada normalizada a la amplitud de la onda de voltaje incidente se define como el coeficiente de reflexión de voltaje:

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

Ecuación II.3. Expresión del coeficiente de reflexión.

A partir de este coeficiente de reflexión se define el *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR) el cual es una medida de que tanta energía de la onda incidente ha rebotado en la onda reflejada, correspondiendo el  $VSWR = 1$  a la máxima transferencia posible de energía.

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

Ecuación II.4. Expresión del VSWR a partir del coeficiente de reflexión.

### C. Conversión de voltaje a potencia en una línea de 50 $\Omega$

Para el cálculo de la potencia (en Watts) se usa la siguiente ecuación:

$$P = V_{rms}^2 / Z_0$$

Ecuación II.5. Potencia en función del voltaje rms y la impedancia (puramente resistiva).

Sin embargo, la forma más común de expresar la potencia en el caso de líneas de transmisión y acopladores es usando mili watts (mW) y decibelios mili vatios (dBm). Las expresiones matemáticas usando el voltaje pico-pico ( $V_{pk-pk}$ ) son las siguientes:

$$V_{rms} = \frac{V_{pk-pk}}{2\sqrt{2}}$$

$$P_{(Z_0=50\ \Omega)} = \frac{V_{pk-pk}^2}{400}$$

Ecuación II.6. Expresiones de potencia para 50 ohm.

Para la conversión de la potencia en Watts a decibelios-milivatios se usa la siguiente ecuación.

$$P_{dBm} = 10 \cdot \log \left( \frac{P_W}{10^{-3}} \right) \text{ dBm}$$

Ecuación II.7. Potencia en dBm.

#### D. Acoplador direccional

La interferencia causada por la influencia mutua entre dos líneas de transmisión lo suficientemente cercanas se denomina "diafonía". La línea que genera la interferencia se denomina agresor mientras que la línea que recibe la interferencia es la víctima. Debido a la presencia del campo electromagnético, se crea un acoplamiento inductivo para producir la misma señal, pero a menor potencia en la línea víctima, este es el principio de funcionamiento de los acopladores direccionales [12]. En la Figura V podemos observar las configuraciones básicas para el acoplador tanto para 3 como para 4 puertos.

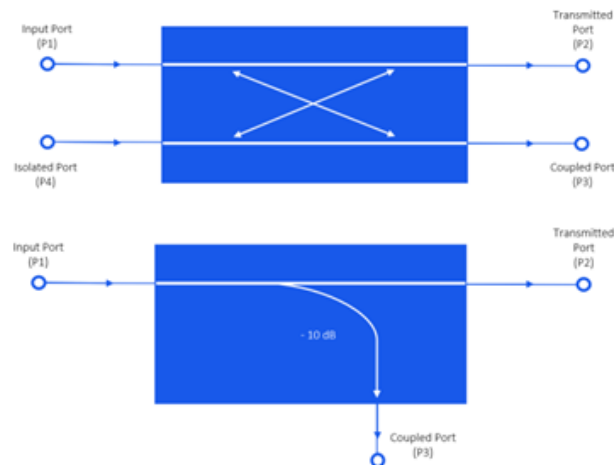


Figura V. Configuraciones básicas de acoplador direccional [12].

Las principales características de rendimiento de un acoplador direccional son:

- A. **Factor de acoplamiento.** Indica la fracción de la potencia de entrada ( $P_1$ ) que es llevada al puerto de acople ( $P_3$ ).
- B. **Directividad.** Es una medida de la capacidad del acoplador para separar las ondas que se propagan hacia adelante y hacia atrás, como se observa en los puertos acoplados ( $P_3$ ) y aislados ( $P_4$ ).
- C. **Aislamiento.** Indica la potencia entregada a la carga desacoplada ( $P_4$ ).
- D. **Pérdida de inserción.** Esto representa la potencia de entrada ( $P_1$ ) entregada al puerto transmitido ( $P_2$ ), que se reduce por la potencia entregada a los puertos acoplados y aislados.

$$\text{Acoplamiento} = C = 10 \log(P_1/P_3)$$

$$\text{Directividad} = D = 10 \log(P_3/P_4)$$

$$\text{Aislamiento} = I = 10 \log(P_1/P_4)$$

$$\text{Pérdida de inserción} = L = 10 \log(P_1/P_2)$$

Ecuación II.8. Expresiones asociadas a un acoplador direccional.

## E. Atenuadores

Un atenuador pasivo es un tipo especial de circuito bidireccional eléctrico o electrónico compuesto por elementos completamente resistivos (ver Figura VI), reduce la amplitud de la señal y lo hace absorbiendo potencia y sin distorsionar la señal. La entrada y la salida del atenuador coinciden, por lo que no hay reflexiones.

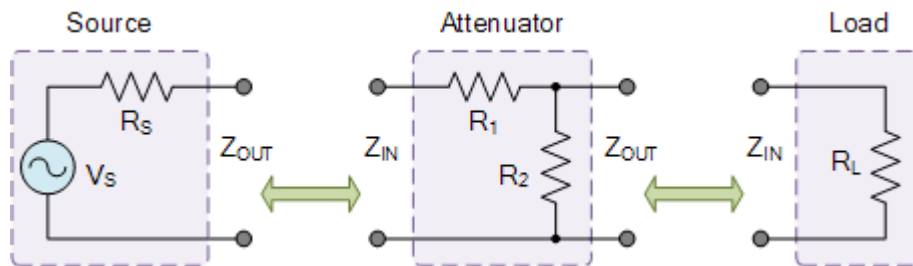


Figura VI. Diagrama esquemático del atenuador [13].

En la Figura VII se muestra un atenuador T en donde  $Z_{01}$  es la impedancia es la impedancia del sistema a la entrada y  $Z_{02}$  es la impedancia del sistema a la salida.

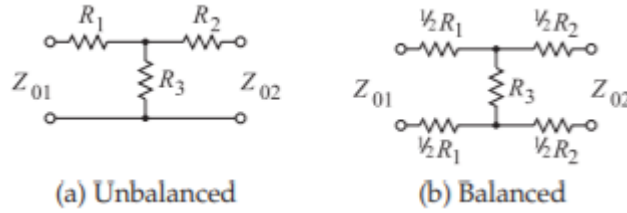


Figura VII. Atenuador T [14].

Las expresiones para las resistencias considerando como factor de atenuación de potencia  $K$  (es decir, si un atenuador tiene 3 dB de atenuación entonces  $K = 10^{3/10}$ ).

$$R_1 = \frac{Z_{01}(K+1) - 2\sqrt{KZ_{01}Z_{02}}}{K-1} \quad R_2 = \frac{Z_{02}(K+1) - 2\sqrt{KZ_{01}Z_{02}}}{K-1}$$

$$R_3 = \frac{2\sqrt{KZ_{01}Z_{02}}}{K-1}$$

Si  $Z_0 = Z_{01} = Z_{02}$ , entonces:

$$R_1 = R_2 = Z_0 \left( \frac{\sqrt{K}-1}{\sqrt{K}+1} \right) \quad R_3 = \frac{2Z_0\sqrt{K}}{K-1}$$

Operando se obtiene:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_1^2 R_3}{2R_1 + R_3}} \quad y \quad K = \left( \frac{R_1 + Z_0}{R_1 - Z_0} \right)^2$$

Con estas expresiones se realiza el diseño de los atenuadores pasivos T [17]. La cantidad de atenuación en una red dada está determinada por la relación de: Salida/Entrada. Por ejemplo, si el voltaje de entrada a un circuito es de 1 V y el voltaje de salida es de 1 mV, entonces la cantidad de atenuación es de 1 mV/1 V, que es igual a 0,001 o una reducción de 1000. Para el atenuador pasivo, su grado de atenuación normalmente se expresa utilizando una escala logarítmica que se da en decibelios (dB), lo que facilita el manejo de números tan pequeños.

#### F. Analizador de redes.

Son instrumentos que miden parámetros de redes eléctricas (pérdida de retorno, ganancia, relación de onda estacionaria, impedancias y parámetros-S). Resultan esenciales para el análisis de componentes de radiofrecuencia (RF) y microondas de diversos dispositivos pasivos y activos, como filtros, antenas y amplificadores de potencia.

## G. Rango dinámico

Es la relación entre el nivel de señal más alto que puede manejar un circuito, componente o sistema, en dB relativo a 1 mW de potencia (dBm), al nivel de señal más bajo que puede manejar (en dBm) [15]. En la Figura VIII podemos ver una representación más gráfica del rango dinámico.

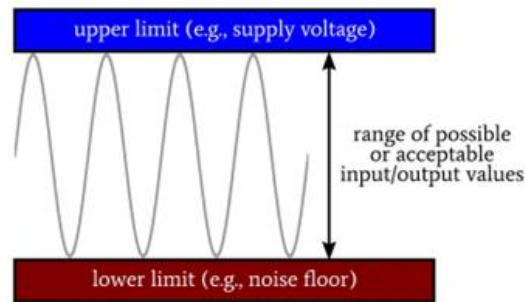


Figura VIII.Rango dinámico [15].

## H. Ruido eléctrico.

Se trata básicamente de señales no deseadas que se agregan aleatoriamente a nuestra señal. Como resultado provoca perturbaciones en la señal original que se transmite de un extremo a otro [16]. La principal fuente de ruido en sistemas de radiofrecuencia es el ruido de fase:

**Ruido de fase.** Aparece en forma de fluctuaciones de fase o perturbaciones en la señal. Estos se manifiestan como bandas laterales que se extienden a ambos lados de la señal o portadora (ver Figura IX).

El ruido de fase puede afectar una señal o un sistema de diversas formas. También puede degradar la tasa de error de bits, ya que el ruido interrumpe los cambios de fase que indican el estado de los datos que se van a transmitir [16].

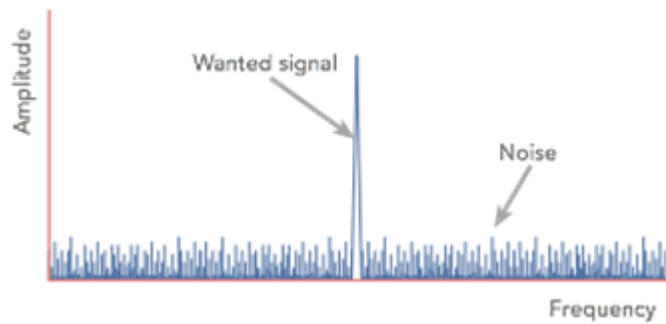


Figura IX. Espectro de ruido blanco [16].

**Ruido Industrial.** Este es básicamente el ruido eléctrico que se produce por el desgaste del circuito que se está utilizando. La fuente del ruido artificial son los motores eléctricos, los circuitos de alta corriente, los interruptores de luces fluorescentes, etc. El espectro de frecuencia del ruido artificial se encuentra entre 1 MHz y 600 MHz.

### I. Ondas pulsadas RF

También conocidas como ráfagas de radiofrecuencia (RF), se caracterizan por tener una alta potencia y ser de corta duración, esta señal no tiene potencia (tiempo muerto) fuera de la duración conocida [17]. En la Figura X se muestran las características más importantes de una señal pulsada, siendo estos el tiempo de subida y de bajada, el overshoot, el ancho del pulso, la amplitud y el intervalo de repetición de pulso (PRI o IPP).

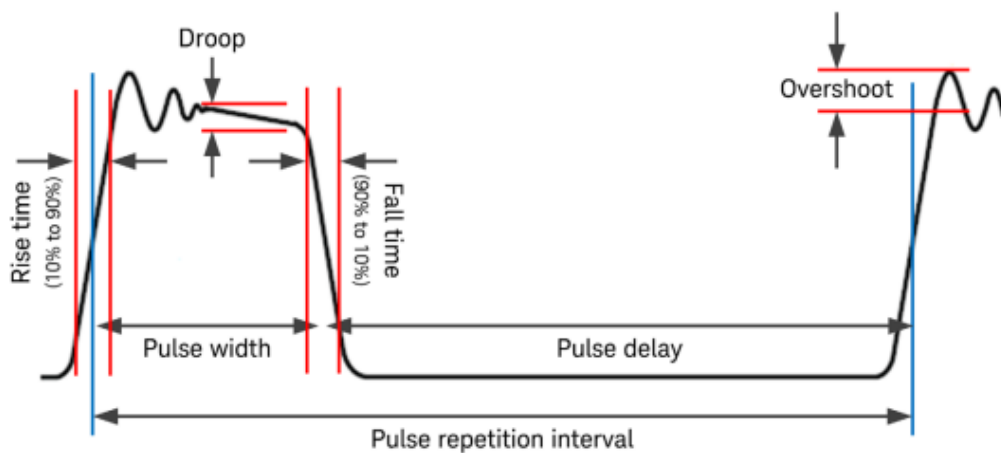


Figura X. Características básicas de señal pulsada [18].

## J. Diodo Schottky.

Un diodo es un dispositivo electrónico que básicamente actúa como un interruptor unidireccional para la corriente, es decir, permite que la corriente fluya en una dirección, pero restringe considerablemente el flujo de corriente en la dirección opuesta [19]. La caída de voltaje entre sus terminales suele encontrarse entre 0.6 y 0.7 V.

Un diodo Schottky es un tipo de diodo que tiene una caída de tensión directa inferior a la de un diodo estándar, normalmente entre 0,15 y 0,45 V. Esto se debe a que el diodo Schottky está formado por una unión metal-semiconductor, que tiene una caída de tensión menor que la unión p-n de un diodo común (utiliza metales como oro, tungsteno, platino o aluminio en lugar de semiconductores tipo p). Gracias a esta menor caída de tensión, el diodo Schottky puede encenderse y apagarse más rápidamente que un diodo estándar [20].

De la Figura XI podemos observar que el diodo Schottky y el diodo de unión PN tienen casi el mismo comportamiento, la única diferencia es el voltaje de rodilla (punto de transición donde el diodo realmente empieza a conducir), debido a su menor caída de voltaje directo el diodo Schottky puede transportar más corriente que una unión PN típica, lo que conlleva que para una misma corriente la potencia disipada será menor que en el caso de un diodo PN.

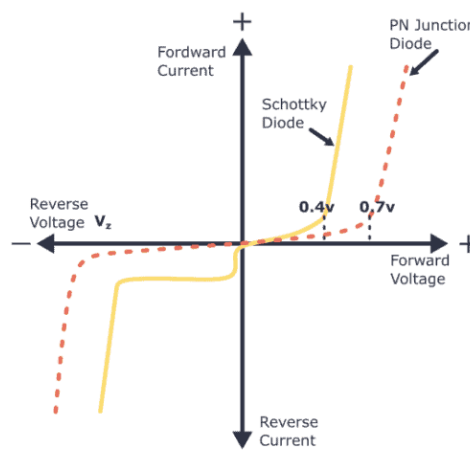


Figura XI. Comparación de las curvas características V-I para un diodo Schottky y un diodo normal [21].

Además, los diodos Schottky tienen un tiempo de recuperación inversa más rápido que los diodos estándar. Esto se debe a que el diodo Schottky no tiene almacenamiento de carga de portador minoritario, lo que significa que puede cambiar de polarización directa a inversa más rápidamente que un diodo estándar. Otra ventaja de este tipo de diodos es que producen menos ruido no deseado que el típico diodo de unión p-n [21].

En general, la menor caída de tensión directa y el tiempo de recuperación inversa más rápido del diodo Schottky lo hacen ideal para su uso en aplicaciones de alta frecuencia.

## **K. Circuitos detectores de potencia RF.**

Entre los principales detectores de potencia de radiofrecuencia se encuentran los siguientes:

### **1. Detector de envolvente.**

Proporciona detección y medición instantáneas de la amplitud de la señal en frecuencias que van desde corriente continua hasta 67 GHz (en el caso de equipos de Analog Devices). Estos son ideales para aplicaciones como seguimiento de envolvente en control de polarización de amplificadores de potencia, detección de pulsos, protección de entrada de receptores y protección de amplificadores de alta potencia [22].

También se puede trabajar con componentes discretos, el detector de este tipo consta básicamente de un circuito RC y un diodo. Cambiar los valores de la resistencia y el capacitor cambiaría la constante de tiempo y la frecuencia de corte del filtro, lo que puede ser útil para mejorar la detección de envolvente o la reducción de ruido.

En la Figura XII se muestra la salida típica de un detector de envolvente, observamos que uno de los problemas es el rizado (ripple), este es causado por la descarga del condensador entre picos sucesivos de la onda de entrada [23].



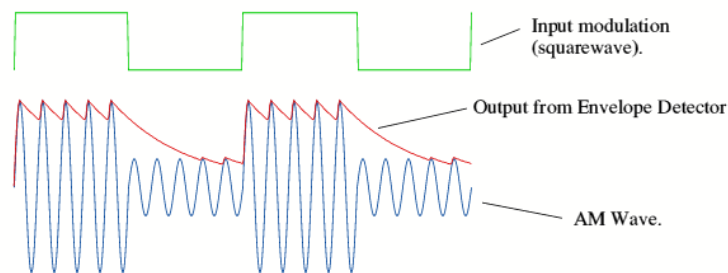


Figura XII. Rizado en la señal de salida [23].

El factor de rizado se define como el voltaje rms del rizador dividido por la salida CC, mientras más pequeño sea este valor mejor se habrá realizado el filtro.

El rizado puede tener consecuencias adversas en la instrumentación delicada, provocando un sobrecalentamiento en capacitores, generando errores en circuitos digitales, produciendo salidas incorrectas en circuitos lógicos y dando lugar a la corrupción de datos [24].

## 2. Detector logarítmico.

Estos detectores usan amplificadores logarítmicos (logamps) los cuales son útiles para la detección y medición de ráfagas debido a su capacidad para detectar señales que varían en un rango dinámico muy amplio. Además, pueden detectar ráfagas de RF tan cortas como 20 ns a frecuencias de hasta 3,5 GHz, y pueden detectar variaciones de amplitud tan grandes como 120 dB. Los detectores de ráfagas logamp se utilizan comúnmente en aplicaciones como el radar, en aplicaciones de control automático de ganancia y la demodulación de señales ASK (amplitude-shift-keying) [25].

## L. Placa de Circuito Impreso (PCB)

Es un circuito en donde sus componentes se encuentran en una estructura mecánica (material laminado aislante) en donde la conexión se da mediante rutas de cobre (trazas) [26]. Las formas de ruteo en la PCB para líneas de transmisión son las siguientes: microstrip (tiene bajo aislamiento), stripline (posee alto blindaje debido a los planos de

### 1.1. Microstrip.

Figura XIV. Línea de transmisión microstrip. (a) Geometría. (b) Líneas de campo eléctrico y magnético [11].

Las expresiones para el cálculo aproximado de la impedancia característica son las siguientes [27] [28] cabe resaltar que se está despreciando el grosor de la traza:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left( \frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \text{for } W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} [W/d + 1.393 + 0.667 \ln (W/d + 1.444)]} & \text{for } W/d \geq 1. \end{cases}$$

Ecuación II.9. Impedancia característica para un microstrip.

A frecuencias altas (del orden de los GHz) la ecuación anterior deja de ser útil debido a que la aproximación se basa en un comportamiento cuasi-modo transversal electromagnético (TEM) de la línea, y esta deja de ser válida con el aumento de la frecuencia ya que el acoplamiento de los modos transversal eléctrico (TE) y transversal magnético (TM) tiene mayor impacto, aumentando la presencia de efectos como la reactancia parásita [11].

## 1.2. Stripline.

Esta disposición incrusta la traza de señal entre dos planos de tierra, como se muestra en la vista transversal de la Figura XV. Es especialmente útil en circuitos integrados de microondas, para la miniaturización y en la fabricación fotolitográfica [11]. Los planos de tierra de baja impedancia y la traza de señal incrustada forman una línea de transmisión estriada simétrica [29].

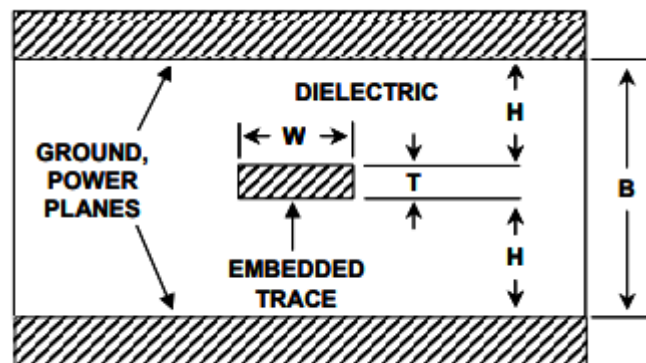


Figura XV. Geometría de una línea de transmisión Stripline [33].

La impedancia característica de esta disposición depende de la geometría, un valor aproximado se puede obtener usando la siguiente ecuación (siendo “ $\epsilon_r$ ” la constante dieléctrica de la PCB) [29].

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{1.9(B)}{0.8W + T}\right)$$

Ecuación II.10. Impedancia característica para un stripline.

Aquí, todas las dimensiones están en mils, y B es la separación entre los dos planos. En esta geometría simétrica, se tiene que B es igual a 2H + T.

Entre las ventajas tenemos que su uso reduce el 'crosstalk' y las interferencias electromagnéticas, además tienen una buena performance a frecuencias superiores a los 50 MHz. Una de las principales desventajas es su dificultad de prototipado y solución de errores.

### 1.3. Guía de onda coplanar.

Una guía de ondas coplanar proporciona un mejor aislamiento entre las líneas de RF cercanas, así como otras líneas de señal. Este medio consta de un conductor central con planos de tierra a cada lado y debajo (ver Figura XVI).

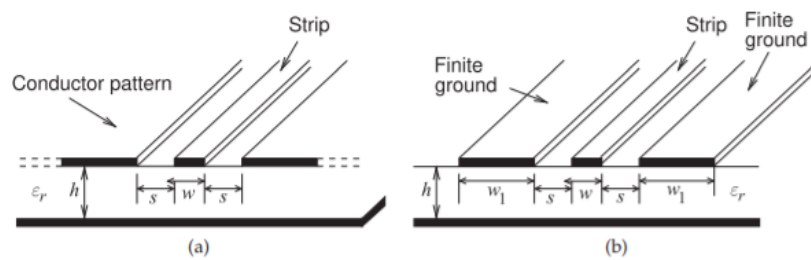


Figura XVI. Guía de ondas coplanares (CPW): (a) convencional; y (b) CPW de tierra finita [30].

La permitividad relativa efectiva de CPW es [30]

$$\epsilon_e = \epsilon_{r,e} = 0.5(\epsilon_r + 1) \{ \tanh[1.785 \log(h/s) + 1.75] + (ks/h)[0.04 - 0.7k + 0.01(1 - 0.1\epsilon_r)(0.25 + k)] \}$$

que tiene una precisión del 1,5% para  $h/s \geq 1$ . Siendo:

$$k = \frac{w}{w + 2s}$$

La impedancia característica será:

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_e}} \frac{K'(k)}{K(k)}$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad K'(k) = K(k')$$

Donde  $K(k)$  y  $K(k')$  son integrales elípticas.

## 2. Dieléctricos en PCB.

Los materiales dieléctricos son la base de toda placa de circuito impreso y forman el sustrato no conductor insertado entre las capas conductoras de la PCB, entre las propiedades eléctricas a considerar se encuentran:

- A. Constante dieléctrica.** La constante dieléctrica es un indicador de la capacidad de aislamiento eléctrico que ofrece un material, y desempeña un papel esencial en asegurar la integridad de la señal y el control de la impedancia. En los materiales dieléctricos que se suelen emplear en PCB, se encuentran típicamente valores de constante dieléctrica que oscilan entre 3,5 y 5,5. Sin embargo, es importante destacar que este valor varía en función de la frecuencia de la señal y tiende a disminuir a medida que esta aumenta.
- B. Factor de disipación (tangente de pérdidas,  $\tan(\delta)$  o  $D_f$ ).** Es una medida de la pérdida de señal a medida que ésta se propaga por la línea de transmisión. Es el resultado de la absorción de ondas electromagnéticas por el material dieléctrico y depende de la estructura del material y de la composición de la resina de vidrio. Una tangente de pérdida más baja hace que una mayor parte de la señal original transmitida llegue a su destino, mientras que un valor alto significa más absorción dieléctrica y menos señal transmitida llega a su destino [32].
- C. Propiedades térmicas.** Cuando las corrientes eléctricas pasan a través de una PCB, se desarrolla una cierta cantidad de calor que provoca tensión térmica en los materiales, trazas y componentes dieléctricos. Con el tiempo, el calor puede hacer que los materiales se expandan, lo que resulta en grietas, daños a las pistas y soldaduras [31].

Entre los dieléctricos más comunes se encuentran los siguientes materiales.

**FR4.** Acrónimo de retardante de llama nivel 4, es hoy en día el material estándar utilizado para la fabricación de PCB. Este material, fabricado con laminado epoxi reforzado con fibra de vidrio tejida, tiene propiedades retardantes de llama.

**Politetrafluoroetileno (PTFE.)** Mecánicamente, los dieléctricos de PTFE sólidos son muy duraderos y resistentes a la compresión.

El PTFE tiene excelentes propiedades dieléctricas que permanecen así incluso a frecuencias muy altas, lo que lo convierte en una solución adecuada para aplicaciones de RF de alta velocidad, alta frecuencia, microondas y alta potencia.

**DPI/PPO.** Los laminados de hidrocarburos termoestables (DPI y PPO) ofrecen buena estabilidad mecánica y alta durabilidad. Además, tienen una alta resistencia a la temperatura y representan una solución ideal para todas las aplicaciones con resistencia al calor de hasta 110 °C [31].

### 3. Condensadores de desacoplamiento (bypass)

Estos condensadores tienen la función de reducir el ruido de alta frecuencia en las señales de la fuente de alimentación. Eliminan del suministro de tensión pequeñas ondulaciones de voltaje, que de otro modo podrían ser perjudiciales para los circuitos integrados delicados [33]. En la Figura XVII se muestra un ejemplo de la conexión para el CI ADP2441, el capacitor es necesario para asegurar que el voltaje de suministro sea lo suficientemente estable como para permitir el funcionamiento.

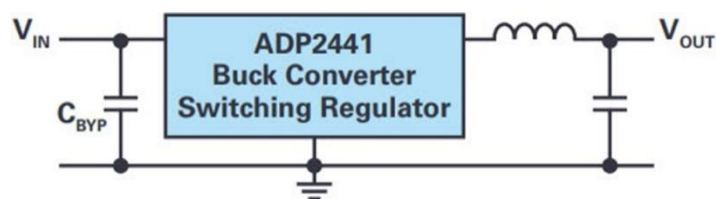


Figura XVII. Regulador de conmutación ADP2441 con condensador de derivación CBYP en la entrada [34].

### 4. Planos a tierra en PCB

La práctica recomendada es utilizar un plano de tierra sólido (continuo) en la capa 2, asumiendo que la capa 1 se utiliza para los componentes de RF y las líneas de transmisión. En el caso de las líneas de contacto y de las líneas de contacto desplazadas, se requieren planos de tierra por encima y por debajo del conductor central. Estos planos no deben

compartirse ni asignarse a redes de señal o de potencia, sino que deben asignarse exclusivamente a tierra. Los planos de tierra parciales en una capa, a veces requeridos por restricciones de diseño, deben subyacer a todos los componentes de RF y líneas de transmisión.

La razón de su importancia radica en que la colocación de la toma de tierra cerca de las interconexiones de alta frecuencia limita el campo alrededor de la interconexión y garantiza que la corriente de retorno permanezca más cerca de la traza a frecuencias más altas (ver Figura XVIII) [35]. Sin el plano a tierra cerca de una traza se podría generar interferencia electromagnética.

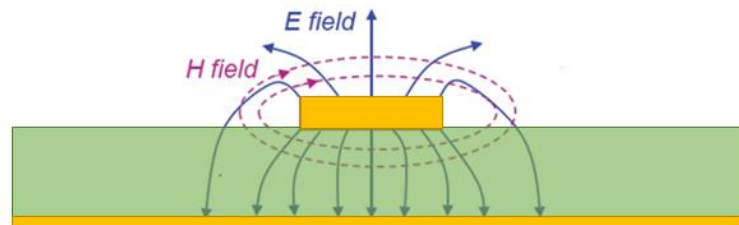


Figura XVIII. Plano de tierra y corriente de retorno donde terminan las líneas de campo [35].

### M. Teorema de Nyquist

Este teorema establece que para reconstruir una señal analógica de manera completa y sin pérdida de información, es necesario muestrear la señal a una frecuencia de muestreo al menos dos veces mayor que la frecuencia más alta presente en la señal. Matemáticamente, se puede expresar de la siguiente manera [36]:

$$f_s > 2 \cdot f_{max}$$

Ecuación II.11. Teorema de Nyquist.

### N. Conversión analógica digital (ADC).

En el mundo real las señales analógicas cambian constantemente y provienen de distintas fuentes (sensores, transductores, etc), debido a que constan de infinitos puntos es necesaria su digitalización para su procesamiento en microcontroladores, para esto usamos los ADC (ver Figura XIX).

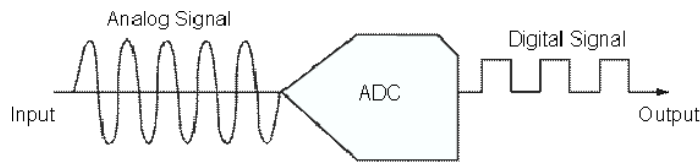


Figura XIX. Conversión analógica a digital.

El resultado de la codificación es una secuencia de "ceros" y "unos", "bits", representativos de las variaciones de la señal analógica original, cuyo número total dependerá de la frecuencia de muestreo y del número de "bits" por muestra, es decir, de la precisión de la codificación [37].

Para comprender el procedimiento de conversión es necesario el siguiente concepto.

**Resolución.** Es el voltaje mínimo que el ADC es capaz de resolver (voltaje incremental más pequeño que se puede reconocer y, por lo tanto, provoca un cambio en la salida digital) [38] y depende del número "n" de bits considerado. Matemáticamente se expresa como:

$$\text{Resolución} = \frac{V_{\text{ref}}}{2^n - 1}$$

Ecuación II.12. Resolución y voltaje mínimo de resolución.

Por ejemplo, si se tiene un microcontrolador con un voltaje de referencia de 3.3 V y 12 bits, entonces el voltaje mínimo que puede detectar es 0.8 mV y sus múltiplos.

El método ADC más común es el de aproximaciones sucesivas (ver Figura XX), primero la señal analógica se muestrea y se retiene. Luego para cada bit, la lógica SAR envía un código binario al DAC que depende del bit actual bajo escrutinio y de los bits anteriores ya aproximados. El comparador se utiliza para determinar el estado del bit actual. Una vez que se han aproximado todos los bits, la aproximación digital se genera al final de la conversión [39].



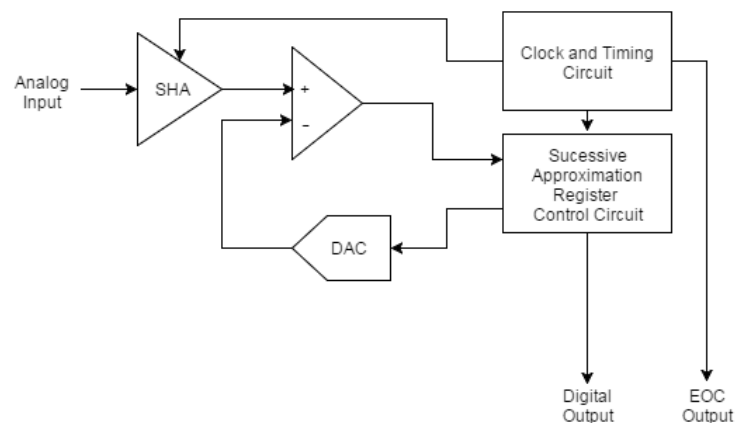


Figura XX. Esquema del convertidor analógico a digital de registros de aproximación sucesiva básico [39].

La ventaja de este método es que utiliza la retroalimentación de los bits ya determinados para refinar continuamente la aproximación, reduciendo así el error en cada iteración. A medida que avanza el proceso, la aproximación se vuelve más precisa hasta que se obtiene una conversión digital completa. Sin embargo, este método puede ser más lento que otros métodos de conversión ADC, como el Flash ADC, pero es ampliamente utilizado debido a su eficiencia y precisión.

## O. Protocolo MQTT.

MQTT (Message Queuing Telemetry Transport) es un protocolo de mensajería ligera diseñado para dispositivos con bajo ancho de banda o alta latencia, este es un protocolo usado en el Internet de las Cosas (IoT). Utiliza un modelo de comunicación de publicación/suscripción. En este protocolo, existen tres entidades principales: el broker, los publicadores y los suscriptores.

El broker es un servidor que actúa como intermediario para la distribución de mensajes, recibe mensajes de los publicadores y los envía a los suscriptores. Un publicador es un cliente que envía datos al broker en cierto tópico y un suscriptor es un cliente que recibe mensajes del broker en función de los tópicos a los que se ha suscrito. Un ejemplo de esto se muestra en la Figura XXI en donde se reciben datos de temperatura.

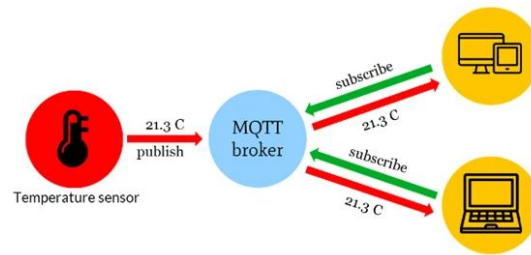


Figura XXI. Ejemplo de uso del protocolo MQTT [40].

## P. Herramientas de Software

**LTSPICE.** Es un software de simulación SPICE, que permite simular circuitos electrónicos analógicos y analizar las señales a través del visor de ondas.

**AppCAD.** Es una herramienta de diseño para sistemas de radiofrecuencia y microondas. Posee calculadoras integradas para la adaptación de impedancias, atenuación y conversión de frecuencias.

**EAGLE.** Es un software de automatización de diseño electrónico (EDA) que permite a los diseñadores de PCB conectar diagramas esquemáticos, ubicación de componentes y enrutamiento para la manufactura.

### III. Diseño e implementación

#### A. Metodología.

En la Figura XXII se muestra el diagrama de bloques de la metodología seguida para el desarrollo del proyecto.

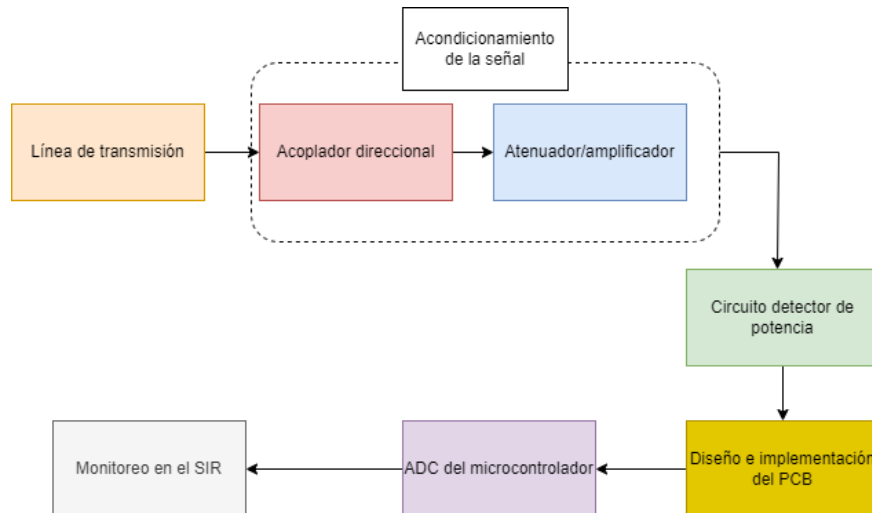


Figura XXII. Diagrama de bloques del sistema.

A continuación, se describen las mediciones realizadas para obtener el factor de acoplamiento, los circuitos simulados, el diseño de la PCB y la selección del microcontrolador. Las pruebas del prototipo se discutirán en el capítulo IV.

#### B. Acondicionamiento de la señal.

Debido a que la potencia en las líneas de transmisión es demasiado alta (en el intervalo de 10 kW hasta 500 kW) es necesaria la presencia de un acoplador direccional para tomar una muestra a menor potencia de la señal (las características del pulso se encuentran en la Tabla I), luego se tendría que usar un atenuador o un amplificador en caso el voltaje de salida este fuera del rango dinámico del circuito detector.

Tabla I. Características del pulso.

Característica	Mínimo	Máximo	Típico
Potencia en un transmisor	10 kW	500 kW	-
Duración de los pulsos de transmisión	1 $\mu$ s	4 ms	-
Tiempo de subida del pulso de transmisión	-	-	0,5 $\mu$ s
Tiempo de bajada del pulso de transmisión	-	-	0,5 $\mu$ s

Para la medición del factor de acoplamiento se usó una de las líneas de transmisión y se realizaron las pruebas en el taller del área de Investigación, Desarrollo e Innovación (IDI) del ROJ. Se conectaron las salidas del acoplador y de la línea al analizador de redes S5180 Copper Mountain (ver Figura XXIII).

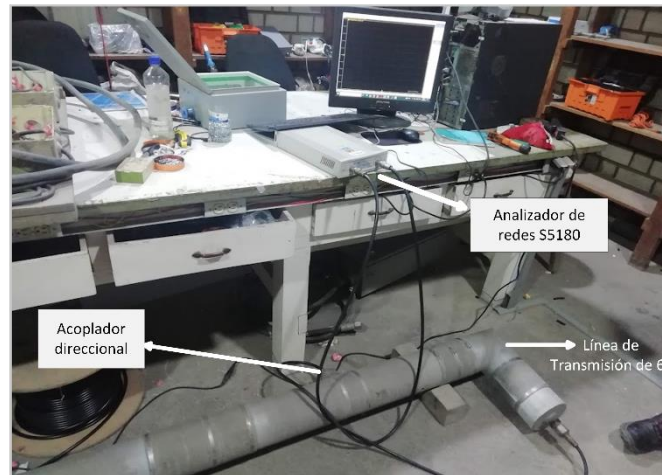


Figura XXIII. Conexiones de la línea de transmisión al analizador de redes.

A partir del software del analizador se obtuvo que el factor de acoplamiento (C) a una frecuencia de 49.92 MHz es  $-80$  dB aproximadamente (ver Figura XXIV).



Figura XXIV. Gráfica del factor de acoplamiento en función de la frecuencia.

La potencia de trabajo en cualquier experimento no debe superar los 500 kW por línea.

Considerando estos parámetros y usando la siguiente ecuación se obtuvo:

$$C = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{\text{outA}}}{P_{\text{linea}}}\right)$$

$$P_{\text{outA}} = 10^{-8} \cdot P_{\text{linea}}$$

$$P_{\text{outA}} = 0,005 \text{ W} = 5 \text{ mW}$$

Siendo  $P_{\text{outA}}$  : Potencia a la salida del acoplador direccional.

$P_{\text{linea}}$  : Potencia en la línea de transmisión.

Con esto el rango dinámico de potencia de salida del acoplador es desde  $-10 \text{ dBm}$  hasta  $6.98 \text{ dBm}$ . Si no usamos ni atenuadores ni amplificadores el voltaje rms de salida máxima será:

$$V_{\text{out-rms}} = \sqrt{Z_0 \cdot P_{\text{outA}}} = 0,5 \text{ V} \quad (6,98 \text{ dBm})$$

El cual es un valor alto en caso de que se trabaje con detectores de potencia como el AD8318, el cual presenta linealidad hasta  $2 \text{ dBm}$  aproximadamente, por esta razón es necesario el uso de atenuadores de potencia de  $-6 \text{ dB}$ . Con esto las características del circuito serán las siguientes.

Voltaje rms mínimo de salida:  $0,035 \text{ V}$

Potencia mínima de salida:  $-16 \text{ dBm}$

Voltaje rms máximo de salida:  $0,2505 \text{ V}$

Potencia máxima de salida:  $0,989 \text{ dBm}$

Sin embargo, en el caso de trabajar con circuitos discreto conviene que el voltaje de salida sea mayor ya que en caso contrario los condensadores no se cargarían además del hecho de que la caída de voltaje de un diodo Schottky es de aproximadamente  $0,4 \text{ V}$ , para ese caso sería necesario el uso de un amplificador de  $10 \text{ dB}$ , siendo sus características las siguientes:

Voltaje rms mínimo de salida:  $0,2236 \text{ V}$  (voltaje pico-pico de  $0.6325$ )

Potencia mínima de salida:  $0 \text{ dBm}$

Voltaje rms máximo de salida:  $1,58 \text{ V}$  (voltaje pico-pico de  $4,47 \text{ V}$ )

Potencia máxima de salida:  $16,98 \text{ dBm}$

Entonces el acondicionamiento de la señal sería el mostrado en la Figura XXV.

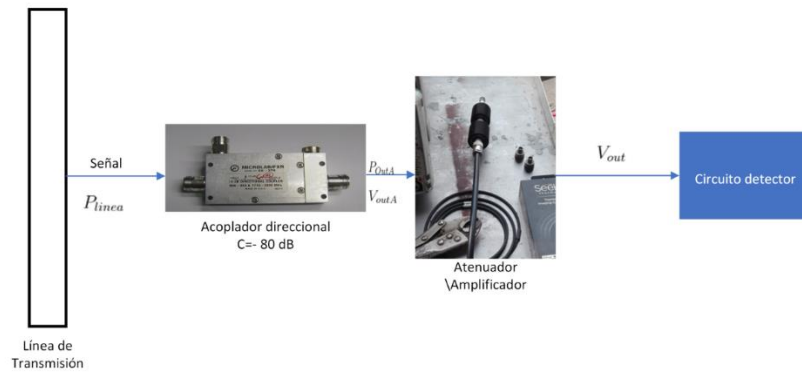


Figura XXV. Diseño del circuito para el acondicionamiento de la señal.

Se concluye que el factor de acoplamiento de los acopladores es  $-80$  dB, además se deben usar atenuadores de  $-6$  dB si se trabaja con el integrado AD8318, mientras que en el caso del uso de circuitos con componentes discretos es necesario usar un amplificador de  $10$  dB.

### C. Circuito detector.

Para la elección del circuito detector de potencia RF se consideraron las siguientes métricas de desempeño [1][41]:

**Linealidad.** Una forma conveniente de trabajar es usar equipo en donde el voltaje de salida sea proporcional a la potencia de entrada o al voltaje pico-pico, esto debido a que facilita la conversión (fórmula lineal). Entre los integrados la mayoría cumple con este requerimiento.

**Rango dinámico.** Indica el rango de potencia de entrada en el cual el circuito puede desempeñarse normalmente. En caso de tener un amplio rango dinámico se trabaja usualmente con amplificadores logarítmicos.

**Rango de frecuencia.** La frecuencia de la onda pulsada es de aproximadamente  $50$  MHz. Con respecto al ancho de banda en CI el intervalo suele ser bastante grande (orden de MHz). Por ejemplo, en caso del integrado LTC5507 se tiene un rango de frecuencia de entrada de  $100$  kHz hasta  $100$  MHz.

**Facilidad de uso.** El optimizar el circuito discreto a usar puede demorar valioso tiempo por lo que es necesario definir si vale la pena o en su defecto usar un módulo.

**Precio.** El prototipo debe ser de bajo costo para asegurar su implementación en las 8 líneas de transmisión del switchyard y su fácil reemplazo en caso de fallos. Para el precio de los componentes listados se ha tomado como referencia lo indicado por la empresa distribuidora Mouser.

A continuación, se presentarán los resultados de las simulaciones realizadas en LTspice para diversos circuitos, tanto con módulos integrados como con componentes discretos. El objetivo es identificar la configuración que mejor se adapte a los requisitos establecidos.

## 1. LTC5507.

Es un detector de potencia RF, la tensión de entrada de RF se detecta mediante un diodo Schottky y un condensador externo. La tensión pico detectada se almacena y se suministra a la patilla  $V_{out}$  (ver Figura XXVI, el asterisco indica que se trata de un componente opcional) [42]. Sus características son las siguientes:

Frecuencia: 100 KHz – 1 GHz  
Rango de potencia de entrada: -34 dBm hasta 14 dBm.  
Temperatura de trabajo: - 40 °C hasta 85 °C  
Precio del integrado: 22 soles  
Precio del módulo: 536 soles

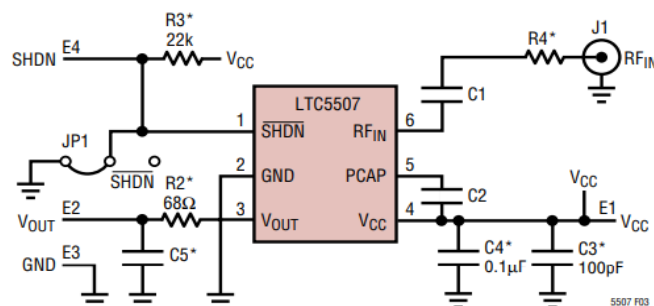


Figura XXVI. Conexiones del módulo LTC5507 [42].

Para la elección de los valores de capacitancia de los condensadores se usó la siguiente ecuación:

$$C_2 \text{ (uF)} \geq \frac{1}{30 \cdot f}$$

$$C_1 = C_2$$

donde  $f$  es la frecuencia de entrada de RF más baja (MHz). Para  $f = 50$  MHz el valor de las capacitancias será  $C_1 = C_2 = 667$  pF. Sin embargo, no es posible obtener un capacitor con este valor en la industria por lo que para la simulación se usó uno de 680 pF (ver Figura XXVII).

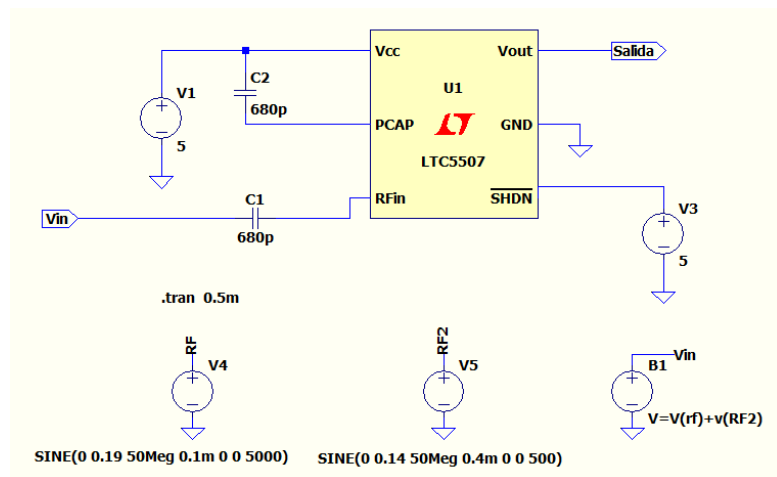


Figura XXVII. Circuito LTC5507 simulado en LTSpice.

En la Figura XXVIII podemos ver los resultados de la simulación del circuito considerando dos pulsos uno de 0,1 ms y el otro de 1  $\mu$ s y un voltaje de 1 V y de 0,5 V pico-pico respectivamente.

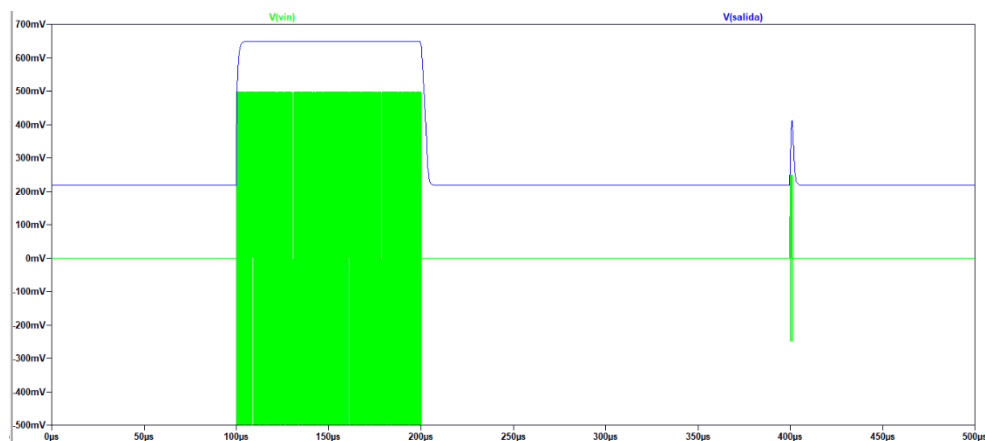


Figura XXVIII. Voltaje de salida del LTC5507(azul) y voltaje de entrada de dos pulsos a 50 MHz (verde).



Se observa que la respuesta a la señal es rápida (tiempo de subida y bajada pequeños) y que existe una proporcionalidad entre el voltaje de entrada y el de salida. En la Figura XXIX se muestra la relación entre  $V_{out}$  y la potencia de entrada en dBm.

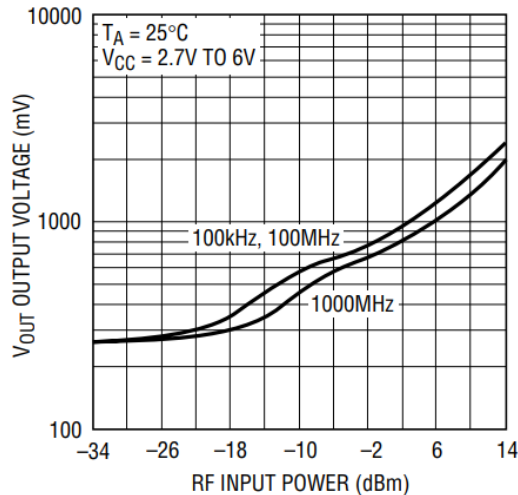


Figura XXIX. Características típicas del detector a 100 kHz, 100 MHz y 1000 MHz [42].

A partir de lo mencionado se concluye que este circuito si cumple con los requerimientos de temperatura, linealidad y además posee la ventaja de no necesitar acondicionamiento previo, sin embargo, su costo puede ser una limitante ya que el precio del módulo de pruebas cuesta más de 500 soles por lo que lo más conveniente es comprar el CI y manufacturar la PCB.

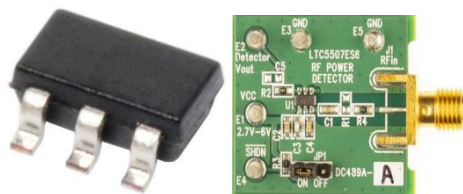


Figura XXX. Circuito integrado LTC5507 (izquierda) y módulo de desarrollo (derecha).

## 2. AD8318.

Es un amplificador logarítmico demodulador, capaz de convertir con precisión una señal de entrada RF (potencia en dBm) a una tensión de salida correspondiente. Emplea la técnica de compresión progresiva sobre una cadena de amplificadores en cascada, cada

una de cuyas etapas está equipada con una celda detectora [43]. Entre sus características tenemos:

Frecuencia: 1 MHz hasta 8 GHz  
Tiempo de respuesta: 10 ns/12 ns (fall /rise)  
Tensión de alimentación: 5V y 68 mA.  
Rango dinámico: 60 dB (referenciado a 50 ohm).  
Nivel máximo de entrada: 0 dBm  
Nivel mínimo de entrada: -58 dBm  
Precio del integrado: 60 soles  
Precio del módulo: 938 soles.

En la Figura XXXI se muestra las conexiones básicas del integrado, VPSI es el pin de suministro (4,5 a 5,5 V) y el pin 13 es el sensor de temperatura incorporado. El uso del condensador CLPF proporciona un filtrado adicional a la señal de salida, pero ralentiza el proceso por lo que, de requerir la máxima capacidad de detección de ráfagas de RF, el pin CLPF se deja sin conectar.

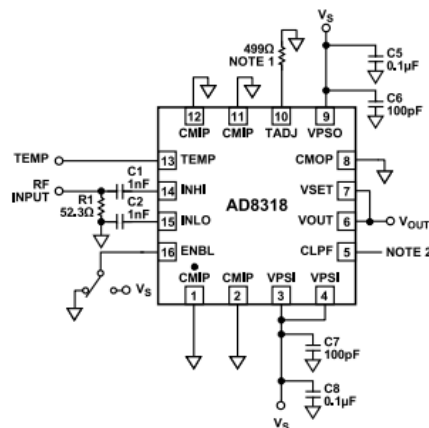


Figura XXXI. Conexiones básicas AD8318 [43].

En la Figura XXXII se observa la respuesta a una onda pulsada sinusoidal de 500 MHz considerando distintas amplitudes, el AD8318 tiene una capacidad de tiempo de subida/caída de 10 ns (10 % a 90 %) para la conmutación de la potencia de entrada entre el nivel de ruido de fondo y 0 dBm. El nivel de salida es la intensidad de la señal de entrada.

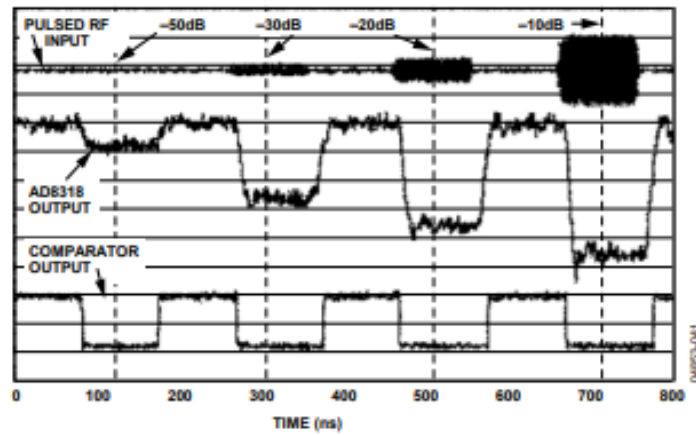


Figura XXXII. Respuesta de pulso de AD8318 y comparador ADCMP563 para pulsos de RF de amplitudes variables [43].

Este circuito no cuenta con un modelo Spice que nos permita su simulación por lo que se analizará la gráfica para el caso de 900 MHz que nos provee la hoja de datos (ver Figura XXXIII), notamos que existe una relación lineal ‘fuerte’ en el intervalo  $-45$  dBm hasta  $-5$  dBm lo cual corresponde a potencias del orden de los micro Watts, mientras que su voltaje de salida está en el intervalo  $0.6$  V hasta  $1.9$  V lo cual facilita su conexión directa a un microcontrolador ya que no sería necesario el uso de amplificadores operacionales para su acondicionamiento. Además, el integrado apenas sufre desviaciones en su comportamiento debido a cambios en su temperatura por lo que no se necesitaría un control del ambiente.

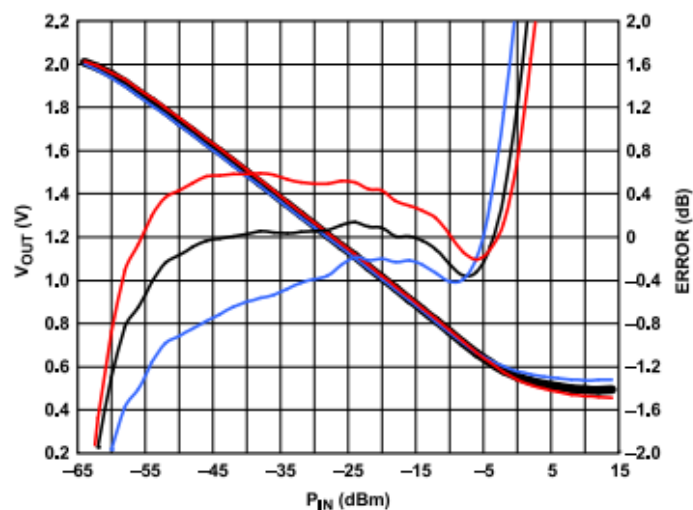


Figura XXXIII. Voltaje de salida vs amplitud de potencia de entrada a 900 MHz. Colores:  $+25^{\circ}\text{C}$   $\rightarrow$  negro;  $-40^{\circ}\text{C}$   $\rightarrow$  azul;  $+85^{\circ}\text{C}$   $\rightarrow$  Rojo [43].

Con todo lo mencionado del AD8318 se concluye que el integrado cumple con todos los requerimientos, el problema principal radica en su precio y en la complejidad de encontrar un reemplazo en caso de falla ya que se lo tiene que importar.

### 3. Circuito con diodo Schottky y condensador.

El circuito más usado en aplicaciones de detección de potencia RF es el basado en un diodo y un condensador que se va cargando hasta la tensión pico de la onda de entrada en la polarización positiva y bloquea la descarga en la comba negativa. Esta configuración es la de un rectificador de media onda y para realizar el seguimiento de la variación de amplitud existe una resistencia en paralelo con el condensador para permitir la descarga.

La ventaja del uso de diodos Schottky radica en su velocidad de respuesta por lo que resulta esencial en altas frecuencias. Para la simulación se ha considerado una serie de diodos y condensadores con distintas características teniendo como requerimiento para la selección del diodo el que tenga un bajo tiempo de recuperación a polarización inversa, en la Figura XXXIV se muestra el circuito simulado.

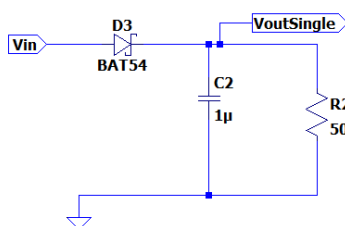


Figura XXXIV. Circuito con diodo Schottky y con el capacitor cerámico de alto ESR.

En la Figura XXXV se observa la respuesta a un voltaje con amplitud de 3 V con un condensador que tiene una resistencia en serie equivalente (ESR) de 0,0053 Ohm y una inductancia parásita de 651 pF, estos valores a pesar de ser pequeños producen un rizado muy alto que produciría malas lecturas por parte del ADC ya que el intervalo en que varía es entre 1,86 V y 2,08 V (ver Figura XXXVI).

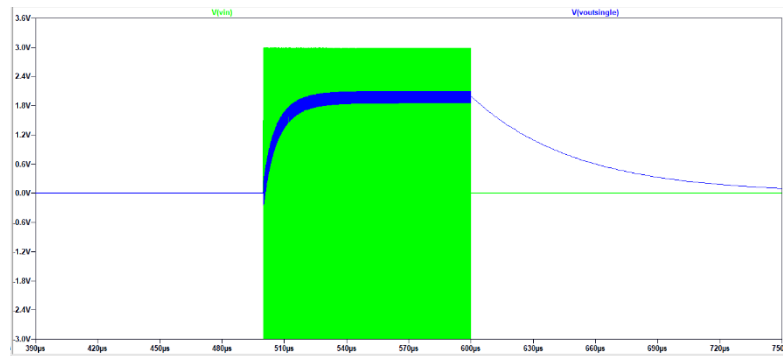


Figura XXXV. Respuesta del circuito a un pulso de 0.1 ms (azul).

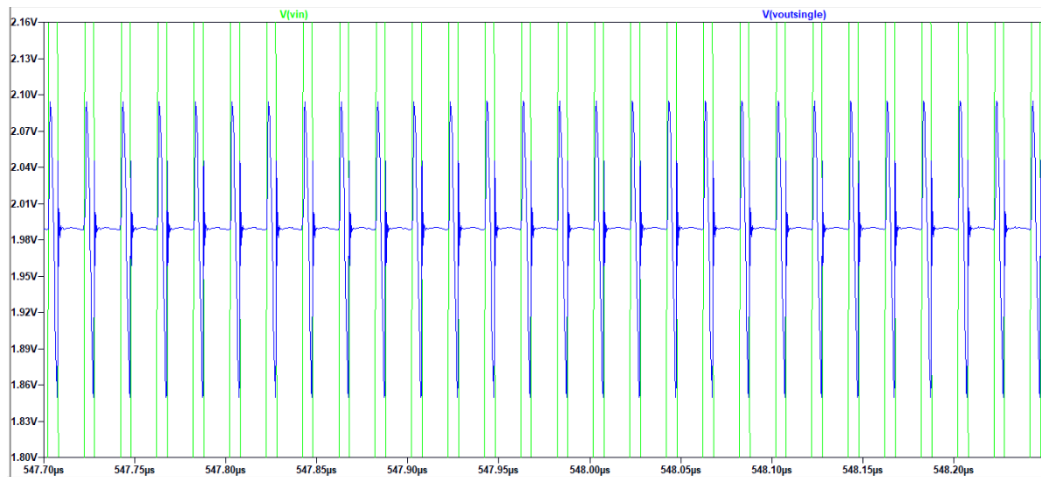


Figura XXXVI. Oscilaciones del voltaje de salida (azul) y señal de entrada sinusoidal de 50 MHz (verde).

A partir de lo mostrado, se deduce que es necesario el uso de un condensador con una resistencia e inductancia parásita casi nula, luego de una búsqueda entre los distintos modelos disponibles en el mercado que cumplan con dicho requisito se concluyó que la mejor opción era el capacitor cerámico con código 155R61C105MA12D de Murata [44], mientras que el diodo seleccionado fue el 1N5818. En la Figura XXXVII se muestra la respuesta a dos ondas pulsadas usando este condensador, la primera de 0,1 ms y la segunda de 10  $\mu$ s, notamos que el rizado de la onda de salida se reduce lo suficiente como para que la diferencia entre el punto más alto y el más bajo sea de solo 0,01 V el cual es un valor aceptable.

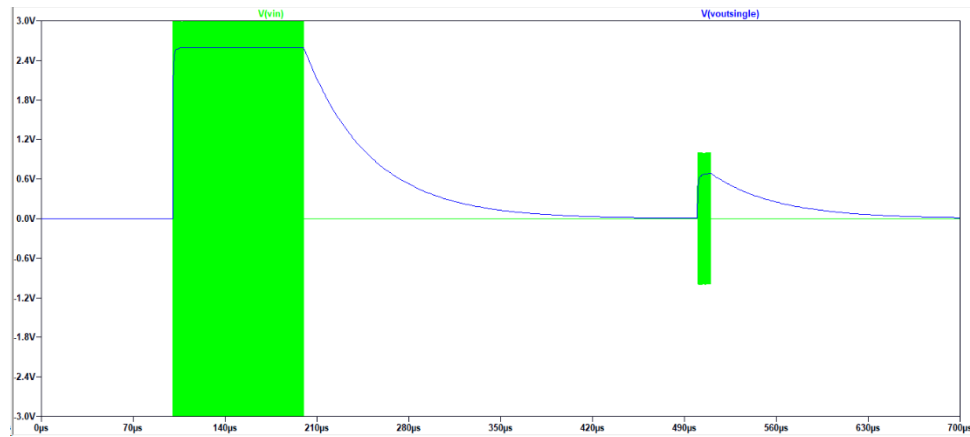


Figura XXXVII. Voltaje de salida (azul) del circuito con condensador cerámico sin inductancia parásita para ondas pulsadas (verde).

Para la elección del valor de resistencia de carga se lo parametrizó en la simulación usando valores desde 50 hasta 950 ohm con un paso de 100 ohm, el circuito se muestra en la Figura XXXVIII mientras que los resultados se encuentran en la Figura XXXIX, notamos que a valores altos el tiempo de caída crece rápidamente por lo que el valor más conveniente es de 50 ohm.

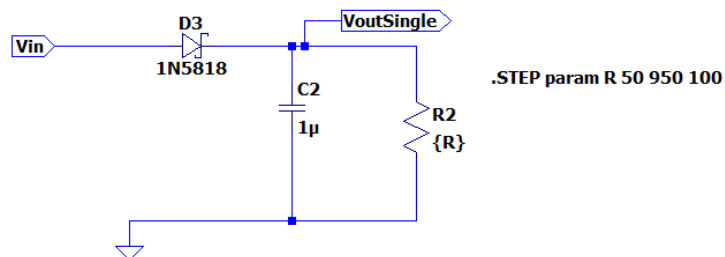


Figura XXXVIII. Circuito detector con el diodo 1N5818.

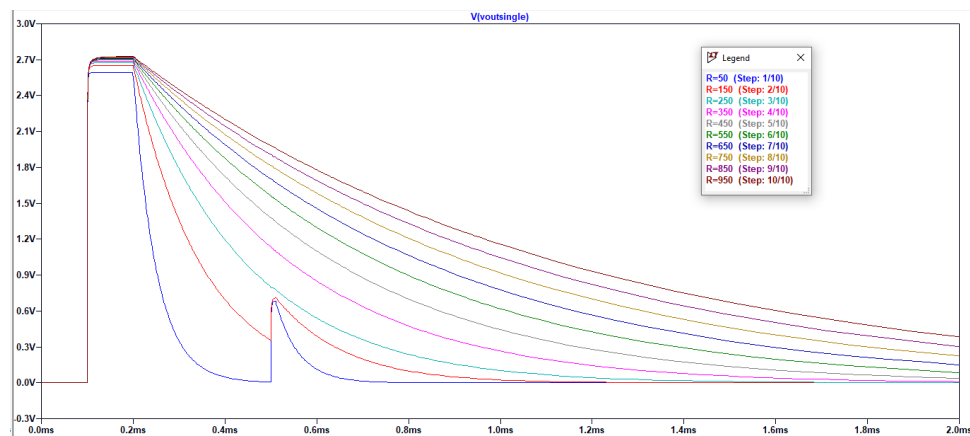


Figura XXXIX. Voltaje de salida para el circuito considerando distintas resistencias de carga.

En la Tabla II se encuentran los valores de voltaje de entrada y voltaje de salida de la simulación del circuito de la Figura XXXVIII con una resistencia de 50 ohm (se ha considerado anchos de pulsos de 0,1 ms).

Tabla II. Voltaje de entrada y voltaje de salida del circuito con diodo Schottky.

$V_{pk-pk}$ (mV)	$P_{in}$ (dBm)	$V_{out}$ (mV)
0,7	0,88	122,4
0,8	2,04	160,5
1	3,97	241,5
1,2	5,56	327,2
1,3	6,25	370,8
1,4	6,90	415
1,5	7,50	459,78
1,6	8,06	504
2	10	687,75
2,5	11,9	920,4
3	13,5	1156
3,5	14,8	1392
4	16	1630
4,5	17	1869

En la Tabla III se encuentran los códigos y los precios de los componentes del circuito, además se está considerando el conector SMA para la entrada de la señal a la PCB. Podemos notar que es el de menor costo de entre todos los circuitos que hemos visto, estando además la ventaja de fácil posibilidad de cambio de componentes en caso de alguna falla.

Tabla III. Códigos y precios de los componentes.

Componentes	Valor	Precio unidad (soles)
Resistencia	50 $\Omega$	0,5
Diodo 1N5818	-	2
Condensador 155R61C105MA12D	1 $\mu$ F	0,5
Conector SMA	-	12

También se realizó la simulación con el circuito con doble diodo (ver Figura XL), esta configuración utiliza tanto los ciclos positivos como los negativos de la señal de corriente

alterna para la rectificación, lo que aumenta la sensibilidad y el rango dinámico de detección. En la Figura XLI se muestra los resultados de la simulación, se aprecia que no hay una diferencia notable respecto al comportamiento del circuito con un solo diodo, se ha considerado una onda pulsada de 1  $\mu$ s y de 0,1 ms (voltajes de entrada pico-pico de 3 V y 2 V respectivamente).

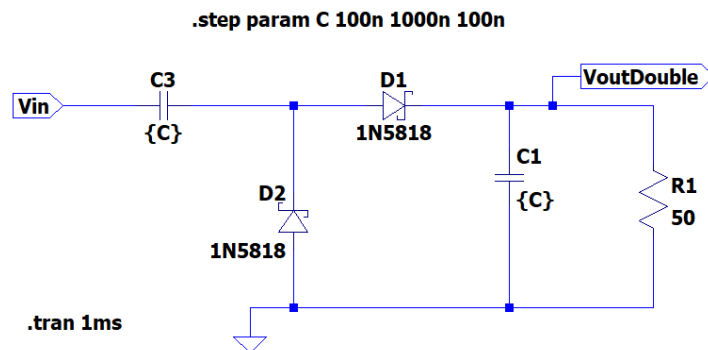


Figura XL. Circuito con doble diodo y capacitancia parametrizada

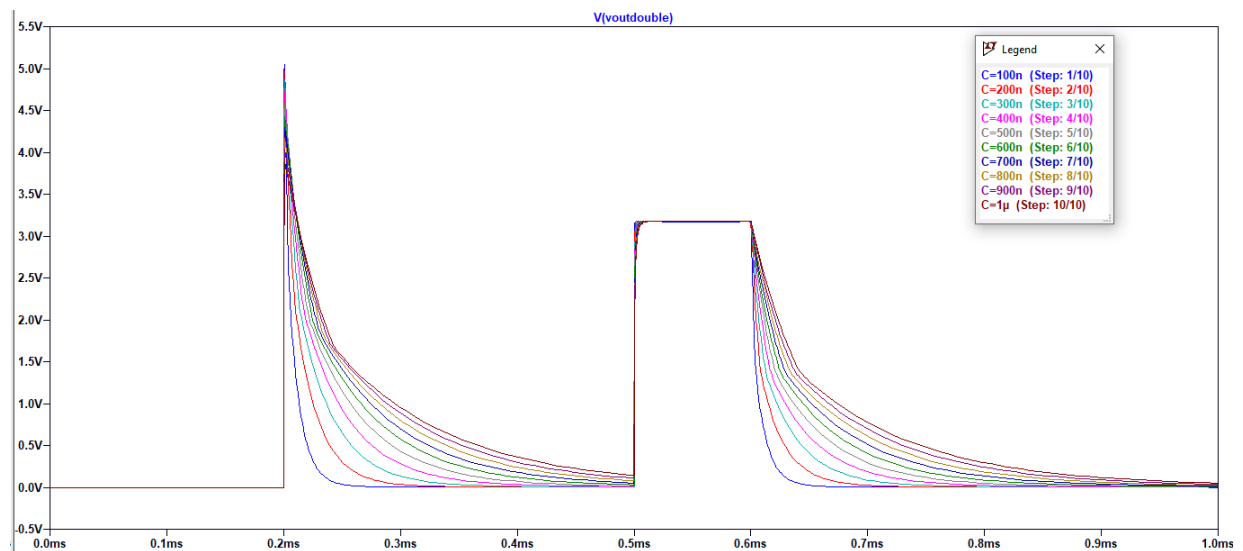


Figura XLI. Voltajes de salida del circuito detector con doble diodo considerando distintos valores de capacitancia.

En la Figura XLII se muestra la comparación entre los voltajes de salida de los circuitos con uno y dos diodos, notamos que las principales diferencias radican en la amplitud y el tiempo de caída.



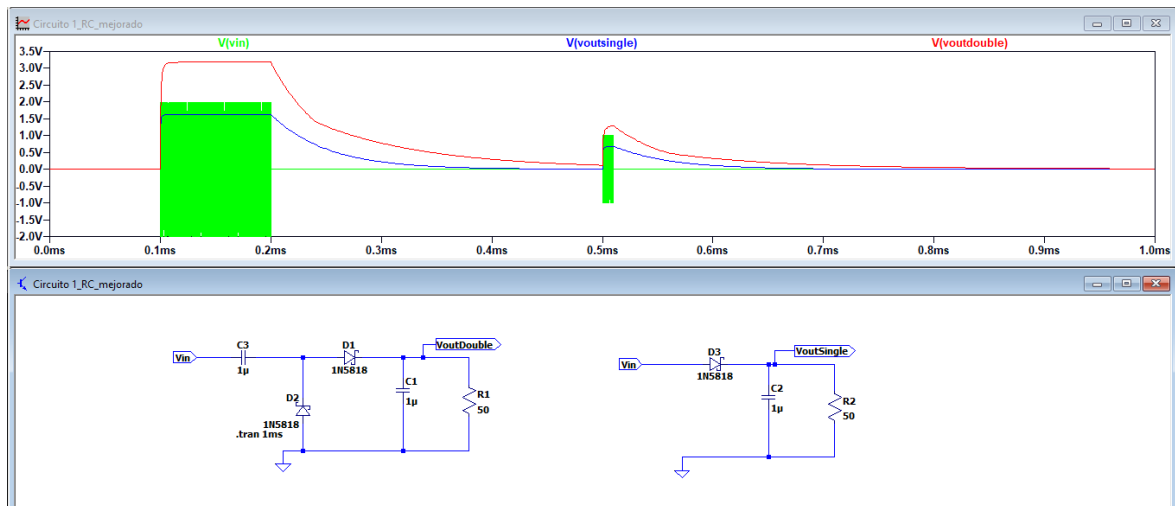


Figura XLII. Comparación de voltajes de salida para un circuito con uno (azul) y dos diodos (rojo).

Con lo mostrado se concluye que la performance no mejora notablemente con dos diodos y teniendo en cuenta que se esta priorizando la simplicidad del circuito se seleccionó el circuito con diodo simple.

#### 4. Detector de potencia ZX47- 40LN.

Este detector manufacturado por Mini-Circuits presenta las siguientes características:

Frecuencia: 10 MHz – 800 MHz

Rango de potencia de entrada: -40 dBm hasta 20 dBm.

Voltaje de salida: 0,5 V hasta 2,1 V

Temperatura de trabajo: - 40 °C hasta 85 °C

Precio del módulo: 523 soles [45]

Teniendo en cuenta que el voltaje de salida mínima del acoplador direccional sin atenuadores es 0,07 V (-10 dBm) y el voltaje máximo es 0,5 V (6,98 dBm) entonces no es necesario un acondicionamiento adicional, es decir, se puede conectar directamente la salida del acoplador con el módulo detector lo cual es una gran ventaja. En la Figura XLIII se muestra la respuesta del detector según su hoja de datos [46].

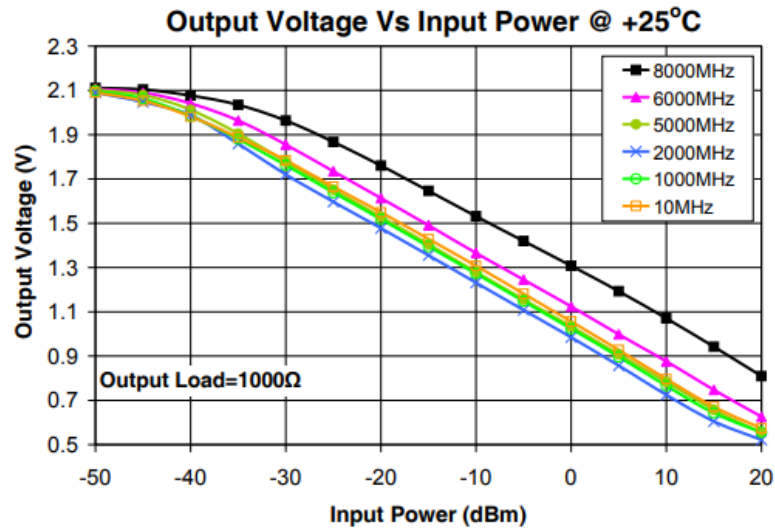


Figura XLIII. Voltaje de salida vs potencia de entrada a distintas frecuencias [46].

Dado que este módulo carece de modelos para su simulación y estaba disponible en el almacén del ROJ se pudo llevar a cabo una serie de pruebas utilizando el generador de ondas y un osciloscopio (ver Figura XLIV y Figura XLV). La Figura XLVI presenta un gráfico que muestra la relación entre el voltaje de salida y la potencia, basado en mediciones experimentales.

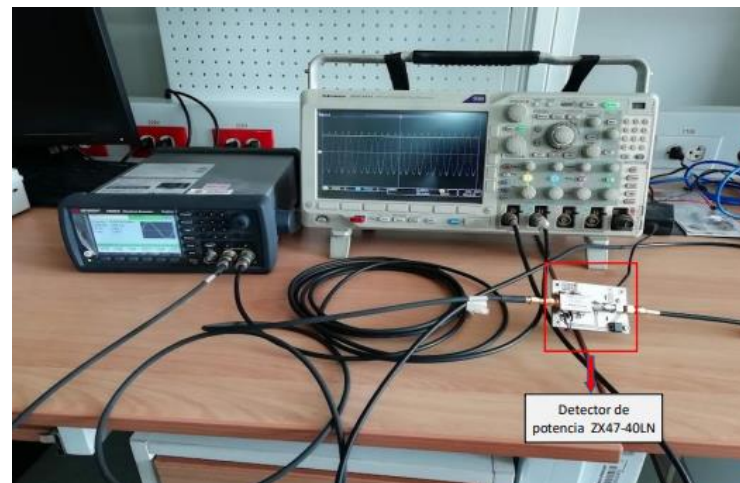


Figura XLIV. Configuración del osciloscopio, generador de funciones y circuito detector para las mediciones.

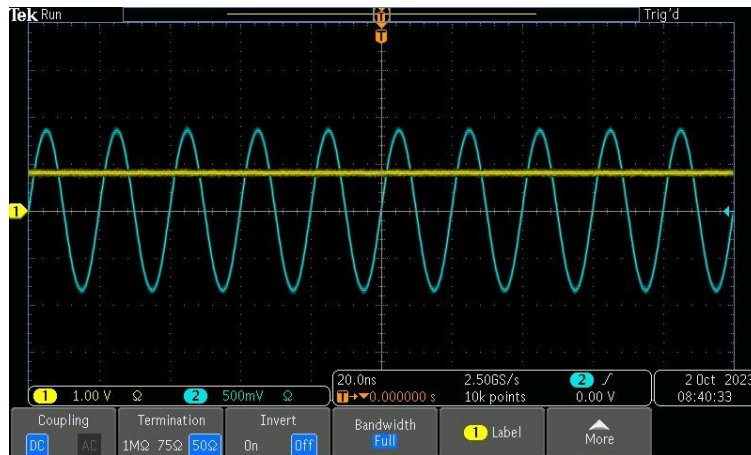


Figura XLV. Señal del generador de funciones a 50 MHz (azul) y señal de salida del detector (amarillo).

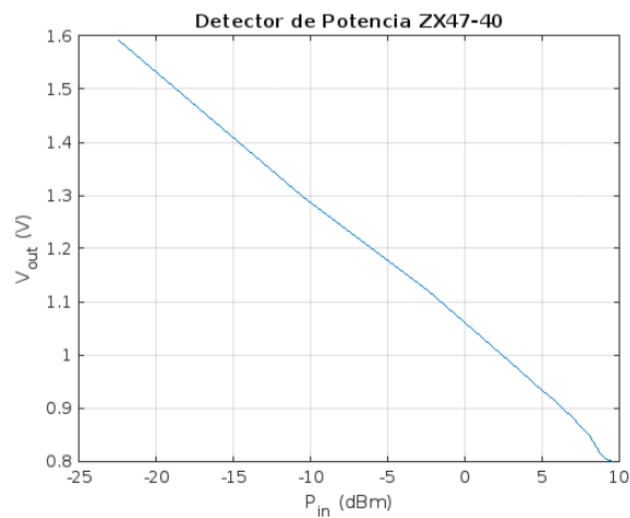


Figura XLVI. Voltaje de salida vs potencia de entrada a una frecuencia de 50 MHz.

En la Figura XLVII se muestra el ajuste lineal, siendo la ecuación la siguiente:

$$V_{\text{out}} = -0.02451 \cdot P_{\text{in}} + 1.048$$

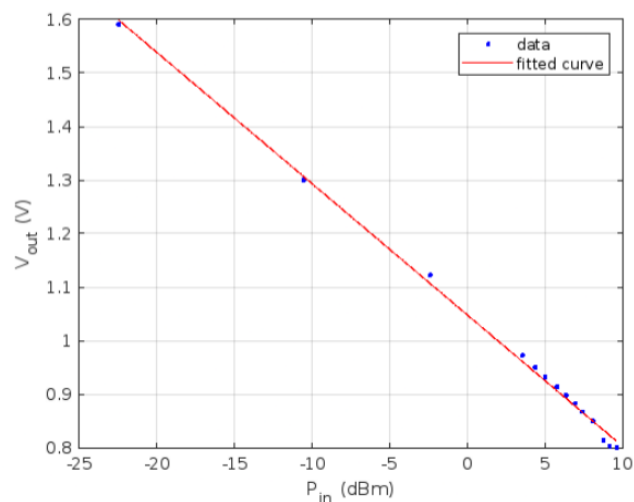


Figura XLVII. Ajuste lineal de la potencia y del voltaje de salida.

Por último, se realizaron las pruebas para ráfagas RF primero considerando 50 kilo ciclos (ancho de 1 ms), un periodo de 10 ms y un voltaje pico-pico de 500 mV (Figura XLVIII) y luego 500 ciclos (ancho de 10  $\mu$ s), periodo de 2 ms y voltaje pico-pico de 500 mV (Figura XLIX).

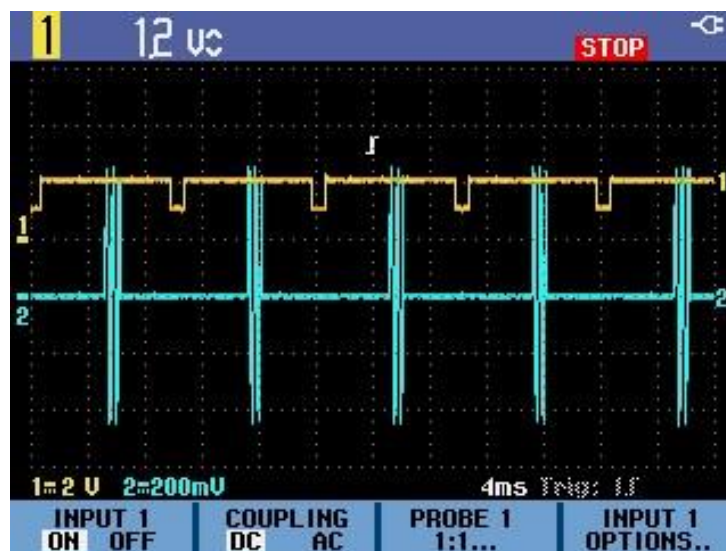


Figura XLVIII. Ráfaga RF (en azul) y señal de salida del detector (en amarillo).

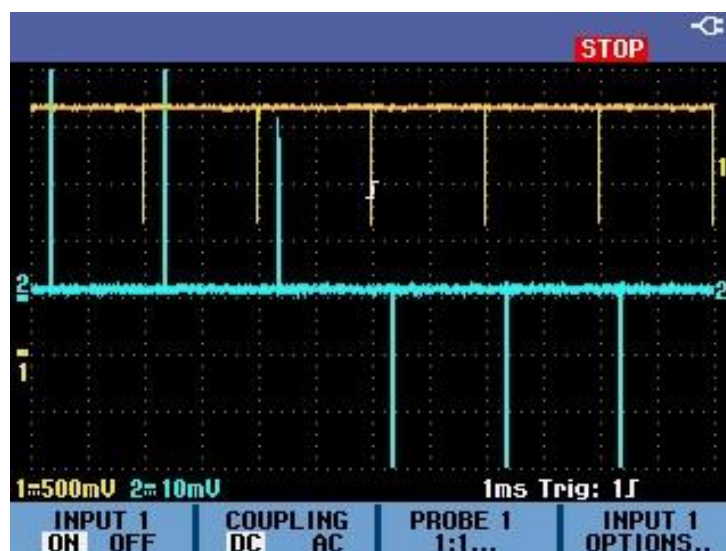


Figura XLIX. Ráfaga RF (en azul) y señal de salida del detector (en amarillo) para un ancho de pulso de 10  $\mu$ s.

Se concluye que el módulo ZX47- 40LN cumple con los requisitos para ser usado en las líneas de transmisión ya que no necesita acondicionamiento de la señal ni en la entrada ni

salida (se puede conectar directamente al microcontrolador), responde linealmente al cambio en la potencia de entrada a 50 MHz y es capaz de detectar ráfagas con ancho del orden de los microsegundos.

## 5. CI AD8310

Este integrado es de la misma familia que el módulo AD8318, la principal diferencia es que posee un ancho de banda más pequeña y que la pendiente de la gráfica voltaje de salida versus potencia de entrada (dBm) es positiva. Sus características son las siguientes:

Frecuencia: DC hasta 500 MHz  
Tiempo de respuesta: 10 ns/12 ns (fall /rise típicos)  
Tensión de alimentación: 5V y 8 mA.  
Rango dinámico: 95 dB (referenciado a 50 ohm).  
Nivel máximo de entrada: 13 dBm  
Nivel mínimo de entrada: - 87 dBm  
Precio del integrado: 52 soles.  
Precio del módulo: 672 soles.

En la Figura L se muestra el circuito simulado, los resultados se encuentran en la Figura LI teniendo las señales de entrada un ancho de 0,1 ms y 1  $\mu$ s con amplitudes de 90 y 10 mV respectivamente.

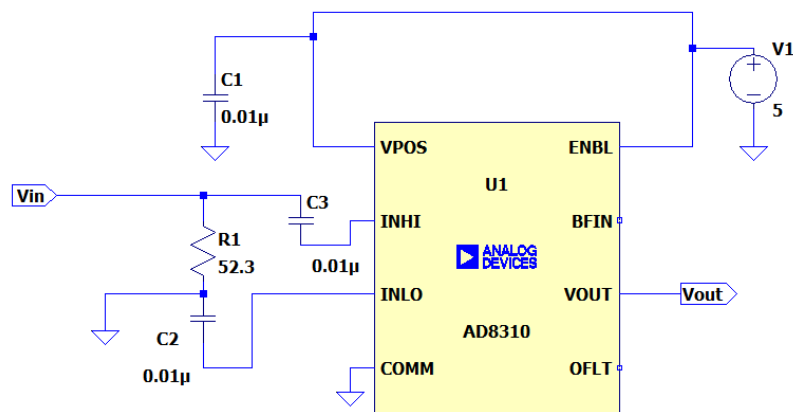


Figura L. Circuito AD8310 simulado en LTSpice.

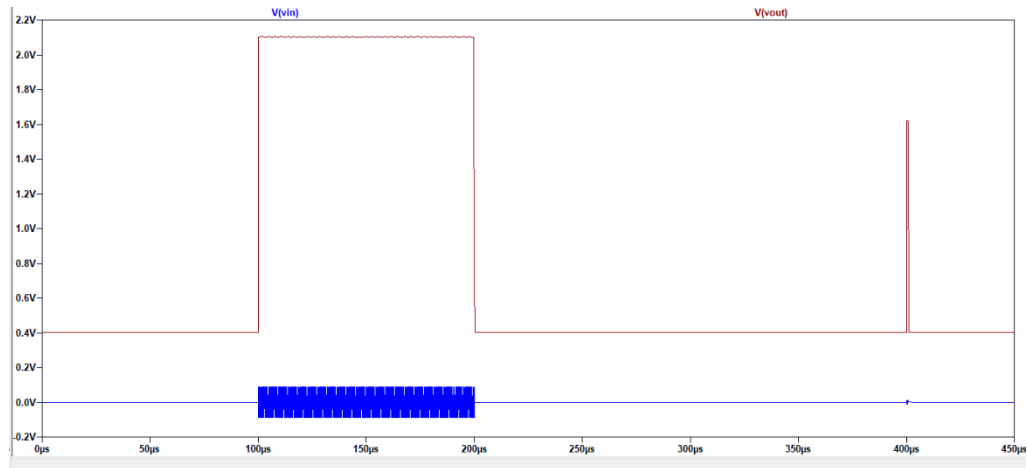


Figura LI. Voltaje de salida del LTC5507 (rojo) y voltaje de entrada de dos pulsos a 50 MHz (azul).

En la Figura LII se muestra la relación entre el Vout RSSI (indicación de intensidad de la señal del receptor) y la potencia de entrada en dBm para una temperatura ambiente de 25 °C.

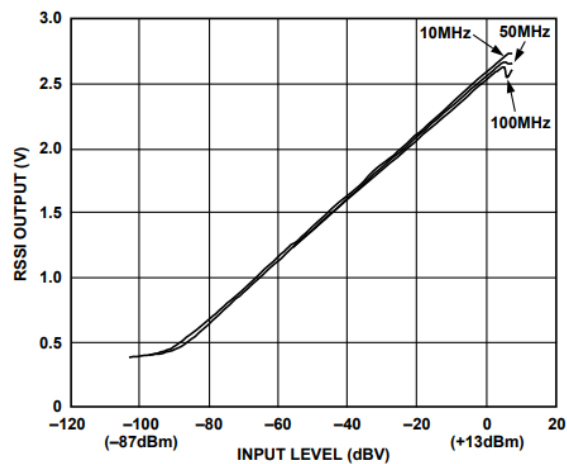


Figura LII. Salida RSSI vs potencia de entrada para frecuencias de 10 MHz, 50 MHz y 100 MHz [47].

El problema de trabajar con este módulo es el mismo que el del CI AD8318, es decir, el acondicionamiento ya que se necesita atenuadores y el alto precio del módulo.

#### D. Diseño y manufactura de la PCB.

De las simulaciones, revisión de las hojas de datos y considerando las restricciones de costo, se decidió la manufactura de las PCB para el CI LTC5507 (ya que no es necesario

el uso de atenuadores a la salida del detector y es más económica que los otros integrados) y del circuito con diodo Schottky (es la opción más económica y fácil de implementar).

Para el diseño del PCB en sistemas de radiofrecuencia es necesario considerar los siguientes aspectos:

**-Selección del material aislante.** El más común es el Vidrio de resina epoxi (FR4), sin embargo, no se recomienda para sistemas que trabajan con frecuencias muy altas (del orden de los GHz), para estos casos se suele trabajar con FEP, PTFE y materiales de Rogers [48].

FR4 se desempeña bien hasta los 2 GHz aproximadamente y posee la ventaja de conseguirse fácilmente, mientras que el material de PCB Rogers tiene mayor demanda para aplicaciones de alta frecuencia que se extienden más allá de 40 GHz [48][49].

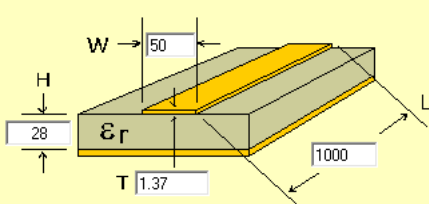
Con lo mencionado se concluye que el prototipo puede usar FR4 sin mayores contratiempos ya que la frecuencia de trabajo es de 50 MHz.

#### **-Métodos de enrutamiento de líneas de transmisión.**

##### **Microstrip.**

Es un trazado de línea de transmisión sobre una capa externa de la placa. Debido a esto, el microstrip está separado de un solo plano de tierra por el material dieléctrico [50]. Para obtener las medidas de la PCB para el correcto acoplamiento de impedancias se usó el software asistente para aplicaciones de radiofrecuencia AppCad (ver Figura LIII), este software realiza los cálculos en base a las ecuaciones mencionadas en el fundamento teórico (no son exactamente las mismas ecuaciones ya que el software considera parámetros adicionales).

### Microstrip



Calculate Z0 [F4]

Z0 = **50.17** Ω

Elect Length = **0.008** λ

Elect Length = **2.8** degrees

Elect Length = **1842.565** mil (Air Line equiv.)

Delay = **156.112** ps

1.0 Wavelength = **128113.298** mil

Vp = **0.543** fraction of c

ε eff = **3.395**

W/H = **1.786**

Dielectric: εr = **4.6**

**FR-4**

Frequency: **50** MHz

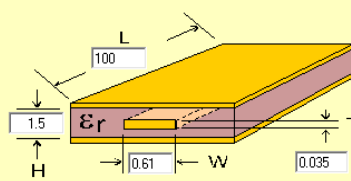
Length Units: **mils**

Figura LIII. Medidas (en mils) para el acoplamiento de impedancias en una microstrip. Teniendo en cuenta que la corriente máxima que podría salir del acoplador es de 200 mA (el cual corresponde a una potencia de 500 kW en las líneas de transmisión), entonces el ancho y espesor si cumplen con la norma IPC 2221 acerca de las dimensiones recomendadas en función de la corriente [53].

### Stripline.

Es una conexión de línea de transmisión rodeada de material dieléctrico, que se encuentra entre dos planos de tierra en las capas internas de una PCB. En la Figura LIV se muestran las medidas del ancho, espesor y separación de las trazas para el acoplamiento de impedancias a 50 ohmios.

### Stripline



Calculate Z0 [F4]

Z0 = **50.0** Ω

Elect Length = **0.036** λ

Elect Length = **12.9** degrees

1.0 Wavelength = **2795.579** mm

Vp = **0.466** fraction of c

ε eff = **4.60**

W/H = **0.407**

Dielectric: εr = **4.6**

**FR-4**

Frequency: **50** MHz

Length Units: **mm**

Figura LIV. Medidas (en mm) para el acoplamiento de impedancias en una stripline.



Cabe resaltar que el costo de fabricación del circuito microstrip es menor que el de stripline porque la estructura en capas de las capas plana y de señal simplifica el proceso de fabricación. Stripline es más complicado de fabricar debido a que requiere múltiples capas para soportar la pista incrustada entre dos planos de tierra, aunque tiene la ventaja de que el ancho de vía es más pequeño lo que permite una mayor densidad de circuitos, lo que a su vez da como resultado un diseño más compacto. La disposición de tiras en las capas internas también reduce las interferencias electromagnéticas [50].

### Guía de onda coplanar.

Las guías de ondas coplanares tienen la traza de la señal entre dos trazas de tierra exteriores (ver Figura LV). Esta estructura proporciona el mejor grado de aislamiento (puestas a tierra), especialmente en el caso de señales de RF que cruzan trazas muy cercanas [53].

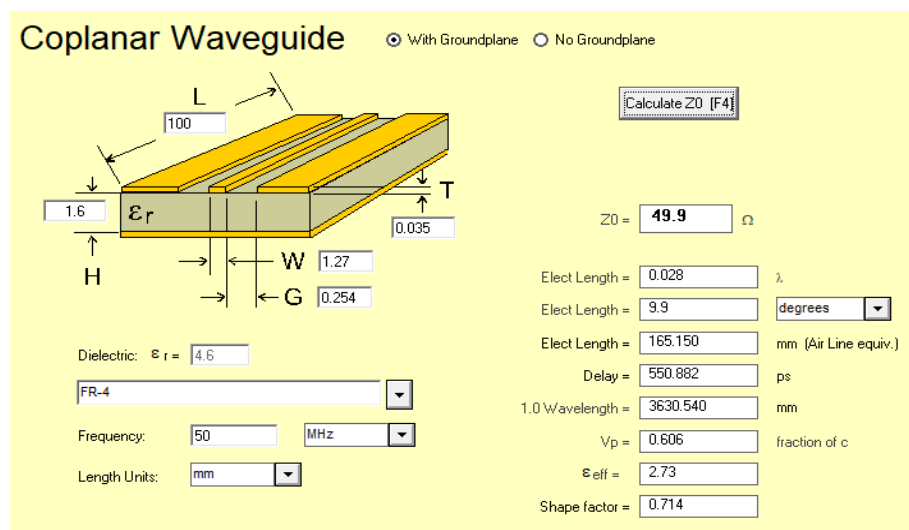


Figura LV. Medidas (en mm) para el acoplamiento de impedancias en una guía de onda coplanar.

Los circuitos con guías de onda coplanar tienen menos pérdidas a frecuencias mucho más altas que los circuitos microstrip y ofrecen un gran potencial para diseños que trabajan a frecuencias superiores a los 100 GHz [51].

Debido a las características del diseño se decidió usar la línea de transmisión del tipo guía de onda coplanar.

**-Aislamiento.** Las líneas de transmisión de RF deben mantenerse lo más separadas posible de otras trazas y no recorrer largos tramos paralelos entre sí con el fin de evitar el 'crosstalk'. Las trazas que transportan señales de alta velocidad deben encaminarse en una capa diferente a la de las señales de RF, para evitar fenómenos de acoplamiento, además se debe usar un condensador bypass en la línea de alimentación.

Considerando estos aspectos, los diseños son los siguientes:

**Circuito con diodo Schottky.** Debido a que se tienen en total 8 líneas, es conveniente trabajar con una sola PCB y el microcontrolador para evitar trayectorias largas. Considerando esto se realizó el diseño mostrado en la Figura LVI.

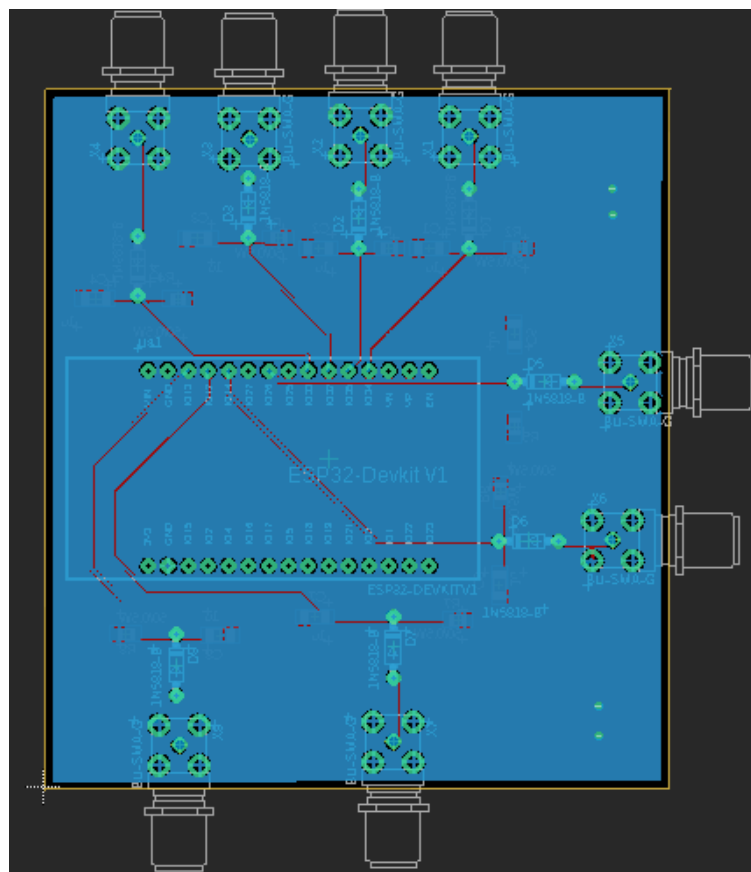


Figura LVI. PCB del circuito detector con 8 entradas.

**Integrado LTC5507.** El circuito de la Figura LVII se ha realizado teniendo en cuenta la hoja de datos proveída por el fabricante. Las medidas de la línea de transmisión para este caso

son distintas debido a que no se puede utilizar una pista de 50 mils (1,27 mm) ya que la pequeña separación entre las patillas del CI no lo permite. Para el diseño se ha considerado las medidas de la Figura LVIII.

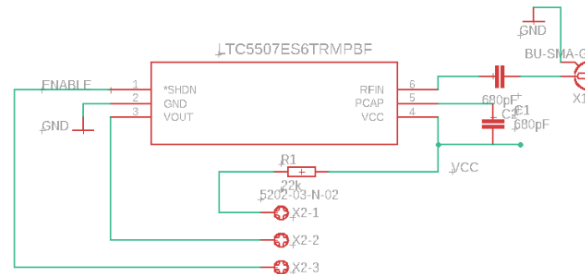


Figura LVII. Conexiones del circuito detector básico usando el LTC5507.

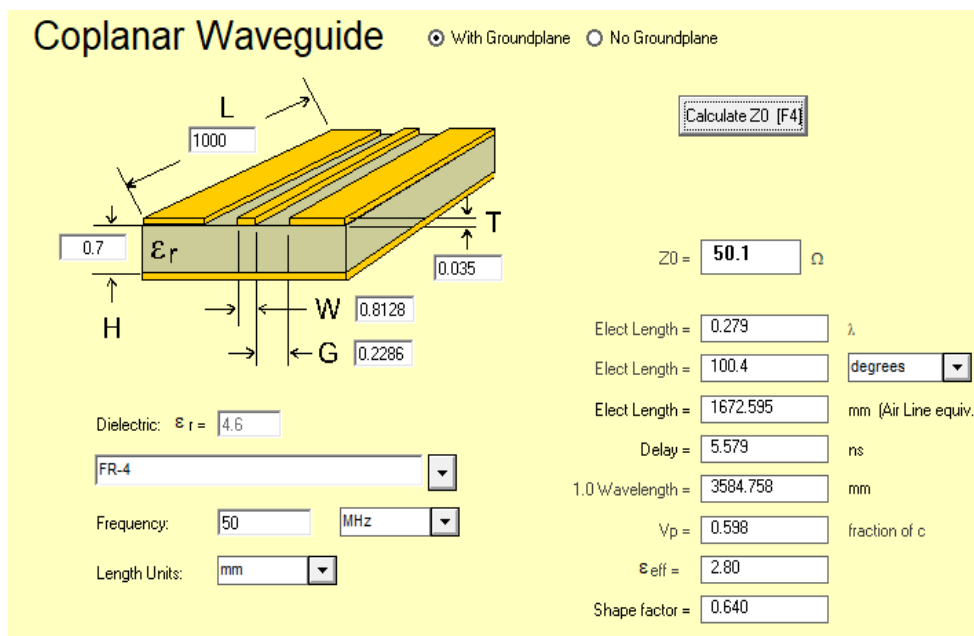


Figura LVIII. Medidas de la línea de transmisión.

La PCB diseñada se muestra en la Figura LIX.

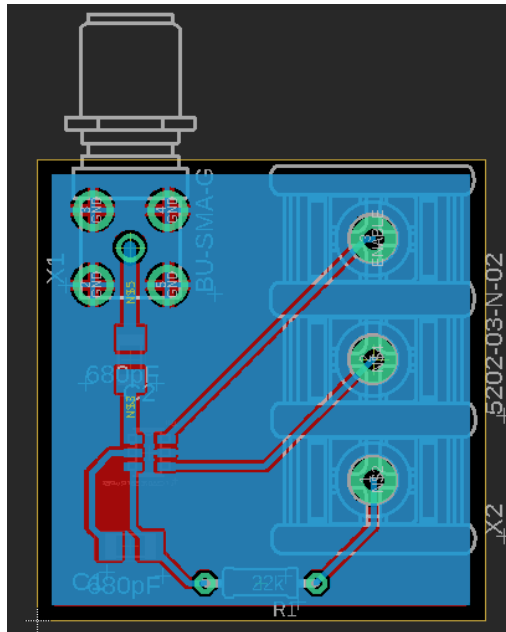


Figura LIX. Conexiones del circuito detector básico usando el LTC5507.

Este integrado tiene como módulo de pruebas el DC489A [52], debido a la diferencia de precios entre la compra del CI y la importación del módulo de evaluación (400 soles aproximadamente) se decidió realizar la manufactura propia usando como referencia el esquema de la Figura LIX.

En las figuras LX y LXI se muestran las tarjetas implementadas con los componentes para un solo canal.

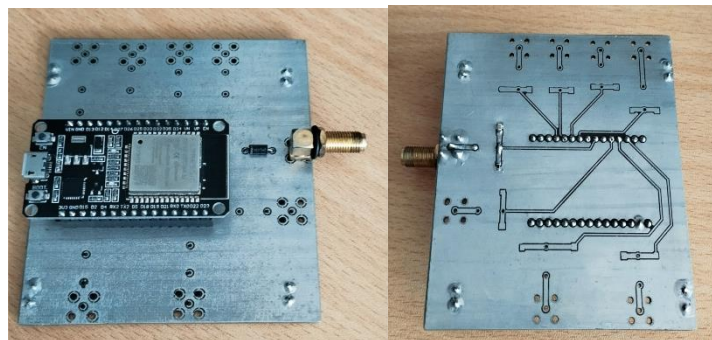


Figura LX. Vista superior e inferior de la PCB del circuito con diodo Schottky.

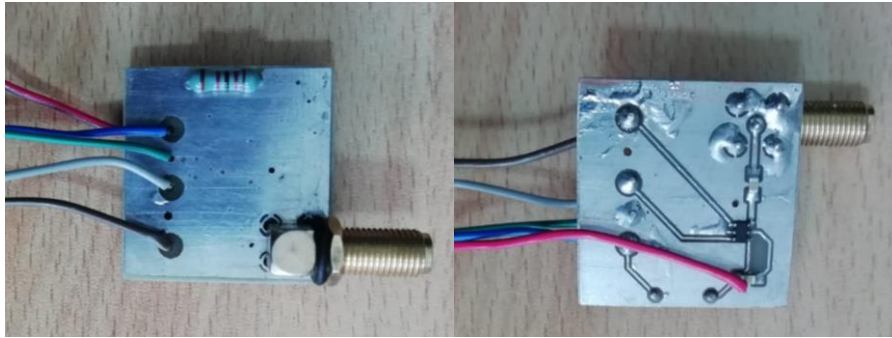


Figura LXI. Vista superior e inferior de la PCB del circuito con el CI LTC5507.

A continuación, se explican los criterios para selección del microcontrolador.

### **E. Conversión analógica digital en el microcontrolador**

Para la selección del microcontrolador se consideraron los siguientes aspectos: la memoria SRAM, que es la memoria que aloja tanto los datos como las instrucciones; los bits de resolución del ADC, que determinan la precisión de la conversión analógica a digital; la facilidad de programación, el costo y que permita la conexión a internet. Además, otro aspecto importante para la elección es la tasa de muestreo, que es el número de muestras por segundo que nuestro conversor capturará. Cuando la frecuencia de muestreo del ADC no es suficientemente grande, se produce una pérdida de datos. La frecuencia mínima de muestreo del ADC se puede deducir de los criterios de Nyquist. El valor típico es 1 o 2 MSPS (mega sample per second).

El intervalo de repetición del pulso (IPP) depende de cada experimento, pero tiene un valor típico de 1 ms, entonces una tasa de muestreo de 1 MSPS es suficiente (leerá un dato cada 1  $\mu$ s).

Teniendo esto en cuenta el módulo seleccionado fue el ESP32 ya que posee una memoria SRAM de 520 kBytes, 2 ADC SAR (registro de aproximación sucesiva) que admiten 18 canales de medición, cada uno de ellos tiene 12 bits de resolución con un voltaje de referencia de 1.1 V, por lo que teóricamente es capaz de detectar cambios de 0.26 mV y una tasa teórica de 2 MSPS.

El voltaje de referencia del ESP32 es de 1.1 V, para convertir voltajes mayores que  $V_{ref}$ , los voltajes de entrada se pueden atenuar antes de ingresar al ADC (ver Tabla IV).

Tabla IV. Atenuación para el ADC [54].

Atenuación	Rango de voltaje de entrada medible
ADC_ATTEN_DB_0	100 mV – 950 mV
ADC_ATTEN_DB_2_5	100 mV – 1250 mV
ADC_ATTEN_DB_6	150 mV – 1750 mV
ADC_ATTEN_DB_11	150 mV – 2450 mV

Aunque teóricamente el valor del voltaje de salida en función del valor de conversión raw es el siguiente:

$$V_{out} = D_{out} \cdot V_{max} / D_{max}$$

Siendo

$V_{out}$  : Resultado de salida digital, que representa el voltaje.

$D_{out}$  : Resultado de lectura digital sin procesar de ADC.

$V_{max}$  : Voltaje analógico de entrada máximo medible, consulte Atenuación ADC.

$D_{max}$  : Máximo del resultado de lectura digital sin procesar del ADC de salida.

En la realidad el comportamiento es similar al mostrado en la Figura LXII, el cual nos dice que para voltajes en los límites superior e inferior el ADC nos dará el mismo valor, debido a esto se realizó la calibración del ADC y se hizo un ajuste lineal para obtener mejores resultados.

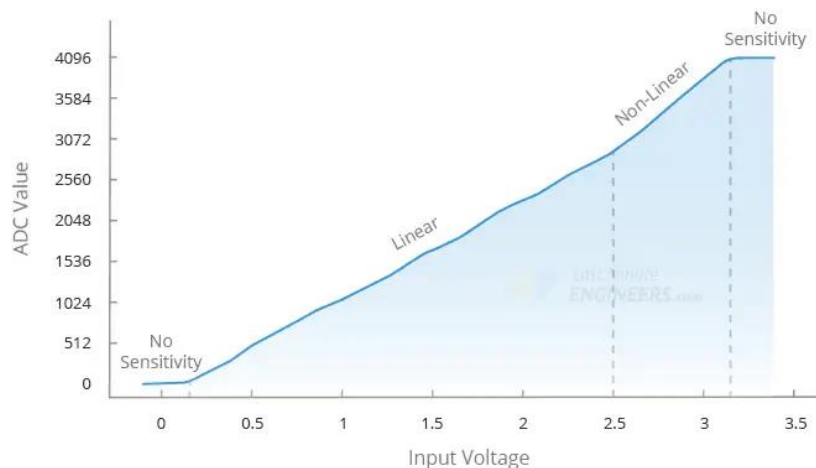


Figura LXII. Comportamiento real del ADC del ESP32.

En la Tabla V se encuentran los valores usados para la calibración, en la Figura LXIII se muestra el ajuste.

Tabla V. Voltaje de entrada y lectura del ADC.

$V_{in}$ (mV)	Raw AnalogRead
200	130
300	249
500	480
600	620
800	880
1000	1095
1200	1338
1400	1580
1600	1820
1800	2060
2000	2300

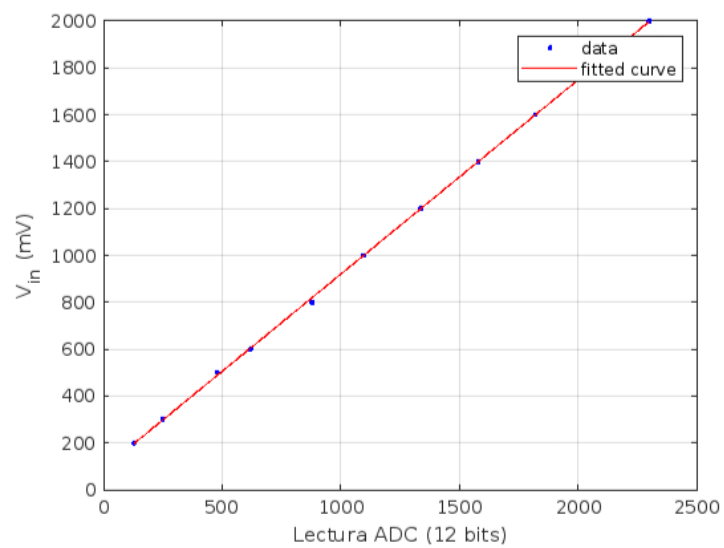


Figura LXIII. Comportamiento real del ADC del ESP32.

El resultado del ajuste es el siguiente:

$$V_{in} = 0.8291 \cdot \text{AnalogValue} + 90.27$$

Esta ecuación se usa para calcular la conversión del ADC en el ESP32.

## IV. Resultados

En esta sección, se presentarán los resultados de las pruebas llevadas a cabo con las placas de los circuitos mencionados en el capítulo anterior. Debido a la falta de calibración adecuada en los acopladores de los transmisores, donde el factor de acoplamiento resultó ser inferior al nominal debido a una distancia inapropiadamente reducida entre la línea y el conductor del acoplador, y dado que en ese momento se estaban llevando a cabo experimentos sin la posibilidad de realizar la calibración, todos los datos experimentales corresponden al uso de un generador de ondas.

### A. Pruebas con el circuito basado en diodo Schottky.

Se consideró una señal de entrada sinusoidal de 50 MHz de 100  $\mu$ s de ancho, con un IPP de 1 ms y se modificó solo su amplitud, se realizaron las mediciones del voltaje pico-pico a la salida del generador y el voltaje DC de salida del circuito, en la Figura LXIV se muestran las conexiones realizadas.

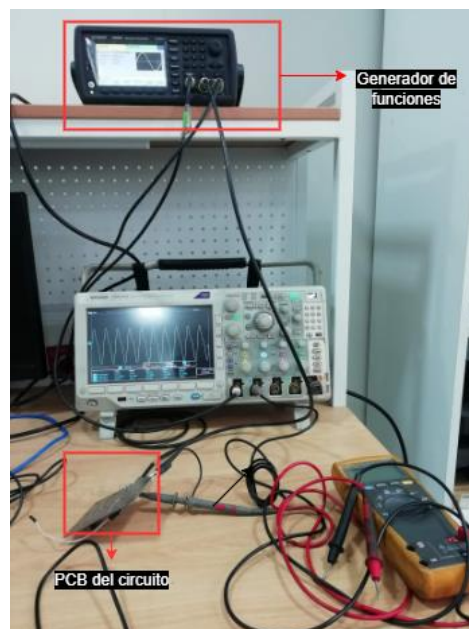


Figura LXIV. Conexiones para las pruebas con el circuito con diodo Schottky.

Los resultados de las pruebas se encuentran en la Tabla VI, siendo:



$V_{gen}$ : Voltaje pico-pico mostrado en el generador de funciones.

$V_{out}$ : Voltaje de salida del circuito medido por el multímetro.

Tabla VI. Voltajes de entrada y salida del circuito con diodo.

$V_{gen}$ (V)	$V_{out}$ (mV)
0.7	40
0.8	54
0.9	70
1	80
1.2	111
1.5	160
1.7	194
1.9	230
2	245
2.2	280
2.5	333
2.8	387
3	424
3.3	480
3.5	516
4	610
4.5	664

En la Figura LXV se muestra el ajuste del voltaje de entrada pico-pico y el voltaje de salida, notamos que los valores difieren considerablemente de las simulaciones, esto se debe a que las impedancias no se han acoplado debidamente ya que la separación entre el plano a tierra y la línea de la señal es menor que el considerado en el diseño (limitaciones de la CNC) lo que causa que la impedancia difiera en 14 ohm aproximadamente de lo esperado, esto produce que el voltaje de salida sea aproximadamente la tercera parte de lo esperado. A pesar de ello, la relación lineal entre el voltaje de entrada al circuito y el voltaje de salida es clara, teniéndose un valor de  $r^2=0,9984$ .

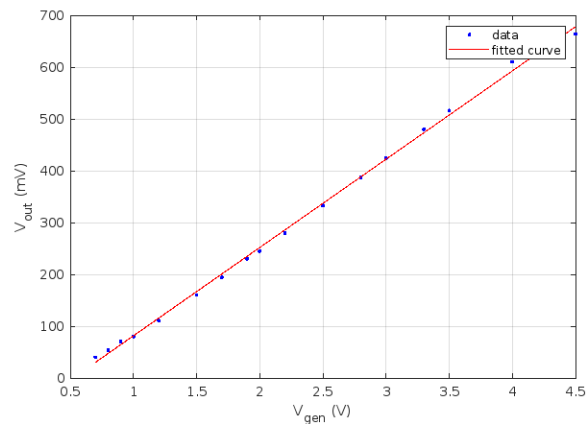


Figura LXV.  $V_{out}$  vs  $V_{gen}$ .

La ecuación del ajuste es la siguiente:

$$V_{out} = 170.6 \cdot V_{gen} - 89.28$$

Una vez hecho esto, se realizaron las pruebas modificando el IPP y el ancho del pulso para definir las limitaciones del circuito.

- **Primera prueba.**

$V_{pk-pk} = 2 \text{ V}$  (voltaje pico-pico en el generador).

$w = 100 \mu\text{s}$  (ancho del pulso de entrada).

IPP= 2 ms.

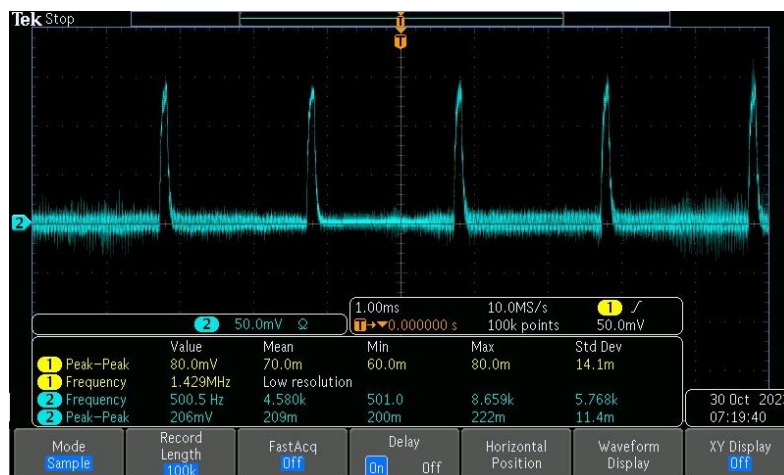


Figura LXVI. Voltaje de salida del circuito detector en la primera prueba.

- **Segunda prueba.**

$V_{pk-pk} = 2 \text{ V}$

$w = 1 \mu\text{s}$

IPP= 1 ms

En este caso se trabajó con el ancho de pulso mínimo usado en los experimentos en el ROJ. De la Figura LXVII se observa que solo llega a leerse ruido. Debido a esto se aumentó gradualmente el ancho hasta alcanzar el mínimo con el que se logra asentar correctamente la señal.

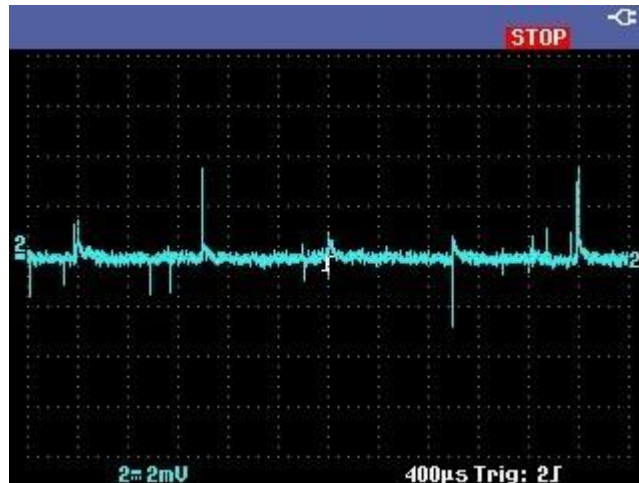


Figura LXVII. Voltaje de salida del circuito detector en la segunda prueba.

- **Tercera prueba.**

$$V_{pk-pk} = 2 \text{ V}$$

$$w = 5 \text{ } \mu\text{s}$$

$$IPP = 1 \text{ ms}$$

Para este ancho de pulso la señal de salida se queda en el flanco de subida y no llega a alcanzar su valor final por lo que en el momento de la conversión analógica digital en el microcontrolador se obtendría una potencia en la línea menor a la real y se activaría la alarma (falso positivo) por lo que para este intervalo fue necesario definir su propia ecuación de conversión.

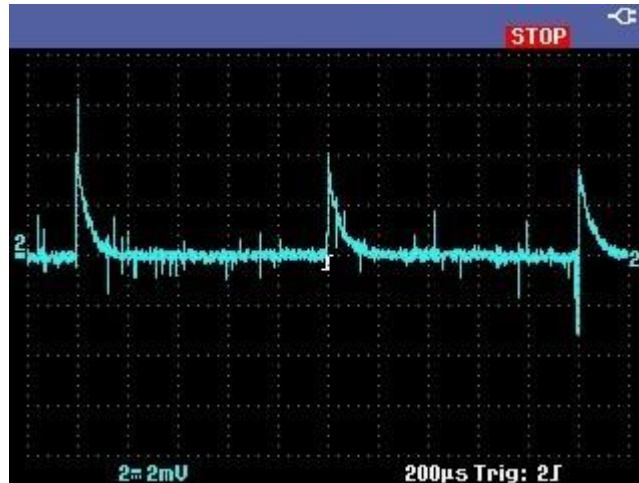


Figura LXVIII. Voltaje de salida del circuito detector en la tercera prueba.

- **Cuarta prueba.**

$$V_{pk-pk} = 2 \text{ V}$$

$$w = 1 \text{ ms}$$

$$IPP = 2 \text{ ms}$$

Para anchos de pulso del orden de los milisegundos como el mostrado en la Figura LXIX, la señal de salida se asienta totalmente lo cual facilitaría la conversión ADC.

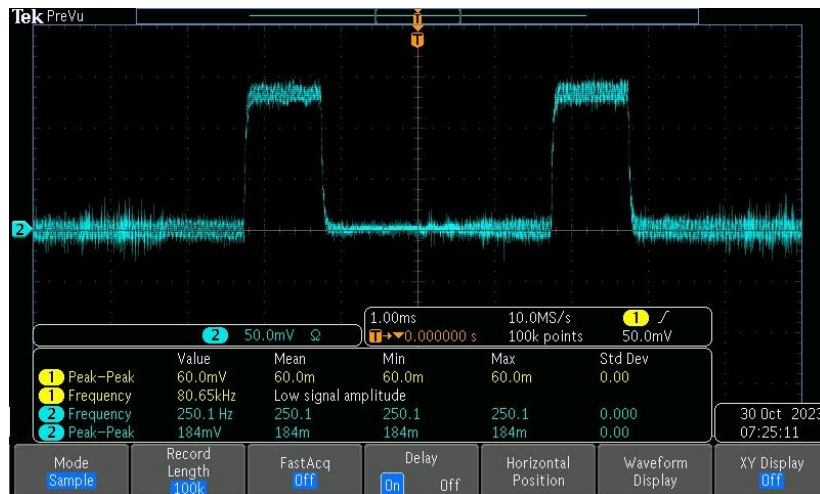


Figura LXIX. Voltaje de salida del circuito detector en la cuarta prueba.

- **Quinta prueba.**

$$V_{pk-pk} = 2 \text{ V}$$

$$w = 50 \text{ } \mu\text{s}$$

$$IPP = 250 \text{ } \mu\text{s}$$

En la Figura LXX se observa que, incluso al disminuir el IPP a 250 microsegundos, la señal de salida continúa siendo perceptible (cada pulso se diferencia del anterior). Es importante destacar que el IPP convencional en experimentos que emplean la antena principal se sitúa en el rango de los milisegundos, por lo que no es factible que surjan complicaciones relacionadas con dicha magnitud.

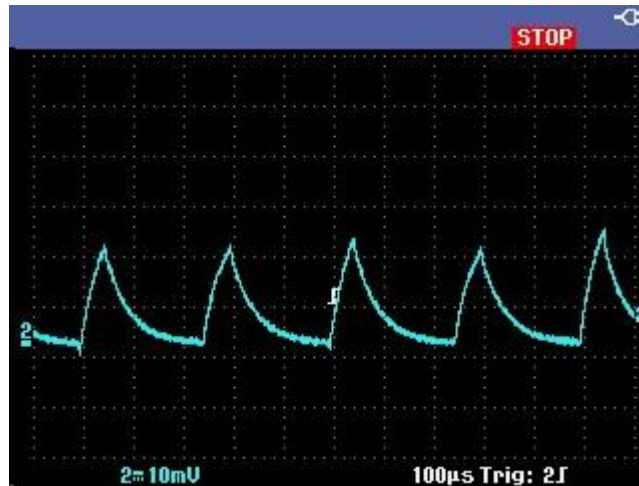


Figura LXX. Voltaje de salida del circuito detector en la quinta prueba.

En resumen, el voltaje de entrada al circuito se determina a partir del voltaje de salida, y considerando el valor del factor de acoplamiento, se puede calcular la potencia de la línea (ver ecuación IV.1). La ecuación de conversión está sujeta al ancho del pulso. Todo este proceso se lleva a cabo mediante un script implementado en Python.

$$P_{\text{linea}} = 25 \cdot (5.86 \cdot 10^{-3} \cdot V_{\text{out}} + 0.523)^2$$

Ecuación IV.1. Ecuación para el cálculo de la potencia en la línea (en kW) en función del voltaje de salida del circuito detector (en mV) para anchos mayores a 25  $\mu\text{s}$ .

$$P_{\text{linea}} = 0.6233 \cdot \text{analogRaw} + 62.891$$

Ecuación IV.2. Ecuación para el cálculo de la potencia en la línea (en kW) en función del valor analógico raw para anchos mayores a 15  $\mu\text{s}$  y menores a 25  $\mu\text{s}$ .

$$P_{\text{linea}} = 1.5476 \cdot \text{analogRaw} - 91.898$$

Ecuación IV.3. Ecuación para el cálculo de la potencia en la línea (en kW) en función del valor analógico raw para anchos menores a 15  $\mu\text{s}$ .

## B. Pruebas con el circuito basado en el CI LTC5507.

Para este circuito se siguió el mismo procedimiento que con el circuito anterior. Los resultados se encuentran en la Tabla VII.

Tabla VII. Voltajes de entrada, potencia de entrada y voltaje salida del circuito con el integrado LTC5507.

$V_{\text{gen}} \text{ (V)}$	$P_{\text{in}} \text{ (dBm)}$	$V_{\text{out}} \text{ (mV)}$
0.2	-10	184
0.22	-9.172	196
0.25	-8.061	214
0.3	-6.478	215
0.31	-6.193	218
0.35	-5.139	221
0.4	-3.979	230
0.45	-2.956	240
0.5	-2.041	245
0.55	-1.213	252
0.6	-0.457	258
0.7	0.8813	270
0.75	1.4806	274
0.78	1.8212	275
0.8	2.0411	278
1	3.9794	292
1.4143	6.9902	316

El ajuste se muestra en la Figura LXXI, la ecuación es la siguiente:

$$V_{\text{out}} = 7.359 \cdot P_{\text{in}} + 262.4$$

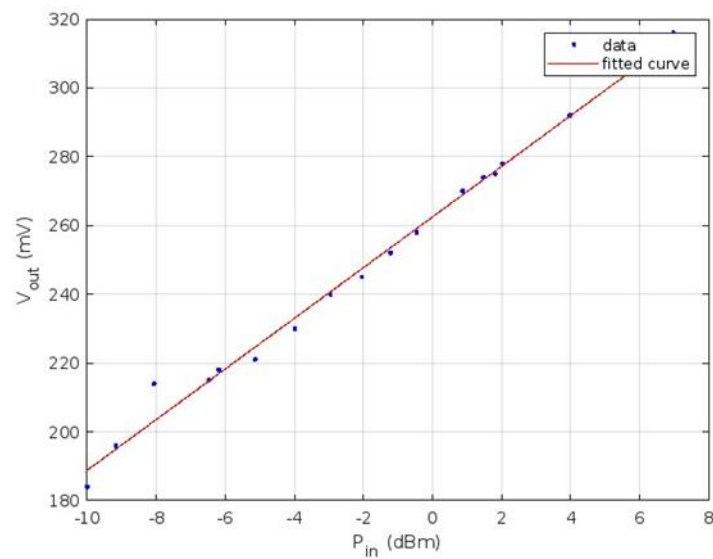


Figura LXXI.  $V_{\text{out}}$  vs  $P_{\text{in}}$ .

En este caso la relación lineal se da entre la potencia de entrada expresada en decibelios y el voltaje de salida, esto se debe a que el CI trabaja en un rango de voltaje de entrada pequeño por lo que predomina el comportamiento logarítmico según lo indicado en su hoja de datos.

En base a los resultados se decidió seleccionar el circuito con diodo Schottky debido a que la relación entre el voltaje de entrada y de salida es altamente lineal y que sus componentes tienen menor costo que el uso del CI LTC5507.

### C. Implementación de la página en el Sistema Integrado de Radar (SIR).

Para el código se ha usado el diagrama de flujo mostrado en la Figura LXXII, este consta básicamente de dos archivos. El archivo con extensión “.ino” se ejecuta en el ESP32, este script se encarga de conectarse a internet y realizar la conversión analógica a digital para luego enviar el resultado a un tópico mediante el protocolo de comunicación MQTT, el broker usado fue Mosquitto.

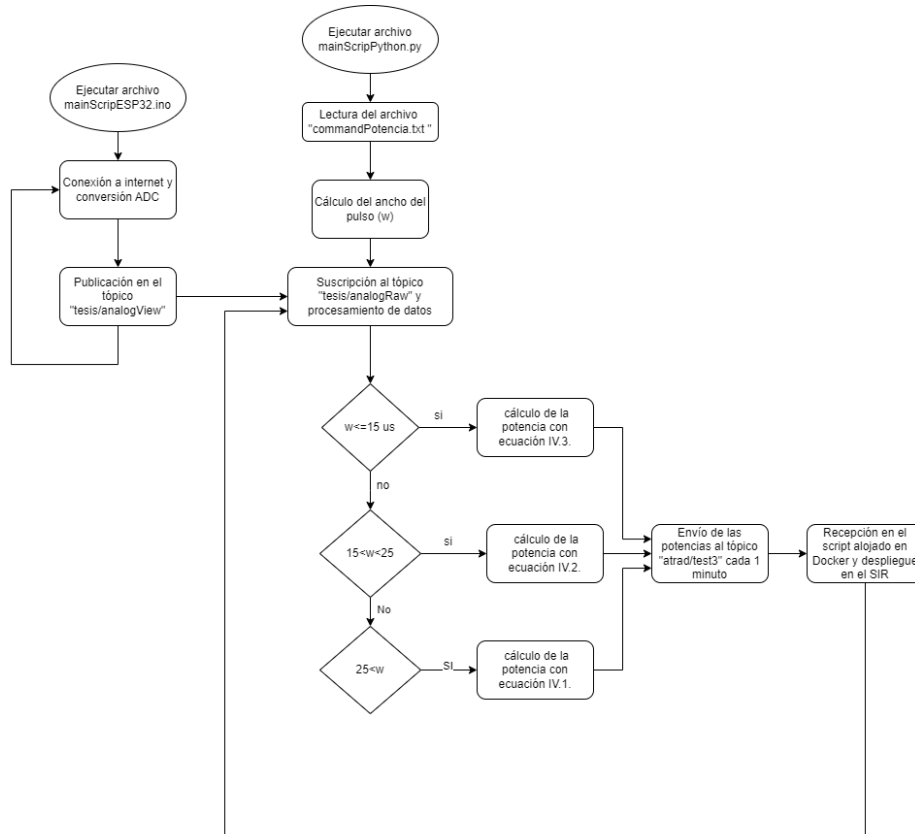


Figura LXXII. Diagrama de flujo de los programas mainScripPython.py y mainESP32.ino.

El script de Python se encarga de leer un archivo .txt en donde el operador de radar debe colocar el IPP (km), el duty cycle (%), el umbral a partir del cual se activaría la alarma y las potencias esperadas en cada una de las líneas (todos los valores separados por un espacio), en caso de no estar en uso un transmisor se debe colocar 0. Por ejemplo:

```

commandPotencia.txt
1  IPP(km) DutyCicle(%) threshold(%) Wu Wd Nd Nu Eu Ed Sd Su
2  1500 0.1 10 250 0 0 0 0 0 200 200

```

Solo se debe modificar la segunda línea (siempre debe haber 11 valores). Para el orden y notación se ha usado la configuración mostrada en la Figura LXXIII.

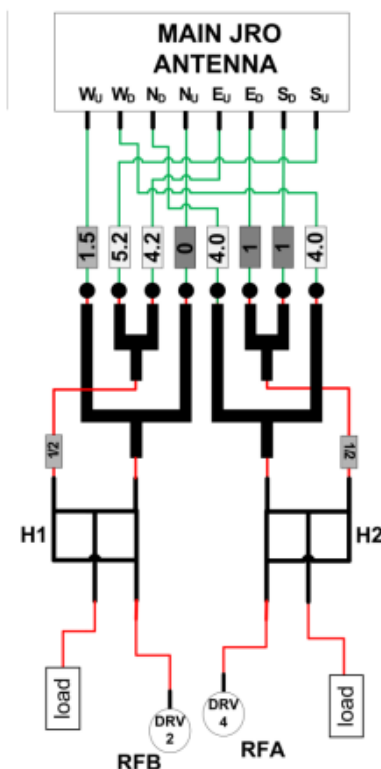


Figura LXXIII. Configuración para el experimento de octubre 2023.

Una vez guardado el archivo .txt se debe compilar el script de Python, en base al ancho del pulso del experimento (el cual se calcula a partir del IPP y del duty cycle) llamará a una función que promediará los valores raw analógicos y los convertirá a la potencia de la línea de transmisión y enviará estos valores en formato JSON a otro tópico para que un script



alojado en el contenedor Docker lo recepcione y muestre la gráfica en el Sistema Integrado de Radar (SIR) (los valores se actualizan cada un minuto).

La aplicación en el SIR consiste en tres secciones, primero una tabla en donde se mostrarán las alertas en caso los niveles sean superiores o inferiores al rango esperado o si una línea tiene potencia cuando debería estar sin uso (ver Figura LXXIV).

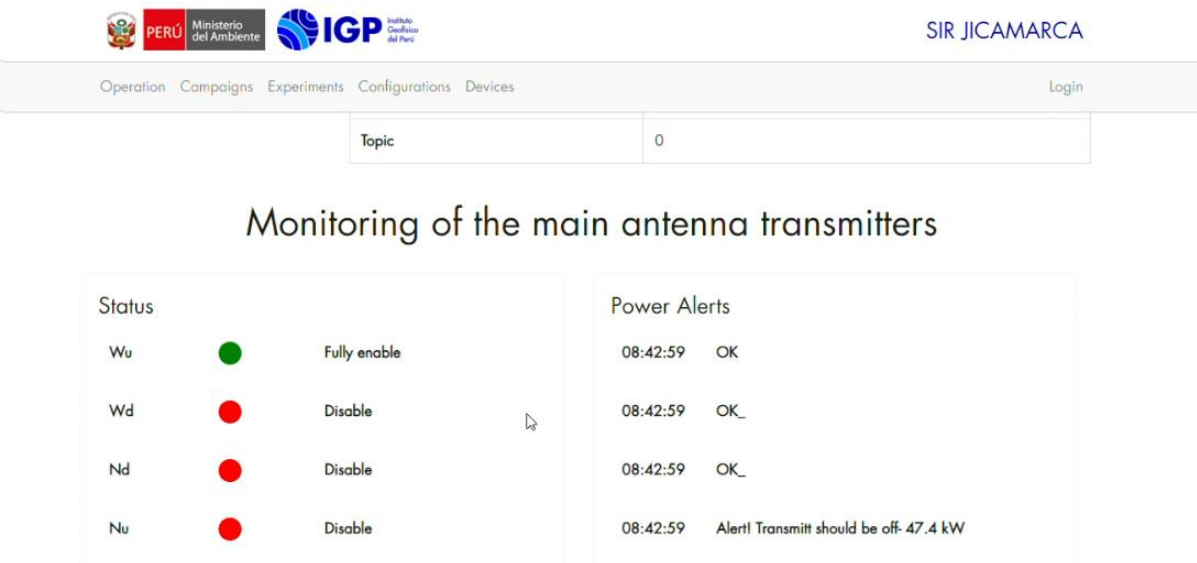


Figura LXXIV. Tabla con las alertas en caso de detección de niveles anómalos.

La segunda sección muestra la potencia de las 8 líneas a la vez a lo largo del tiempo junto con botones para cada una de las líneas de transmisión (ver Figura LXXV).

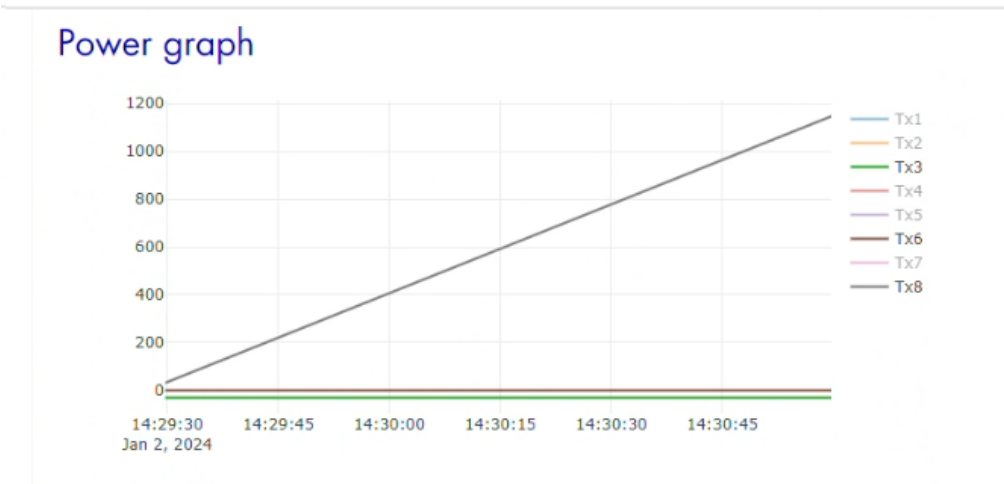


Figura LXXV. Potencia de las 8 líneas.

La última sección corresponde a la potencia de cada transmisor, la gráfica aparece una vez se clickea en alguno de los botones (ver Figura LXXVI).

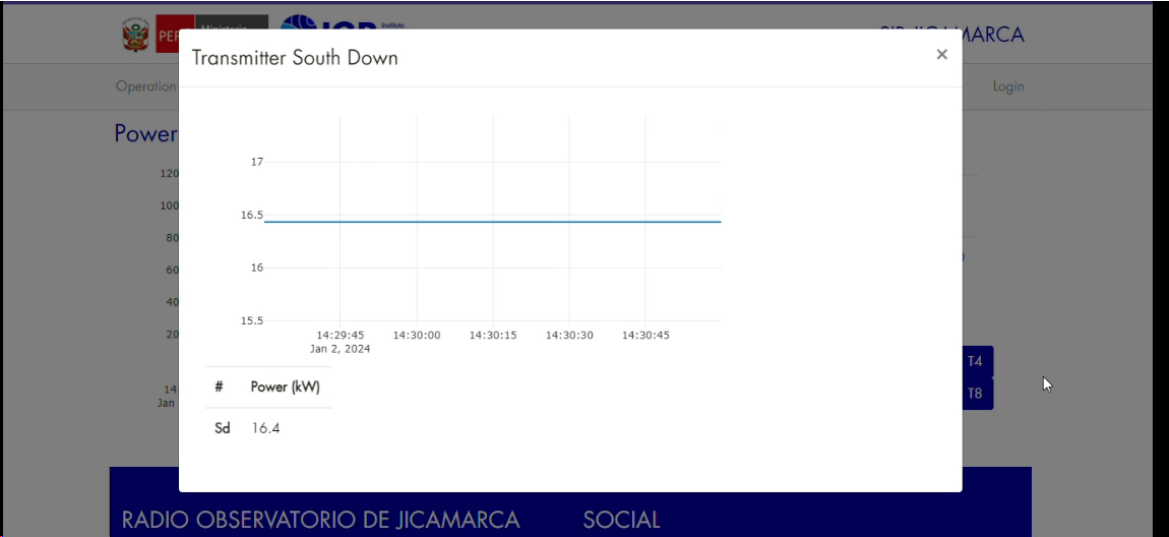


Figura LXXVI.Potencia en la línea “South Down”.

## V. Conclusiones

Se simuló una serie de circuitos detectores de onda pulsada usando LTSpice, a partir de estas simulaciones se optó por implementar la PCB de los circuitos con el diodo Schottky 1N5818 y el condensador con código 155R61C105MA12D así como el circuito basado en el integrado LTC5507, para esto se tomó en cuenta el acoplamiento de impedancias a 50 ohm. Luego, se realizaron pruebas usando un generador de ondas y se obtuvo que la mejor opción considerando costo-beneficio era el circuito con diodo simple. Por último, se seleccionó el microcontrolador encargado de la conversión ADC y se lo programó para el envío de datos a un script en Python en donde se realizó la conversión a potencia de la línea de transmisión en función del ancho del pulso, para finalmente mostrar los datos en la intranet del Radio Observatorio de Jicamarca y así conseguir el monitoreo constante de la potencia de los transmisores del radar principal.

## VI. Referencias bibliográficas

- [1] Genest, P., Grandry, H., Chaoui, H., & Semiconductor, O. N. (2004). Criteria for selecting RF power detectors. High Freq. Electron., 3, 52-55.
- [2] Shieh, M.-L., Lai, W.-J., Li, J.-S., Chiang, Y.-L., Wu, H.-H., Xsieh, C.-C., Tu, C.-H., Chen, S.-W., & Wu, J.-W. (2009). Linear radio frequency power detector. 2009 Asia Pacific Microwave Conference.
- [3] RF and microwave power detection with Schottky diodes. Infineon.com. Recuperado de: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AN\\_1807\\_PL32\\_1808\\_132434\\_RF%20and%20microwave%20power%20detection%20-AN-v01\\_00-EN.pdf?fileId=5546d46265f064ff0166440727be1055](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AN_1807_PL32_1808_132434_RF%20and%20microwave%20power%20detection%20-AN-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d46265f064ff0166440727be1055)
- [4] Toh, Y. Detecting Fast RF Bursts Using Log Amps | Analog Devices. Analog. Recuperado de: <https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/detecting-fast-rf-bursts-using-log-amps.html>
- [5] Nash, E. (2000, December 1). Measurement and control of RF power (part II). Analog.com; Analog Devices, Inc. <https://www.analog.com/en/technical-articles/measurement-control-rf-power-partii.html>
- [6] Suntives, A., Khajooeizadeh, A., & Abhari, R. (2006). Using via fences for crosstalk reduction in PCB circuits. 2006 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2006. EMC 2006.
- [7] Layout Review Techniques for Low Power RF Designs. Recuperado de: [https://www.ti.com/lit/an/swra367a/swra367a.pdf?ts=1696358439773&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/an/swra367a/swra367a.pdf?ts=1696358439773&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F)
- [8] Fernandez Arbieta, Soledad Zarai. Aplicación Web para el control y monitoreo de Transmisores de 96 kW ATRAD. Recuperado de: [https://www.igp.gob.pe/convocatorias/practicas-preprofesionales/resources/pdf/2023/2023\\_Soledad\\_Fernandez.pdf](https://www.igp.gob.pe/convocatorias/practicas-preprofesionales/resources/pdf/2023/2023_Soledad_Fernandez.pdf)
- [9] Hualpa Muñoz, Renato André. SIR 2.0: Actualización del Sistema Integrado de Radar del ROJ. Recuperado de: [https://www.igp.gob.pe/convocatorias/practicas-preprofesionales/resources/pdf/2023/2023\\_Renato\\_Hualpa.pdf](https://www.igp.gob.pe/convocatorias/practicas-preprofesionales/resources/pdf/2023/2023_Renato_Hualpa.pdf)
- [10] Cable coaxial. Concepto. Recuperado de: <https://concepto.de/cable-coaxial/>
- [11] David M. Pozar. Microwave Engineering. Cuarta edición. John Wiley & Sons, Inc.
- [12] Directional Couplers: Their Operation and Application. Mini Circuits. Recuperado de: <https://blog.minicircuits.com/directional-couplers-their-operation-and-application/>
- [13] Passive Attenuators. Electronics tutorials. Recuperado de: <https://www.electronics-tutorials.ws/attenuators/attenuator.html>
- [14] Steer, M. (2020, October 21). 9.4: Terminations and attenuators. Engineering LibreTexts; Libretexts. [https://eng.libretexts.org/Bookshelves/Electrical\\_Engineering/Electronics/Book%3A\\_Fundamentals\\_of\\_Microwave\\_and\\_RF\\_Design\\_\(Steer\)/09%3A\\_Passive\\_Components/9.04%3A\\_Terminations\\_and\\_Attenuators](https://eng.libretexts.org/Bookshelves/Electrical_Engineering/Electronics/Book%3A_Fundamentals_of_Microwave_and_RF_Design_(Steer)/09%3A_Passive_Components/9.04%3A_Terminations_and_Attenuators)

- [15] Dynamic range. Digital Guidelines. Recuperado de: <https://www.digitizationguidelines.gov/term.php?term=dynamicrange>
- [16] Noise in Communication. System Electronics desk. Recuperado de: <https://electronicsdesk.com/noise-in-communication-system.html>
- [17] Burst Detection - NI. (n.d.). National Instruments. Recuperado de [https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/rfmxdemod/page/rfmxdemod/burst\\_detection.html](https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/rfmxdemod/page/rfmxdemod/burst_detection.html)
- [18] Defining the Pulsed Radar Signal and the Essential Measurements of Signal Power Part 2. Keysight Technologies. Application note. Diciembre del 2017.
- [19] What is a diode? Blog / fluke news. Fluke.com. Recuperado de: <https://www.fluke.com/en-us/learn/blog/electrical/what-is-a-diode>
- [20] Schottky Diode: A Beginner's Guide - Build Electronic Circuits. Recuperado de: <https://www.build-electronic-circuits.com/schottky-diode/>.
- [21] How Schottky Diodes Work. EAGLE - Autodesk. Recuperado de: <https://www.autodesk.com/products/fusion-360/blog/schottky-diodes/>
- [22] Envelope detectors. Analog Devices (2021). Recuperado de: <https://www.analog.com/en/products/amplifiers/rf-power-detectors/envelope-peak-detectors.html>
- [23] Envelope detector. Recuperado de: [https://www.winlab.rutgers.edu/~crose/322\\_html/envelope\\_detector.html](https://www.winlab.rutgers.edu/~crose/322_html/envelope_detector.html)
- [24] What is ripple? Recuperado de: <https://www.sunpower-uk.com/glossary/what-is-ripple/>
- [25] Nash, E. (2000, January 1). Design a logamp RF pulse detector. Analog.com; Analog Devices, Inc. Recuperado de: <https://www.analog.com/en/technical-articles/design-a-logamp-rf-pulse-detector.html>
- [26] Peterson, Z. (2020, October 5). ¿Qué es una PCB o Placa de Circuito Impreso? Altium; Altium Limited. Recuperado de: <https://resources.altium.com/es/p/what-is-a-pcb>
- [27] I. J. Bahl and D. K. Trivedi, "A Designer's Guide to Microstrip Line", Microwaves, May 1977, pp. 174–182.
- [28] K. C. Gupta, R. Garg, and I. J. Bahl, Microstrip Lines and Slotlines, Artech House, Dedham, Mass., 1979.
- [29] Design, S. MT-094 TUTORIAL. Analog Devices. Recuperado de: <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-094.pdf>
- [30] Steer, M. (2020, October 21). 3.8: Coplanar waveguide. Engineering LibreTexts; Libretexts. Recuperado de: [https://eng.libretexts.org/Bookshelves/Electrical\\_Engineering/Electronics/Microwave\\_and\\_RF\\_Design\\_II\\_-\\_Transmission\\_Lines\\_\(Steer\)/03%3A\\_Planar\\_Transmission\\_Lines/3.08%3A\\_Co-Planar\\_Waveguide](https://eng.libretexts.org/Bookshelves/Electrical_Engineering/Electronics/Microwave_and_RF_Design_II_-_Transmission_Lines_(Steer)/03%3A_Planar_Transmission_Lines/3.08%3A_Co-Planar_Waveguide)

- [31] How to choose your PCB Dielectric Material. Proto-electronics.com. Recuperado de: <https://www.proto-electronics.com/blog/how-to-choose-your-pcb-dielectric-material>.
- [32] Loss Tangent. Intel. Recuperado de: <https://www.intel.com/content/www/us/en/docs/programmable/683883/current/loss-tangent.html>.
- [33] Capacitors. Sparkfun.com. Recuperado de: <https://learn.sparkfun.com/tutorials/capacitors/application-examples>.
- [34] F. Dostal, "Bypass capacitor and coupling capacitor: Stabilizing voltage the right way," Analog.com. Recuperado de: <https://www.analog.com/en/technical-articles/bypass-capacitor-and-coupling-capacitor-stabilizing-voltage-the-right-way.html>.
- [35] The Digital Engineer's Guide to RF PCB Design Techniques: Layout and Routing. Altium. Recuperado de: <https://resources.altium.com/p/digital-engineers-guide-rf-pcb-layout-and-routing>
- [36] Adquirir una Señal Analógica: Ancho de Banda, Teorema de Muestreo de Nyquist y Aliasing. Wwww.ni.com. Recuperado de: <https://www.ni.com/es/shop/data-acquisition/measurement-fundamentals-main-page/analog-fundamentals/acquiring-an-analog-signal--bandwidth--nyquist-sampling-theorem-.html>
- [37] Conversión de la señal analógica en digital. Ulhi.net. Recuperado de: [https://www.researchgate.net/publication/362489895\\_CONVERSION\\_ANALOGICA\\_A\\_DIGITAL](https://www.researchgate.net/publication/362489895_CONVERSION_ANALOGICA_A_DIGITAL)
- [38] Analogue to Digital Converter. Electronics-Tutorials.Ws. Recuperado de: <https://www.electronics-tutorials.ws/combinacion/analogue-to-digital-converter.html>
- [39] Understanding the Successive Approximation Register ADC. Allaboutcircuits.com. Recuperado de: <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/understanding-analog-to-digital-converters-the-successive-approximation-reg/>
- [40] ¿Qué es MQTT? El protocolo de comunicación para IoT. Solectroshop.com. Recuperado de: <https://solectroshop.com/es/blog/que-es-mqtt-el-protocolo-de-comunicacion-para-iot-n117>
- [41] RF power detector. (2014, January 15). Analog/RF IntgCkts. Recuperado de: <https://www.analog.com/en/product-category/rf-power-detectors.html#subcategories>
- [42] Linear Technology, "LTC5507: 100kHz to 1GHz RF Power Detector Data Sheet", LTC5507 datasheet, Oct. 2007. Recuperado de: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/5507f.pdf>
- [43] Analog Devices, "AD8318: 1 MHz to 8 GHz, 70 dB Logarithmic Detector/Controller Data Sheet (Rev. E)". AD8318 datasheet, Diciembre 2020. Recuperado de: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad8318.pdf>
- [44] "Chip Multilayer Ceramic Capacitors for General Purpose GRM155R61C105MA12". GRM155R61C105MA12 datasheet. Octubre 2021. Recuperado de: <https://search.murata.co.jp/Ceramy/image/img/A01X/G101/ENG/GRM155R61C105MA12-01A.pdf>

- [45] ZX47-40LN-S+. (n.d.). Mouser Electronics. Recuperado de: <https://www.mouser.pe/ProductDetail/Mini-Circuits/ZX47-40LN-S%2B?qs=sPbYRqrBIVnISDbZFwy3Ag%3D%3D>.
- [46] Coaxial Power Detector ZX47- 40, 50Ω, -40dBm to +20dBm, 10 to 8000 MHz. Mouser.Pe. Recuperado de: [https://www.mouser.pe/datasheet/2/1030/ZX47\\_40\\_2b-1863651.pdf](https://www.mouser.pe/datasheet/2/1030/ZX47_40_2b-1863651.pdf)
- [47] Fast, Voltage-Out, DC to 440 MHz, 95 dB Logarithmic Amplifier. Recuperado de: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8310.pdf>
- [48] Proto-Electronics. (n.d.). Our 8 best hints for RF PCB design. Proto-electronics.com. Recuperado de: <https://www.proto-electronics.com/blog/pcb-design-hints-rf-pcb>
- [49] RO4000® LoPro® laminates. Rogerscorp.com. Recuperado de: <https://www.rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/ro4000-series-laminates/ro4000-lopro-laminates>
- [50] Designer, A. (2017, September 22). Stripline vs. Microstrip: diferencias y directrices de enrutamiento de PCB. Altium; Altium Limited. Recuperado de: <https://resources.altium.com/es/p/stripline-vs-microstrip-understanding-their-differences-and-their-pcb-routing-guidelines>
- [51] Comparing microstrip and grounded coplanar waveguide. (2015, May 12). Microwave Journal. Recuperado de: <https://www.microwavejournal.com/blogs/1-rog-blog/post/24374-comparing-microstrip-and-grounded-coplanar-waveguide>
- [52] Dc489a-a. Analog.com. Recuperado de: <https://www.analog.com/en/design-center/evaluation-hardware-and-software/evaluation-boards-kits/dc489a-a.html>
- [53] Laverde, A. (2021, February 23). IPC 2221 para Diseño de PCB como usarla y actualización. [Normas IPC|Certificación|ALDELTA; ALDELTA TECHNOLOGIES. Recuperado de: <https://www.aldeltatec.com/blog-diseno-con-normas-y-certificaciones/norma-ipc-2221b-para-diseno-de-pcb-actualizacion/>
- [54] “Analog to digital converter (ADC) - ESP32 - — ESP-IDF programming guide v4.4 documentation,” Espressif.com. Recuperado de: <https://docs.espressif.com/projects/esp-idf/en/v4.4/esp32/api-reference/peripherals/adc.html> .

## **Anexos**

ANEXO 1: Código del script principal de Python.....	1
---	---



## ANEXO 1: Código del script principal de Python

El código completo se encuentra en [Github](#). Los archivos del SIR se encuentran en este [link](#).

```
import paho.mqtt.client as mqtt
import paho.mqtt.publish as publish
from datetime import datetime, timezone, timedelta
import numpy as np
import json
import time
subscribe_topic="tesis/analogRaw"
publish_topic="atrad/test3"#"tesis/potencia"
broker_address = "10.10.10.102"#"10.10.10.102"#"192.168.43.149"
analogRawMatriz=[[[],[],[],[],[],[],[],[]]]#guardamos los valores del
numMaxdatos=1000 #definimos el numero máximo de datos a promediar
contador = 0
interval_start_time = time.time()
interval_duration=30 #duracion del intervalo (en segundos) para el envio de
datos
def potenciaAncho10us (AnalogRaw):
    potencia=[0,0,0,0,0,0,0,0]
    m=1.5476
    b=-91.898
    for i in range(8):
        potencia[i]=m*AnalogRaw[i]+b
    return potencia

def potenciaAncho20us (AnalogRaw):
    potencia=[0,0,0,0,0,0,0,0]
    m=0.6233
    b=62.891
    for i in range(8):
        potencia[i]=m*AnalogRaw[i]+b
    return potencia
#la potencia default considera en general valores mayores a 100 us
def potenciaDefault (AnalogRaw):
    potencia=[0,0,0,0,0,0,0,0]
    m=0.8291
    b=90.27
    for i in range(8):
        potencia[i]= 25*(5.86*pow(10,-3)*(m*AnalogRaw[i]+b)+0.523)^2
    return potencia

def leer_datos_desde_txt(archivo):
    try:
        with open(archivo, 'r') as file:
            lineas = file.readlines()
            # Obtiene la segunda línea (índice 1)
            segunda_linea = lineas[1]
```

```

        datos = segunda_linea.strip().split()
        datos_numericos = [float(dato) for dato in datos]
        return datos_numericos
except FileNotFoundError:
    print(f"El archivo '{archivo}' no fue encontrado.")
except Exception as e:
    print(f"Error al leer el archivo: {e}")

def procesamiento_data(analogRawMatriz):
    if analogRawMatriz[0]:
        average_raw=[0,0,0,0,0,0,0,0]
        for i in range(8):
            average_raw[i] = sum(analogRawMatriz[i]) /
len(analogRawMatriz[i])
        if(ancho<15):
            potencia=potenciaAncho10us(average_raw)
        if ancho>15 and ancho<25:
            potencia=potenciaAncho20us(average_raw)
        timestamp_actual = int(time.time())
        fecha_utc=datetime.utcfromtimestamp(timestamp_actual)
        zona_horaria_utc_menos_5 = timezone(timedelta(hours=-5))
        fecha_utc_menos_5 =
fecha_utc.replace(tzinfo=timezone.utc).astimezone(zona_horaria_utc_menos_5)
        fecha_legible=fecha_utc_menos_5.strftime('%d-%m-%Y %H:%M:%S')
        estado=[1 if x > 0 else 0 for x in potenciaNominal]
        processed_data = {"Ancho_us":IPP,"pow": potencia, "time":
fecha_legible,"potenciaNominal":potenciaNominal,"status":estado,"threshold":t
hreshold}
        client.publish(publish_topic, json.dumps(processed_data))
        print("-----")
        print(average_raw)
        print(processed_data)
        print(type(processed_data["pow"]))

def on_connect(client, userdata, flags, rc):
    if rc == 0:
        print("Conexión exitosa con el broker")
        client.subscribe(subscribe_topic)
    else:
        print("Error de conexión. Código de retorno =", rc)
# Callback cuando se recibe un mensaje en el tópico suscrito
def on_message(client, userdata, msg):
    global analogRawMatriz
    global contador
    mensaje = msg.payload.decode()
    lista=json.loads(mensaje)
    if contador<numMaxdatos:
        for i in range(8):
            analogRawMatriz[i].append(lista[i])
            contador=contador+1
#Leo los datos de la configuracion y halla el ancho
archivo_txt = 'commandPotencia.txt'
datos_numericos = leer_datos_desde_txt(archivo_txt)

```

```

if len(datos_numericos)!=11:
    print("Hay más(o menos) valores de los que debería")
else:
    IPP_km=datos_numericos[0]
    IPP=IPP_km*1/150#IPP en ms
    Dutty=datos_numericos[1]
    threshold=datos_numericos[2]
    ancho=IPP*Dutty*pow(10,3)/100
    potenciaNominal=datos_numericos[3:]
# Configurar el cliente MQTT
client = mqtt.Client()
# Configurar los callbacks
client.on_connect = on_connect
client.on_message = on_message
client.connect(broker_address, port=1883, keepalive=60)

client.loop_start()
try:
    while True:
        # Verifica si ha pasado el intervalo de tiempo
        current_time = time.time()
        elapsed_time = current_time - interval_start_time
        if elapsed_time >= interval_duration:
            procesamiento_data(analogRawMatriz) # Calcula la potencia y
envía los datos
            interval_start_time = current_time # Reinicia el temporizador
del intervalo
            analogRawMatriz=[[[]],[[]],[[]],[[]],[[]],[[]],[[]],[[]],[[]]]
            time.sleep(1)

except KeyboardInterrupt:
    print("Programa detenido por el usuario.")
    client.disconnect()
    client.loop_stop()

```