

# VNA en la banda MF, HF y VHF

## VNA in MF, HF and VHF bands

Brian Maximiliano Gluzman<sup>#1</sup>, Ramiro Avalos Ribas<sup>#2</sup>, Alejandro José Uriz<sup>#3</sup>, Juan Alberto Etcheverry<sup>#4</sup>,  
 Leonardo David Vazquez<sup>#5</sup>, Jorge Castiñeira Moreira<sup>#6</sup>

<sup>#</sup>ICYTE, Laboratorio de Comunicaciones, Depto. De Electrónica y Computación, Facultad de Ingeniería - UNMDP  
 Mar del Plata, 7600, Argentina

<sup>1</sup> briangluzman@mdp.edu.ar

<sup>2</sup> avalosribas@fi.mdp.edu.ar

<sup>3</sup> ajuriz@fi.mdp.edu.ar

<sup>4</sup> jaetcheverry@fi.mdp.edu.ar

<sup>5</sup> leonardo.vazquez@alumnos.fi.mdp.edu.ar

<sup>6</sup> casti@fi.mdp.edu.ar

Recibido: 05/09/24; Aceptado: 25/10/24

**Resumen**— En este trabajo se propone el diseño e implementación de un analizador vectorial de redes para frecuencias de hasta 300 MHz. El dispositivo posee la capacidad de medir la relación de amplitud y la diferencia de fase de la señal reflejada y transmitida de un sistema bajo prueba con respecto a una señal incidente. El dispositivo genera un barrido en frecuencia de señales cuadradas desde 1 MHz hasta los 100 MHz. La señal reflejada por el sistema bajo prueba es separada de la incidente mediante un puente de Wheatstone. Las tres señales son convertidas en frecuencia y adquiridas mediante un códec de audio con interfaz USB, para luego ser procesadas en una computadora para calcular la impedancia, el parámetro  $S_{11}$  y el  $S_{21}$ . Con el adecuado ajuste se logra aprovechar la tercera armónica sintetizada por el generador y expandir el rango de medición hasta los 300 MHz.

**Palabras clave**— VNA, parámetros S, Impedancímetro, MF, HF, VHF, Atmega 328P, Puente de Wheatstone.

**Abstract**— This paper proposes the design and implementation of a vector network analyzer for frequencies up to 300 MHz. The device has the ability to measure the amplitude ratio and phase difference of the reflected and transmitted signal of a system under test with respect to an incident signal. The device generates a frequency sweep of square signals from 1 MHz to 100 MHz. The signal reflected by the system under test is separated from the incident signal by means of a Wheatstone bridge. The three signals are frequency converted and acquired by means of an audio codec with USB interface, and then processed in a computer to calculate the impedance, the  $S_{11}$  and  $S_{21}$  parameters. With the appropriate adjustment, it is possible to take advantage of the third harmonic synthesized by the generator and expand the measurement range up to 300 MHz.

**Keywords**— VNA, S parameters, Impedancímetro, MF, HF, VHF, Atmega 328P, Wheatstone Bridge.

### I. INTRODUCCIÓN

Los analizadores vectoriales de redes, más conocidos como VNA por sus siglas en inglés, son instrumentos muy útiles a la hora de realizar diseños en electrónica. Tienen la capacidad de caracterizar sistemas de múltiples puertos tanto pasivos (acopladores, filtros, antenas) como activos (amplificadores). Para ello, el instrumento realiza la medición de los parámetros S [1]. Por un lado, el parámetro  $S_{11}$  está directamente relacionado con la impedancia de entrada del sistema bajo prueba (SBP) y se lo suele representar en un Ábaco de Smith [1]. Por el otro, el parámetro  $S_{21}$  representa la transferencia del puerto 1 al puerto 2, con módulo y fase.

Existe una gran variedad de equipos comerciales con costos elevados, como el caso de los Rigol RSA3000 SERIES [2] o Keysight E5080B [3]. Dentro de estos equipos existe un modelo portátil de bajo costo y de código abierto conocido como NanoVNA [4].

La arquitectura de un VNA suele incluir generadores de señales, un dispositivo para separar la señal reflejada de la incidente (acoplador direccional o puente de Wheatstone) [5][6][7], un sistema de conversión de frecuencias (homodino o heterodino) [8][9] o muestreadores no lineales (SRD o NLTL) [10] o detectores de ganancia y fase [11][12].

En este trabajo se propone el desarrollo de un VNA para frecuencias entre 1 MHz y 300 MHz. Para ello, se incluye el diseño e implementación de un sistema de seis módulos compuesto por un microcontrolador, un sintetizador de señales, un puente de Wheatstone, tres mezcladores, un adquisidor de señales y una interfaz de usuario. Asimismo, se realizan mediciones experimentales que validan el diseño en el rango de frecuencias especificado.

El trabajo se organiza de la siguiente manera: la Sección II presenta las características más importantes a medir, mientras que la Sección III describe el sistema implementado. La Sección IV presenta las pruebas realizadas y sus resultados. Finalmente, la Sección V presenta las conclusiones y las líneas de trabajo futuras.

### II. MEDICIÓN DE PARÁMETROS S E IMPEDANCIA DE ENTRADA

En el sistema propuesto, una onda  $V_i$  que incide sobre el puerto 1 de un SBP con impedancia de entrada  $Z_L$  desde una línea con impedancia característica conocida  $Z_0$ , provoca una reflexión en forma de la onda  $V_r$ , descrita por el coeficiente  $\rho$  (1). Por lo tanto, a partir de las mediciones de las tensiones  $V_i$  y  $V_r$  se pueden obtener el coeficiente  $\rho$  para luego calcular la impedancia  $Z_L$  [13].

$$\rho = \frac{V_r}{V_i} = \frac{(Z_L - Z_0)}{(Z_L + Z_0)} \quad (1)$$

Cuando los otros puertos del sistema (si posee) se encuentran adaptados, la fase del parámetro  $S_{11}$  del sistema coincide con la fase del  $\rho$  y el módulo en dB se calcula como en (2). La impedancia  $Z_L$  se calcula como en (3).

$$|S_{11}| = 20 \log(\rho) \quad (2)$$

$$Z_L = Z_0 \frac{(1 + \rho)}{(1 - \rho)} \quad (3)$$

Por su parte, el parámetro  $S_{21}$  puede medirse con la relación en magnitud y fase entre la onda que sale por el puerto 2 ( $V_t$ ) y la que ingresa por el puerto 1 ( $V_i$ ). Si el sistema posee más de dos puertos, los otros deben adaptarse durante este procedimiento.

Para la implementación para el cálculo del parámetro  $S_{11}$  y  $Z_L$  se utiliza una red resistiva conocida como puente de Wheatstone. Esta red, mediante tres cargas resistivas del mismo valor, permite obtener el valor de una carga desconocida, en este caso, la impedancia de entrada al sistema bajo prueba (SBP). Con ella se puede calcular el parámetro  $S_{11}$ . Si bien el cálculo teórico es directo, hay que considerar que el uso de conectores y cables, más los errores constructivos y la dispersión de los valores de los componentes utilizados, agregan pérdidas y aportes de fase, que varían con la frecuencia. Además, el coeficiente de reflexión se ve afectado por el trayecto entre la carga a medir y el medidor, especialmente en su fase. Por lo tanto, la medición requiere de la implementación de una ecuación de calibración, la cual consiste en un modelo estándar de errores. Con la medición de tres cargas conocidas se logran descontar los errores mencionados para poder aplicar calibración al medidor [14].

La implementación para el cálculo del parámetro  $S_{21}$  consiste en medir los valores de tensión de  $V_i$  y  $V_t$ . Sin embargo, al igual que para el cálculo del parámetro  $S_{11}$ , requiere de una calibración, que en este caso consiste en interconectar, con los cables y conectores a utilizar, los puertos de salida y entrada del VNA. De esta manera, se descuenta los aportes de magnitud y fase del *hardware* de interconexión y de los errores constructivos.

### III. IMPLEMENTACIÓN DEL VNA

El sistema está compuesto por seis módulos interconectados, los cuales se presentan en la Fig. 1. El bloque *Microcontrolador* está compuesto por un microcontrolador Atmega 328P [15] y es el encargado de controlar al bloque *Sintetizador de señales*, conformado por el circuito integrado Si5351 [16]. El bloque *Puente de Wheatstone* está compuesto por una red resistiva, la cual se encarga de separar la señal reflejada de la incidente. El bloque *Mezcladores* está compuesto de tres circuitos integrados NE612AN [17], un mezclador es para trasladar las señales incidente, reflejada y transmitida a una frecuencia intermedia FI.

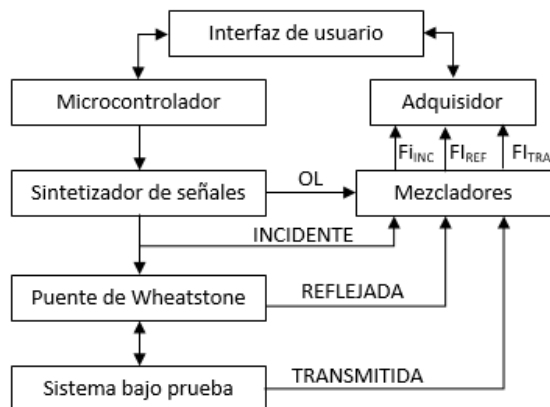


Fig. 1. Diagrama en bloques del dispositivo propuesto, con el sistema bajo prueba conectado.

El bloque *Adquisidor* está compuesto por dos convertidores

DC-DC DPS05U9D [18], un amplificador operacional TL074 [19] y un códec de audio PCM2904 [20] encargado de adquirir las señales con interfaz USB. La interfaz con el usuario se realiza en una PC.

#### A. Microcontrolador

Está conformado por el circuito integrado Atmega 328P y programado en Arduino. Se encarga de realizar los barridos en frecuencia configurando los registros del sintetizador de señales y de sincronizar la adquisición. Mediante USB se comunica con la interfaz de usuario para sincronizar e informar el valor de la frecuencia.

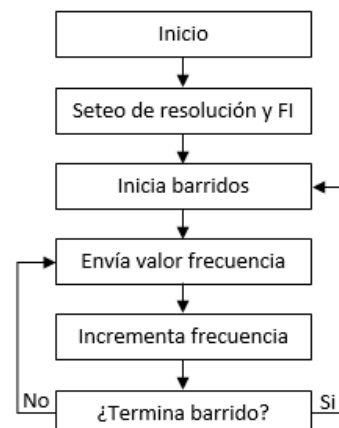


Fig. 2. Diagrama de flujo del firmware.

#### B. Sintetizador de señales

Este bloque está conformado por el circuito integrado Si5351, el cual es capaz de generar tres salidas cuadradas independientes en el rango de 8 kHz hasta los 133 MHz. Sus salidas son programables mediante registros de 24 bits. Se configura para generar dos barridos en frecuencia, el primero para la  $F_{in}$  entre 1 MHz y 100 MHz con una resolución de 1 MHz, y el segundo para el oscilador local (OL), a una frecuencia igual a la señal *incidente* más el valor de FI.

#### C. Puente de Wheatstone

Como se observa en la Fig. 3, el bloque está conformado por una red pasiva compuesta por tres resistores de  $50 \Omega$ , y una impedancia desconocida SBP que representa la impedancia de entrada al sistema bajo prueba. La tensión  $V_{incidente}$  representa la señal incidente y la tensión diferencial  $V_{reflejada-B} - V_{reflejada-A}$  es una proporción de la señal reflejada ( $V_{reflejada}$ ).

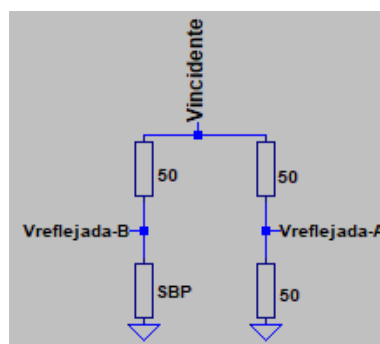


Fig. 3. Puente de Wheatstone. Imagen realizada en Ltspice [21].

El puente está equilibrado cuando SBP es una impedancia de  $50 \Omega$ . En este caso la tensión diferencial es 0 V y por lo tanto el coeficiente de reflexión es nulo. Si el SBP es un circuito abierto entonces (6) y correspondería al caso en que

el coeficiente de reflexión fuera +1. Si el SBP es un cortocircuito entonces (7) y correspondería al caso en que el coeficiente de reflexión fuera -1. Estos resultados coinciden con los esperables según (1). Para la implementación se utilizaron resistencias SMD de 100 Ω, colocadas en paralelo.

$$V_{reflejada} = \frac{V_{incidente}}{2} \quad (6)$$

$$V_{reflejada} = -\frac{V_{incidente}}{2} \quad (7)$$

**D. Mezclador**

Este bloque está formado por tres mezcladores dobles balanceados NE612AN, que funcionan para frecuencias de entrada de hasta 500 MHz, con FI de hasta 45 MHz y ganancia de hasta 14 dB. Como se observa en la Fig. 4, el primer mezclador se utiliza para la señal incidente, en este caso una de las dos entradas es la señal incidente y la otra es masa. El segundo, se utiliza para la señal reflejada, la Vreflejada-A se conecta al pin 1 del mezclador y la Vreflejada-B se conecta al pin 2. El tercero se utiliza para la señal transmitida, en este caso una entrada corresponde a la señal transmitida y la otra a masa. En los tres casos las salidas en FI son balanceadas y amplificadas.

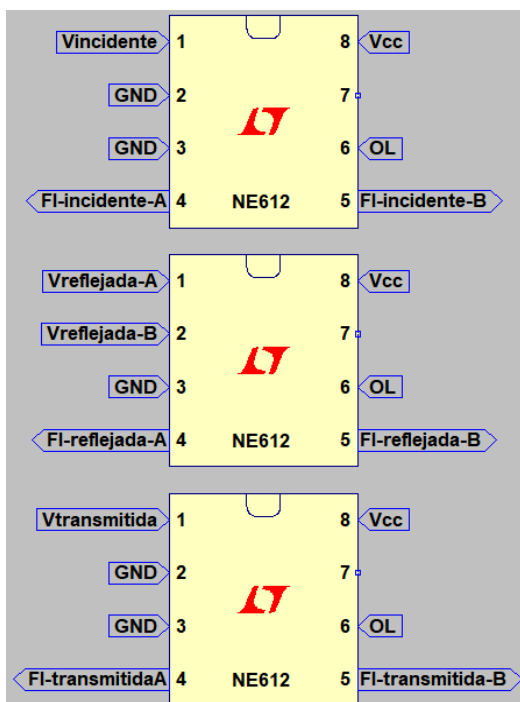


Fig. 4. Conexión de los mezcladores. Realizada en Ltspice.

**E. Adquisidor**

Este bloque está conformado principalmente por un códec de audio PCM2904, el cual se encarga de adquirir las señales incidente, reflejada y transmitida (convertidas en frecuencia), a una tasa de muestreo de 48 kHz, y comunicarse con la PC mediante USB. Dado que cada mezclador entrega dos salidas FI balanceadas, este bloque agrega un amplificador operacional TL074 que se utiliza para sumar las salidas, las cuales serán adquiridas por el PCM2904. Además, se agregan dos convertidores DC-DC DPS05U9D que cumplen la función de alimentar al AO, convirtiendo los 5 V que provee el USB a -9 V y 9 V. Una foto de la placa del adquisidor se puede ver en la Fig. 5. El códec, al disponer solo de dos entradas, requiere de una conmutación manual para poder adquirir la señal reflejada (modo parámetros S<sub>11</sub>) o la señal transmitida (modo parámetros S<sub>21</sub>).

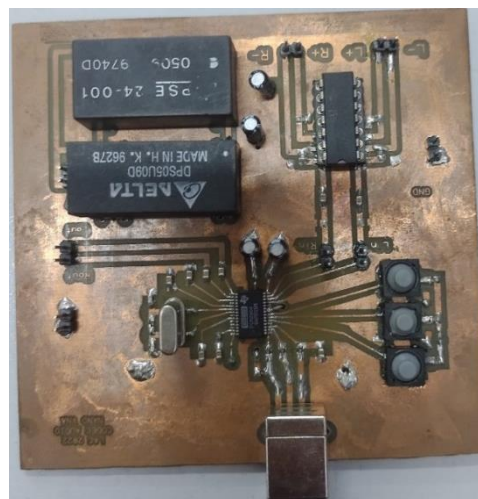


Fig. 5. Foto de la placa con el circuito adquisidor.

**F. Interfaz de usuario**

La comunicación entre la PC y el controlador se realiza mediante USB, al igual que la comunicación con el adquisidor, pero por otro puerto. La interfaz con el usuario se realiza en el software MATLAB [22].

Como se mencionó en la sección III-E el equipo está diseñado para medir la señal reflejada (modo parámetro S<sub>11</sub>) o la señal transmitida (modo parámetro S<sub>21</sub>). Ambos modos necesitan de una calibración previa.

Para realizar la medición o calibración, se debe indicar la frecuencia FI, la resolución en frecuencia, la armónica que se desea adquirir y la cantidad de tiempo a promediar en segundos (N). Para la calibración en el modo parámetro S<sub>11</sub>, además, se debe indicar el valor de la carga, ya que se necesita la medición de tres cargas conocidas para poder implementar el modelo de error de tres terminos propuesto en [14].

En la Fig. 6 se presenta un diagrama de flujo del proceso de medición del parámetro S<sub>11</sub> y Z<sub>L</sub>. En la Fig. 7 se presenta un diagrama de flujo del proceso de medición del parámetro S<sub>21</sub>.

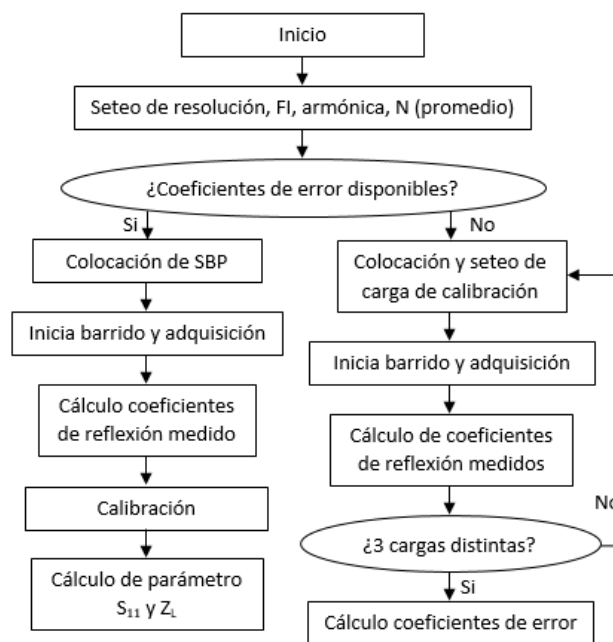


Fig. 6. Diagrama de flujo para realizar una medición del parámetro S<sub>11</sub>.

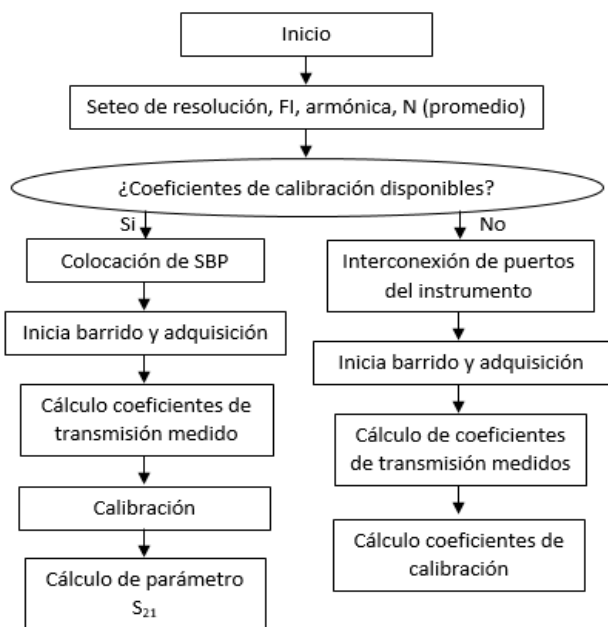


Fig. 7. Diagrama de flujo para realizar una medición del parámetro  $S_{21}$ .

IV. EXPERIMENTACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

Para poder verificar el funcionamiento del sistema, se propone realizar mediciones de prueba utilizando solo la frecuencia fundamental y luego expandir el ancho de banda de medición utilizando solo la tercera armónica.

Para la medición de parámetro  $S_{11}$  e impedancias se utilizan cargas de  $10 \Omega$  y  $100 \Omega$  con un cable de radiofrecuencias (RF) RG174 [23], para poder verificar impedancias complejas. Puede inferirse que, si el cable no tuviera grandes pérdidas, al aumentar la frecuencia, el largo eléctrico del cable disminuiría y, por ello, la impedancia vista trazaría un desplazamiento circular a lo largo del diagrama de Smith en sentido horario [1]. Esto se debe a que, debido al camino introducido por el cable, existe una variación en el ángulo del coeficiente de reflexión medido, la cual depende de la frecuencia. Esto último se condice con los resultados experimentales presentados más adelante. La calibración del instrumento para el modo parámetros  $S_{11}$  se realiza con cargas de  $0 \Omega$ ,  $50 \Omega$  y circuito abierto.

Para la medición de parámetro  $S_{21}$  se utiliza un atenuador, HP 8496B [24] de 110 dB con pasos de 10 dB, para verificar las mediciones de módulo; para comprobar la medición de fase se agrega un cable de RF RG174. En este caso, la calibración se realiza con el atenuador conectado en 0 dB, de esta manera la calibración incluye los efectos de los cables, conectores y del propio atenuador.

La configuración del equipo para ambas mediciones se setea para una frecuencia FI de 5 kHz, una resolución de 1 MHz, 3 MHz para la tercera armónica y un tiempo de promediación de 0,5 s.

A. Medición de parámetro  $S_{11}$

En la Fig. 8 se presentan los resultados de las mediciones de las cargas de  $10 \Omega$  y  $100 \Omega$  con cable de RF para la frecuencia fundamental entre 1 y 100 MHz. Se logra diferenciar las dos cargas y en general la medición es correcta con errores menores al 10% en el 98% de los casos. Los desplazamientos que se observan en el Ábaco de Smith tienen sentido horario e inician como cargas de  $10 \Omega$  y  $100 \Omega$ .

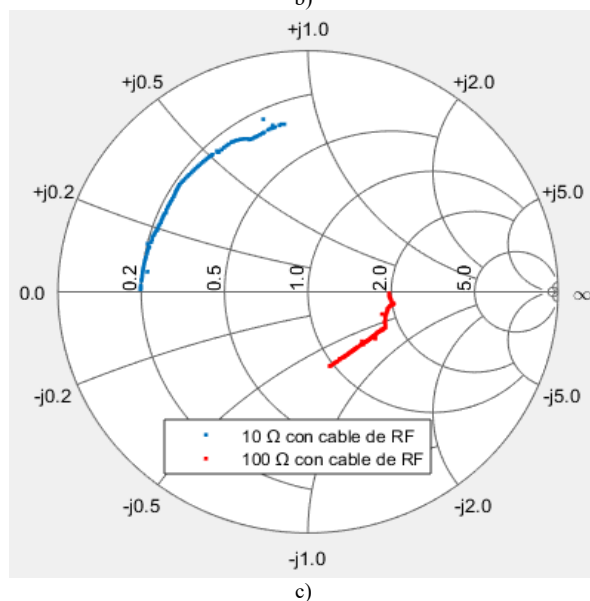
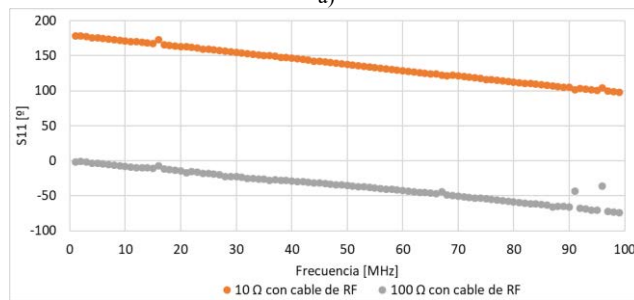
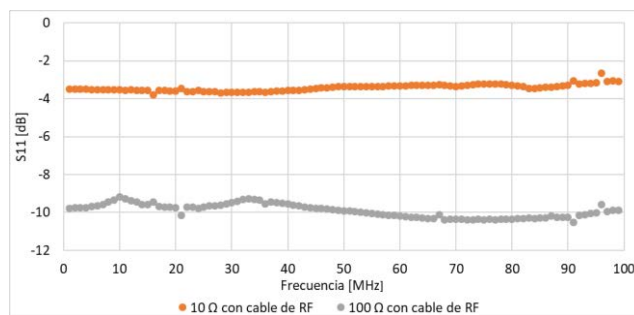
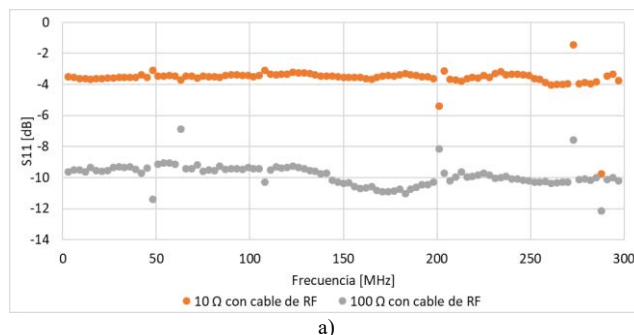


Fig. 8. Medición de parámetros  $S_{11}$  de cargas de  $10 \Omega$  y  $100 \Omega$  con cable de RF. a) Módulo, b) Fase, c) Impedancia.

En la Fig. 9 se presentan los resultados de las mediciones de impedancias de  $10 \Omega$  y  $100 \Omega$  para la tercera armónica. Se logra diferenciar las dos cargas y en general la medición presenta errores menores al 10 % en el 94% de los casos. Los desplazamientos que se observan en el Ábaco de Smith tienen sentido horario y realizan un mayor recorrido. A diferencia de la medición usando la fundamental, se tiene una mayor dispersión y valores con errores más significativos.



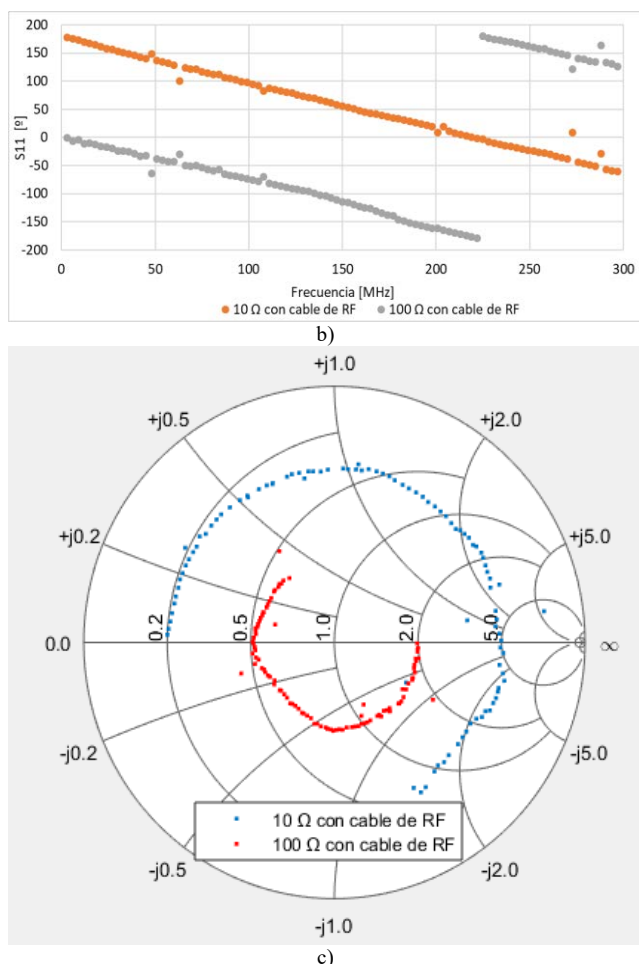


Fig. 9. Medición de parámetros  $S_{11}$  de cargas de  $10 \Omega$  y  $100 \Omega$  con cable de RF. a) Módulo, b) Fase, c) Impedancia.

**B. Medición de parámetro  $S_{21}$**

En la Fig. 10 se presentan los resultados de las mediciones del atenuador, con atenuación entre 0 dB y 50 dB con pasos de 10 dB, para la frecuencia fundamental entre 1 y 100 MHz. Para atenuaciones menores a los 30 dB se tienen mediciones con muy buena exactitud en modulo y fase, pero a partir de los 40 dB las mediciones muestran errores que aumentan en magnitud con la frecuencia, principalmente en fase. En el peor caso, los errores de fase no superan los  $10^\circ$  y los errores de magnitud no superan los 2 dB.

En la Fig. 11 se presentan los resultados de las mediciones del atenuador, con atenuación entre 0 dB y 50 dB con pasos de 10 dB, para la tercera armónica. Para atenuaciones menores a los 20 dB se tienen mediciones con buena exactitud en módulo y fase, pero a partir de los 30 dB las mediciones muestran errores que aumentan en magnitud con la frecuencia., los cuales se observan mejor en la fase. Para una atenuación de hasta 40 dB los errores de magnitud no superan los 2 dB y los de fase están por debajo de los  $10^\circ$  en un 99% de los casos. Para una atenuación de 50 dB los errores de magnitud llegan hasta los 7 dB y los de fase llegan a superar los  $30^\circ$  de error.

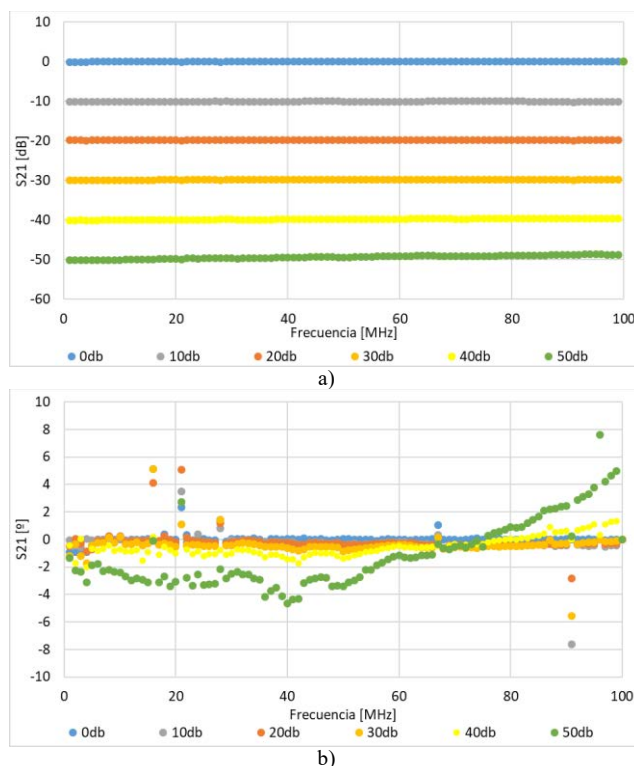


Fig. 10. Medición de parámetros  $S_{21}$  con atenuador como SBP. a) Módulo, b) Fase.

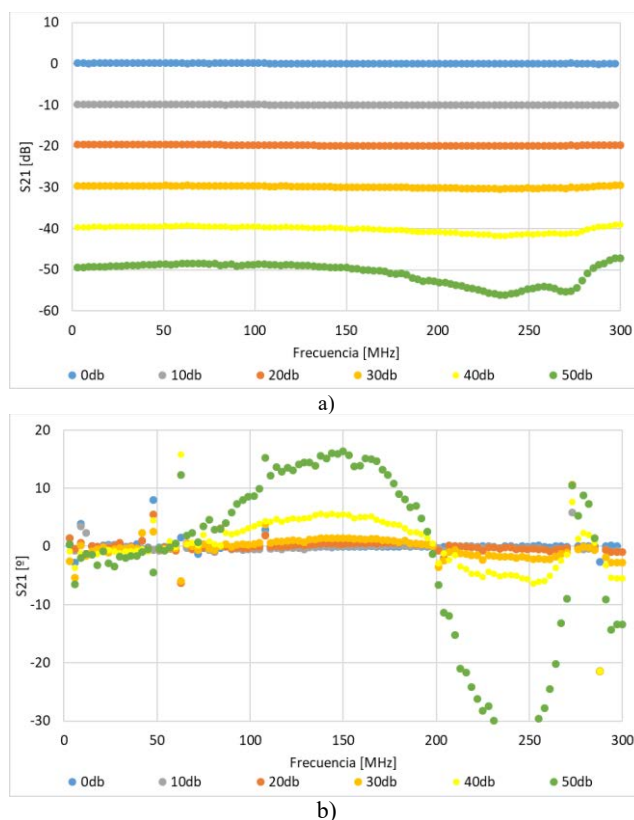


Fig. 11. Medición de parámetros  $S_{21}$  con atenuador como SBP. a) Módulo, b) Fase.

En la Fig. 12 se presentan los resultados de las mediciones del atenuador con atenuación de 20 dB más un cable de RF, para la frecuencia fundamental entre 1 MHz y 100 MHz. Se tienen mediciones con errores de magnitud menores a los 2 dB y una variación de fase lineal con pendiente negativa, sin errores mayores.

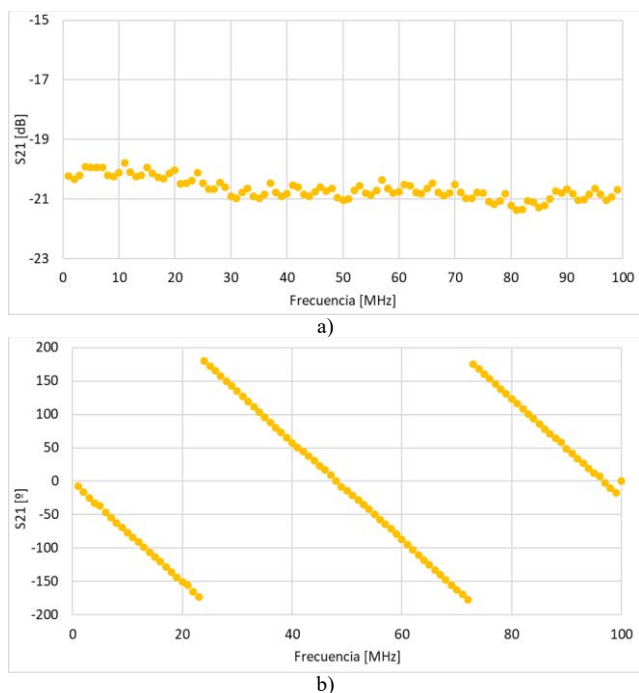


Fig. 12. Medición de parámetros  $S_{21}$  con atenuador y cable de RF como SBP. a) Módulo, b) Fase.

En la Fig. 13 se presentan los resultados de las mediciones con atenuación de 20 dB más un cable de RF, para la tercera armónica. Nuevamente, se tienen mediciones con errores de magnitud menores a los 2 dB y una variación de fase lineal con pendiente negativa, sin errores mayores.

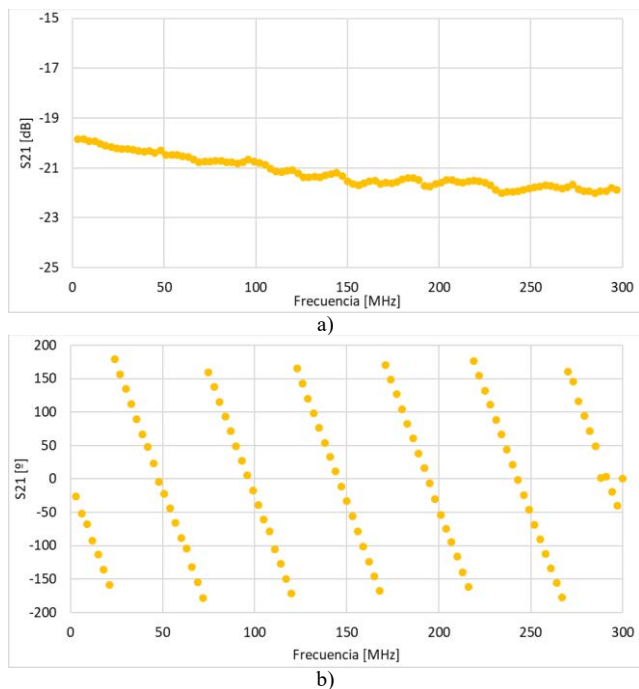


Fig. 13. Medición de parámetros  $S_{21}$  con atenuador y cable de RF como SBP. a) Módulo, b) Fase.

Algunas de las posibles causas de los errores de medición son:

- Imperfecciones en el proceso de fabricación, lo cual abarca posibles errores en las dimensiones de las pistas, componentes con dispersión en sus valores, o conectores SMA con variaciones en su impedancia de 50  $\Omega$ .

- Imperfecciones en las mediciones causadas por cargas de calibración no ideales, o por el agregado de cables y conectores para conectar el SBP al instrumento.

## V. CONCLUSIONES Y DESARROLLOS FUTUROS

La implementación del analizador vectorial de redes se realizó de forma exitosa.

Para la medición de parámetros  $S_{11}$  e impedancias complejas se tiene un 98% de mediciones con errores menores al 10%, usando la fundamental, y un 94% de mediciones con errores menores al 10%, usando la tercera armónica. Los desplazamientos que se observan en el Ábaco de Smith son correctos.

Para la medición de parámetros  $S_{21}$  se tienen mediciones con errores menores a los 2 dB y a los  $10^\circ$  para la fundamental hasta 50 dB de atenuación. Para la tercera armónica y hasta los 40 dB se tienen mediciones con hasta 2 dB de error y en un 99% de los casos el error de fase no supera los  $10^\circ$ . En el caso de 50 dB de atenuación los errores de magnitud pueden aumentar hasta los 7 dB y los de fase pueden superar los  $30^\circ$ .

Los resultados obtenidos respaldan el correcto funcionamiento de la placa diseñada y los bloques encargados del procesamiento de datos.

Es importante destacar que este modelo puede ser aplicado para un mayor rango de frecuencias, aprovechando mayor cantidad de armónicas, con los correspondientes ajustes. En el futuro se proponen cambios para aumentar el ancho de banda de funcionamiento (cambiar el sintetizador de señales al ADF4351 [25]), disminuir los errores de medición y mejorar el procesamiento junto a la interfaz de usuario.

## REFERENCIAS

- [1] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Fourth Edition. John Wiley & Sons, Ltd, 2012.
- [2] Rigol. (2024) *RSA3000 SERIES*. [Online]. Disponible en: <https://www.rigolna.com/products/spectrum-analyzers/rsa3000/>
- [3] Keysight. (2024) *E5080B*. [Online]. Disponible en: <https://www.keysight.com/us/en/product/E5080B/e5080b-ena-vector-network-analyzer.html>
- [4] (2024) NanoVna. [Online]. Disponible en: <https://nanovna.com/>
- [5] G. Colman, J. Bauwelinck, J. Vandewege. "DC-coupled directional bridge front-end for vector network analyzer receiver in GHz-range". *IEICE Electronics Express*, vol.8, no.11, pp. 814-818, 2011, doi: 10.1587/elex.8.814
- [6] E. Nash, E. Brunner. (2018) An Integrated Bidirectional Bridge with Dual RMS Detectors for RF Power and Return-Loss Measurement. [Online]. Disponible en: <https://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-52/number-2/an-integrated-bi-directional-bridge-with-dual-rms-detectors-for-rf-power-and-return-loss-measurement.pdf>
- [7] D. Jorgesen, C. Marki. (2010) Directivity and VSWR Measurements. [Online]. Disponible en: <https://markimicrowave.com/technical-resources/white-papers/directivity-vswr-measurements/>
- [8] J. C. de Carvalho Dias. (2016) Vector Network Analyser – Signal Generation. [Online]. Disponible en: [https://scholar.tecnico.ulisboa.pt/api/records/vKNu92RcmkBFcPpKfSavOQGTBCRSDs\\_Ta3bX/file/59fef541b08263b6dc745316af251055bda9993f8879309185f57be1e23d23fd.pdf](https://scholar.tecnico.ulisboa.pt/api/records/vKNu92RcmkBFcPpKfSavOQGTBCRSDs_Ta3bX/file/59fef541b08263b6dc745316af251055bda9993f8879309185f57be1e23d23fd.pdf)
- [9] R. Peter, G. Fischerauer. "Homodyne Vector Network Analysis as a Tool for the Real-Time Measurement of Electrical Material Parameter Distributions in the Field". 20. *GMA/ITG-Fachtagung Sensoren und Messsysteme 2019*, 2019, Doi: 10.5162/sensoren2019/5.4.4

- [10] Anritsu (2016). *Modern Architecture Advances Vector Network Analyzer Performance*. [Online]. Disponible en: <https://dl.cdn-anritsu.com/en-us/test-measurement/files/Technical-Notes/White-Paper/11410-00812B.pdf>
- [11] J. Johnson. (2022) Attempting to Build a Low Cost Vector Network Analyser. [Online]. Disponible en: <https://joshajohnson.com/vna/>
- [12] F. Alekseenko, B. M. Gluzman, R. Avalos Ribas, A. J. Uriz, J. Castiñeira Moreira. "Impedancímetro en la banda de UHF mediante técnicas de reflectometría". *Elektron.*, vol. 7, no. 2, pp. 77-83, 2023, Doi: 10.37537/rev.elektron.7.2.182.2023
- [13] David K. Cheng, *Fundamentals of Engineering Electromagnetics*, Pearson Education, 2014.
- [14] D. Rytting, Network analyzer error models and calibration methods. [Online]. Disponible en: [https://www.rfmentor.com/sites/default/files/NA\\_Error\\_Models\\_and\\_Cal\\_Methods.pdf](https://www.rfmentor.com/sites/default/files/NA_Error_Models_and_Cal_Methods.pdf). 21 September 2024.
- [15] "Atmega328P data sheet", Atmel, California, Estados Unidos.
- [16] "7SI5351 data sheet", Silicon Laboratories, Texas, Estados Unidos.
- [17] "NE612AN data sheet", NXP Semiconductors, Eindhoven, Países Bajos.
- [18] "DPS05U09 data sheet", Delta Electronics, Taipéi, Taiwán.
- [19] "TL074 data sheet", Texas Instruments, Texas, Estados Unidos.
- [20] "PCM2904 data sheet", Texas Instruments, Texas, Estados Unidos.
- [21] Analog. (2024) *LTspice*. [Online]. Disponible en: <https://www.analog.com/en/resources/design-tools-and-calculators/ltpice-simulator.html>
- [22] MathWorks. (2024) *Matlab*. [Online]. <https://la.mathworks.com/products/matlab.html>
- [23] "RG174 data sheet", Crystek Corporation, Florida, Estados Unidos.
- [24] HP. (2024) *8496B*. [Online]. Disponible en: <https://www.testequipmenthq.com/product/keysight-8496b>
- [25] "ADF4351 data sheet", Analog, Massachusetts, Estados Unidos.