



POLITÉCNICA



UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA
AERONÁUTICA Y DEL ESPACIO
GRADO EN INGENIERÍA AEROESPACIAL

TRABAJO FIN DE GRADO

**Evaluación de un analizador de redes de bajo coste
para fines docentes**

AUTOR: Marc BARCELÓ ADROVER

ESPECIALIDAD: Navegación y Sistemas Aeroespaciales

TUTOR DEL TRABAJO: José Ignacio IZPURA TORRES

Junio de 2019

“Futuros alumnos que estáis sentados: mirad a la izquierda, y ahora a la derecha. Sólo uno de vosotros tres va a acabar la carrera”

- *Miguel Ángel Gómez Tierno, ex director de la ETSIAE, durante la presentación a los alumnos de primer curso*

Agradecimientos

Me gustaría agradecer, en primer lugar, a varias personas que me han prestado indispensable ayuda para elaborar el presente documento y así finalizar mi Grado en Ingeniería Aeroespacial. Quienes ya lo poseen, sabrán que no ha supuesto un camino nada fácil y que es por ello que sintiéndote acompañado, el esfuerzo es el mismo pero la dureza es menor.

A mi querido tutor José Ignacio Izpura Torres, por brindarme la oportunidad de hacer este proyecto y por su inestimable ayuda en la elaboración del presente documento. Cuando le comenté mi interés en realizar este proyecto con él, me acogió con los brazos abiertos y hasta día de hoy me ha guiado y enseñado multitud de conocimientos muy interesantes del ámbito que nos atañe: el mundo de la radiofrecuencia. Siempre ha ofrecido flexibilidad a la hora de abordar este proyecto y me ha puesto a disposición todo el material disponible en el laboratorio. Además, el arduo trabajo de supervisar y revisar este documento que en ocasiones ha presentado errores relevantes, merece especial mención.

En segundo lugar, quiero dar gracias al personal del Departamento de Electrónica del SATAA Marisol y Maricruz, de quien he recibido un trato excepcional y me han hecho sentir muy cómodo en la realización de las prácticas.

Además, merece especial gratitud el profesor Agustín Martín por su gran amabilidad y especial atención, amenizando con buen humor la realización de las prácticas en el departamento y a la vez enseñarme conceptos o anécdotas que me permitieran pensar y aprender aplicaciones prácticas de la carrera. Sus asignaturas, que han supuesto dedicación, no me serán fácilmente olvidadas.

Otro punto muy importante ha sido la Universidad Politécnica de Madrid, quien me ha hecho salir de mi zona de confort y dedicarme exhaustivamente a la consecución de mi objetivo: finalizar el Grado en Ingeniería Aeroespacial. Pese a que en ocasiones (no pocas) se han excedido con la dificultad, han hecho que aprenda a optimizar mis esfuerzos y a vencer las adversidades para alcanzar sacar mi mejor versión y a su vez madurar. En definitiva, creo que este aprendizaje supondrá un buen recurso para mi futuro.

Nada de esto hubiera sido posible sin el trabajo y gran apoyo de mis padres Andrés y Francisca, quienes siempre han velado por mi bienestar y por enseñarme a lo largo de mi vida el sentido de la responsabilidad. Mi padre Andrés, con tres carreras (Física, Química e Ingeniería Informática) y actualmente cursando Grado en Matemáticas, me ha transmitido el interés por las ciencias y para mí siempre ha supuesto una figura académica digna de admirar por su inagotable curiosidad. Cabe ver si tiene suficiente curiosidad para leerse este documento. Mi madre, Francisca, se ha preocupado y me ha querido tal como no ha hecho nadie y sufrido en la misma medida los contratiempos encontrados por el camino. Pero esto ahora ha llegado a su fin.

Por último, pero quizás la más importante, a mi hermano Joan, por ser la mejor persona que nunca he conocido. Por su extrema bondad, atención y cariño. Por ser un ejemplo a seguir. Por demostrar extrema templanza ante un problema peliagudo, aliviarnos de mucha preocupación y aun así siempre tirar adelante. Vas a ser el mejor profesor de Química de las Baleares, estoy seguro.

A todas estas personas, y a las que me han acompañado durante el camino (amigos de residencia, compañeros de clase, equipos de rugby, ...) gracias por ayudarme a ser quien soy y a conseguir superar mi mayor meta.

Resumen del documento

Con el presente trabajo de fin de grado se evaluará exhaustivamente el económico analizador de redes "PocketVNA" presente en el departamento con el fin de conocer y documentar su funcionamiento, establecer su alcance y limitaciones y determinar su viabilidad para ser usado en ámbito académico. Para ello, se ha confeccionado una introducción teórica (base de electromagnetismo particularizada en líneas de transmisión) que engloba gran parte de los conocimientos de la asignatura "Sistemas de Radiofrecuencia" y otros necesarios para comprender las medidas y resultados realizados a continuación. Se especifica en paralelo conocimientos relativos al uso (hardware y software) del equipo para que pueda servir como guía al usuario. Los resultados documentados, seleccionados entre una multitud de medidas realizadas, se contrastan con los resultados analíticos esperados para poder determinar las prestaciones reales del equipo. A partir de dicho trabajo de fin de grado podrán ser extraídos conceptos interesantes incorporables a docencia y prácticas futuras posibles de la asignatura de "Sistemas de Radiofrecuencia".

Palabras clave: Analizador de redes | Líneas de transmisión | Carta de Smith | Adaptación de impedancias | Cable Coaxial | PocketVNA

Abstract

The aim of this study is to analyze the performance of a low-cost network analyzer – *PocketVNA*, recently acquired by the SATAA department- in depth so as to determine its capabilities and the suitability to be used as teaching complementary material. Within this document, strong proofs of its functioning characteristics are provided along a wide variety of compiled experiments/tests. Subsequently, its operational scope is analogously determined through the identification of its deviation from the theoretical analysis and the production of non-random mistakes -thereby, the precision of the device can be deduced-.

To begin with, an electromagnetism theoretical introduction particularized in transmission lines is displayed in order to give to the reader a basis or idea of the conducted study and to make him capable to follow and to understand the whole horizon of the project. In second term, a complete explanation of the proper functioning of the device *PocketVNA* (both software and hardware features) is given so as to be used as a possible user guide. Afterwards, it is found the main body of the project: a selection of the wide variety of the experiments made is fully and conveniently documented with a comparison to the analytically expected results according to the theoretical basis or procedure.

Throughout this process, the performance of the network analyzer is determined and compiled in the summarized "conclusions" section of this document. Thanks to this report, further useful information may be extracted and displayed in academic lessons of the subject "*Sistemas de Radiofrecuencia*" and proposed lab experiments.

Keywords: Network Analyzer | Transmission Lines | Smith Chart | Impedance Matching | Coaxial Cable | PocketVNA

Índice del documento:

1. Introducción teórica.....	9
1.1 Ondas electromagnéticas: naturaleza y propagación.....	9
1.2 Estudio y caracterización de una línea de transmisión	10
1.2.1 Línea de transmisión cargada.....	13
1.2.2 Adaptación de impedancias.....	16
1.2.3 Carta de Smith	17
1.3 Caracterización de una línea coaxial	25
1.4 Funcionamiento teórico, parámetros esperados.....	27
1.5 Teoría de Antenas.....	29
1.5.1 Introducción.....	29
1.5.2 Parámetros básicos de una antena.....	30
1.5.3 Tipos de antenas.....	34
1.5.4 Diagrama de radiación.....	37
1.5.5 Ecuación de Transmisión de Friis.....	37
2. Características y especificaciones del dispositivo empleado – analizador de redes pocketVNA	39
3. Funcionamiento del equipo (hardware + software).....	41
3.1 Calibración.....	41
3.2 Medidas.....	43
3.3 Carta de Smith	43
4. Resultados y uso con material docente.....	45
4.1 Medidas en Reflexión	46
Medida R1) Cable RG 174 de 52 cm	47
Medida R2) Cable SMA- N de 21 cm.....	51
Medida R3) Carga adaptada BNC + influencia del conector SMA-BNC.....	57
Medida R4) Carga adaptada BNC + influencia del conector SMA-BNC + Efecto de “T” o bifurcador de conexión.....	59
4.1.1 Medidas en Reflexión con antenas	63
4.2 Medidas en transmisión	76
Medida T1) Medida de un “Splitter” de potencia con 6 dB de atenuación	77
Transmisión) Determinación de una posible desadaptación del dispositivo.....	84
5. Alcance y limitaciones del dispositivo	90
5.1 Calibración.....	90

5.2 Frecuencias límite del dispositivo y frecuencias extremo en la medida	94
5.3 Diferencia de software	97
5.4 Modo Transmisión	101
6. Conclusiones.....	102
7. Anexos y Adjuntos	104
Anexo 1. Construcción de la Carta de Smith.....	104
Anexo 2. Código del programa “Adaptación mediante stub”	107
Anexo 3. Resultados	108
Anexo 4: Prácticas propuestas	109
Referencias. Imágenes externas:	115
Bibliografía.....	115

1. Introducción teórica

1.1 Ondas electromagnéticas: naturaleza y propagación.

Cuando se estudian las ecuaciones de Maxwell y se resuelven para las condiciones de contorno del vacío (o de un medio cercano al vacío en muchos aspectos como el aire seco) se obtiene una solución de las mismas que implica la propagación de energía mediante campos eléctricos y magnéticos enlazados entre sí de forma que tal propagación ocurre a la velocidad de la luz en el vacío ($c \approx 3 \times 10^8$ m/s). Estamos ante las ondas electromagnéticas que en su forma más simple corresponderían a las denominadas ondas TEM en las que tanto el campo eléctrico (E en V/m) como el magnético (H en A/m) que son perpendiculares entre sí y perpendiculares a la dirección de propagación, oscilan sincrónicamente en el tiempo, estando relacionados por la impedancia de onda del medio que es por tanto real y de valor $\eta_0 \approx 120\pi \Omega$ ($\eta_0 \approx 377 \Omega$).

Tal velocidad es tan alta que la onda TEM daría unas siete vueltas y media a la tierra en un segundo si su trayectoria rectilínea pudiera curvarse a voluntad. En cualquier caso esto da una idea de lo breve que será el tiempo de propagación de tal onda en un dispositivo cuyas medidas estén en el orden del metro. Cuando tal onda se propaga en un medio material, su velocidad se reduce en función del índice de refracción del material o en el caso de medios que guían ondas electromagnéticas, en función de la constante de propagación que tenga la onda en tal medio. En general, la velocidad de propagación de una onda monocromática en un medio guiado como ése (velocidad de fase v_f) suele seguir siendo muy alta y cercana al valor de unos $(2/3)c$ que son unos 200.000 km/s como se observa en estructuras de guiado como las líneas de transmisión.

Ello permite aprovechar fenómenos de reflexión e interferencia de esas ondas en dispositivos de dimensiones bastante inferiores al metro, lo que lleva a obtener dispositivos muy interesantes para circuitos electromagnéticos de radiofrecuencia. Por ejemplo, usando un trozo de línea de transmisión cortocircuitado en un extremo para reflejar la onda guiada, se puede lograr que la interferencia que ocurre en el otro extremo entre onda incidente y reflejada suponga una impedancia del valor y carácter que se deseé. De ahí la razón de que pasemos a centrarnos en líneas de transmisión que nos permiten aprovechar estos fenómenos de interferencia para obtener inductores (bobinas), condensadores o incluso resistores del valor deseado a determinada frecuencia. Hay que decir que para ondas guiadas, el concepto dual de campo eléctrico (E) pasa a ser tensión eléctrica (V en voltios) y el del campo magnético (H) pasa a ser corriente eléctrica (I en amperios) como veremos en la próxima Sección.

1.2 Estudio y caracterización de una línea de transmisión

En el apartado anterior se partió de conceptos cualitativos de las ecuaciones de Maxwell para deducir que los campos electromagnéticos se propagan en forma de ondas electromagnéticas. Éstas transportan energía y se propagan en el medio transmisor a una velocidad próxima a la de la luz, es decir, la constante c ($3 \cdot 10^8$ m/s).

Una línea de transmisión será nuestro medio de propagación. Se compone de una estructura material de geometría repetitiva en el espacio (uniforme) utilizada para transportar (o más bien, guiar), con las menores pérdidas posibles, ondas electromagnéticas desde un punto a otro.

La existencia y propagación de las variables definidas como tensión y corriente, en ondas TEM, implica la necesidad de la presencia de dos conductores eléctricos y un medio dieléctrico entre ambos (pudiendo ser incluso aire o vacío). Ejemplos de líneas de transmisión comunes son el conocido cable bifilar, el cable coaxial (el que típicamente será nuestra línea de transmisión), stripline, microstripline, entre otras.

En principio y bajo las condiciones que se explicarán, es posible considerar una línea de transmisión como una sucesión de cuadripolos (redes de dos puertos, uno de entrada y otro de salida) de tamaño infinitesimal en cascada (es decir: uno tras de otro). Dada la diferencia en órdenes de magnitud de los diámetros de los conductores de la línea (D) y la longitud del cable es posible aplicar la aproximación cuasiestática, en la que $\lambda \gg D$.

El interés del estudio de la línea de transmisión radica, en primera instancia, en la obtención de un circuito equivalente que nos pueda dar una idea de su comportamiento en función de sus parámetros eléctricos básicos: resistencia, inductancia, conductancia y capacidad por unidad de longitud (constantes primarias de la línea) así como sus magnitudes derivadas (impedancia y admitancia de línea, constante de propagación) que resultan fundamentales para trabajar y aprovechar bien estas estructuras de guiado electromagnético.

Para la modelización será de mucho interés responder a la pregunta: ¿qué pérdidas se pueden deducir de una línea de transmisión? En principio se puede esperar que sean estos dos tipos:

- Pérdidas por *efecto Joule*¹ debidas a las corrientes en los conductores de la línea
- *Pérdidas dieléctricas*² debidas a las tensiones entre los conductores de la línea

Pero hay más aspectos a tener en cuenta. De acuerdo con la Ley de Biot y Savart, la presencia de un hilo conductor recorrido por una corriente eléctrica (corriente de conducción) origina un campo magnético (inductivo) a su alrededor en el plano perpendicular a su sentido de propagación. Por otra parte, la presencia de dos conectores paralelos próximos en el espacio

¹ Efecto Joule: en una línea de transmisión hay corrientes de conducción “a lo largo de sus conductores” que resultan necesarias para que haya propagación porque almacenan la energía magnética del campo H que se intercambia con la energía eléctrica del campo E . La parte de la energía eléctrica asociada a esas corrientes que se transforma en calor son estas pérdidas que elevan la temperatura de sus conductores.

² Pérdidas dieléctricas: en una línea de transmisión también aparecen corrientes de conducción “entre un conductor y otro” que no son necesarias para la propagación. Son las corrientes de conducción (σ) que acompañan a las corrientes de desplazamiento en el conductor (ϵ) y que dan lugar a pérdidas que también generan calor en el dieléctrico de la línea.

siempre tendrá asociada cierta capacidad eléctrica no nula, ya que lo más “tenue” que puede haber entre ellos es el vacío cuya permitividad dieléctrica ϵ_0 es baja (la menor posible) pero no es nula.

Se puede deducir, entonces, que la línea de transmisión podría caracterizarse por los siguientes parámetros eléctricos, conocidos como parámetros primarios de la línea de transmisión.

- R: Resistencia por unidad de longitud que representa las pérdidas en los conductores debidas a la presencia de corrientes en la línea. Su magnitud evaluada para el caso de altas frecuencias, aumenta con la frecuencia debido al efecto pelicular (*skin effect*) debido al cual la corriente de la línea necesaria sólo utiliza o sólo penetra en una pequeña capa cercana a la superficie del conductor.
- L: Inductancia por unidad de longitud que representa el almacenamiento de energía magnética en los conductores debida a la presencia de corrientes en la línea. Recoge la autoinducción generada cuya magnitud lógicamente depende linealmente de la longitud de línea.
- C: Capacidad por unidad de longitud debida a la presencia de dos conductores separados a una distancia finita en el espacio que representa el almacenamiento de energía eléctrica en la línea debida a la existencia de tensiones entre sus conductores. También muestra dependencia lineal con la longitud de la línea.
- G: Conductancia por unidad de longitud que da cuenta de las pérdidas presentes en el dieléctrico (o de las pérdidas debidas a la presencia de tensión eléctrica en la línea) y que también resulta proporcional a la longitud de línea.

De lo anterior, el circuito equivalente para una longitud diferencial de línea (∂l) tiene estas impedancias y admitancias:

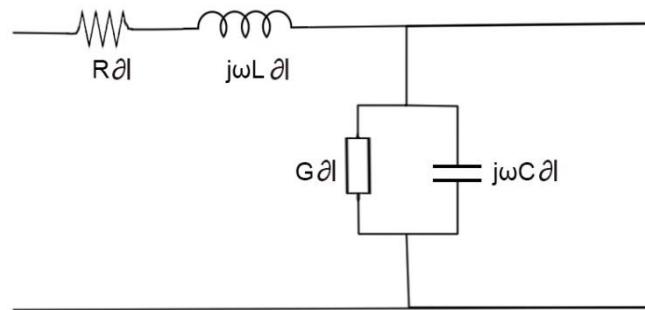


Ilustración 1. Circuito equivalente de la línea de transmisión. Fuente propia

Cabe imaginar, para una longitud $L \gg \partial l$, la sucesión de un gran número de circuitos equivalentes. Esta descripción circuital se conoce como de parámetros distribuidos. Dicho modelo está justificado para cualquier línea de transmisión de dos conductores siempre que se cumpla la condición cuasiestática.

Suponiendo la aplicación de un voltaje V de carácter sinusoidal (corriente alterna) en la entrada de la línea de transmisión, interesa aplicar las Leyes de Kirchhoff en el circuito equivalente, obteniendo de esta manera las expresiones diferenciales:

$$\frac{\partial^2 v}{\partial z^2} = RG \cdot v + (RC + LG) \cdot \frac{dv}{dt} + LC \cdot \frac{d^2 v}{dt^2} \quad (1.1)$$

$$\frac{\partial^2 i}{\partial z^2} = RG \cdot i + (RC + LG) \cdot \frac{di}{dt} + LC \cdot \frac{d^2 i}{dt^2} \quad (1.2)$$

Que, como puede observarse, responden a unas ecuaciones diferenciales de tipo ondulatorio. En el caso ideal, en el que $R=G=0$, correspondientes a la línea de transmisión sin pérdidas o que opere a suficientemente altas frecuencias, se extraen las conocidas ecuaciones de onda de d'Alembert.

No existe una solución general de estas ecuaciones como en el caso ideal mencionado. Sin embargo, cualquier forma de onda físicamente estudiável puede ser expresada mediante la integral de Fourier y su resolución es más bien simple para variaciones armónicas. Para ello, recurriremos al análisis en variable compleja:

$$v(z, t) = v_s(z) \cdot e^{j\omega t}; \quad i(z, t) = i_s(z) \cdot e^{j\omega t}$$

Si se introducen las anteriores variables en las ecuaciones diferenciales (número de ecuación referida), se obtiene la recurrente constante de propagación y las variables tensión e intensidad como funciones diferenciables de ella, del modo:

$$\gamma = \sqrt{-\omega^2 \cdot LC + RG + j\omega(RC + LG)} = \alpha + j\beta; \quad (2)$$

donde α es la constante de atenuación por longitud y β la constante de propagación o de fase; entonces:

$$\frac{\partial^2 v}{\partial z^2} + \gamma^2 \cdot v_s = 0 \quad (3.1)$$

$$\frac{\partial^2 i}{\partial z^2} + \gamma^2 \cdot i_s = 0 \quad (3.2)$$

Conocidas como las ecuaciones de Helmholtz. Su solución general, dependiendo de las condiciones de contorno, da una superposición de ondas viajeras propagándose en sentido positivo del eje z ($z+$, forward o progresiva) y negativo ($z-$, backward o regresiva).

Para el caso de una línea con pérdidas, la tensión y la intensidad vendrán dadas por:

$$V(z, t) = V_+ \cdot e^{j(\omega t - \gamma z)} + V_- \cdot e^{j(\omega t + \gamma z)} \quad (4.1)$$

$$I(z, t) = I_+ \cdot e^{j(\omega t - \gamma z)} + I_- \cdot e^{j(\omega t + \gamma z)} \quad (4.2)$$

Volviendo al circuito equivalente de la línea de transmisión, se pueden agrupar el conjunto de magnitudes en serie (R, L) en una impedancia serie (Z_s) y las magnitudes en paralelo (C, G) en una admitancia o impedancia paralelo (Y_0, Z_0) de modo que la impedancia característica de la línea, que será llamada Z_0 , podrá ser obtenida como:

$$Z_0 = \sqrt{Z_s \cdot Z_p} = \sqrt{\frac{Z_s}{Y_p}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = R_0 \pm jX_0 \quad (5)$$

Se considera importante remarcar tres aspectos que quizá puedan ser deducidos erróneamente de la anterior magnitud: Z_0 no depende de la longitud de la línea, tampoco de su terminación, y por consiguiente, tampoco es la impedancia ofrecida por la línea. Generalmente, será de tipo complejo y dependerá principalmente de la permitividad, permeabilidad, frecuencia y geometría de la línea.

Si se quiere ser más formal o coherente con la definición de impedancia (relación existente entre tensión e intensidad), partiremos del estudio de ambas para llegar a la misma conclusión por un camino distinto.

La solución de la ecuación de ondas de la tensión, sin considerar el problema temporal, aplicando sus condiciones de contorno, arroja la superposición de dos ondas que viajan en el conductor (con pérdidas), siendo el primer término el que se propaga en dirección $z>0$ y el segundo el $z<0$:

$$V(z) = V_+ \cdot e^{-\gamma z} + V_- \cdot e^{+\gamma z}.$$

Se alcanzarán resultados análogos para el caso de la intensidad, donde

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

con la salvedad de que la relación entre I e V para el mismo conductor vendrá dada por la expresión:

$$I_{\pm} = \pm \frac{\gamma}{R + j\omega L} \cdot V_{\pm}$$

Y finalmente, sabiendo que Z_0 se define como la relación en el sentido de propagación $+z$ entre tensión y corriente dada por: V_+/I_+ o $-V_-/I_-$, se llega a la fórmula (5) anteriormente obtenida:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = R_0 \pm jX_0$$

Ahora bien, en un entorno de trabajo con frecuencias relativamente altas, del orden de cientos de Megahercios, suele ocurrir que: $\omega L \gg R$; $\omega C \gg G$ y por ello se podrá realizar la aproximación a la línea de transmisión sin pérdidas³:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{j\omega L}{j\omega C}} = R_0 \quad (6)$$

En estas condiciones, por tanto, la impedancia característica Z_0 es real (las ondas progresivas (o regresivas) de corriente y tensión están en fase y relacionadas por tanto por una resistencia) y en este caso Z_0 no depende de la frecuencia. Se podría decir que las únicas componentes relevantes son la inductancia y capacidad distribuidas en la línea, dependiendo esta última de la permitividad del dieléctrico.

Además, la constante de fase β a lo largo de la línea vendrá dado por $\beta = \sqrt{LC}$ en radianes por unidad de longitud, de donde puede determinarse también la longitud de onda como $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{2\pi}{\beta}$. Del mismo modo puede deducirse que $v_f = \frac{\omega}{\beta} = 1/\sqrt{LC}$.

1.2.1 Línea de transmisión cargada

Para seguir avanzando en el entendimiento de la Línea de Transmisión, se supone que se conecta al final de la línea una carga de valor Z_L y se plantean nuevamente las ecuaciones III.I y III.II soluciones a la ecuación de ondas de Helmholtz. Representan la existencia de dos ondas

³ En este caso estamos despreciando tanto las pérdidas por efecto Joule como las pérdidas en el dieléctrico.

que se propagan en las direcciones opuestas, generador-carga y carga-generador, una parte será transmitida a la carga en la que es terminada la línea y la otra será reflejada por esta.



Ilustración 2. Representación de una línea de transmisión acoplada a una carga

La carga impondrá la condición $\frac{v(z,t)}{i(z,t)}|_{z=0} = Z_L$, en nuestro sistema de ecuaciones de manera que:

$$v(0, t) = (V_+ + V_-) \cdot e^{j\omega t} = Z_L \cdot i(0, t);$$

Y si disociamos las ondas progresivas y regresivas

$$V_+ = Z_0 \cdot I_+; V_- = -Z_0 \cdot I_- \text{ tal que } i(z, t) = \frac{V_+}{Z_0} \cdot e^{j(\omega t - \gamma z)} - \frac{V_-}{Z_0} \cdot e^{j(\omega t + \gamma z)}$$

Entonces,

$$v(0, t) = \frac{Z_L}{Z_0} \cdot (V_+ - V_-) \cdot e^{j\omega t}; \quad \frac{V_+ + V_-}{V_+ - V_-} = \frac{Z_L}{Z_0}$$

Se observa que la diferencia de potencial entre los terminales de la carga (load), V_L , está compuesto por la tensión de la onda incidente V_i (o V_+ , onda progresiva) y la tensión de la onda reflejada por la carga, V_r , (o V_- , onda regresiva). La relación entre ambos definirá el parámetro conocido como coeficiente de reflexión, de modo que:

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} = \frac{\frac{Z_L}{Z_0} - 1}{\frac{Z_L}{Z_0} + 1} = (Z_L - Z_0)/(Z_L + Z_0) \quad (7)$$

Esta magnitud normalmente será compleja y, pese a que su caracterización más normal es en función de la carga, puede ser expresada también a cualquier distancia de la carga con $\Gamma = |\Gamma_L| \cdot e^{-2\alpha z}$, siendo Γ_L el coeficiente de reflexión en la carga dado por la anterior ecuación y α la atenuación en la línea. Si ésta fuera nula, el módulo del coeficiente de reflexión permanecería invariable para toda la longitud de cable. Siempre hay pérdidas y consecuentemente el valor del coeficiente de reflexión disminuirá a medida que nos movamos a lo largo de la longitud del cable.

Veamos el efecto de la terminación de línea en cortocircuito y del circuito abierto en el coeficiente de reflexión:

- *Caso cortocircuito*, impone la condición $Z_L = \infty \Rightarrow \Gamma_L = 1$. Los nodos de las ondas estacionarias se ubicarán en $\sin(k \cdot z_n) = 0$ tal que $z_n = m \cdot \pi$
- *Caso de línea en circuito abierto*: $Z_L = 0 \Rightarrow \Gamma_L = -1$. Los nodos obedecerán a la expresión complementaria, $\cos(k \cdot z_n) = 0$ tal que $z_n = (2n+1) \cdot \pi/2$

Se observa la dependencia del coeficiente de reflexión con el hecho de que la carga conectada no sea adaptada, es decir, del mismo valor que el característico de la línea. En la práctica, los fabricantes ofrecen líneas de transmisión de Z_0 con valor 50Ω o de 75Ω en cables como los usados en distribución de señales de televisión. Se trabajará, en el presente informe, con cables de ambos valores.

Si la carga no está adaptada, parte de la onda se refleja hacia el generador en fase o contrafase con la misma velocidad que la onda incidente. La existencia de una onda incidente y una reflejada de la misma frecuencia que interfieren entre sí produce la aparición de ondas estacionarias, con máximos y mínimos de tensión e intensidad, tal como se observa en la siguiente figura

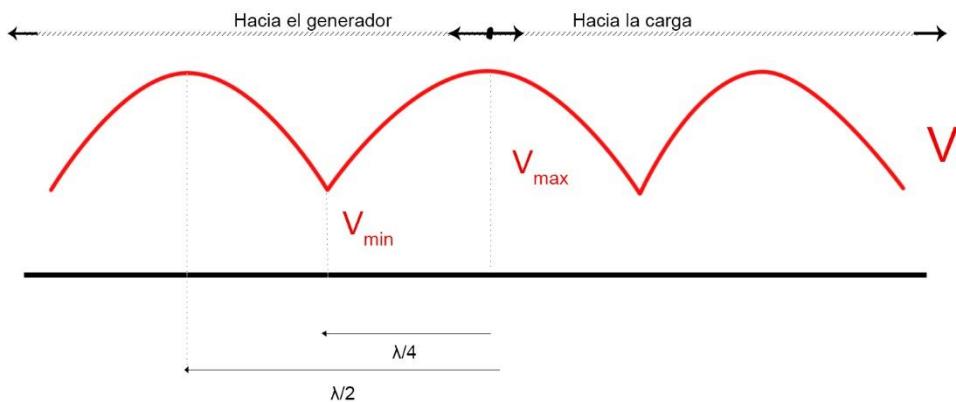


Ilustración 3 Evolución longitudinal de una onda estacionaria

De ella puede extraerse un término muy útil conocido como relación de onda estacionaria (ROE) o en inglés VSWR (Voltage Standing Wave Ratio), que nos proporciona la conexión entre el valor máximo y el valor mínimo de la onda medida:

$$ROE = \frac{|V_{\max}|}{|V_{\min}|} \quad (8)$$

Cuyo valor es siempre real y comprendido entre 1 y $+\infty$. Se deduce fácilmente que en el caso de carga adaptada, la ROE tomará el valor unidad. En cambio, si la línea finaliza (no implica físicamente) en circuito abierto o cortocircuito, la reflexión será total y por tanto la ROE se hará infinita. La utilidad de la ROE en parámetros de caracterización de la línea de transmisión es que es más fácil de medir que el coeficiente de reflexión (por ejemplo, en un osciloscopio común de laboratorio) y puede dar una idea de las condiciones en las que está la línea y cómo se encuentra acoplada con la carga y el generador.

Si se intenta pensar en fasores, V_{\max} debería darse cuando el voltaje incidente y el reflejado estén ambos en fase, y V_{\min} cuando se hallen en cuadratura.

A partir de las ecuaciones (ROE, Reflexión) es posible establecer la ROE a partir del coeficiente de reflexión:

$$\Gamma = \frac{1 - ROE}{1 + ROE} \quad (9)$$

Debería recordarse de teoría que el coeficiente de transmisión, T , es el complementario a Γ tal que $\Gamma + T = 1$ (10), y expresa la relación entre la corriente (o voltaje) transmitida y la

incidente. Sin embargo, cabe considerar que el fenómeno reflexión (más bien, la potencia reflejada) conlleva dos consecuencias. La primera es que no toda la potencia que llega a la carga entra en ella y la segunda es que la potencia reflejada vuelve hacia el generador y entra en él, lo que puede dañarlo irremediablemente.

Por ello, en líneas de transmisión se buscará en general la situación de carga adaptada a la línea o adaptación de impedancias entre la línea y su carga.

1.2.2 Adaptación de impedancias

Dependiendo de la frecuencia manejada y de la longitud de la línea, la propia línea puede actuar pasivamente como un transformador de impedancias. Este fenómeno se demuestra si observamos la fórmula de la impedancia Z_L vista a la entrada de la línea (Z_i , impedancia input), desglosando la oscilación compleja de $e^{j\omega t}$ en sus correspondientes senos y cosenos hiperbólicos:

$$Z_i = Z_0 \cdot \frac{[Z_L \cdot \cosh(\gamma L) + Z_0 \cdot \sinh(\gamma L)]}{[Z_L \cdot \sinh(\gamma L) + Z_0 \cdot \cosh(\gamma L)]} = Z_0 \cdot \frac{\left[\frac{Z_L}{Z_0} + \tanh(\gamma L)\right]}{\left[1 + \frac{Z_L}{Z_0} \cdot \tanh(\gamma L)\right]}$$

Normalizamos la expresión para hacerla adimensional:

$$\frac{Z_i}{Z_L} = \frac{\left[\frac{Z_L}{Z_0} + \tanh(\gamma L)\right]}{\left(\frac{Z_L}{Z_0}\right) \cdot \left[1 + \frac{Z_L}{Z_0} \cdot \tanh(\gamma L)\right]} \quad (11)$$

Donde se observa la transformación de impedancias antes mencionada. Bien conocidos son los transformadores de longitud $\lambda/4$, donde se invierte la impedancia y los de $\lambda/2$, donde se repite la impedancia con un cambio de fase tanto de la onda de tensión como de corriente.

Una LT de longitud $\lambda/4$ es inherentemente un dispositivo de banda estrecha, un transformador que convertirá un cortocircuito en uno de sus extremos en un circuito abierto visto en el otro extremo y viceversa.

Si se considera el caso de la línea sin pérdidas $\alpha = 0$ tal que $\gamma = j\beta$ entonces $\tanh(\gamma L)$ equivale a $j \cdot \tan(\beta L)$ y usando esta equivalencia obtenemos:

$$\frac{Z_i}{Z_L} = \frac{\left[\frac{Z_L}{Z_0} + j \cdot \tan(\beta L)\right]}{\left(\frac{Z_L}{Z_0}\right) \cdot \left[1 + j \cdot \frac{Z_L}{Z_0} \cdot \tan(\beta L)\right]} \quad (12)$$

Aunque la ecuación (12) sigue teniendo cierta complejidad de cálculo, este inconveniente puede verse muy reducido si se utiliza una herramienta llamada *Carta de Smith*, que se detalla más adelante.

Para adaptar la impedancia conectada se buscará eliminar las componentes inductivas o reactivas presentes en la línea que dependerán de su longitud hasta la carga, así como también lo hará su componente resistiva. La adaptación se hará en un punto donde esa componente resistiva de la carga “vista” a través de un trozo de línea, sea igual a la impedancia característica de la línea.

Adaptar por medio de adición de trozos de líneas de transmisión (stubs) puede ser interesante para frecuencias de 400 MHz en adelante. Por debajo de esa frecuencia, presenta

cierta inestabilidad y es preferible usar componentes concentrados, tales como bobinas o condensadores. En cualquier caso, la adaptación es de tipo banda estrecha.

1.2.3 Carta de Smith

*Nomograma*⁴ que transforma el semiplano derecho del plano de impedancias en el círculo de radio unidad centrado en el origen del plano complejo y que ofrece un método gráfico y sencillo para cálculos con coeficientes de reflexión en líneas de transmisión. La precisión, lógicamente, es menor que con resultados analíticos pero además de la rapidez que ofrece, representa una aproximación bastante aceptable.

Está pensada para trabajar con impedancias normalizadas respecto a Z_0 , la impedancia característica de línea, es decir, $Z_{LN}=Z_L/Z_0$ y su principio de empleo parte del estudio del coeficiente de reflexión a lo largo de la línea, que en el caso de una línea sin pérdidas, es un vector centrado en el origen del plano complejo, cuyo radio es el módulo del coeficiente de reflexión en la carga y cuya fase variará (tal vector girará) al movernos por la línea desde la carga hacia el generador por ejemplo. Aparte de los cálculos con Γ , su estructura permite calcular rápidamente varias magnitudes interesantes.

Basada en la transformación: $W=(Z_L-Z_0)/(Z_L+Z_0)=(Z_{LN}-1)/(Z_{LN}+1)$ del plano complejo Z en el plano complejo W , proyecta el semiplano derecho del plano Z (impedancias con parte real positiva) en el círculo de radio unidad centrado en el origen del plano W . Así se tiene “a mano” cualquier impedancia sin tener que alejarse mucho (como sucedería en el plano Z) del origen del plano complejo. Trabajando con impedancias normalizadas a la $Z_0=50\Omega$ de una línea sin pérdidas vemos que una carga adaptada a esta línea ($Z_L=50\Omega \rightarrow Z_{LN}=1$) cae justo en el punto central de la Carta de Smith que mostramos en la ilustración 4 porque: $W=(Z_{LN}-1)/(Z_{LN}+1)=0$.

La carta de Smith aparece como un diagrama circular en el que buscando Z_{LN} en dicho diagrama y trazando el vector que va desde el centro de la carta ($Z_{LN}=1$) hasta ese punto, la longitud de ese vector es el módulo del coeficiente de reflexión $|\Gamma|$ y su ángulo con el semieje real (su fase) es la fase del coeficiente Γ . Con esta idea hay dos impedancias interesantes que son el cortocircuito ($Z_{LN}=0+j0$) y el circuito abierto ($Z_{LN}=\infty+j\infty$) que dan lugar a $\Gamma=-1$ y a $\Gamma=+1$ (es decir: módulo 1 con fase 180° y módulo 1 con fase 0°) que son los puntos más a la izquierda y más a la derecha de la Carta de Smith que caen además sobre su eje real.

⁴ Nomograma: del griego *nomos* (ley, principio) y *grámma* (gráfico). Instrumento gráfico de cálculo, de dos dimensiones, que permite realizar cálculos aproximados gráficamente

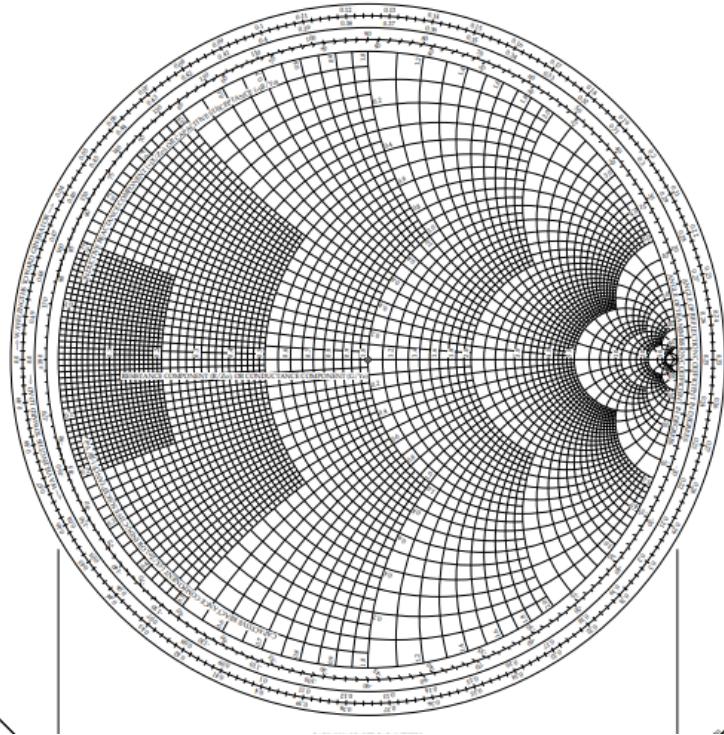


Ilustración 4 Representación de la Carta de Smith. Fuente: Google Imágenes

La carta muestra principalmente dos grupos de circunferencias (trozos en algún caso) ortogonales, siendo unos los que corresponden a resistencia constante y los otros a reactancia constante, ambas normalizadas. Por tanto, la impedancia de carga deberá ponerse en esta forma para ser buscada en la Carta de Smith:

$$\bar{Z} = \frac{R}{Z_0} + \frac{X}{Z_0} = r + jx$$

Hecho esto tendremos, como ya se ha dicho, el vector que representa Γ en la forma de módulo y fase (coordenadas polares). Este es el coeficiente que existe en el punto donde la carga se conecta al final de la línea. Si ahora miramos a la carga, pero nos vamos “metiendo por la línea retrocediendo hacia el generador”, los sucesivos coeficientes de reflexión que se van teniendo al recorrer la línea hacia el generador serían los obtenidos al hacer girar ese vector en el sentido de las agujas del reloj, es decir: perdiendo fase y conservando su módulo. Ello sucede porque el campo reflejado pierde fase a razón de β radianes por metro y el incidente la gana en la misma proporción, sin que ninguno se atenúe en la línea sin pérdidas (de ahí la conservación del módulo del coeficiente de reflexión). De ello resulta que el cambio de fase del coeficiente de reflexión al movernos de esta forma una distancia d hacia el generador es de $2\beta d$ radianes.

Por ello, este “desplazamiento imaginario” a través de una línea de transmisión sin pérdidas puede ser asociado con un movimiento circular ($|\Gamma| = \text{radio} = \text{cte}$) alrededor de la carta, con centro en el propio centro de la carta. Lo de: “desplazamiento imaginario por dentro de la línea una distancia d para evaluar el coeficiente de reflexión respecto al que había junto a la carga” se traduce a efectos prácticos en: “evaluar el nuevo coeficiente de reflexión respecto al que había junto a la carga” cuando la nueva carga que considero es la carga anterior con un trozo de línea de longitud d por delante, o si se prefiere: “evaluar el coeficiente de reflexión que se tiene al utilizar como transformador de impedancias un trozo de longitud d de la propia línea. Esto es un transformador muy barato y eficaz que usaremos para adaptar impedancias.

Para no perderse con la multitud de líneas convergentes-divergentes de la Carta de Smith, conviene tener claro que la impedancia compleja $Z(j\omega)$ es un concepto serie que se compone de una parte real (Resistencia, R) y de una parte imaginaria (Reactancia, X), pero no es el único modo de trabajar con la carta. Para adaptaciones mediante trozos de línea adicionales (stubs), se trabajará con mayor comodidad mediante admitancias, el concepto dual de la impedancia para operar con conexiones en paralelo. Su valor está, análogamente, conformado por una parte real (conductancia, G) y otra parte imaginaria (susceptancia, B).

A continuación se definirán los trazos básicos de la Carta de Smith junto con las variables que son representadas en ella.

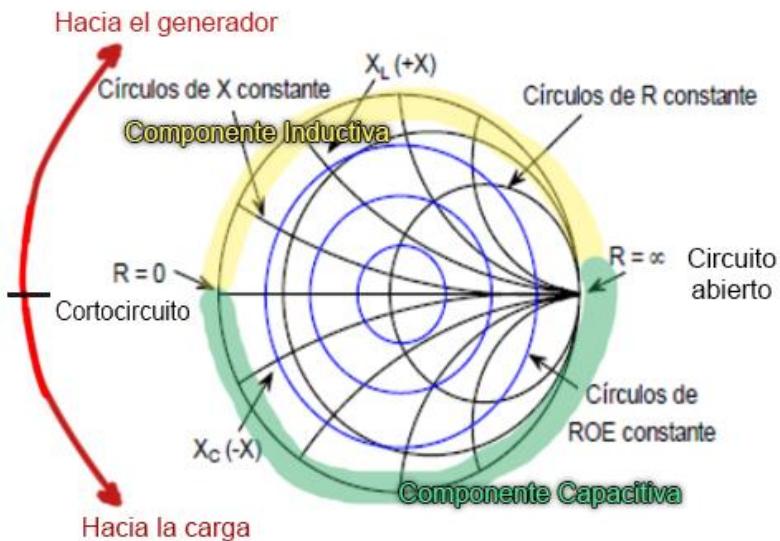


Ilustración 5. Trazos y parámetros básicos de la Carta de Smith

Como ya hemos comentado anteriormente, el centro viene definido por el punto $Z=1 + j \cdot 0$, que equivale a carga adaptada. Los círculos de R constante, engloban desde el externo donde la reactancia es pura hasta el eje longitudinal en el que la reactancia se hace nula. Si el punto se ubica en la semiesfera superior (primer y segundo cuadrante), se podrá observar reactancia inductiva ($+jx$), mientras que para el hemisferio sur, será reactancia capacitiva ($-jx$).

El extremo derecho del eje horizontal pertenece al punto de circuito abierto y su antagónico diametral al caso de cortocircuito. Para pasar de uno a otro, es necesario recorrer como ya se ha enunciado antes una longitud de $\lambda/4$ de cable, siendo λ función de la frecuencia, tal como $\lambda = c/f = 2\pi/\beta$.

Por esta razón, recorrer una circunferencia completa en la carta de Smith equivale a recorrer $\lambda/2$ de cable y consecuentemente a 180° eléctricos. Si la carta se recorre en sentido horario, nos estamos moviendo desde la carga hacia el generador. Para recorrido antihorario sobre la carta, el recorrido en la línea es en sentido opuesto.

Ya se ha introducido que la Carta de Smith permite trabajar por impedancias como por admitancias. La relación entre ellas, tal como se puede deducir del sistema cortocircuito-circuito abierto, es el opuesto diametralmente. En cambio, para obtener el complejo conjugado, debe trazarse la perpendicular al eje horizontal e intersecar con la circunferencia para el mismo coeficiente de reflexión (que define el radio de la circunferencia). La

determinación visual quizás sea más sencilla que su explicación teórica, por ello, se agregan las siguientes imágenes:

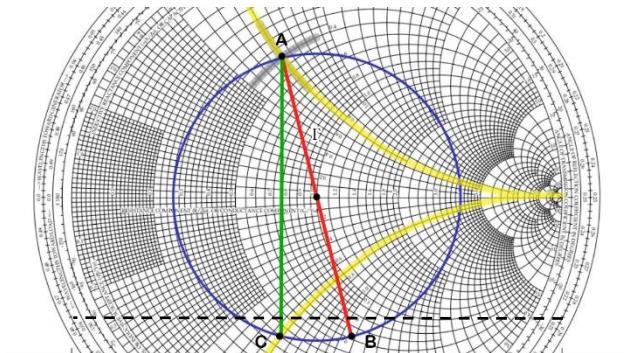


Ilustración 6. Círculo para Γ cte, se determina la admitancia (B) y el complejo conjugado(C) de la impedancia (A)

Dicho matemáticamente, supóngase una impedancia Z_L , entonces $\overline{Z_L} = \frac{Z_L}{Z_0} = r_1 + jx_1$, que es su valor normalizado queda dibujado como el punto A.

A este valor de impedancia normalizado le corresponde una admitancia normalizada que viene representada por el punto B, dado por $\overline{Y_L} = \frac{1}{\overline{Z_L}} = \frac{1}{r_1 + jx_1} = r_2 - jx_2$. Obsérvese que dista 2Γ de A.

Análogamente, el complejo conjugado o punto C, estaría definido por: $\overline{Z'_L} = r_1 - jx_1$. Es importante ver que los valores de reactancia se obtienen sobre de las ramas de reactancia ("cuartos de circunferencia") complementarias que nacen del punto de impedancia infinita situado en el extremo derecho del eje horizontal.

Possiblemente en el cálculo que puede ser de mayor interés con esta carta, el de conseguir perfecta adaptación carga-línea-generador a una frecuencia dada, hay que decir que en la práctica es imposible que no haya reflexión para un rango de frecuencias. Cuando se adapta una línea para un determinado ancho de banda, hay que establecer un valor máximo que podrá tomar el módulo del coeficiente de reflexión $|\Gamma|$.

Ejemplo práctico de uso de Carta de Smith: Supóngase que se tiene una línea de transmisión (sin pérdidas) de longitud $l=1m$ e impedancia característica $Z_0=50 \Omega$, a la que se le entregan $+30dBm$ por parte de un generador y terminada en un resistor de $Z_L=50 \Omega$. Considerando que en paralelo con tal resistor hay una capacidad parásita de $3,2 pF$, evalúese la impedancia de carga y la potencia reflejada al trabajar a $20MHz$ y a $1GHz$. Dibújese sobre la carta de Smith y obtenga su ROE, coeficiente de reflexión en magnitud y fase, y cómo se podría conseguir el fenómeno de carga adaptada.

Primero hallamos la Admitancia para ambas frecuencias para posteriormente normalizarla y entrar en la carta de Smith. La admitancia es la immitancia compleja privilegiada para manejar conexiones en paralelo y su parte imaginaria (susceptancia) resulta proporcional a la capacidad eléctrica. La impedancia podrá ser obtenida a partir de su inverso. Por el contrario, al trabajar con inductancias suele ser más cómodo trabajar con impedancias cuya parte imaginaria llamada reactancia resulta proporcional a la inductancia eléctrica.

Para 20 MHz, de la Admitancia $Y=G+j\cdot B$, se obtiene $B=2\cdot\pi\cdot f\cdot C=4\cdot10^{-4}$ Siemens

Para 1 GHz, la susceptancia equivalente de la capacidad sería: $B=2\cdot\pi\cdot f\cdot C=2\cdot10^{-2}$ Siemens.

La conductancia se supone independiente de la frecuencia y se calcula invirtiendo la resistencia de la carga, dando un valor de $1/50 = 2\cdot10^{-2}$ Siemens.

Si $Z_0=50 \Omega$, $Y_0=0,02$ Siemens. Normalicemos, con esta admitancia característica de línea:

· Para 20 MHz:

$Y_A = 0.02 + j \cdot 0.0002 \approx Y_0 \rightarrow$ carga adaptada. No hay apenas reflexión (un 2% puede ser considerado despreciable). Pasamos al caso B (f= 1GHz)

· Para 1 GHz:

$$Y_B = 0,02 + j \cdot 0.02 = Y_0 + jY_0 \neq Y_0 \rightarrow$$
 carga desadaptada

$$\text{Entonces, su impedancia equivalente sería: } Z_L = \frac{1}{Y_B} = 25 - j \cdot 25$$

· Procedimiento teórico: Sin Carta de Smith.

$$\Gamma = (Z_L - Z_0)/(Z_L + Z_0) = \frac{25 - 50 - j \cdot 25}{25 + 50 - j \cdot 25} = \frac{-1 - j}{3 - j} = \frac{-1 - 2j}{5} = 0,447 < -117^\circ$$

Como $|\Gamma|^2=0.2$, la potencia reflejada será el 20% de la potencia incidente.

$$\text{Además, de la expresión (9) que era: } ROE = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}, \text{ obtenemos } ROE = 2,6$$

· Procedimiento gráfico: Carta de Smith.

Buscamos la admitancia normalizada $Y_B/Y_0=1+j$ en la carta de Smith lo que nos da el punto B y trazamos el vector que va desde el punto central de la carta hasta ese punto B. Aunque el módulo de tal vector es igual al módulo del coeficiente de reflexión, su fase difiere en 180° . Si en la transformación que generaba la carta de Smith a partir de las impedancias normalizadas se pone su inverso que es la admitancia normalizada, se obtiene:

$$\Gamma = \frac{Z_{LN}-1}{Z_{LN}+1} = \frac{\frac{1}{Y_{LN}}-1}{\frac{1}{Y_{LN}}+1} = \frac{1-Y_{LN}}{1+Y_{LN}} = -\frac{Y_{LN}-1}{1+Y_{LN}}$$

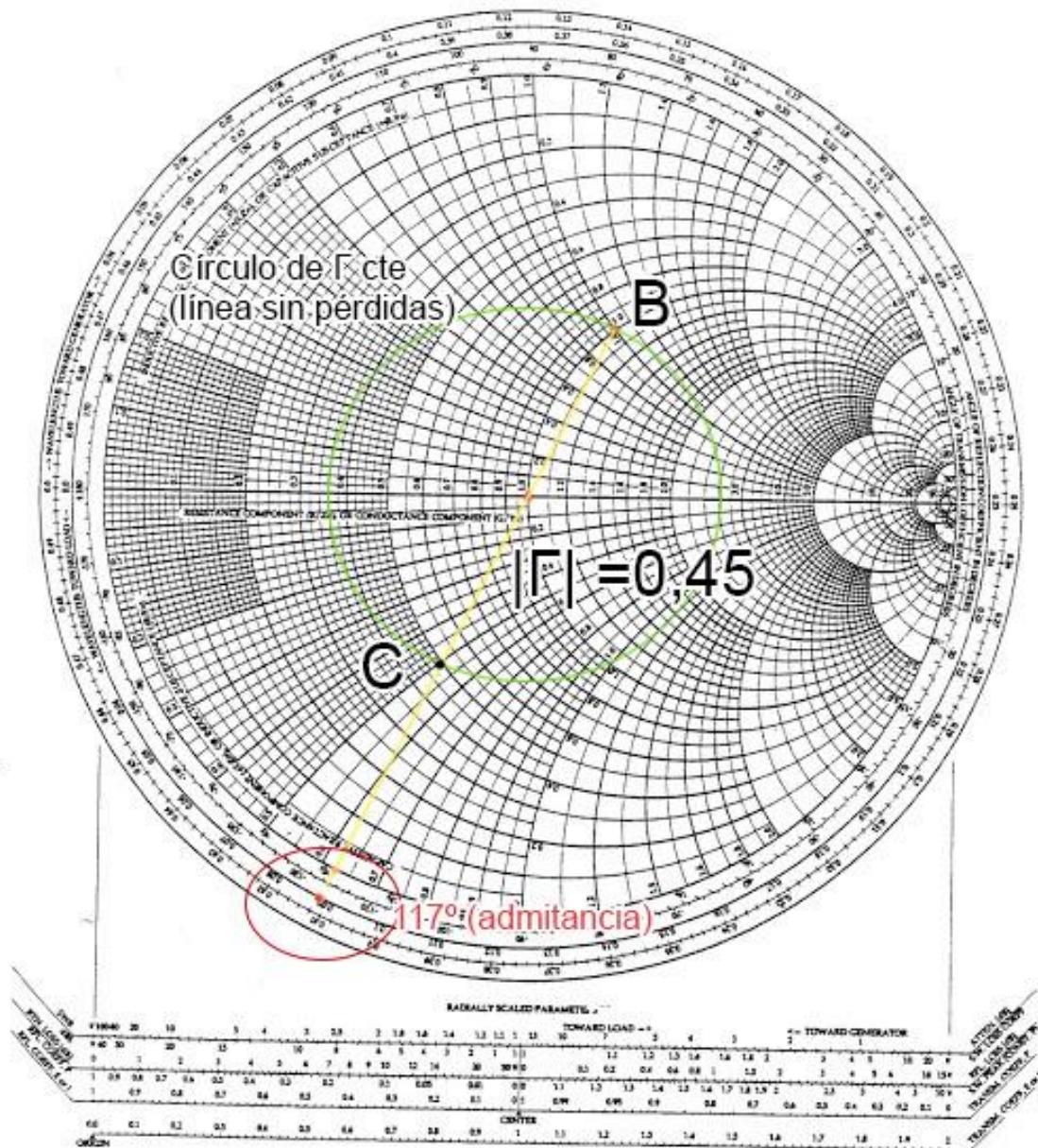
Esta expresión muestra que usar la admitancia normalizada de la carga en la carta de Smith en lugar de su impedancia normalizada producirá un vector cuyo módulo será igual al de Γ , pero cuya fase diferirá en 180° . Así pues, el vector que une la admitancia normalizada con el centro de la carta es el opuesto al vector que representa al coeficiente de reflexión en la carga, que es el vector que va desde el centro de la carta hasta la impedancia normalizada. En consecuencia, si desde el centro de la carta (carga adaptada) trazamos otro radio en la misma dirección del punto B pero con sentido opuesto, se obtiene el punto C, complementario del punto B y que es, como hemos visto, numéricamente igual a la impedancia normalizada.

Lo de “numéricamente igual” pretende resaltar que todos los puntos de la carta de impedancias, son impedancias. Tanto el punto B como su complementario el punto C que hemos obtenido, son impedancias, pero las formas que tienen las impedancias normalizadas de puntos complementarios son inversas. Así el punto B ($Z_{BN}=1+j1$) y el C ($Z_{CN}=0,5+j0,5$) cumplen la relación: $Z_{BN}=1/Z_{CN}$ ya que: $(1+j1)=1/(0,5+j0,5)$. Por ello, dada una impedancia cualquiera de la carta, el punto complementario a ella se puede tomar como la expresión de la admitancia normalizada que tal impedancia representa.

Para asentar y aclarar conceptos, buscar el punto complementario a cierta impedancia Z_N (normalizada) conectada al final de una línea equivaldría a recorrer $\lambda/4$ de esa línea para “ver” como nueva impedancia normalizada, el inverso de Z_N o ver como nueva impedancia normalizada una cuya forma compleja fuese igual a la admitancia normalizada $Y_N=1/Z_N$ que la impedancia Z_N representa.

Entonces, la carta de Smith habría sido usada de la siguiente manera:

The Smith Chart



Para obtener el módulo del coeficiente de reflexión (independientemente de la escala o cómo se mida) se observa que es la relación entre el radio de la circunferencia (centrada en la carta) que pasa por el punto B o el C y el radio exterior de la carta que es la unidad. Usando una regla, por ejemplo, se obtiene que el coeficiente de reflexión es 0,45 veces el radio de la

circunferencia, por ello $|\Gamma| = 0,45$. Además, la fase puede ser observada en una de las circunferencias externas a la carta, la segunda más interior concretamente, que proporcionan información adicional para cálculos con la línea de transmisión.

Como vemos, el punto C no es el centro de la carta. Ello significa que la carga que tenemos al final de la línea no está adaptada. Para conseguir adaptarla a esta frecuencia de 1 GHz, usaremos un “stub” conectado “en paralelo” con la línea en algún punto conveniente de ella a cierta distancia d de su extremo donde está esta carga desadaptada que tenemos. Tal “stub” será un trozo de línea cortocircuitado en su extremo (así no radiará) de longitud l y que será conectado, como hemos dicho, en algún punto conveniente. Supongamos que la velocidad de propagación en la línea fuese $v = \omega/\beta = (2/3)c$, siendo c la velocidad de la onda electromagnética en el vacío. Entonces, $\lambda = 2/3 \cdot \lambda_0 = 20$ cm.

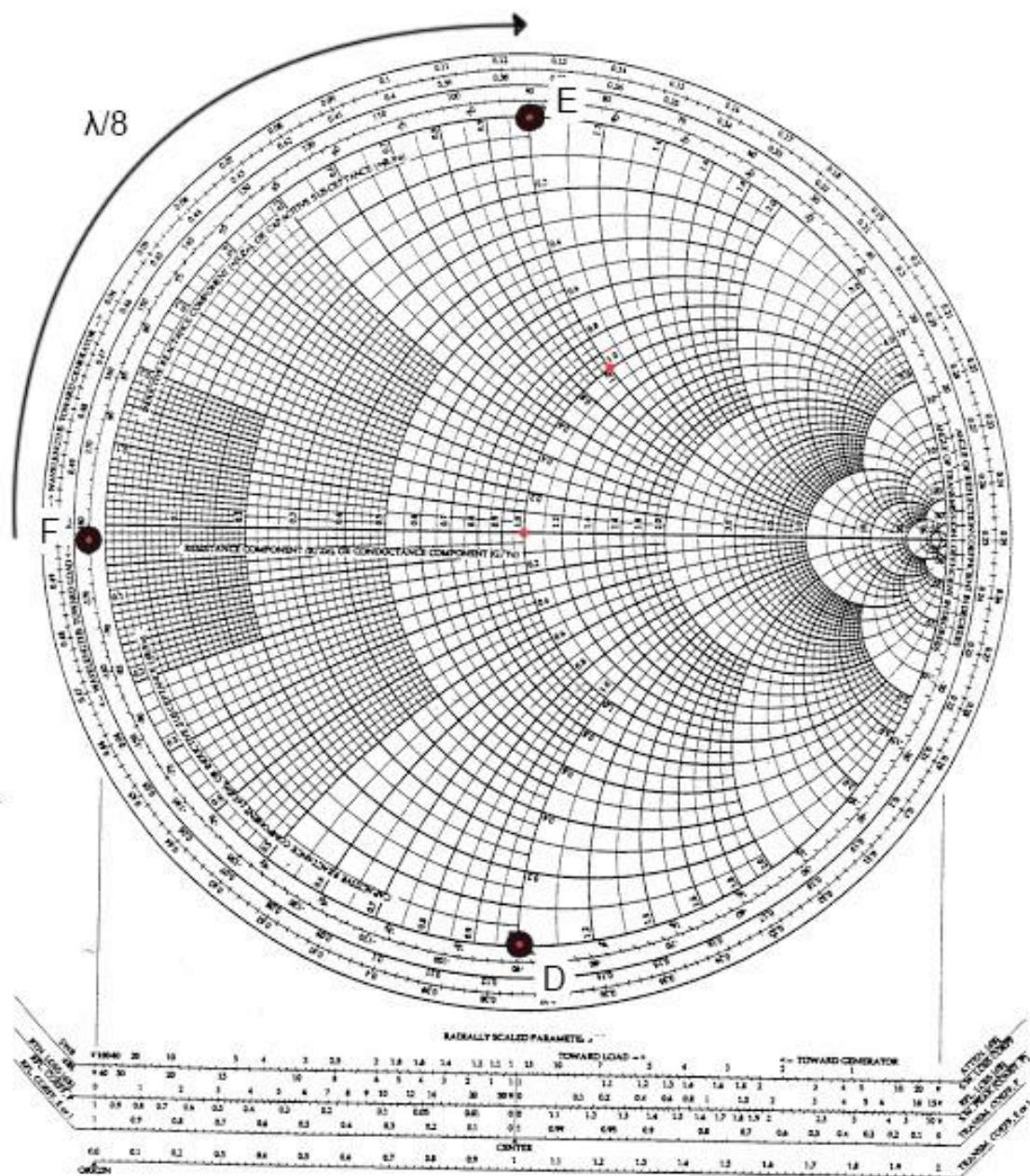
Obtención de la distancia d :

En este caso vemos que nuestra carga desadaptada lo está debido a la susceptancia capacitiva que los 3,2 pF de capacidad parásita que hay en paralelo con los 50Ω de la carga o mejor dicho con su conductancia de 0.02 Siemens que estando sola, estaría adaptada a la línea. Por ello, nos bastará con eliminar la componente inductiva o capacitativa presente en la misma carga. Así, la distancia d será nula: $d=0$. Dicha compensación será realizada mediante la longitud l del “stub” necesario.

Para eliminar (más bien, compensar) la susceptancia $j \cdot B = j1$ presente en paralelo, se debe conectar consecuentemente en paralelo una carga $-j$. Se necesita, entonces, una admitancia normalizada $Y=0-j1$, dibujada en la carta de Smith como punto D. La impedancia normalizada necesitada sería su opuesto diametral, el punto E.

Partiendo de la impedancia normalizada $Z = (0+0j)$ del extremo cortocircuitado del “stub” (punto F) y alejándonos de ese extremo según la flecha para llegar al punto D, vemos que la reactancia positiva, denotando inductancia pura (sin resistencia serie) del “stub”, va creciendo hasta que al recorrer $\lambda/8 = l$, se consigue la susceptancia $-j$ necesaria para cancelar la susceptancia $+j$ de la capacidad parásita y lograr la adaptación de impedancias al conectar en paralelo este “stub” de longitud: $l = 20\text{cm}/8 = 2,5$ cm. Conectaríamos por tanto este “stub” de 2,5 cm en la misma carga, es decir: a una distancia nula de la carga ($d=0$).

The Smith Chart



1.3 Caracterización de una línea coaxial

Para efectuar gran parte de las medidas, se utilizará una línea de transmisión de tipo coaxial o con esa geometría, cuyo fundamento y caracterización se explicará a continuación.

Introducido en la década de 1930, el cable coaxial se compone de dos conductores concéntricos (siendo uno de ellos puramente interior) separados por un material dieléctrico. Esta estructura le permite confinar el campo eléctrico y magnético en el dieléctrico entre los dos conductores coaxiales. Puede llegar a ofrecer buenas prestaciones hasta la decena de GHz en su forma “flexible”, si bien a mayores frecuencias son necesarios cables de carácter rígido.

Representación de una sección transversal con la relación de radios característica:

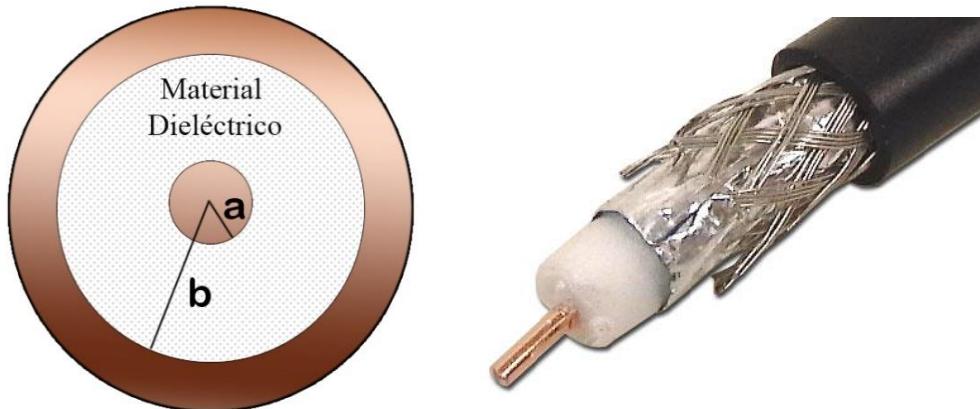


Ilustración 7. Esquema de un cable coaxial con relación de radios y aspecto físico.

Por ello, será lógico pensar que el campo eléctrico estará compuesto por líneas de fuerza radiales originadas en el centro y que terminan en el material conductor, mientras que, su campo magnético, si se recuerda la Ley de Biot y Savart junto con la de Faraday-Lenz, estará compuesto por líneas de fuerza concéntricas al conductor perpendiculares a su plano longitudinal (dicho de otra manera, contenido en el plano de la sección).

A modo de determinar el efecto de su particular geometría en la propagación de ondas electromagnéticas, se busca obtener su circuito equivalente de línea de transmisión.

Se inicia con el cálculo de la capacidad e inductancia por unidad de longitud, que van a ser las magnitudes de mayor interés al caracterizar la línea de transmisión en altas frecuencias donde el cable coaxial tiende a comportarse como línea de transmisión de bajas pérdidas para longitudes del orden de pocas longitudes de onda.

Suponiendo un voltaje V entre dos conductores de cargas $q+$ y $q-$, respectivamente, y sabiendo que el vector desplazamiento eléctrico que tiene dirección radial y magnitud $D = \epsilon \times E$ para radio r entre los radios a y b , viene dado por:

$$\bar{D} = \frac{q}{2\pi r} ; V = \int_a^b Edr = \int_a^b \frac{q}{2\pi \epsilon r} dr = \frac{q}{2\pi \epsilon} \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (13)$$

Entonces, la capacidad por unidad de longitud será:

$$C = \frac{q}{V} = \frac{2\pi \epsilon}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} \quad (14)$$

Adicionalmente, la inductancia por unidad de longitud vendrá dado por:

$$\text{Flujo magnético: } \bar{B} = \mu \cdot \bar{H} = \mu \cdot \frac{I}{2\pi r}$$

Si efectuamos la aproximación diferencial $A = \text{unidad de longitud} \cdot dr$; entonces:

$$\phi = \bar{B} \cdot A = B \cdot 1 \cdot dr = \mu \cdot \frac{I}{2\pi r} \cdot dr$$

Deduciendo, de su integración, la inductancia por unidad de longitud:

$$L = \frac{\phi}{I} \cdot \int_a^b \frac{\mu}{2\pi r} dr = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (15)$$

A partir de ambas magnitudes, y una vez demostrado que para las frecuencias en las que se va a trabajar en las prácticas resulta una aproximación bastante precisa, se calculará la impedancia característica Z_0 de este tipo de cable en función de su relación de radios.

$$Z_0 \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \approx \sqrt{\left(\mu \ln\left(\frac{b}{a}\right) \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right) / (\epsilon \cdot 4\pi^2) \right)} \approx \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \cdot \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cdot \frac{\ln\left(\frac{b}{a}\right)}{2\pi}$$

Ahora bien, conocidas las constantes $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ y $\epsilon_0 = 8,855 \cdot 10^{-12}$ y que el caso típico de μ_r en un coaxial es de valor 1, se obtiene:

$$Z_0 = 60 \cdot \frac{\ln\left(\frac{b}{a}\right)}{\sqrt{r}} \quad (16)$$

A modo de información adicional, los parámetros despreciados a alta frecuencia, la resistencia serie y la conductancia shunt (en paralelo) por unidad de longitud son:

$$R = \frac{R_x}{2\pi} \cdot \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \quad (17)$$

$$G = \frac{2\pi\sigma}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)}; \text{ siendo } \sigma = \frac{1}{\rho}$$

1.4 Funcionamiento teórico, parámetros esperados

Las relaciones entre ondas progresivas (*forward*) y las ondas regresivas (*backward*) para una línea de transmisión, modelizada como cuadripolo, serán los parámetros básicos medidos por el analizador de redes *pocketVNA* y de los que se podrán obtener las demás variables.

Recuerde, de la teoría precedente, el hecho de que siempre que se cumpla la condición cuasiestática, se podrá considerar nuestra línea como una sucesión infinitesimal de cuadripolos.

Considérese la siguiente ilustración, que modeliza el comportamiento de la línea de transmisión:

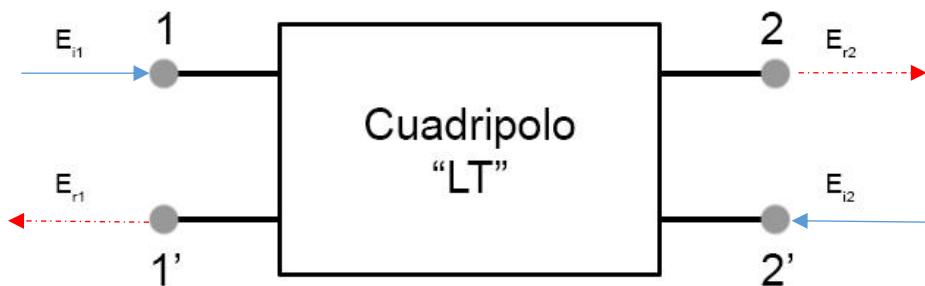


Ilustración 8. Puertos de entrada y salida de un cuadripolo

Considerando las ondas que inciden en los dos puertos del dispositivo, parte de las ondas incidentes serán reflejadas, y parte serán transmitidas por él. Tomando E_{i1} y E_{i2} como los campos eléctricos de las ondas que inciden en esos puertos, definiremos los parámetros E_r como la parte reflejada de ambas ondas, del modo que:

$$E_{r1} = s_{11} \cdot E_{i1} + s_{12} \cdot E_{i2}; \quad y \quad E_{r2} = s_{21} \cdot E_{i1} + s_{22} \cdot E_{i2}$$

o aún más general (si se tuvieran configuraciones mixtas), con la expresión matricial

$$\bar{E}_r = \bar{S} \cdot \bar{E}_i \quad (18)$$

Los parámetros s son entonces coeficientes adimensionales que caracterizan la red de dos puertos (cuadripolo) formados por los terminales 1, 1' (entrada) y 2 y 2' (salida).

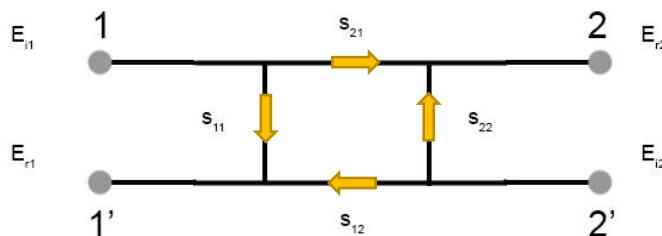


Ilustración 9. Configuración de los parámetros s en el interior del cuadripolo

Para su obtención teórica, basta evaluar qué pasaría si se anulara el campo incidente en el puerto 2', es decir: cortocircuitándolo ($E_{i2}=0$). De esta manera, podemos extraer:

$$s_{11} = \frac{E_{r1}}{E_{i1}} \text{ (coeficiente de reflexión del puerto 1);}$$

$$s_{21} = \frac{E_{r2}}{E_{i1}} \text{ (coeficiente de transmisión del puerto 1 al puerto 2)}$$

Análogamente, para el puerto 1, se realiza la misma operación ($E_{i1}=0$) para extraer los parámetros restantes.

$$s_{12} = \frac{E_{r1}}{E_{i2}} \text{ (coeficiente de transmisión del puerto 2 al puerto 1);}$$

$$s_{22} = \frac{E_{r2}}{E_{i2}} \text{ (coeficiente de reflexión en el puerto 2)}$$

s_{21} y s_{12} son parámetros de transmisión que representan ganancias o pérdidas en nuestro dispositivo. En cualquier caso, cada parámetro "s" es un número complejo que tiene por tanto magnitud y fase.

Si el cuadripolo es recíproco, s_{21} coincide con s_{12} , del mismo modo que $s_{22}=s_{11}$. Sin embargo, dicho fenómeno sólo ocurre en una red de cuadripolos sin pérdidas. El presente trabajo se aborda desde esta simplificación.

Existen otros parámetros útiles para definir el cuadripolo, aunque en este caso no nos sean de tanta utilidad. Las relaciones existentes entre los parámetros se detallan a continuación.

$$s_{11} = \frac{(z_{11} - 1)(z_{22} + 1) - z_{12} z_{21}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12} z_{21}}$$

$$s_{12} = \frac{2z_{12}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12} z_{21}}$$

$$s_{21} = \frac{2z_{21}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12} z_{21}}$$

$$s_{22} = \frac{(z_{11} + 1)(z_{22} - 1) - z_{12} z_{21}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12} z_{21}}$$

$$z_{11} = \frac{(1 + s_{11})(1 - s_{22}) + s_{12} s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12} s_{21}}$$

$$z_{12} = \frac{2s_{12}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12} s_{21}}$$

$$z_{21} = \frac{2s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12} s_{21}}$$

$$z_{22} = \frac{(1 + s_{22})(1 - s_{11}) + s_{12} s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12} s_{21}}$$

$$s_{11} = \frac{(1 - y_{11})(1 + y_{22}) + y_{12} y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12} y_{21}}$$

$$s_{12} = \frac{-2y_{12}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12} y_{21}}$$

$$s_{21} = \frac{-2y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12} y_{21}}$$

$$s_{22} = \frac{(1 + y_{11})(1 - y_{22}) + y_{21} y_{12}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12} y_{21}}$$

$$y_{11} = \frac{(1 + s_{22})(1 - s_{11}) + s_{12} s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12} s_{21}}$$

$$y_{12} = \frac{-2s_{12}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12} s_{21}}$$

$$y_{21} = \frac{-2s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12} s_{21}}$$

$$y_{22} = \frac{(1 + s_{11})(1 - s_{22}) + s_{12} s_{21}}{(1 + s_{22})(1 + s_{11}) - s_{12} s_{21}}$$

$$s_{11} = \frac{(h_{11} - 1)(h_{22} + 1) - h_{12} h_{21}}{(h_{11} + 1)(h_{22} + 1) - h_{12} h_{21}}$$

$$s_{12} = \frac{2h_{12}}{(h_{11} + 1)(h_{22} + 1) - h_{12} h_{21}}$$

$$s_{21} = \frac{-2h_{21}}{(h_{11} + 1)(h_{22} + 1) - h_{12} h_{21}}$$

$$s_{22} = \frac{(1 + h_{11})(1 - h_{22}) + h_{12} h_{21}}{(h_{11} + 1)(h_{22} + 1) - h_{12} h_{21}}$$

$$h_{11} = \frac{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12} s_{21}}{(1 - s_{11})(1 + s_{22}) + s_{12} s_{21}}$$

$$h_{12} = \frac{2s_{12}}{(1 - s_{11})(1 + s_{22}) + s_{12} s_{21}}$$

$$h_{21} = \frac{-2s_{21}}{(1 - s_{11})(1 + s_{22}) + s_{12} s_{21}}$$

$$h_{22} = \frac{(1 - s_{22})(1 - s_{11}) - s_{12} s_{21}}{(1 - s_{11})(1 + s_{22}) + s_{12} s_{21}}$$

Tabla 1. Conversión entre los parámetros "s" y otros característicos de los cuadripolos

1.5 Teoría de Antenas

1.5.1 Introducción

Debido a que algunos de los elementos que mediremos serán antenas en modo reflexión, vamos a exponer brevemente y de manera general, los parámetros básicos de las antenas.

Una antena es un dispositivo que normalmente se conecta al final de un medio de guiado de ondas electromagnéticas y que se utiliza para radiar de forma eficiente este tipo de ondas al espacio circundante o también para captar de forma eficiente la energía de las ondas electromagnéticas que al propagarse por el espacio son interceptadas por tal antena. Las antenas, por tanto, hacen posible los radioenlaces eliminando cableado físico, pero para que consigan la eficiencia comentada deben estar convenientemente adaptadas a la línea o medio de guiado al que van conectadas.

A lo largo de la historia, desde la antena usada por Hertz, se han construido y diseñado multitud de tipos de antenas con propiedades y geometrías distintas, aunque todas tengan el mismo objetivo: convertir electrones en fotones y viceversa. Ejemplos de esta amplia variedad son las siguientes: antenas dipolo, yagi-uda, reflectarrays, antenas parabólicas, antenas de bocina, etc.

Desde el punto de vista del medio de transmisión que excita o alimenta a una antena hay que considerar la impedancia que tal antena ofrece al medio. Como el objetivo de tal antena es convertir energía eléctrica que le llega por una *guiaonda* o por una línea de transmisión en otra forma de energía, que es la energía electromagnética radiada, deberá ofrecer cierta resistencia para que tensión y corriente eléctricas estén en fase, de modo que haya cierta potencia activa reflejando que cierta energía eléctrica cambia de forma. Así pues, canceladas entre sí las partes reactivas de la antena y de una línea de transmisión, ésta podría “sentir la antena” como cierta resistencia R_a formada por la llamada resistencia de radiación (R_r) (que se relaciona con la generación o la captación de ondas electromagnéticas) y por cierta resistencia de pérdidas (R_L) que daría cuenta de la energía eléctrica que, en lugar de ser transformada en energía radiada, sería transformada en calor a causa del familiar efecto Joule.

Determinar la antena necesaria es función de diversos factores como son: la ganancia requerida, la frecuencia de trabajo, la forma del patrón de radiación deseado y lógicamente, del coste económico asumible. En la sección práctica nos centraremos y evaluaremos las antenas presentes en el laboratorio, que serán “monopolos” (luego veremos que con un plano de tierra se comportarán como dipolos) de cuarto de longitud de onda ($\lambda/4$), generalmente usados para transmisión/recepción en la banda de 2,4 GHz donde se ubican las señales radio de las redes inalámbricas (Wi-Fi) usadas para interconectar ordenadores y otros dispositivos móviles como los radioteléfonos.

1.5.2 Parámetros básicos de una antena

1.5.2.1 Impedancia de antena

Este parámetro de una antena, que resulta esencial para su conexión a un circuito o medio de guiado, expresa la relación que existe entre la tensión y la corriente en sus dos terminales de entrada. Normalmente, es una variable compleja del tipo $Z = R_a + j \cdot X_a$, es decir: con cierta Resistencia (como esperábamos) y cierta parte reactiva (Reactancia) debida a tensiones y corrientes que están en cuadratura entre sí y que dan lugar a potencia reactiva. Esta potencia expresa la tasa de energía eléctrica que se intercambia con el circuito sin convertirse en otro tipo de energía, es decir: sin disiparse.

Si atendemos a la parte real de la impedancia, llamada Resistencia, estará compuesta por los valores de resistencia de radiación (R_R) y resistencia de pérdidas (R_L). Sus valores y significado se detallan a continuación:

- Resistencia de radiación: coeficiente resistivo que expresa la proporcionalidad entre la potencia electromagnética radiada por la antena (P_R) y el cuadrado del valor eficaz de la corriente que la excita. $P_R = R_R \times (I_{ef})^2$.
- Resistencia de pérdidas: coeficiente resistivo que expresa la proporcionalidad entre la potencia convertida en calor por la antena (P_Q) y el cuadrado del valor eficaz de la corriente que la excita. $P_Q = R_L \times (I_{ef})^2$.

De las definiciones y los significados de P_R y P_Q ya podemos hablar en la siguiente sección de la eficiencia de la antena con sólo tener en cuenta que P_Q es la potencia convertida en calor por la antena, pérdidas por efecto Joule, tanto en sus conductores como en dieléctricos que haya entre ellos. Para lograr la máxima transmisión de potencia hacia la antena, su impedancia deberá estar adaptada a la de la línea.

La ROE (Relación de Onda Estacionaria) medida, de acuerdo a la ecuación (9) nos dará lectura de la desadaptación línea de transmisión-antena.

1.5.2.2 Eficiencia de la antena, eficiencia de radiación de la antena

La eficiencia de la antena e_0 se utiliza para tener en cuenta las pérdidas en los terminales de entrada y a través de la estructura de la antena. Pueden deberse a: reflexiones debidas a la desadaptación antena-línea de transmisión o pérdidas en sus conductores o en el dieléctrico. El cálculo de e_0 se determina por:

$$e_0 = e_r \cdot e_c \cdot e_d \quad (19)$$

Siendo:
$$\begin{cases} e_r = \text{eficiencia de reflexión} = 1 - |\Gamma|^2; \\ e_c = \text{eficiencia de conducción}; \\ e_d = \text{eficiencia dieléctrica} \end{cases}$$

Sin embargo, las pérdidas de conducción y en el dieléctrico son muy difíciles de ser medidas individualmente, por ello, se recogen en la variable denominada como eficiencia de radiación de la antena, que sigue la fórmula: $e_{cd} = \frac{R_r}{R_L + R_r} \quad (20)$

1.5.2.3 Directividad

La directividad representa el cociente entre la densidad de potencia (W/m^2) radiada por la antena en una dirección, medida a una distancia d desde la propia antena, y la densidad de potencia que radiaría una antena isótropa (omnidireccional). Supone, junto con la ganancia, los parámetros de mayor relevancia de la antena. Normalmente, si no se dice lo contrario, se sobreentiende que la directividad se refiere a la dirección de máxima radiación. Puede extraerse fácilmente (con una simple ojeada) a partir del diagrama de radiación generado, gráfico característico que se explicará más adelante.

1.5.2.3 Ganancia

De cara a su empleo en radioenlaces, probablemente uno de los parámetros más importantes de una antena es su ganancia. Esta última se define como la relación entre la potencia radiada por la antena en una dirección determinada y la entregada a ella.

$$G = 4 \cdot \pi \cdot \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (21)$$

Sin embargo, de acuerdo a los Estándares IEEE, la ganancia no incluye las pérdidas debidas a posible desadaptación con la línea o a despolarizaciones. Por ello, en algunos libros, la ecuación precedente no se incluye el término de la “eficiencia de reflexión” de la antena, e_r .

La unidad más cómoda para trabajar con ganancias es el decibelio (dB), que proviene del logaritmo de la relación de intensidad de campos. De este modo, se compactan relaciones de grandes órdenes de magnitud en unidades del orden de decenas (tanto positivas cuando la relación es mayor a la unidad, como negativas cuando es menor). Además, de las propiedades de los logaritmos, se extrae también la interesante idea de que para evaluar pérdidas o ganancias de un sistema con múltiples elementos u atenuaciones, la suma de sus ganancias (en dB) supone la ganancia total del sistema. Así, pasamos de realizar operaciones tediosas a manejar cálculos sencillos sin prácticamente necesidad de calculadora.

Como en la definición de directividad se habla de potencia radiada por la antena, mientras que en la de ganancia se habla de la potencia entregada a la antena, la diferencia entre ambas es la potencia disipada por la propia antena. Entonces:

$$G = D \cdot e_{cd} \quad (22)$$

Por tanto, si una antena no presentase pérdidas, su ganancia y su directividad serían iguales.

1.5.2.4 Ancho de Banda

Debido a sus dimensiones físicas, las antenas están limitadas a funcionar en ciertos rangos de frecuencias en los que sus parámetros no distan mucho de los que ofrece cuando opera en cierta frecuencia para la que fueron diseñadas. Esa frecuencia suele quedar en el centro del rango de frecuencias de uso de la antena y ese rango de frecuencias de utilización es el ancho de banda de la antena (BW). Para definirlo, suele servirse de referencia los valores límite $ROE \leq 2$ ó $|\Gamma| \leq 1/3$.

Defínase el ancho de banda como: $BW = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_0}$.

Como los parámetros fundamentales (impedancia, ganancia, diagrama de radiación (DDR), polarización, etc.), no varían de manera conjunta y estrictamente igual frente a la frecuencia, no existe un único ancho de banda para la antena, que debería ser definido por tanto para cada parámetro. No obstante, de manera general, se dividen en ancho de banda de diagrama y ancho de banda de impedancia, estando los demás parámetros relacionados con alguno de estos dos anchos de banda.

1.5.2.5 Polarización

La polarización de una antena define la evolución temporal de la orientación del vector campo eléctrico, o, dicho de otra manera, es la figura geométrica dada por una representación en campo lejano del extremo del vector $\vec{E}(\vec{r}, t)$ en el plano perpendicular a la dirección de propagación. Dependiendo del tipo de figura obtenida, puede ser linealmente polarizada (se denota mediante una recta), circularmente polarizada o el caso más general del que surgen las dos anteriores, elípticamente polarizada.

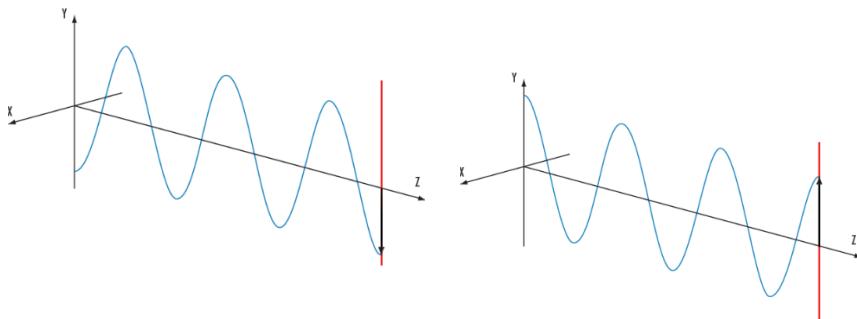


Ilustración 10. Polarización lineal. Fuente: Google Imágenes

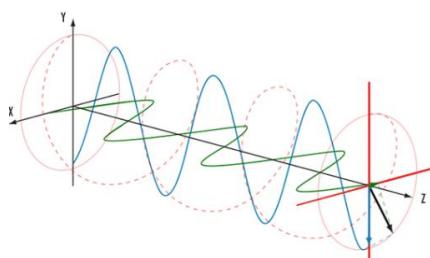


Ilustración 11. Polarización circular. Fuente: Google Imágenes

El sentido de giro del campo eléctrico en los casos de polarización circular y elíptica es a derechas si avanza en el sentido de propagación o a izquierdas si recorre el sentido contrario.

Se destaca, en función de la ecuación de campo eléctrico $\vec{E} = (a \cdot \hat{x} + j \cdot b \cdot \hat{y}) \cdot e^{j(\omega t - k \cdot z)}$, que la polarización es lineal cuando las fases de las dos componentes del campo eléctrico son iguales o difieren en $k \cdot \pi$ radianes, siendo k un nº entero. La polarización circular tiene lugar en el caso en que las amplitudes (a, b) de ambas componentes son iguales y sus fases se diferencian en π o $3 \cdot \pi/2$ radianes. La polarización elíptica engloba éstos y todos los demás casos.

De acuerdo con el teorema de reciprocidad, las antenas emisoras y receptoras deben ser de la “misma naturaleza”, acordes: por ejemplo, una antena de polarización vertical sólo recibirá bien ondas polarizadas verticalmente. Cuando la polarización es ortogonal, se le denomina polarización cruzada.

Si existe una diferencia de ángulo⁵ entre dos polarizaciones lineales, ϕ , de una antena emisora y otra receptora se producirá una pérdida de potencia a raíz de: $PLF = \cos^2(\phi)$. De ello se extrae que una antena de polarización vertical y otra de polarización horizontal, cuya diferencia es de 90° ($\text{o } \pi/2$), no serán capaces de generar emisión-recepción alguna. Este hecho recuerda el por qué interesa poner en perpendicular las dos antenas del *router*⁶ Wi-Fi doméstico: para captar tanto polarización vertical como horizontal, y englobar mejor aquellos casos en los que pudiera ser desviada la polarización en un ángulo ϕ .

1.5.2.6 Temperatura de antena

La calidad de la comunicación o transmisión de datos depende en gran medida de la relación Señal-Ruido (SNR) en la entrada del receptor. Además, el propio circuito electrónico del receptor puede introducir ruido adicional.

En una antena, pueden desglosarse dos fuentes de ruido: la propia resistencia de pérdidas de la antena, y el ruido captado por la antena de su entorno. Para modelizar la contribución del ruido, debemos recurrir a la física y analizar las aportaciones de los elementos alrededor de nuestra antena. Todo elemento presente en la tierra (cuya temperatura sea mayor que 0 K, es decir, todo elemento existente) emite energía de radiación, representada normalmente con la variable conocida como temperatura de radiación cuya expresión es:

$$T_R(\varphi, \theta) = \epsilon(\varphi, \theta) \cdot T_M = (1 - |\Gamma|^2) \cdot T_M \quad (23)$$

Siendo ϵ la emisividad (o antiguamente llamada emitancia), T_M la temperatura molecular y Γ el coeficiente de reflexión de la superficie.

Las antenas captan “las temperaturas de radiación” emitidas por objetos cercanos y lo introducen como ruido en sus terminales. Para cuantificarlo, definimos una nueva variable llamada Temperatura de antena, T_A .

$$T_A = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} T_R(\varphi, \theta) \cdot G(\varphi, \theta) \cdot \sin\theta d\theta d\varphi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} G(\varphi, \theta) \cdot \sin\theta d\theta d\varphi}$$

⁵ Véase el interesante fenómeno conocido como Efecto de Faraday o Rotación de Faraday.

⁶ Router: dispositivo de hardware que permite la interconexión de dispositivos en red.

Donde $G(\varphi, \theta)$ es la ganancia de la antena. Si se asume que no hay pérdidas ni otras contribuciones entre la antena y el receptor, la potencia de ruido transferida al receptor se produce por los electrones que circulan en él y viene dada por la fórmula de Johnson-Nyquist:

$$P_r = k \cdot T_A \cdot \Delta f \quad (24)$$

donde k es la constante de Boltzmann y Δf el ancho de banda.

Como se puede observar, la potencia del ruido es independiente de la frecuencia, lo que implica que la potencia de ruido se distribuye uniformemente a lo largo del ancho de banda.

A partir la temperatura de antena, y de las temperaturas de los elementos conectados hasta los terminales del receptor, podrán ser calculado el ruido (o más fácil de trabajar, la figura de ruido), pérdidas, y otras variables interesantes presentes en los elementos físicos.

1.5.3 Tipos de antenas

Si bien existen muchos tipos de antenas específicas para distintos entornos y prestaciones, nos centraremos en las que poseen mayor interés al estar presentes en el laboratorio y por tanto permiten ser evaluadas. Nos centraremos, a partir de ahora, en el tipo dipolo y en la Marconi:

1.5.3.1 Dipolo o antena Hertz.

La antena de tipo dipolo sea probablemente la más simple que podemos construir. Fue inventada en 1886 por Henry Hertz. Se compone de dos barras finas de metal separadas entre las que existe una diferencia de tensión de tipo sinusoidal. La longitud de las varillas, sin embargo, es dependiente de la frecuencia y cada una debe medir un cuarto de longitud onda de la onda electromagnética a captar o a emitir al medio circundante (aire o vacío).

Considérese esquema de un dipolo la siguiente figura:

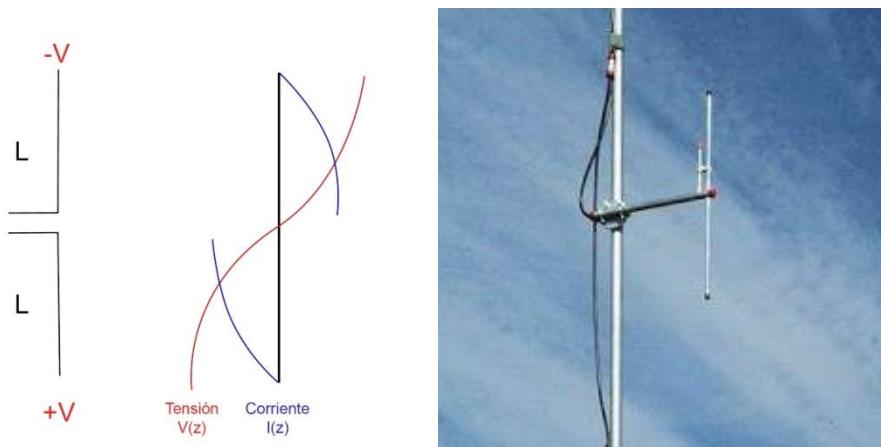


Ilustración 12. A la izquierda, la representación del esquema de la antena $\lambda/2$ con diagrama de tensiones y corrientes (instantánea, en el instante siguiente se invierte). A la derecha, imagen extraída de Google de una antena hertz real

Cuando la línea de transmisión se separa del orden de una longitud de onda o mayor, la onda tiende a ser radiada de forma que la “línea abierta” actúa como una antena que lanza

una onda al espacio libre. Las corrientes en la línea de transmisión se desacoplan de la antena y finalizan ahí, pero los campos asociados a ella siguen funcionando. Véase la siguiente imagen

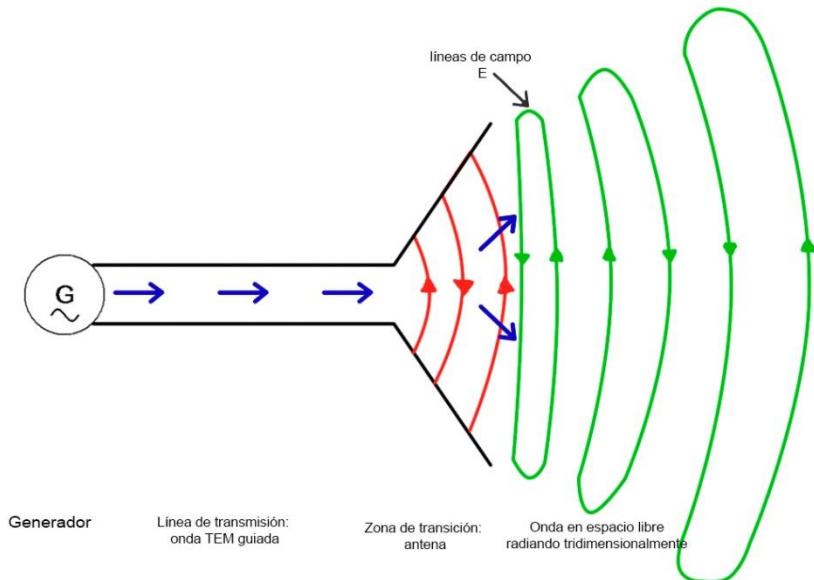


Ilustración 13. Esquema generador - línea de transmisión-antena- espacio libre

Este dipolo de media onda ($\lambda/2$) recibe o emite en todas las direcciones exceptuando la de su eje de modo que la dirección de máxima radiación es la perpendicular a su eje. Generalmente presenta una ganancia aproximada de 2.1 dB, impedancia característica cercana a los 73Ω y según la orientación que le demos respecto al suelo, la polarización puede ser horizontal o vertical.

1.5.3.2 Monopolio o antena Marconi

También conocida como antena aterrizada, se caracteriza por una antena vertical y perpendicular al plano de tierra, de pequeño espesor, que radia ondas de radiofrecuencia polarizadas verticalmente. Su longitud suele ser de $\lambda/4$ o un múltiplo impar de él.

Sin embargo, el hecho de que deba montarse recomendablemente media longitud de onda sobre el suelo, obliga a que sea inadecuado para frecuencias relativamente bajas (< 2MHz)

La estructura de plano de tierra permite considerar el monopolio vertical como un dipolo. Se debe principalmente a que proyecta una “imagen” o reflexión eléctrica que, al igual que el dipolo, resuena también a $\lambda/2$. No obstante, presentará particularidades, como que, para obtener la misma corriente, la impedancia vista a la entrada será la mitad de un dipolo de media onda $Z_{in} \approx 36,5\Omega$; si se atiende a que la antena solo necesita aplicar $+V/2$ entre el monopolio y la placa para tener en la varilla la misma corriente que el dipolo $\lambda/2$, donde se aplica $+V/2$ y $-V/2$ en sendos extremos.

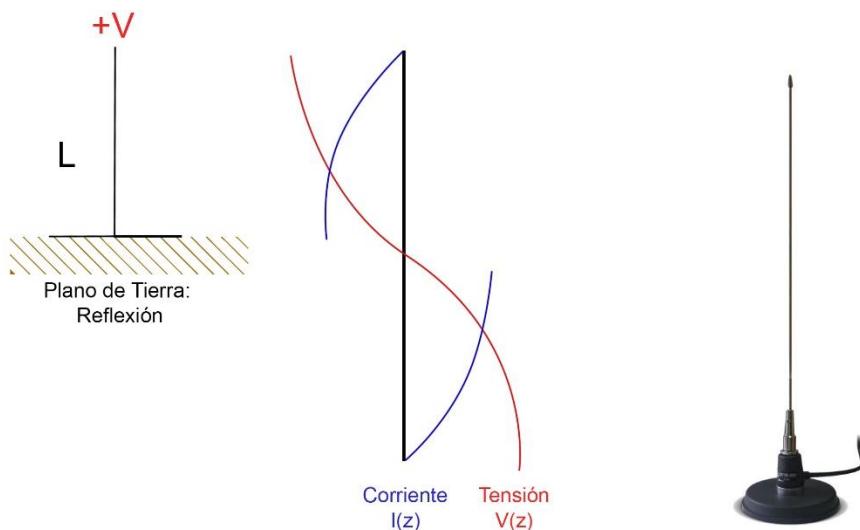


Ilustración 4. A la izquierda, la representación del esquema de la antena $\lambda/4$ con diagrama de tensiones y corrientes. A la derecha, imagen extraída de Google de una antena Marconi real

Es posible que como plano de tierra en vez de una malla metálica de área adecuada, se hayan visto antenas con “patas”, llamados radiales, cuya función es exactamente la misma. Sin embargo, se tienen como ventajas principales: mayor facilidad de instalación, menor coste (se requiere significativamente menos metal) y que según la geometría con la que se despliega, ofrece características distintas. Véase el siguiente caso:

- Simulación mediante el software *4nec2X* de una antena de lambda cuartos, elevada 6 metros, operando con frecuencia central de 146 MHz, conectada a 4 radiales perpendiculares a ella y entre sí, frente a las lecturas recibidas de una antena de las mismas características, pero los 4 radiales a 90+45° de la antena.

Monopolio con 4 radiales a 90 grados			
Impedancia (ohmios)	ROE (50)	Eficiencia de radiación (%)	Ganancia (dBi)
$24,7 + j8,33$	2,10	53,15	5,05

Monopolio con 4 radiales a 45 grados			
Impedancia (ohmios)	ROE (50)	Eficiencia de radiación (%)	Ganancia (dBi)
$60,2 + j41,8$	2,15	61,3	6,61

Inclinar los radiales 45° adicionales repercute en un aumento de la impedancia de la antena mientras que la ROE empeora levemente. Por otro lado, la eficiencia se incrementa desde 53,15 % al 61,3 % con un aumento de 1,5 dB en ganancia. Secundariamente, la disposición de radiales a 45 grados ocupa menos espacio que desplegados perpendicularmente al monopolo.

La directividad de una antena monopolo está directamente relacionada con el dipolo, ya que, si el dipolo de longitud $2L$ tiene una directividad de D_1 decibelios, el monopolo de longitud L tendrá una longitud de $D_1 + 3\text{dB}$. En otras palabras, si se observa linealmente, la directividad de un monopolo de longitud l será dos veces la directividad de un dipolo de longitud $2L$. Su razón es muy simple: no se emite radiación por debajo del plano de tierra, por ello, es dos veces más directiva que la antena dipolo.

1.5.4 Diagrama de radiación

El diagrama de radiación de una antena es la función matemática o gráfica que define las propiedades de radiación de una antena como función de las coordenadas espaciales. Habitualmente se representará en función de coordenadas esféricas. A partir de las ecuaciones de Maxwell, se establece la relación entre el campo magnético y el campo magnético, en consecuencia, a partir del DDR de uno podría obtenerse el otro mediante la transformación adecuada. Sin embargo, los diagramas suelen referirse al campo eléctrico.

En la mayoría de casos, se determina en campo lejano e incluye las magnitudes: densidad de potencia, intensidad de radiación, intensidad de campo, directividad o polarización. La propiedad de radiación más interesante es la distribución espacial (2-D o 3-D) de energía radiada frente a la posición del observador.

Pese a que la radiación lógicamente es tridimensional, la representación típica más utilizada y que mejor lecturas proporciona es la bidimensional. Son representadas en un diagrama polar como meridianos o paralelos en la esfera (ϕ, Θ constantes) y/o con un diagrama en cartesianas. El diagrama polar tiene la particularidad que en él se observa mejor la distribución de potencias mientras que en cartesianas (para una antena muy directiva) se observan mejor los parámetros de radiación.

Se adjunta, a continuación, ejemplos de ambos diagramas:

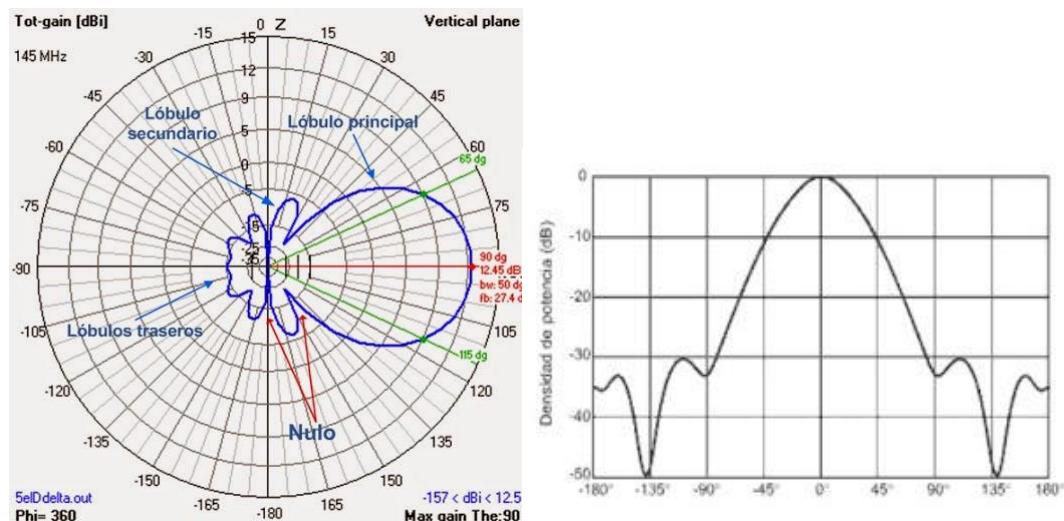


Ilustración 14 Detalle: DDR polar y en cartesianas. Fuente: Google Imágenes

Si un diagrama de radiación presenta simetría de revolución en un eje se afirma que la antena es omnidireccional. En este caso, basta un único diagrama que contenga al eje para caracterizar todo el diagrama tridimensional.

En especial, se comenta el caso de referencia de antena isótropa, imposible de realizar físicamente, cuya radiación es esférica (misma intensidad en todas las direcciones).

1.5.5 Ecuación de Transmisión de Friis

Pese a no ser objeto de las prácticas propuestas, se considera importante (ya que estamos hablando de antenas) comentar brevemente la ecuación principal de la teoría de antenas: la ecuación de Friis.

Ésta se basa en la comunicación inalámbrica y pretende calcular la potencia recibida en un determinado receptor en función de la potencia transmitida (por un elemento emisor), suponiendo que el receptor está separado una distancia R del emisor.

$$P_r = P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (25)$$

Siendo G_t y G_r las ganancias de ambas antenas.

2. Características y especificaciones del dispositivo empleado – analizador de redes pocketVNA

El equipo con el que se llevarán a cabo las medidas presentes en este trabajo y sobre el que se propondrán prácticas interesantes para la asignatura “Sistemas de Radiofrecuencia” es el dispositivo pocketVNA. Sus siglas proceden de Vector Network Analyzer (Analizador de Redes Vectoriales) y Pocket hace referencia a que puede ser fácilmente transportado.

Generalmente, hay dos tipos de analizadores de redes: los SNA (Scalar Network Analyzer), que mide propiedades de amplitud exclusivamente y los VNA (el nuestro en cuestión), que miden tanto amplitud como fase. Estos últimos son los más comunes y su operación es funcionalmente equivalente a combinar un analizador de espectro con un generador de barrido.

Como parámetros interesantes, cabe resaltar su reducido precio (aproximadamente 390 €), sus pequeñas dimensiones (15cm x 7cm x 3cm) y peso, lo que a priori supone de gran practicidad para ser utilizado como dispositivo docente y con el que realizar mediciones en el laboratorio por parte del alumnado. Además, su salida es de tipo USB, permitiéndole ser conectado en cualquier ordenador corriente. A su vez, este cable le provee la alimentación necesaria para su funcionamiento, lo cual lo hace práctico e incluso fácilmente transportable.



Ilustración 15. Detalle del analizador de redes. Como se puede observar, mide dos puertos

Las entradas del dispositivo, por las que se pretender medir los parámetros de reflexión (s_{11}) y transmisión (s_{21}), son de tipo SMA hembra, conexión típica en los cables de RF, si bien existen multitud de conectores para adaptar distintos tipos de cable.

Además, trae consigo tres cargas disponibles para testear, emulando cortocircuito, circuito abierto, y carga adaptada, que resultarán sobre todo útiles a la hora de efectuar la calibración inicial.

De acuerdo a la información emitida por el fabricante, su rango óptimo de utilización en frecuencias es entre 500 KHz y 4 GHz, si bien puede ser utilizado más allá de ellas con error más significativo e incluso aleatorio.

En cuanto al software incorporado, ofrece:

- Compatibilidad con los sistemas operativos: Windows, MacOS y Linux
- Funcionalidad de calibración OSLT (Open-Short-Load-Through)
- Medidas en el dominio del tiempo (Distancia, Tiempo, Frecuencia)

- Representación de los parámetros “s”: Impedancia, fase, resistencia, reactancia y ROE o VSWR.
- Gráfica en Carta de Smith
- Permite exportar en ficheros excel (.xlsx)

3. Funcionamiento del equipo (hardware + software)

En este apartado se definirán unas directrices básicas sobre cómo debe ser usado el equipo y las prestaciones del software que incorpora. Para la realización de las medidas que presentaremos, se han utilizado las versiones de software pocketVNA 0.96f y 1.0, ya disponible para ser descargado en la red. No obstante, se observa que el funcionamiento es el mismo y por ello los procedimientos aquí explicados son aplicables a ambos programas y por tanto, pueden ser utilizados indistintamente.

Inicialmente, tal como se verá experimentalmente más adelante, se recomienda dejar conectado al ordenador el dispositivo mediante USB durante varios minutos antes de empezar la calibración, con el fin de que la electrónica implicada se caliente y alcance las temperaturas de funcionamiento óptimas. De este modo, se obtendrán lecturas más precisas. Una vez que se ha permitido suficiente calentamiento inicial (*por ejemplo, un tiempo aceptable sería de 5 a 10 minutos*) se ejecuta el archivo *pocketVNA.exe* y debería mostrar la siguiente pantalla:

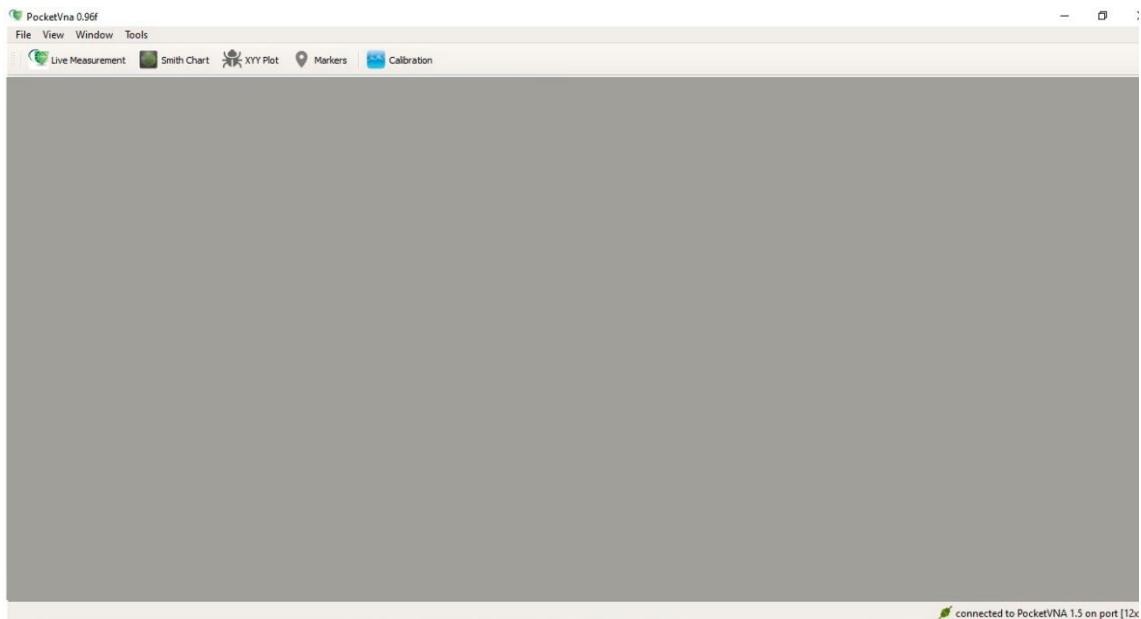


Ilustración 16 Inicialización del ejecutable

Es importante fijarse en la esquina inferior derecha, donde debe mostrarse que el dispositivo está conectado y reconocido correctamente. En caso contrario, aparecerá:

No device was found

Antes de hacer las medidas, debe realizarse una calibración previa en el rango de frecuencias en el que se va a medir. Para ello, se accede a la herramienta definida como "Calibration" (botón azul en la barra superior de la pantalla de inicio). A continuación, se selecciona si se van a medir los parámetros de transmisión (s_{21}) o de reflexión (s_{11}), pues cada una de ellas necesita distintos parámetros calibrados.

3.1 Calibración

· Modo reflexión:

Lo primero que hay que elegir es el rango de frecuencias de medida y el paso en frecuencia entre medidas que fijarán los puntos de calibración del sistema.

En este modo de medida sólo se usa el puerto 1 del *pocketVNA* al cual se conectarán las distintas cargas (Open, Short, Load) que serán medidas en el rango de frecuencia deseado y guardadas respectivamente mediante los botones “Use as Open”, “Use as Short” y “Use as Load”. El orden de guardado no es estricto mientras se guarde adecuadamente la calibración correspondiente a cada tipo de carga.

Ejemplo calibración:

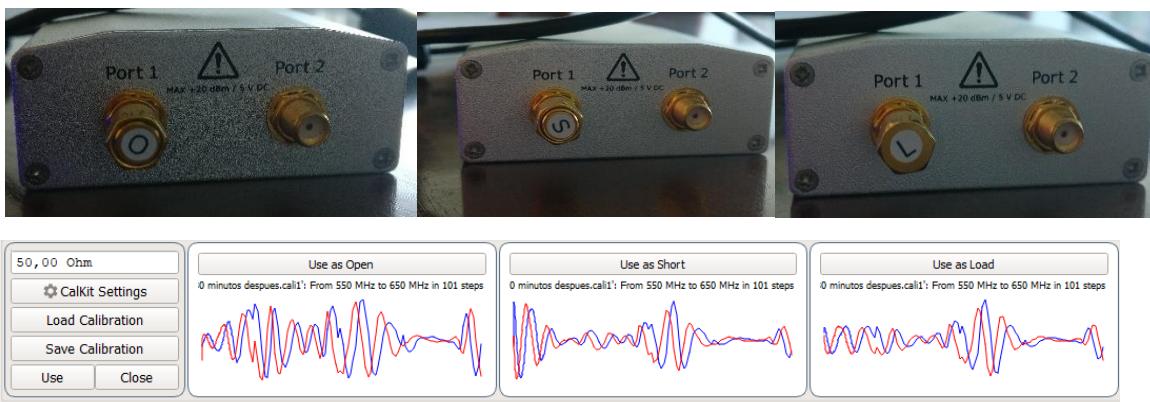


Ilustración 17 Calibración parámetros de reflexión (OSL) de 550 MHz a 650 MHz en intervalos de 1 MHz

En las mediciones, el programa usará de base dichos “patrones” en frecuencia para procesar con arreglo a ellos los datos obtenidos y obtener todo el conjunto de variables calculables.

•Modo transmisión:

En este modo, es preciso conectar ambos puertos del dispositivo mediante el cable a evaluar a fin de obtener los parámetros de transmisión en él. Sin embargo, para la calibración inicial, es recomendable usar el cable más corto y con menor atenuación posible a fin de no filtrar pérdidas en las medidas reales. Sólo es imprescindible medir el parámetro “through”, pese a que puede ser útil medir el circuito en abierto. En las presentes medidas se calibrará tanto through como abierto.

Es importante que, para que sea posible ejecutar la acción “use as through”, antes se entre en y se habilite la opción Through Calibration, procedimiento que no viene descrito en el manual proporcionado por el fabricante.

Ejemplo:



Ilustración 18. Calibración Open y Through en parámetros de transmisión, en el intervalo de frecuencias 100 MHz -1 GHz a intervalos de 1 MHz

Si se obtuviera demasiado ruido en ambas mediciones, se recomienda usar la opción “smooth factor” hasta un valor no muy alto, por ejemplo 2, pues valores más altos pueden distorsionar la gráfica obtenida.

Dependiendo de la precisión que se quiera alcanzar y del tiempo disponible, una buena medida es promediar bastante las medidas obtenidas con la opción “average factor”. Esto implica que para cada medida representada, se realizan 10 medidas y de ella se extrae la media. Sin embargo, a modo de ejemplo, para una calibración de 100 MHz a 2 GHz en 1901 escalones y average factor 10, tardó aproximadamente 20 minutos en guardar un valor frente a los 288 segundos (4 minutos 48 segundos) estimados por el programa. Por ello, si se trabaja en un rango de frecuencias amplio y con intervalos de medición aceptables, además de un elevado número de “average factor”, la demora se hace considerable.

3.2 Medidas

Se accede a la pestaña “Live Measurement” y se introducen los mismos parámetros de escaneo que en la calibración previa. Además, es importante cargar la calibración usando el botón “Load” y posteriormente seleccionar “Use Calibration”, donde debería aparecer un tick.

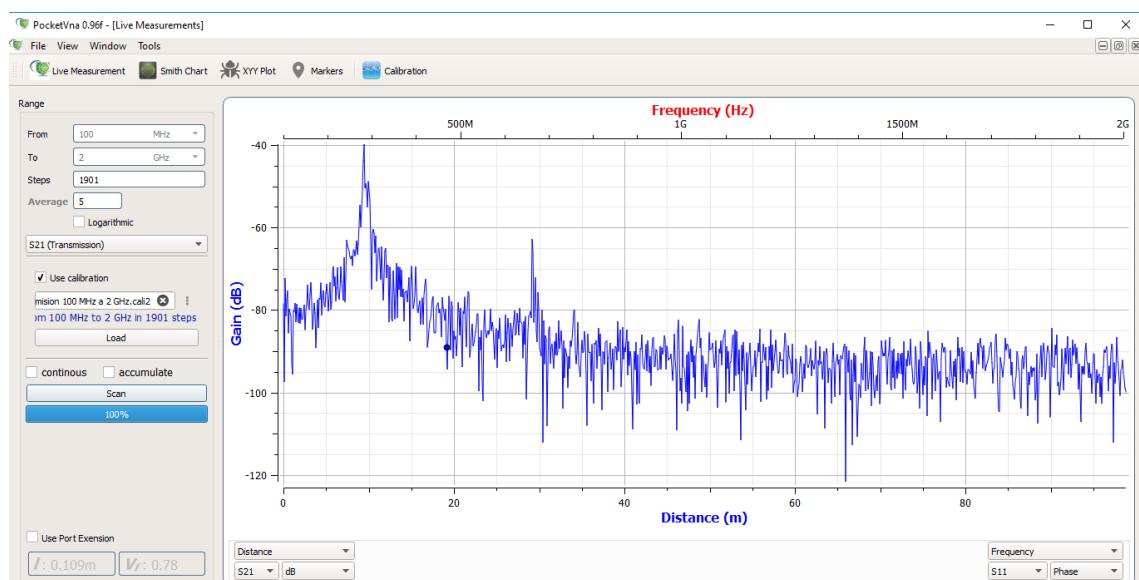


Ilustración 19. Pestaña Live Measurement con los parámetros de escaneo cumplimentados

A continuación, se lleva a cabo el escaneado y se comprueba la coherencia de los resultados en la gráfica, no sin antes seleccionar en la parte inferior el parámetro medido (transmisión o reflexión), el tipo de variable a representar (ganancia, fase, parte real, parte imaginaria, módulo de la impedancia, ganancia, VSWR o ROE, magnitud, retardo de grupo, etc...) y si se quiere que se represente en tiempo, frecuencia o distancia.

3.3 Carta de Smith

Representa en la Carta de Smith los resultados obtenidos en la medición de reflexión tal como:

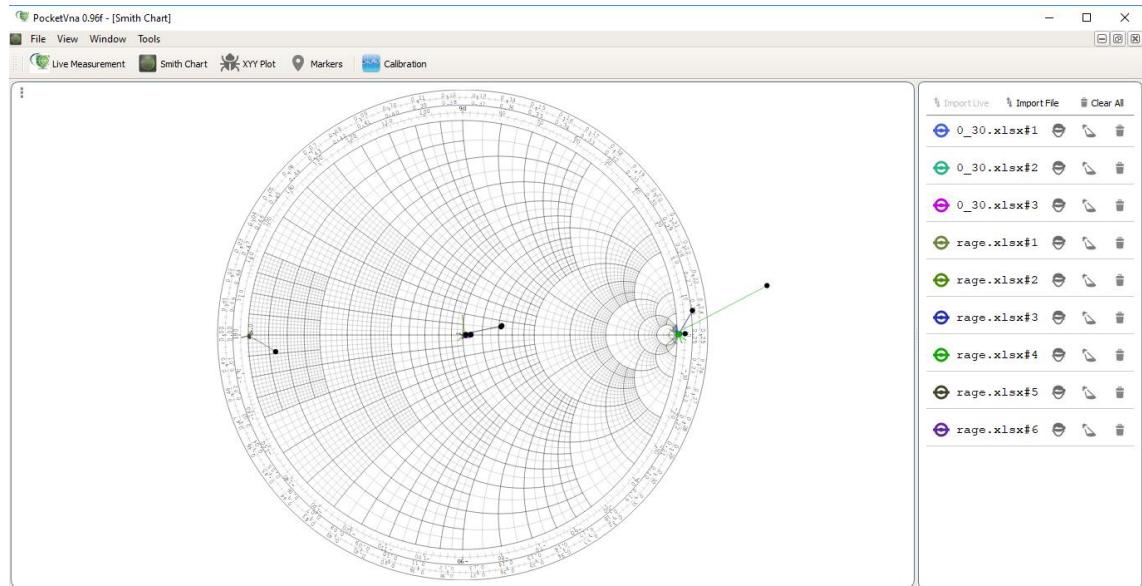


Ilustración 20 Representación en Carta de Smith de las cargas de prueba O, S, L; medidas en parámetros de reflexión.

Presenta la ventaja, como prácticamente todo el programa, que permite importar medidas guardadas previamente (por ejemplo, de hace varios días) al igual que puede representar lo que se acaba de medir. Para ello, véase las opciones “Import File” o “Import Live”, respectivamente.

Sin embargo, y por ello se ha usado a modo de ejemplo, pueden aparecer errores puntuales debido a una no suficientemente buena calibración o en puntos cercanos a la frecuencia límite explorada. Estos errores dan lugar a puntos alejados de la distribución normal y consecuentemente, al representar la envolvente radial, aparecen líneas rectas incoherentes. Dichos casos se recomiendan ser omitidos y centrarse en donde aparece el 3σ de las mediciones, es decir, el 99.7%.

No obstante, se realizará más adelante un detallado análisis sobre el alcance y las limitaciones del dispositivo, los fallos que se pueden esperar en él y si presenta precisión válida como para ser usado en ámbito docente.

Es posible esconder provisional o momentáneamente medidas con el botón , representar con más pixeles la envolvente mediante el botón y finalmente eliminar o desechar la medida al pulsar el botón .

4. Resultados y uso con material docente

A continuación, se expondrá una tabla del material disponible en el laboratorio para conocer en qué entorno nos moveremos y el alcance (o posibilidades) que pueden abarcar nuestras medidas.

Uds.	Elemento
6	Cable RG174 SMA Macho-Macho (5x0,25m, 1x 0,5m)
1	Adaptador SMA macho-BNC hembra
2	Cables 0,15 cm SMA macho-N macho
7	Adaptador SMA macho-BNC hembra
1	Carga 50 Ω N
1	Divisor en T: N-N- BNC
1	Divisor en T N
4	Adaptador N-N hembra
2	Adaptador N macho-BNC hembra
1	Cable BNC macho-macho
1	Divisor en estrella Sunher
2	Carga 50 Ω BNC
1	Adaptador de 50 Ω a 300 Ω BNC
5	Divisor en T BNC
1	Adaptador BNC macho-macho
1	Adaptador BNC hembra-N macho
1	Adaptador BNC macho-N hembra
4	Atenuadores 3dB, 6dB, 10dB y 20 dB (1W) BNC
1	Carga 50Ω/2W BNC

Tabla 2. Material del laboratorio susceptible de análisis



Ilustración 21. Fotografía del Material sujeto a evaluación

El software o programa propio del dispositivo permite realizar medidas en dos modos de medida: a) en reflexión, donde se envían ondas de tensión y corriente y se mide y compara las magnitudes de retorno (s_{11}), y en transmisión, donde se evalúan parámetros (destacando principalmente atenuación y fase) correspondientes a la conexión entre los dos puertos del dispositivo (s_{21}). Por ello, recogeremos en secciones distintas los resultados de los elementos medidos en reflexión y en transmisión. Al final, se han realizado unas cien medidas diferentes entre las cuales se han seleccionado y documentado las de mayor interés o aplicabilidad (al menos, con el nivel de conocimientos de radiofrecuencia alcanzado durante el grado). Sin embargo, en el pertinente Anexo 3 se publicará un enlace a un archivo “.rar” con la recolección de todas ellas por si quisieran ser analizadas o revisadas en un futuro.

4.1 Medidas en Reflexión

Ya se ha dejado entrever que medir un elemento en reflexión nos da una idea de cómo se comporta dicho elemento para una determinada frecuencia y qué efectos acarreará sobre el circuito completo. Para ello, el dispositivo *pocketVNA* recoge y analiza el parámetro de cuadripolo conocido como s_{11} ya explicado en la introducción teórica. Además, para cada frecuencia, el elemento conectado podrá ser modelizado o caracterizado por un circuito serie (o paralelo, según convenga) equivalente formado por los parámetros básicos: resistor, inductor o capacitor. En definitiva, obtener su impedancia (o admitancia) equivalente en función de si queremos trabajar con concepto serie o su dual paralelo. Cabe tener en mente las consideraciones del fundamento teórico ya explicado sobre qué sucede si se añade longitud de línea, y cómo se comportan los elementos en función de la frecuencia en la que operan. Es necesario poner de relieve que, aunque la existencia de reflexión desde un elemento es algo beneficioso para caracterizar eléctricamente tal elemento, hay casos donde resulta ser un fenómeno indeseable porque la potencia reflejada no sólo no es aprovechada, sino que puede dañar el generador de excitación o algún elemento conectado en el circuito.

Por ello, de cara a tareas de adaptación de impedancias, el propio programa facilitará enormemente dichas tareas al representar, directamente, la carta de Smith del barrido en frecuencias del elemento. Para cada frecuencia se detallará un conjunto de valores muy interesantes (Ganancia, Fase, Resistencia, Reactancia, módulo de $|Z|$, ROE y componente capacitiva/inductiva) de los que podrán ser obtenidos otros parámetros secundarios mediante las fórmulas precedentes.

Una vez decidido el intervalo de frecuencias de medida y terminada una calibración para dicho rango, se pasa a conectar el elemento que se quiere medir y a seleccionar la calibración adecuada, normalmente la que se acaba de hacer, aunque puede seleccionarse una que se hizo anteriormente. Debe tenerse en cuenta que el dispositivo “medirá” el elemento bajo prueba en aquellos valores de frecuencia dónde se fueron medidos los elementos de calibración. Siempre que se mantenga la impedancia característica de 50 ohmios, se puede estar usando prolongadores o conectores como alargadores del puerto 1 teniendo en cuenta que si calibrámos en el puerto 1, pero conectamos al mismo un prolongador de longitud física “l”, habrá que introducir al programa la propia longitud eléctrica del prolongador (l_e , algo mayor que su longitud física debido a la menor velocidad de propagación frente a c). Ello se hace con la opción “port extension” y permite medir el dispositivo de prueba conectado al prolongador en vez de estarlo al “port 1”.

Cargas de prueba

Como experimento básico empezaremos midiendo las cargas “open”, “short” y “load” que se utilizaron previamente al calibrar como condiciones de circuito abierto, cortocircuito y carga adaptada respectivamente en el puerto 1. Dado que son las que han proporcionado los datos de calibración, sus medidas con el mismo barrido de frecuencias deberían caer sobre los tres puntos correspondientes en la Carta de Smith. Una pequeña “nube” de puntos sobre cada uno de ellos puede aparecer debido tanto a la precisión del equipo como a su estabilidad en el tiempo (pequeñas derivas) y a que en los circuitos reales existirán pequeñas aportaciones no contempladas en los cálculos teóricos debidas al ruido.

Una medida de esas cargas entre 30 y 300 MHz con lectura en cada MHz, promediado de 10 medidas para cada MHz, debería dar una gráfica semejante a la siguiente:

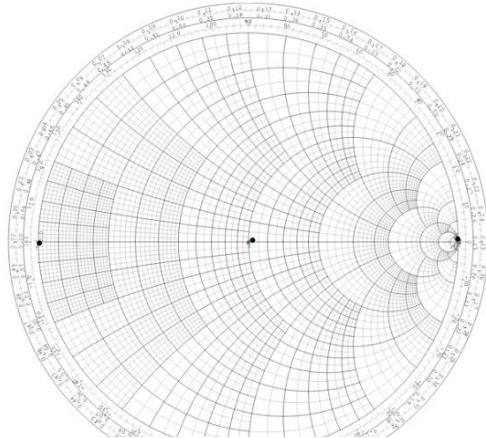


Ilustración 22. Carta de Smith para cargas de prueba medidas entre 30 y 300 MHz

Si se obtuviera una gráfica con trazos indeseados o desviaciones deberá revisarse la calidad de la calibración y su adecuación al intervalo de medida. Ejemplo de ello:

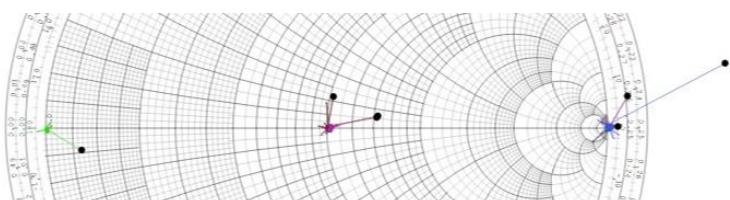


Ilustración 23 detalle: medida con bastante error o impureza debida a glitch en calibración

En tal caso se recomienda volver a calibrar tras estar seguro de que se ha tenido conectado el dispositivo pocketVNA varios minutos antes de medir para que se caliente y estabilice, dando los resultados más precisos posibles.

Medida R1) Cable RG 174 de 52 cm

Estudiemos ahora, el comportamiento de un cable coaxial tipo RG 174 de longitud $\approx 0,5$ metros y terminado en ambos lados en conector SMA macho. Realmente no son 50 centímetros sino 52 si se tiene en cuenta la aportación introducida por ambos conectores que podrían dar lugar a una leve variación de los resultados que evaluaremos y calcularemos a continuación.

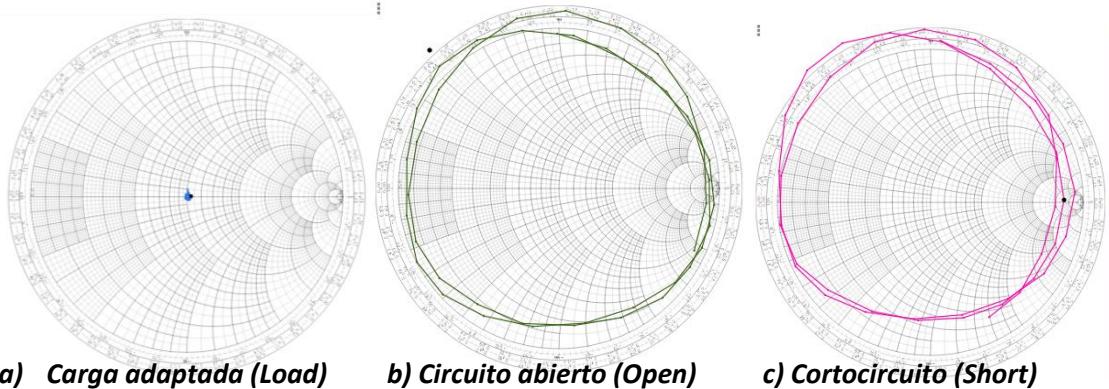


Ilustración 24. Detalle del Cable RG174 SMA-SMA macho de 0,5 m de longitud

Se realiza una calibración previa con las tres cargas de prueba (O: open, S: short, L: load) conectadas en el puerto 1 en el rango de frecuencias que va desde 50 hasta 500 MHz, intervalo suficiente para evaluar un posible rango de uso del cable. Para ello, el procedimiento a seguir sería análogo al descrito en la página anterior con el título “Cargas de prueba”.

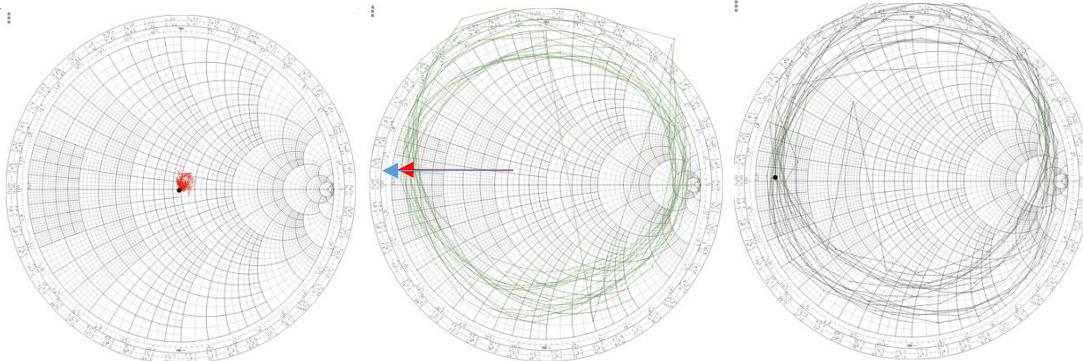
A continuación, se conecta el cable Coaxial RG-174 de 52 cm en el puerto 1 terminándolo, secuencialmente, con las cargas anteriores y se representan los resultados de las medidas (mediante Carta de Smith).

Medidas del barrido en frecuencias de 50 a 500 MHz.



Son gráficas coherentes con los resultados que esperábamos encontrar: que la carga adaptada conectada con el que se termina el cable se vea como tal (punto central de la Carta), y para los casos de open y short (prácticamente pegados al límite de la circunferencia donde realmente existen los casos ideales de cortocircuito y circuito abierto), se recorra aproximadamente una “casi circunferencia” cercana al borde de la carta de Smith (que indica bajas pérdidas en el trozo de cable), y que se recorre de forma horaria con $|\Gamma|$ aproximadamente constante. Este recorrido o trazo se debe a que estamos realizando un barrido en frecuencias -> varía la longitud de onda en el medio (a mayor frecuencia, menor longitud de onda y por ello se recorren más longitudes de onda en el medio guiado)-> la impedancia se ve distinta desde el generador, de acuerdo a la teoría explicada en el apartado de fundamento teórico. Sin embargo, para la misma frecuencia los puntos evaluados en el caso de short y open deben distar 180° en la carta (diametralmente opuestos, equivalentemente estar espaciados a un cuarto de longitud de onda).

De hecho, se realiza la misma evaluación para un entorno fuera del rango de uso recomendado por el fabricante del cable, como pueda ser de 300 a 3 GHz (superior a los 1 GHz donde ya se deberían apreciar las mayores pérdidas en altas frecuencias).



Se han representado dos radios (flechas azul y rojo) calculando la desviación límite de Carta de Smith, encontramos diferencia de módulos de coeficiente de reflexión de aproximadamente 14,29% (proporción de 0,5 frente 3,5), lo que se traduce en aproximadamente un 2% de pérdida de potencia (Potencia reflejada= $|\Gamma|^2$), con lo cual las prestaciones son mejores que las esperadas.

Tras este inciso, volvamos al rango evaluado de 50-500 MHz, donde las prestaciones del cable serían bastante buenas, pero hagamos medidas en el intervalo de frecuencias entre 450 y 500 MHz para apreciar mejor los resultados obtenidos.

Como dato de partida, usamos la velocidad de propagación proporcionada por el fabricante (<http://descargas.cetronic.es/RG174.pdf>), donde se advierte que: $v \approx 0.66c$. Realmente este dato carece de cierto rigor ya que no se indica a qué frecuencia corresponde dicha velocidad de propagación del medio. Lo tomamos por tanto como un valor “promedio” o de partida que podemos mejorar con el empleo del propio sistema de medida.

Para dicha velocidad la longitud de onda es: $\lambda(500 \text{ MHz}) = 40 \text{ cm}$. Por ello nuestro cable de 52 centímetros tendría una longitud muy cercana a: $(\lambda + \lambda/4) = 40 \text{ cm} + 10 \text{ cm}$.

Como cada lambda se repite el estado de propagación (dos veces $\lambda/2$) y los $\lambda/4$ adicionales actúan como un transformador de línea lambda cuartos, se espera que este cable terminado en cortocircuito sea visto desde el inicio de la línea como un circuito abierto aproximadamente y terminado en circuito abierto, sea visto desde el inicio de la línea como un cortocircuito.

Medimos, ahora, el cable terminado en cortocircuito (carga short) y buscamos la frecuencia para la que se haga infinita la reactancia, que será aquella para la que esta parte reactiva de la impedancia cambia de signo. Las medidas así obtenidas son (ver Circuito abierto):

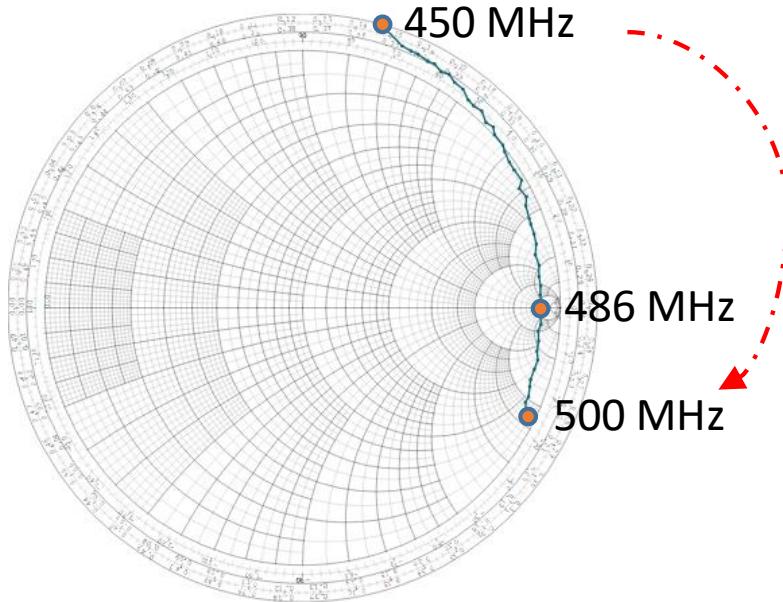


Ilustración 25. Cable RG174 de 52 cm terminado en cortocircuito y evaluado en rango de frecuencias 450-500 MHz

Dicha frecuencia es 486 MHz, para la que obtendremos la velocidad de propagación real en el medio $\rightarrow \lambda + \frac{\lambda}{4} = 52 \text{ cm} \rightarrow \lambda_{\text{real}} = 41,6 \text{ cm}$ frente a los 40 cm calculados a partir de los datos del fabricante.

$$\text{Sabemos de la teoría precedente, que } \lambda = \frac{v}{f}; \text{ entonces, } v = \lambda \cdot f = \frac{41,6 \cdot 10^{-2} \cdot 486 \cdot 10^6}{3 \cdot 10^8} = 0,674 \cdot c$$

La velocidad medida resulta ligeramente superior a la indicada por el fabricante (del orden de un 2% superior) que hemos utilizado como dato de partida (. Nótese el recorrido en sentido horario en la carta de Smith al aumentar la frecuencia. Su explicación teórica es sencilla: el trozo de cable de longitud cercana pero inferior a $\lambda/4$ ($f=450 \text{ MHz}$) ofrecerá comportamiento inductivo por estar terminado en cortocircuito. Por ello la medida queda en el semiplano superior de la carta de Smith. Al aumentar la frecuencia, su reactancia inductiva irá creciendo puesto que se va acercando cada vez más a un trozo de línea (“stub”) cortocircuitada en un extremo y cuya longitud l tiende a ser: $l \rightarrow \lambda/4$. Justo cuando $l = \lambda/4$, que es lo que sucede al pasar por $f_\infty = 486 \text{ MHz}$, la reactancia inductiva de este “stub” se hará infinita, pasando a ser capacitiva en cuanto la frecuencia supere f_∞ como podemos ver en la medida.

Para confirmar los resultados aquí obtenidos por otra vía que no suponga excesivo esfuerzo, evaluemos ahora la medida complementaria: el caso en el que este cable de 52 cm se termina en circuito abierto (open).

Según la teoría de líneas, debería realizar el mismo recorrido que el caso anterior (terminado en cortocircuito) pero diametralmente opuesto por la aportación del “transformador de línea de lambda cuartos”. Buscaremos, con la misma medida, corroborar los resultados obtenidos.

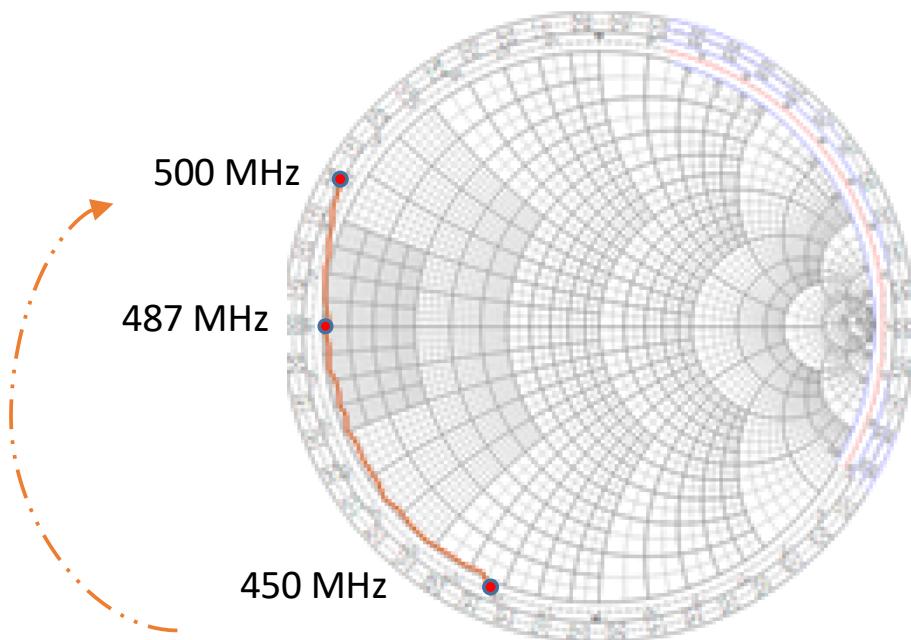


Ilustración 26. Cable RG174 de 52 cm terminado en circuito abierto y evaluado en rango de frecuencias 450-500 MHz

Como puede comprobarse, los resultados obtenidos coinciden con las suposiciones realizadas. Análogamente, se busca el punto más cercano a cortocircuito y éste se ubica en la frecuencia de 487 MHz.

¿Cuál será, en este caso, la velocidad de propagación? Lógicamente, debido a la diferencia de 1 MHz entre ambas medidas, será prácticamente la misma que la deducida para la terminación en circuito abierto.

Para obtener la velocidad de propagación real (no del todo, pero sí más precisa que los 0,66c ofrecidos por el fabricante) en un entorno cercano a los 475 MHz, tomaremos la media entre ambas frecuencias ($f_{media} = 486,5 \text{ MHz}$) y calcularemos la velocidad de propagación.

$$\lambda = \frac{v}{f}; \text{ entonces, } v_{media} = \lambda \cdot f = \frac{41,6 \cdot 10^{-2} \cdot 486,5 \cdot 10^6}{3 \cdot 10^8} = 0,674 \cdot c$$

Se muestra, de esta manera, el procedimiento para calcular la velocidad de propagación en el medio para la frecuencia que se desee.

Con este experimento relativamente sencillo y sus cálculos analíticos asociados, hemos podido concluir con una medida coherente, válida y que refuerza unas hipótesis interesantes: se poseen pocas pérdidas en el cable (adecuación de los diagramas o-s-l), la longitud del cable para la frecuencia de 500 MHz actúa prácticamente como un transformador de lambda cuartos y además, partiendo de unos datos teóricos proporcionados por el fabricante, se ha podido calcular la velocidad de propagación en el medio (para esa frecuencia y cercanas) mucho más preciso.

Medida R2) Cable SMA- N de 21 cm

El material de interés de estudio presente en el laboratorio tiene distintos tipos de conexiones típicas en el mundo de la radiofrecuencia, tales como SMA, N, BNC..., cada una con ventajas, inconvenientes y aplicaciones que no serán discutidas en el presente documento.

Teniendo en cuenta que el ejemplo anterior nos ha valido como introducción, evaluemos con mayor profundidad un cable semirrígido con salidas SMA (conectada al dispositivo PocketVNA) y tipo N que nos servirá de base y enlace para conexiones posteriores más complejas.



Ilustración 27. Cable SMA-N de 21 cm

Ahora corresponde realizarse la pregunta recurrente en este apartado: ¿Cómo será visto este elemento por el circuito en un intervalo de frecuencias de 100 a 1 GHz?

Aun siendo de impedancia teórica característica $Z=50$ ohmios (al igual que los demás cables evaluados y por evaluar) podríamos pensar que, debido a su geometría coaxial terminada en tipo N, presentará inicialmente una capacidad añadida. Empezaremos por la contribución del propio RG174, usando la fórmula (14) del cable de geometría coaxial:

$$\frac{\text{Capacidad}}{\text{metro}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} = \frac{(24,161 \cdot \varepsilon_r)}{\log\left(\frac{b}{a}\right)},$$

De acuerdo a los datos del fabricante en internet, la permitividad relativa del dieléctrico es 2.3; los radios exteriores e interiores del cable RG 174 son: 0,51 mm (interior, a) y 1,73mm (exterior, b). La capacidad por unidad de longitud debería ser, del mismo modo, cercana a 101 pF y la velocidad en el medio $0,66 \cdot c$. Veamos, entonces, si la nuestra se corresponde con la proporcionada por el fabricante:

$$\frac{\text{Capacidad}}{\text{metro}} = 24,161 \cdot \frac{2,3}{\log\left(\frac{1,73}{0,51}\right)} = 104,755 \frac{\text{pF}}{\text{metro}}$$

Ahora bien, el conector terminado en N supone una leve discontinuidad y su distinta geometría coaxial- con aire como dieléctrico- nos hace preguntarnos sobre los efectos que tendrá frente al RG174 anterior. Su longitud es de 1,5 cm y para su cálculo se considerará la relación de radios exterior- intermedia, intermedia-interior y exterior-interior.



*Ilustración 28. Detalle de la salida
Tipo N macho*

Se quiere dejar constancia de que la relación de radios de interés en el conector es la intermedia con la interior. Si bien lógicamente la presencia del conductor intermedio

propiciará un apantallamiento en la interacción interior-exterior, basta contemplar la capacidad que teóricamente habrá entre ambas basándose en las propiedades geométricas.

$$\text{A) Intermedia- Interior: } \frac{\text{Capacidad}}{\text{metro}} = 24,161 \cdot \frac{2,3}{\log\left(\frac{0,3}{0,1}\right)} = 116.4699 \frac{\text{pF}}{\text{metro}}$$

$$\text{B) Exterior-Interior: } \frac{\text{Capacidad}}{\text{metro}} = 24,161 \cdot \frac{2,3}{\log\left(\frac{1}{0,1}\right)} = 55.57 \frac{\text{pF}}{\text{metro}}$$

Como se puede comprobar, la intermedia-interior es del orden del doble que la exterior-interior (aún sin tener en cuenta el relevante efecto de apantallamiento); en consecuencia, basaremos los cálculos posteriores en la capacidad introducida por la interacción conductor interior - conductor intermedio.

Como los efectos de la presencia de los conectores (refiriéndonos especialmente a la capacidad) no son exactamente aditivos, tomamos el valor mayor de los 3 casos (como mínimo, la capacidad por unidad de longitud del conector será esa). Por 1,5 cm de longitud que es lo que mide, introduce una capacidad de 1,747 picofaradios frente a los 1,571 pF que introduciría si siguiera con la geometría SMA. Esta diferencia de 0,1756 pF es muy pequeña, casi no propicia variación significativa, pero junto con la capacidad de 21 cms coaxial RG 174 alejará su gráfica del centro de la Carta de Smith. ¿Se corresponderán estos valores con los reales?

Para ello, se mide en reflexión el cable semirrígido SMA-N. Al realizar un barrido en frecuencias (evolución continua), en la que variará la longitud de onda, esperamos ver una representación casi circular de la evolución de $\Gamma(t)$ (no es Γ constante ya que Γ es a frecuencia fija, llámese pseudo-gamma o pseudo-coeficiente de reflexión si se quiere), llevando a cabo un “recorrido de reactancia” capacitancia-inductancia-capacitancia-inductancia-... tal como sucedía con el cable RG174 terminado en abierto (o en short, ya que distan 180º en Carta de Smith) de la medida anterior.

Como podrá comprobarse en la siguiente representación, las pérdidas serán muy bajas en el intervalo de frecuencias evaluado, obteniéndose una representación (envolvente) prácticamente circunferencial.

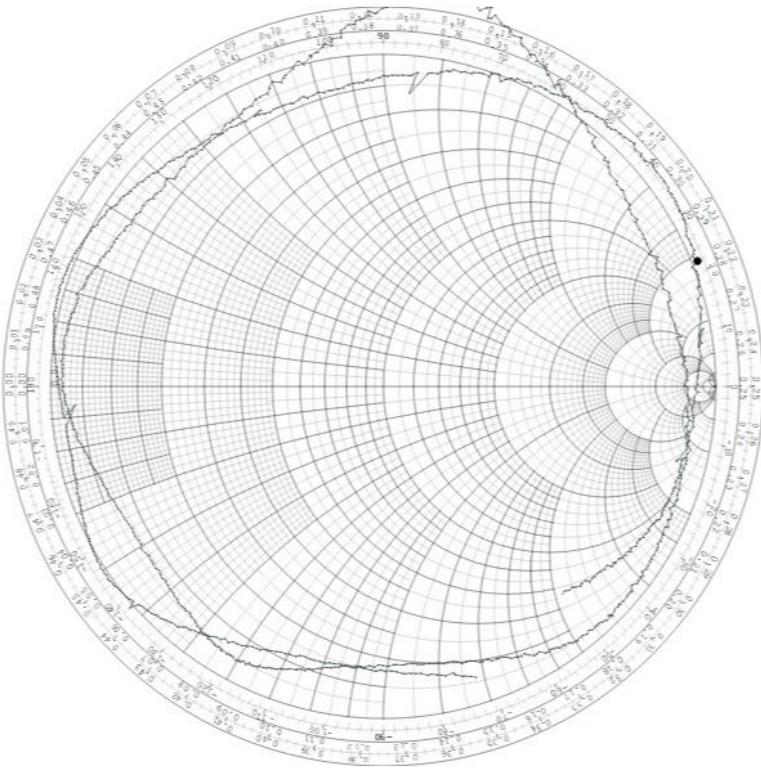
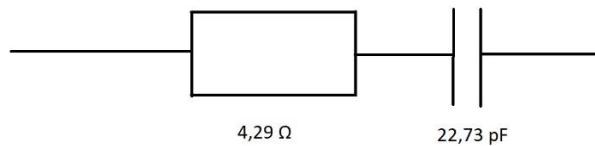


Ilustración 29. Representación en carta de Smith de las medidas evaluadas del cable SMA-N en un intervalo de frecuencias de 100 MHz a 1 GHz

El programa nos revela que, para una frecuencia de 100 MHz, la impedancia equivalente es de: $|Z|= 70,01307 \Omega$; con $R= 4,29 \Omega$ y $X=-70,0133 \Omega$. La capacidad, en consecuencia, es de 22,73 pF.

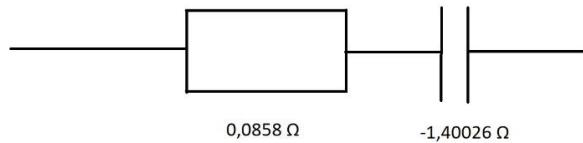
Si tuviéramos solo en cuenta la capacidad del RG 174, con 104,755 pF/metro y para 21 cm de cable, nos proporciona una capacidad de 22 pF. La aportación de 0,73 se deberá por tanto a la aportación del conector tipo-N a la frecuencia indicada que además se corresponde en un 96,8 % con los resultados estimados teóricamente.

Para la frecuencia de 100 MHz, el elemento conectado aparece como una impedancia serie formada por un resistor de 4,29 ohmios y un pequeño capacitor de 22,73 picofaradios.



Valores que serán trasladados a formato impedancia $Z= R + jX$ (reactancia) adecuadamente normalizados con la impedancia característica del medio ($Z=50$ ohmios reales) de forma que la anterior figura podrá ser expresada como:

$$4,29 \Omega \quad -70,013 \Omega$$



Un parámetro interesante que nos da información de las características de nuestro circuito es el denominado factor de calidad (Q)⁷, que muestra la relación entre la energía reactiva almacenada por un resonador y la disipada por efecto Joule. En este caso, nos da un valor en nuestro circuito equivalente serie: $Q = \frac{|X|}{|R|} = 16$. Al ser un valor relativamente alto, indica que una parte pequeña de la energía almacenada por el resonador es disipada como pérdidas.

Ahora bien, si se quisiera usar este elemento para llevar energía a una carga, sería conveniente acondicionar la línea para que se percibiera carga adaptada. Para este fin, si el método elegido es adaptar mediante un stub paralelo, será mucho más cómodo expresar la impedancia normalizada serie como la admitancia normalizada de forma $Y=1/Z = G$ (Conductancia, parte real) + $j \cdot B$ (Susceptancia, parte imaginaria). Ello nos da:

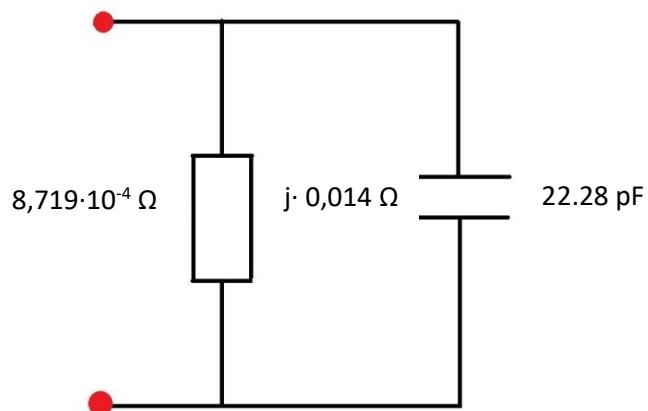
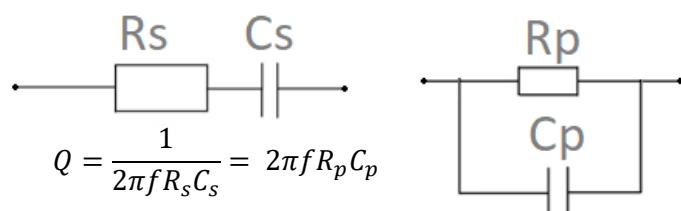


Ilustración 30. Modelización de la carga como admitancia

Tanto si se usa impedancia como admitancia, el valor del factor de calidad debe ser el mismo, dado su significado. Puede ser deducido de la siguiente relación serie – paralelo:



⁷ El factor Q , también denominado factor de calidad o factor de selectividad, es un parámetro que mide la relación entre la energía reactiva que almacena y la energía que disipa durante un ciclo completo de la señal. Un alto factor Q indica una tasa baja de pérdida de energía en relación a la energía almacenada por el resonador. Es un parámetro importante para los osciladores, filtros y otros circuitos sintonizados, pues proporciona una medida de lo aguda que es su resonancia. Fuente de la definición: Wikipedia.

Ateniendo al hecho de que los cables tienen como principal finalidad la conexión de elementos, se plantea la idea siguiente: si se conectara una carga en el extremo del cable que venimos considerando - supongamos para que sea compatible y usual con la geometría de cable tipo N: $Z_{carga} \approx 100 \Omega$ - (que podría pertenecer a una antena u otro dispositivo cualquiera) , ¿cómo se lograría optimizar la transmisión y equivalentemente reducir la reflexión causada por la carga?

Una solución relativamente sencilla sería adaptar mediante trozo de línea adicional (en paralelo) conocido como *stub* (si bien recuérdese que para $f < 400$ MHz hacerlo mediante componentes electrónicos como resistores, inductores o capacitores también es viable) y, de acuerdo con el ejemplo enunciado en la página 21 del presente documento, se realizaría del mismo modo.

Sin embargo, para agilizar cálculos, se ha elaborado y creado un programa en el lenguaje C++ que ahorra tiempo en el cálculo de la distancia y longitud del stub adecuado para adaptar la línea. Su código estará disponible en el apartado de anexos y adjuntos por si quiere ser utilizado o revisado por cualquier usuario.

Introducimos en el programa con los datos supuestos en líneas anteriores:

```
C:\Users\marcb\Desktop\Prácticas + tfg\Programación\adaptar con stub_ avanzado.exe

Calculador de adaptador de linea-carga mediante stubs
| by Marc Barceló Adrover, TFG 2019 |

Introduzca en MHz la frecuencia con la que se operara
100
Introduzca la impedancia característica de linea Z_0
50
Ahora va a introducir la carga, donde tambien se añaden las perdidas de linea y capacidades asociadas.
Si quiere introducirlo ya como ZL= R+jX, escriba 1, si quiere introducir R_L y la capacidad de la linea en picofaradios, escriba 2
1
Introduzca la parte real (resistencia, R) de la impedancia de la carga Z=R+jX
104.29
Introduzca la parte imaginaria (reactancia, X) de la impedancia de la carga Z=R+jX
-70.013
Introduzca el factor de velocidad del medio (v del medio/c). Normalmente en RF: 0.666
0.666
| SOLUCION |
-----  
---Situación-----
La longitud de onda en el vacío sería 3m y la realmente presente en el medio es 1.998m
El coeficiente de reflexión de la linea es 0.522899 con fase -27.8016
Presentará una ROE de 3.19198 y perdidas de 12.9673 dB

<<< Adaptacion mediante stub: >>>
*Nota: Se recomienda que el stub sea cortocircuitado y no en circuito abierto puesto que puede radiar energía (actúa como antena). Sin embargo, se adjuntan ambas soluciones
- Stub cortocircuitado
La longitud del stub cortocircuitado sera, suponiendo velocidad de propagación en el vacío, : 0.326519 m
La longitud del stub cortocircuitado sera, con v real del medio: 0.217462 m

- Stub circuito abierto
La longitud del stub en circuito abierto sera, suponiendo velocidad de propagación en el vacío, : 1.07652 m
La longitud del stub en circuito abierto sera, v real del medio: 0.716962 m

El stub deberá colocarse a una distancia de la carga de 0.30692 metros
Presione una tecla para continuar . . .
```

Ilustración 31. Valores de stub en cortocircuito y circuito abierto para adaptar el conjunto carga-línea

El código se ha examinado minuciosamente y proporciona valores correctos para multitud de ejercicios evaluados. Se deja al lector, siguiendo el ejemplo de la página 21, comprobar si el resultado es correcto.

Con este ejemplo, se ha pretendido “abrir camino” al análisis que pudiera realizarse en una conexión doméstica típica, en el que se buscaría obtener la máxima transmisión y mínima reflexión para evitar dañar el generador mediante una conexión sencilla con algún trozo de cable adicional.

Medida R3) Carga adaptada BNC + influencia del conector SMA-BNC

El ejemplo anterior nos ha servido para comprobar y hacernos la idea de cómo la geometría coaxial puede introducir componente reactiva en forma de capacidad (que, conforme aumente la frecuencia o quasi análogamente la longitud del cable, va recorriendo el ciclo capacitancia-inductancia-capacitancia-inductancia... en sentido horario). Sin embargo, con la siguiente medida, se procurará dejar constancia de ello mediante una representación física más evidente del “condensador” que estamos “inconscientemente” introduciendo para realizar un circuito buscado. Además, para dejar constancia de ello, se evaluará frente a la terminación de una carga adaptada para demostrar el efecto que pudiera tener sobre un circuito real.

Supóngase el caso, que se pretende terminar una línea en una carga adaptada de $50\ \Omega$ reales pero que la conexión es incompatible con la realizada – esta carga, por ejemplo, es de tipo BNC frente a la geometría RF SMA de nuestro circuito- y por ello conectamos un adaptador SMA-BNC alegremente para paliar dicha diferencia. ¿Qué efectos puede introducir dicho adaptador?



Ilustración 32. Conjunto carga adaptada de $50\ \Omega$ BNC-adaptador BNC-SMA.

A priori, con cierta experiencia, la geometría del conector propia (que como ya hemos previsto albergará cierta capacidad), de aproximadamente 3 cm seguramente introduzca una capacidad aditiva a la carga conectada de, aproximadamente 2-3 picofaradios. Además, la longitud l frente a la longitud de onda del medio para la frecuencia que se medirá ($\lambda_m(f = 500\text{MHz}) \approx 40\text{ cm}$) es muy pequeña ($l/\lambda \approx 1/10$) por lo que sus efectos vistos como línea de transmisión (dispositivo distribuido) serán reemplazados por una capacidad “concentrada”.

Veamos, ahora, si nuestras predicciones están en lo cierto.

Se conecta y evalúa dicho circuito en el puerto 1 del analizador y se hace servir de entorno de evaluación los 450-500 MHz (con 46 medidas intermedias o *steps*) de la medida anterior para poder “reciclar” (más bien reutilizar) la calibración de OSL directamente en el puerto y ahorrar cierto tiempo.

Es curioso que el resultado cae tan centrado en carga adaptada que el propio programa, en la opción de “*markers*”, no es capaz de mostrar la capacidad medida. Sin embargo, recurriremos al exportado de los resultados en formato Excel y obtendremos el valor de interés buscado (impedancia o bien directamente la capacidad).

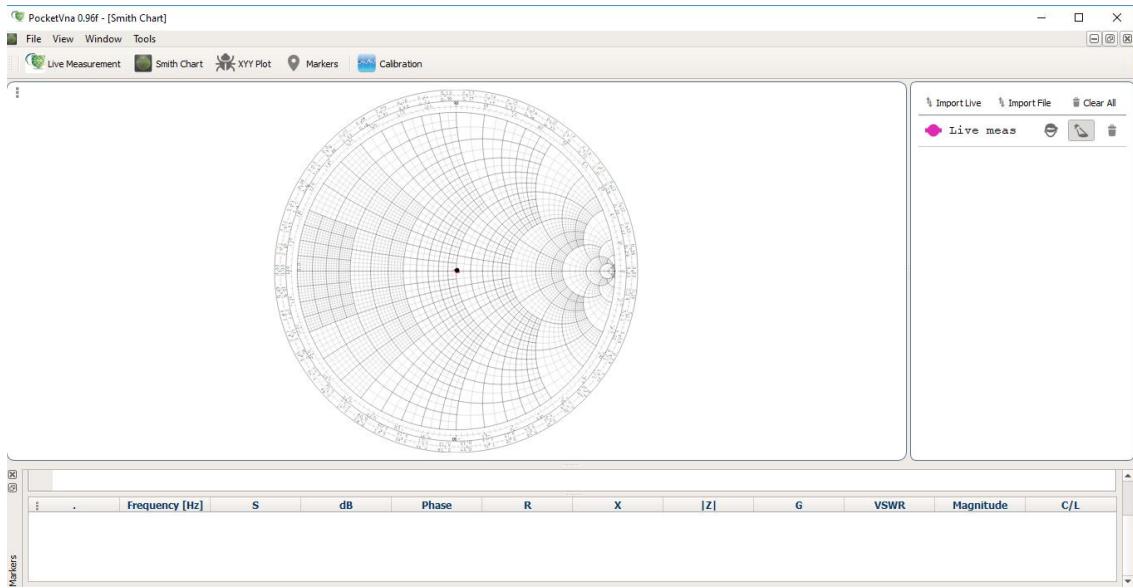


Ilustración 33. Detalle: Medida centrada en carga adaptada e imposibilidad por parte del programa de ofrecernos las lecturas de la medida

Una vez analizados los resultados en formato Excel (y sabiendo que $C = \frac{1}{2\pi f \cdot X}$) se han obtenido resultados de entre 2 y 0.2 nF, fluctuación fruto de la dificultad que supone para el equipo medir “impedancias” con órdenes de magnitud tan bajo. Consecuencia de ello es la siguiente “anomalía” teórica en las 46 medidas 10 de ellas tienen reactancia positiva (se comportan como si hubiera la resistencia de 50 ohmios reales en serie con un inductor) y por ello no son tenidas en cuenta. Partiremos, entonces, de la siguiente suposición: en un entorno de 450 MHz, se tiene (como valor promedio aproximado) $Z \approx 50 - j \cdot 0.37$

1	frq	S11-R	S11-X	loadOhm	Capacidad
2	4,5E+08	50,35323	-1,09055	-324,311	
3	4,51E+08	50,77026	-0,59559	-592,366	
4	4,52E+08	51,61193	-0,34541	-1018,91	
5	4,53E+08	51,71429	-0,42571	-824,69	
6	4,54E+08	51,40232	-0,15535	-2254,37	
7	4,56E+08	51,48347	-0,34131	-1023,6	
8	4,57E+08	50,86477	-0,37506	-929,215	
9	4,58E+08	51,56651	0,141933	2449,531	

Ilustración 34 Ejemplo de las medidas realizadas con el conector SMA-BNC terminado en carga adaptada. Fichero Excel.

$$Y = \frac{1}{Z} = 0.019 + 1.5998 \cdot 10^{-4} \rightarrow C = \frac{B}{2\pi f} = 5.658 \cdot 10^{-14} F$$

El valor es algo más bajo del que esperábamos obtener y probablemente erróneo a la vista de lo que hemos comentado sobre algunos valores de reactancia inductiva que se han desecharido. Debe valorarse, tal como se ha comentado a priori, que “medir impedancias” es una ardua tarea para el dispositivo, y el que las componentes sean más pequeñas dificulta aún más la correcta medida. Además, puede ser que la resistencia de 50 ohmios conectada no sea exacta o perfecta e introduzca algo de componente reactiva (quizás inductiva que anule algo de la capacidad de la carga).

Midamos, entonces, la reactancia introducida por el propio dispositivo, terminado en “abierto”

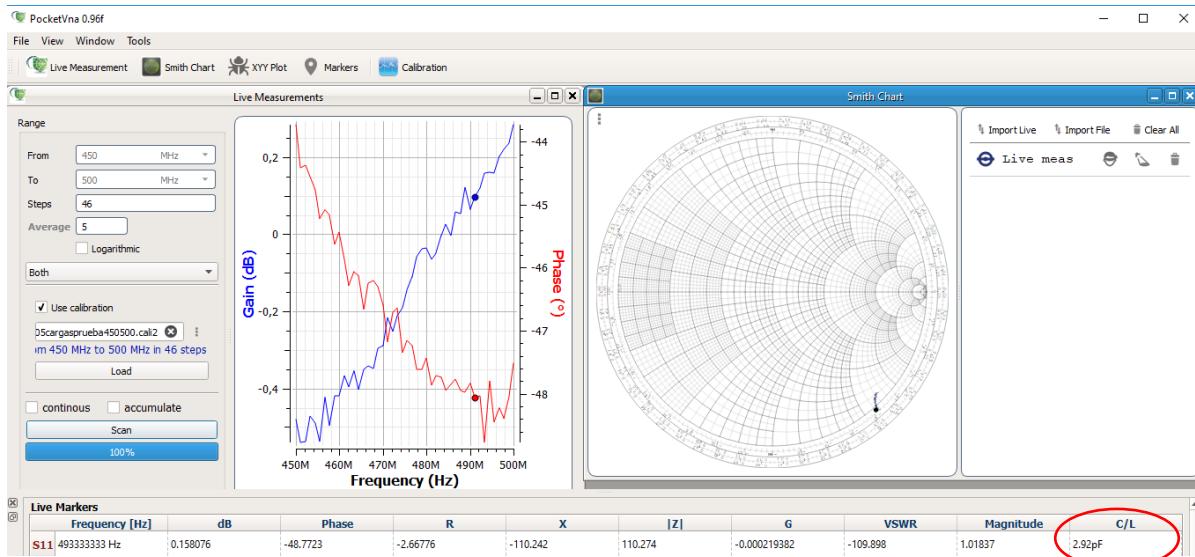


Ilustración 35. Medida del conector SMA-BNC en entorno de 450-500 MHz

Donde sí se obtienen los 2,9 pF previstos (se supusieron entre 2 y 3 pF). Como se puede observar, para dicha frecuencia, el objeto tiene un factor de calidad $Q \approx 40$ (concretamente 41,25), con lo que nos da idea de que su reactancia (“efecto del condensador debido a la geometría”) es 40 veces más importante que sus posibles pérdidas por efecto Joule que serían modelados como resistor en serie.

Medida R4) Carga adaptada BNC + influencia del conector SMA-BNC + Efecto de “T” o bifurcador de conexión.

En las conexiones de RF es frecuente encontrar elementos con conexiones múltiples y adaptadores como pueden ser las comúnmente llamadas “T” debido a su geometría parecida con esta letra.

Como el elemento que a partir de ahora denominaremos “T” posee puertos con salidas BNC (concretamente dos hembras y un macho), será necesario usar el adaptador anteriormente medido y por ello sobre las medidas obtenidas deberemos considerar el efecto de los 2,92 pF.



Ilustración 36. Circuito con “T” a evaluar

El interés de esta medida radicará entonces en determinar el efecto (que prevemos que por geometría volverá a ser una capacidad añadida) de este elemento común al igual que observaremos si su construcción es correcta y no posee ningún desequilibrio al evaluar carga adaptada sobre ambas salidas.

El entorno de frecuencias a evaluar, nuevamente, será entre 450 y 500 MHz debido a que ya se posee la calibración requerida (utilizada en las dos medidas R1 y R3) y a que ya se ha modelizado la aportación (expresado con más rigor: caracterizado como circuito) del conector SMA-BNC intermedio y necesario para analizar nuestro circuito en el puerto 1 del analizador.

Lo cual nos proporciona resultados interesantes.

Midiendo el circuito terminándolo con la carga de 50 ohmios (que como ya se ha dicho en la medida R3, no es muy precisa pero suficiente como para ser usada en ámbito docente) en el brazo izquierdo (tal como se muestra en la imagen precedente), se obtienen los siguientes resultados:

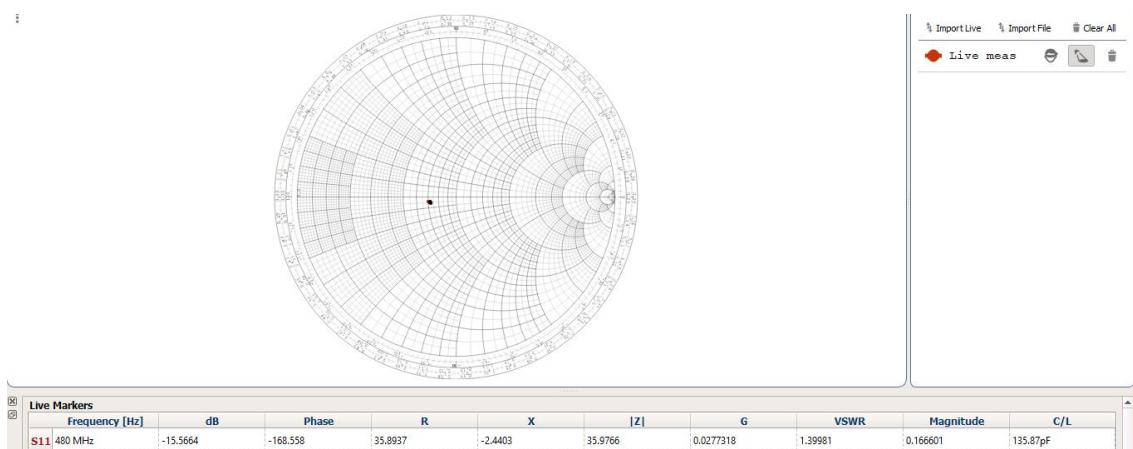
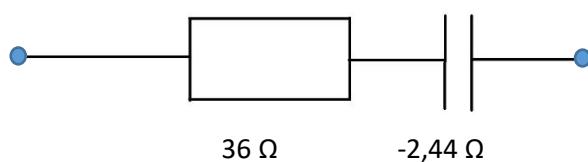


Ilustración 37. Brazo izquierdo de la "T" terminado en carga adaptada evaluado en un entorno de frecuencias 450-500 MHz

Se puede apreciar en la medida una separación significativa del centro de la Carta de Smith (punto de carga adaptada) debida a esos aproximadamente 130 picofaradios (media entre todas las medidas) que añade la T (descontando los 3 pF correspondientes al conector SMA-BNC). Ello nos permite modelizar el elemento para f=480 MHz mediante el siguiente circuito:



Se puede observar cómo el factor de calidad Q posee un valor muy bajo: $Q \approx 0.07$.

Aun así, como ocurrió con la *Medida R3*, el valor de la capacidad buscado es en configuración paralelo (admitancia). Realizando esa transformación $Y = \frac{1}{Z} = 0.0276 + j \cdot 0.001874$

Donde la capacidad que en este caso introduciría el elemento sería de 0,63 pF

Valor que curiosamente cambia cuando se conecta en la otra salida: brazo derecho.

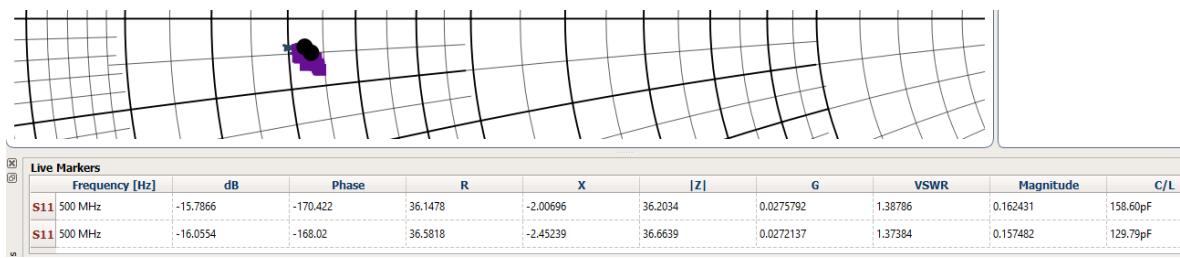


Ilustración 38. Detalle comparación de carga adaptada conectada en la izquierda (medida con mayor C) y derecha (medida con menor C)

A) Análisis brazo izquierdo: $Z = 36.1478 - j \cdot 2.0069 \rightarrow Y$

$$= 0.0275 + j \cdot 0.00153; \quad C_{paralela} = \frac{B}{2 \cdot \pi \cdot f} = 0.487 \text{ pF}$$

B) Análisis brazo derecho: $Z = 36.5818 - j \cdot 2.45239 \rightarrow Y$

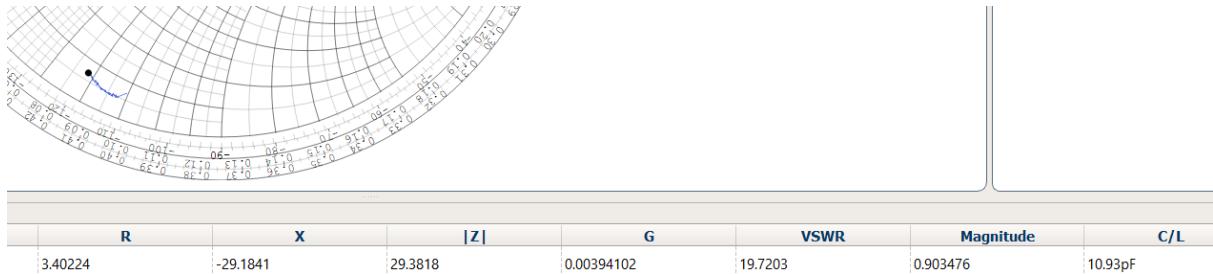
$$= 0.0272 + j \cdot 0.001824; \quad C_{paralela} = \frac{B}{2 \cdot \pi \cdot f} = 0.581 \text{ pF}$$

Para la misma frecuencia límite de 500 MHz, se observa que:

- Hay desequilibrio entre el caso en el que se conecta la carga adaptada en la rama izquierda y rama derecha.
- Dicho desequilibrio es de, aproximadamente 0.1 pF en reactancia (sobre un 16%) y décimas de ohm en resistencia. Teóricamente, al ser el elemento simétrico y con el mismo material (metal), no debería existir tal diferencia en capacidad, por lo que una capacidad de 0.5 pF para cada brazo de la "T" sería un valor razonable que, dada la precisión del dispositivo es una medida más que razonable y coherente con lo que podría esperarse.

Además, para el circuito total, deben tenerse en cuenta los efectos de 2,9 pF introducidos por el conector SMA-BNC, hecho que no se aprecia en las medidas anteriores, pero sí que se observa una particularidad muy relevante: ya no se obtienen medidas inductivas cuando las esperadas - acorde a la teoría - eran de tipo capacitivas. La resistencia conectada, esta vez, "no enmascara" la medida de la capacidad (cuando la corriente que pasa por ella debido a su elevado valor frente a la que se introduce en la carga reactiva paralela es mucho mayor, impide al dispositivo

discernir correctamente si se trata en entorno de capacidad o carga inductiva). Por ello, podemos pensar que disponemos de una mayor precisión de medida (realmente mayor capacidad de discernir) y por ello repetimos la medida R3: evaluaremos el circuito en abierto para hallar la capacidad total del conjunto conector-T. La capacidad introducida por la T, entonces, se obtendrá de restar la correspondiente al adaptador obtenida en R3 a la total C_T .



$$C_{TOTAL} = 10.9 \text{ pF} \rightarrow C_{T_{minim}} = 10.9 \text{ pF} - 2.9 \text{ pF} = 8 \text{ pF}$$

Nótese que se ha expresado la capacidad de la T como “Capacidad de la T mínima”. Esta apreciación se debe a que con la conexión adaptador hembra – puerto de T macho, una parte de la T “se superpone”, apantalla a la conexión adaptador (suponemos aproximadamente 2-3 mm) y por ello si se midiera aisladamente, esos 2-3 mm incurrirían en una capacidad levemente mayor.

Sin embargo, la lectura de 8 pF supone un valor algo mayor a los 4-5 pF que esperábamos acordes a las dimensiones de la T (sobre 5 cm totales sumando sus tres ramas) y a la estructura metálica coaxial que presenta. Si pensamos en la fórmula de la capacidad para líneas de transmisión, llegamos a la conclusión de que el radio del conductor interior de la T será mayor que las del conductor interior esperado (o normalmente medido en los presentes resultados). Posiblemente, dicho conector haya sido diseñado para un entorno de operación de bajas frecuencias (menores a las correspondientes al entorno de microondas principalmente evaluadas en este documento).

**Nota: En esta última medida se ha hecho una distinción entre “brazo izquierdo” y “brazo derecho” para medir en las dos salidas tipo hembra del terminal. Realmente, al permitir el dispositivo “giro libre”, no existen realmente brazo izquierdo y derecho (no hay orientación fija). Esta denominación es instantánea para el momento en el que se ha medido y a no ser que se realice una marca, será imposible distinguir cuál se corresponde con la medida. De este modo, simplemente se ha dejado constancia que existe un “desequilibrio” prácticamente despreciable entre ambas salidas.*

4.1.1 Medidas en Reflexión con antenas.

El objetivo de este sub-apartado es evaluar los parámetros de reflexión que ofrecen antenas de distinto tamaño y características, presentes en el laboratorio. Estamos empleando un apartado distinto obedeciendo a que aunque sean medidas en reflexión, similares a otras ya expuestas, la finalidad de la antena como dispositivo es diferente. Por ello se ha expuesto una introducción teórica específica sobre la base de la teoría de antenas a fin de conocer lo indispensable sobre su geometría y funcionamiento. De este modo, se completa y amplía el alcance del presente proyecto que podría servir como manual de referencia para futuros alumnos. Entre las antenas medidas, se destaca que la finalidad de las más pequeñas (monopolos de “teóricamente” longitud $\lambda /4$), de bajo coste, es proporcionar ganancia a radiocomunicaciones de adaptadores de red (tarjeta WIFI) de ordenadores personales (PC). Si bien su comportamiento idóneo sería con la configuración y condiciones de “antena de Marconi” (explicada en el apartado de *fundamento teórico*), no se tiene referencia de cuál es la altura sobre el plano de tierra considerada por el fabricante. Tampoco la geometría de la salida de una de estas tarjetas se adapta a la estructura Marconi si la antena está inclinada como se muestra en la figura.



Ilustración 39. Aspecto real de la posición de la antena de una tarjeta WIFI

En primera instancia, se considerarán antenas tipo Marconi (de cuarto de longitud de onda, $\lambda/4$) ya que se emulará una superficie que sirva como plano de masa; una chapa metálica será colocada debajo de la antena. Esta estructura, a grandes rasgos y con alguna particularidad ya comentada, permite poder “considerar” (más bien, que se comporte) el monopolo vertical como un dipolo debido a la reflexión en la placa (que reacciona según el efecto de las imágenes eléctricas, creando un segundo monopolo reflejado a una distancia “- L” pese a no existir un segundo brazo físico).



Ilustración 40. Antenas evaluadas

En primera instancia, se considerarán antenas tipo Marconi (de cuarto de longitud de onda, $\lambda/4$) ya que se emulará una superficie que sirva como plano de masa; una chapa metálica será colocada debajo de la antena. Esta estructura, a grandes rasgos y con alguna particularidad ya comentada, permite poder “considerar” (más bien, que se comporte) el monopolo vertical como un dipolo debido a la reflexión generada (hace que resuene “virtualmente” o “eléctricamente” a una distancia “- L” pese no haber circuito físico).

Por lo anteriormente expuesto, una interesante variable a considerar será cómo afecta la distancia entre la placa metálica (de tierra) y la antena. Su variación proporcionará lecturas distintas de los valores de reflexión, que serán recogidas en este documento.

Iniciemos la medida, ahora, de la antena perteneciente a una tarjeta de red (EnGenius) de longitud 14 cm. Sabiendo que está diseñada para operar con redes Wi-Fi, esto es, a una frecuencia de 2,4 GHz (aunque recientemente se hayan introducido las de 5 GHz), se efectuará el barrido en frecuencias de 1 a 3 GHz para analizar su comportamiento. Sería de esperar que su punto más cercano a carga adaptada (coeficiente de reflexión mínimo) ocurriese en las cercanías de la frecuencia de 2,4 GHz.

Debido a la particular conexión de la antena, no puede ser conectada directamente a los terminales SMA del dispositivo de medida (pocketVNA) y, en consecuencia, será preciso realizar un apaño: convertir un adaptador SMA hembra-hembra en macho-hembra para luego conectar con un SMA un macho-macho directamente al puerto 1. Para ello, se ha cortado una pata de una resistencia de potencia (metal prácticamente rígido), se reduce hasta la longitud adecuada y se inserta cuidadosamente en una de las dos conexiones hembra. Dicho procedimiento auxiliar no tiene por qué ser el único válido y por ello, mientras se respete la geometría coaxial adecuada, otros procesos pueden ser seguidos para solventar este primer obstáculo.



Ilustración 41. Se introduce un hilo conductor de espesor adecuado respetando la geometría coaxial

Además, para poder despreciar un posible efecto introducido por estos elementos, se efectúa una calibración con dichos adaptadores y las cargas de prueba (Open, Short y Load) que se entregan junto con el dispositivo.



Ilustración 42. Calibración adecuada del adaptador

Pese a realizarse varias veces a modo de comprobación, se observan glitch⁸ característicos en las medidas de 1 GHz, 1.6 GHz, 2.7 GHz y 2.9 GHz. Como se ha comentado con anterioridad, el conjunto dispositivo-software, tanto en calibración como en medida, presenta mayor número de errores conforme se conectan elementos adicionales, repercutiendo en posibles errores futuros (discontinuidades finitas) en posteriores medidas.

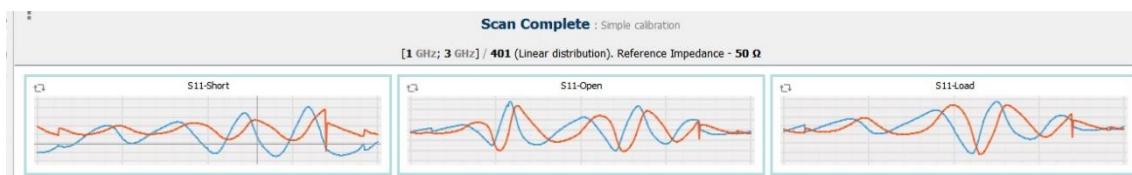


Ilustración 43. Detalle de la calibración OSL y de los glitch presentes

Una vez aplicada la calibración, se evalúa para el rango de frecuencias definido (1-3 GHz) el comportamiento de la antena conectada directamente, direccionada paralelamente a la superficie (polarización horizontal) y sin el plano de tierra que le ofrecería un comportamiento más favorable (más parecido a la antena de Marconi).

⁸ Diferencia estricta entre bug y glitch, si bien suelen usarse indistintamente ambos términos:
· Bug: error no deseado de programación, análisis o diseño de una aplicación informática que altera negativamente el desempeño.
· Glitch: señal transitoria, aleatoria y muy breve en un circuito digital físico o lógico que, como norma general, no resulta perjudicial para el proceso llevado a cabo.

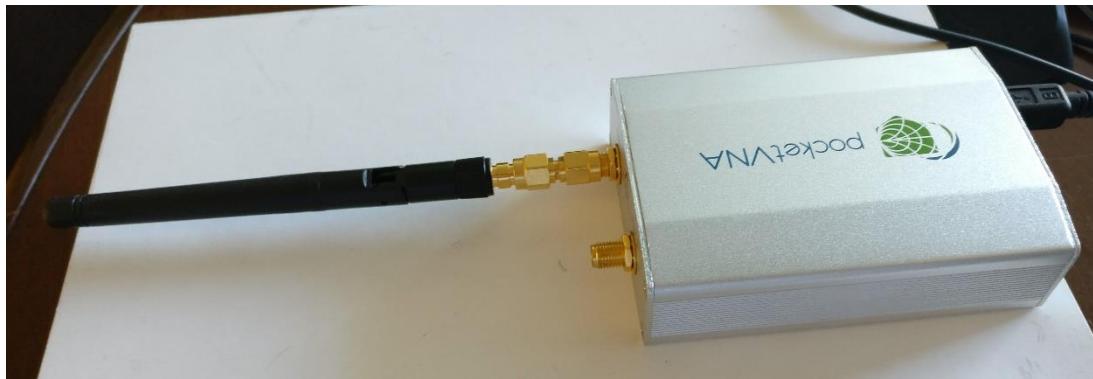
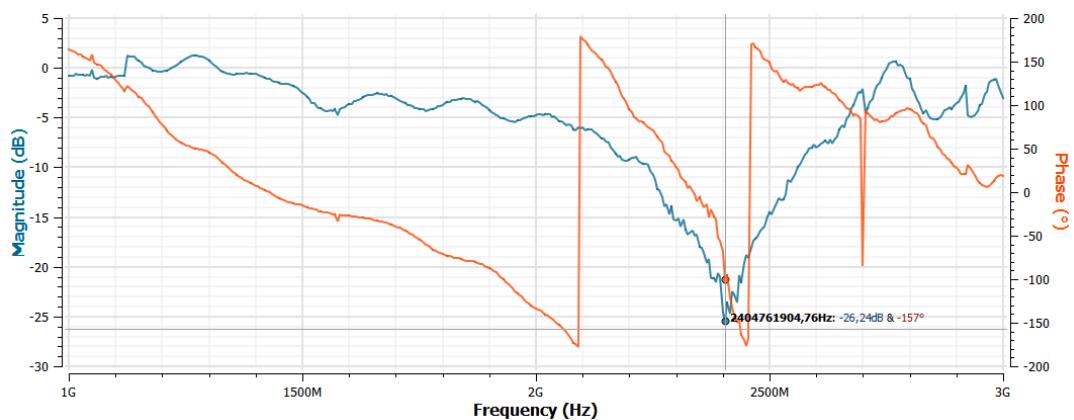


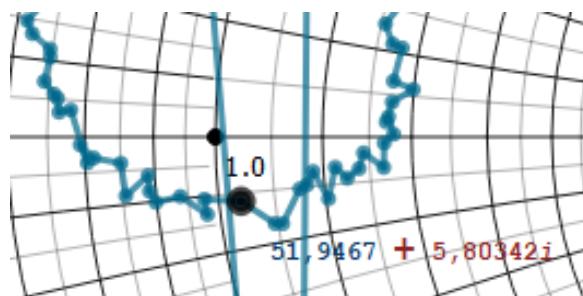
Ilustración 44. Primera evaluación: antena horizontal sin plano de reflexión

De la gráfica del barrido en frecuencias, debería verse su mínimo en magnitud en aproximadamente 2,4 GHz:



Y la representación en la carta de Smith implica:

Frecuencia	2,4 GHz
dB	-24,637592
Fase	-68,128
R	51,91
X	-5,6691397
$ Z $	52,226197
ROE (VSWR)	1,1245633
C	11,69 pF



Sabiendo que $\Gamma = \frac{VSWR-1}{VSWR+1}$, se obtiene un coeficiente de reflexión de 0,0586 -> se reflejará un 0.34374% de la potencia incidente.

Vamos a intentar aproximarnos un paso más hacia la teórica antena monopolo al enderezarla (direccionarla perpendicular a la superficie). Su polarización ahora, consecuentemente, será vertical (el plano eléctrico se propaga perpendicular a tierra).

No hay que perder de vista que una vez observado en todas las gráficas el mínimo en 2,4 GHz, estamos buscando primero evaluar qué disposición/configuración/geometría ofrece mejores prestaciones en términos de transmisión/reflexión y a su vez, si los datos obtenidos guardan

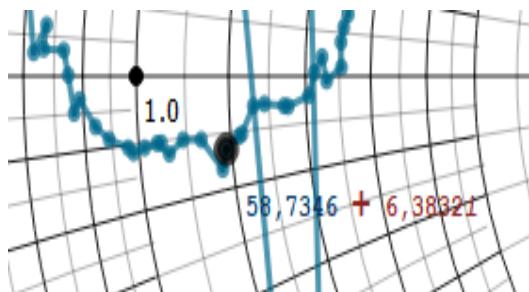
algún grado de correspondencia con la teoría de antenas. Esto, a su vez, permitirá ayudar a determinar si el dispositivo pocketVNA posee características adecuadas para su uso como material docente y para limitar su rango de uso.

Volvamos, tras este pequeño inciso recordatorio, a los resultados arrojados por la nueva geometría:



Ilustración 45. Antena perpendicular al plano de tierra (polarización vertical)

Que se evalúa nuevamente para el intervalo de 1-3 GHz y se extrae de ella su carta de Smith y características para 2,4 GHz:



Frecuencia	2,4 GHz
dB	-19,687116
Fase	-31,093727
R	59,364639
X	-6,4254607
Z	59,71138
VSWR	1,2313158
C	10,32 pF

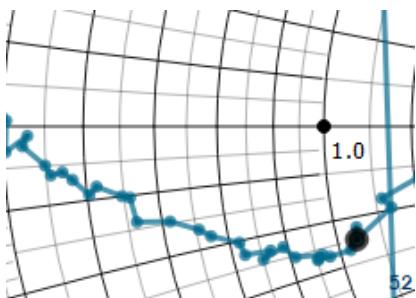
En este experimento, el coeficiente de reflexión ha aumentado hasta 0,1 lo que implica que se reflejará un 1% de la potencia incidente. Este resultado despierta cierto interés ya que se esperaban medidas más favorables que con la disposición longitudinal de la antena. Sin embargo, no hay que olvidar que esta antena es, grosso modo, un cable longitudinal doblado y este preciso fenómeno puede producirle alguna variación sobre el resultado esperado.

Ahora bien, para los fines adecuados de recepción de señal, requiere de la presencia de un plano de tierra de dimensiones de algunas longitudes de onda que favorezca la perfecta reflexión (imagen invertida del monopolo) y haga resonar la antena en $\lambda/2$. Pese a estar midiendo en reflexión, ¿introducirá esta nueva configuración algún cambio significativo?

Procedamos a su montaje y posterior medida. Además, en la siguiente imagen se podrá observar la presencia de un objeto “aparentemente metálico”: sirve de peso para fijar y ubicar correctamente la antena (centrada en el plano) y que no se mueva o deslice.



Ilustración 46. Se coloca un peso encima del dispositivo para evitar su desplazamiento (pesa poco y puede ser fácilmente traccionado por el cable) y asegurar que la antena se ubique con la mayor cobertura posible de plano de tierra



Frecuencia	2,4 GHz
dB	-18,27654
Fase	-73,697656
R	52,04565
X	-12,367227
Z	53,49484
VSWR	1,2777682
C	5,36 pF

Y nuevamente se obtiene una sorpresa: el coeficiente de reflexión para esta medida es de 0,12 lo que conlleva un 1,44% de reflexión de potencia.

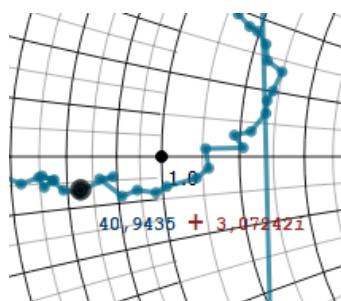
Conviene caer, además, en que dicha antena está destinada a ser montada probablemente en una salida (puerto) de una tarjeta de red (en la parte trasera de un ordenador) para proveer ganancia a la señal recibida. Por ello, se situará a algunos centímetros más arriba de la placa metálica, superficie que artificialmente crea el plano de reflexión antes comentado.

Se quiere pensar que el fabricante ha tenido en cuenta este hecho y que ha calculado y diseñado convenientemente la antena para ofrecer sus mejores prestaciones para el caso comentado.

Para emularlo y posteriormente evaluarlo, se eleva el conjunto dispositivo-antena mediante la inserción de 6 discos en su parte inferior. Se contemplará que, aun así, sigue sin obtenerse una mejora significativa de la lectura.



Ilustración 47. Antena EnGenius sobre plano de tierra emulando una antena de tipo Marconi



Frecuencia	2,4 GHz
dB	-19,819095
Fase	-157,76417
R	41,251242
X	-3,2213461
Z	41,37683
VSWR	1,2274309
C	20,58 pF

Que sigue devolviendo un 1% de la potencia que le entra.

Valor que curiosamente sí que mejora con reducir la altura a la mitad, es decir, montado sobre únicamente 3 discos. Este hecho despierta cierta intriga si se tiene en cuenta que se halla más próxima al suelo que lo que realmente hace en el ordenador ¿Tendrá algo que ver con la altura de resonancia?

Veamos: tal como ya se ha indicado antes, la longitud de onda (en vacío) para 2,4 GHz es 12,5 cm. Cada floppy, medido con una regla, tiene de media algo más de 3,5 mm que redondearemos convenientemente a 4 mm. Entonces, 6 floppys de espesor 4 mm elevan 2,4 cms el dispositivo, lo que es prácticamente 1/6 de la longitud de onda en el vacío. 3 floppys apilados proporcionarán una altura de, entonces, 1,2 cm, casi 1/10 de la longitud de onda propagándose en el vacío con una frecuencia de 2,4 GHz. Sin embargo, el medio de propagación posee una velocidad distinta de c, del orden de 2/3 de su valor, por ende, su longitud de onda del medio aproximada será de 7,66667 cm. Esta longitud de onda es ligeramente mayor a 3 veces el espesor de los 6 floppys y consecuentemente 6, "algo" veces el espesor de los 3 floppys.

Con todas estas indagaciones no se ha logrado determinar qué puede favorecer que haya mejor "adaptación" con 3 floppys en vez de con 6. Se intuye que se deberá a los distintos cálculos del fabricante pensando en su altura de operación. Pero sí que nos ha servido para un aspecto muy importante en la radiofrecuencia: abandonar el sistema métrico conocido para

pensar en “longitudes de onda” que, a priori, nos proporcionarán más información sobre el estado instantáneo de las ondas propagadas.

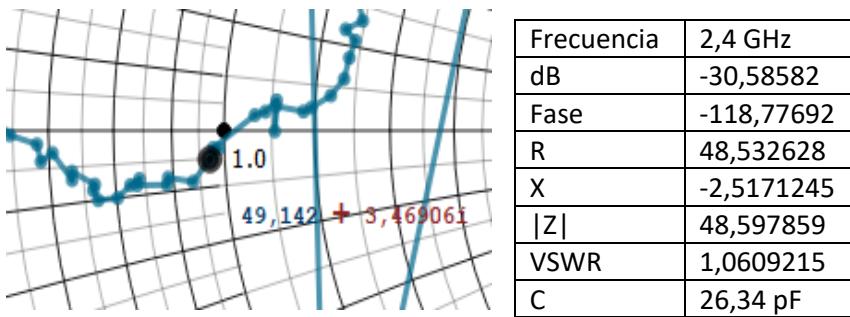


Ilustración 48. Estudio del montaje sobre 3 floppys

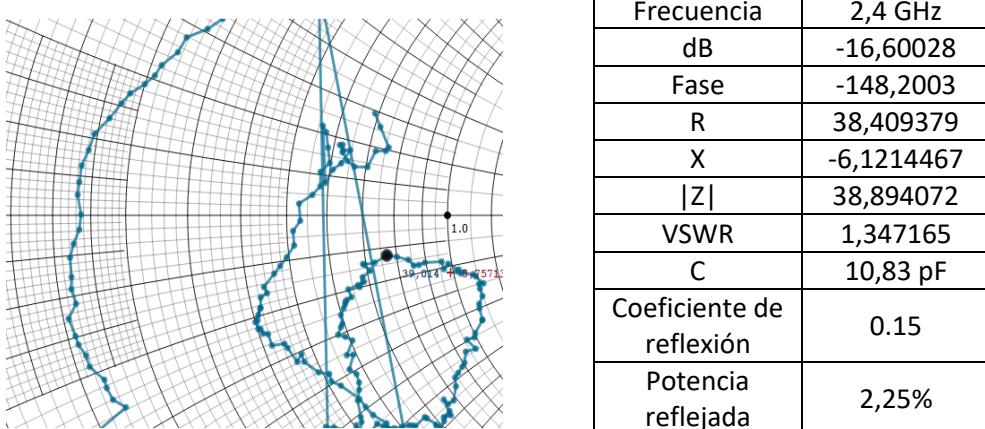
Ofreciendo un coeficiente de reflexión de 0.03 y por tanto un 0.09% de la potencia incidente será reflejada, algo así como una décima parte de la devuelta sobre seis (el doble de) floppys, o equivalentemente, 1,2 centímetros mayor.

Debemos decir aquí que las medidas realizadas con la placa metálica más o menos cerca del monopolo que radia son sólo una aproximación que no corresponde exactamente a excitar ese monopolo con el conductor central de la línea de transmisión coaxial y esa placa con el conductor exterior (malla) de dicha línea. Aun a sabiendas de ello hemos mostrado cómo se puede variar la impedancia ofrecida por la antena con sólo aproximar más o menos la placa de “tierra” o plano conductor de la estructura Marconi subyacente.

Una vez exploradas en modo reflexión algunas posibilidades de esta antena Marconi, cuyas mejores lecturas en cuanto a impedancia ofrecida se han encontrado para el caso de: antena vertical con plano de reflexión montada sobre 3 disquetes de 3.5" (*floppy disks*), evaluemos las prestaciones de las restantes antenas mostradas en la Ilustración 1.

De aproximadamente las mismas dimensiones que la antena ya medida, están las gemelas *TP-Link* (marca bastante conocida), cuyas medidas deberían dar razonablemente valores semejantes a la anterior y sobre todo entre ellas

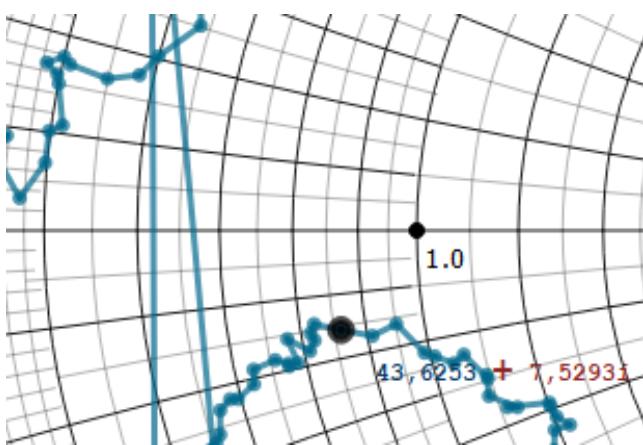
Realicemos la construcción anterior con el caso con menor reflexión, sobre tres “*floppys*”, pero ahora con una antena TP-Link de la misma longitud. El barrido en frecuencias realizado entre 1 y 3 GHz dará como resultado la siguiente representación dinámica de la Carta de Smith, particularizado para 2,4 GHz:



Caso nada favorable si se compara con los valores máximos de potencia reflejada de 1,44% de la antena anterior.

Pudiera ser que el fabricante, al ser distinto en ambas antenas, hubiera realizado cálculos distintos y de aquí surja la diferencia observada. O también pudiera ser que simplemente esta segunda antena sea de menos calidad que la anterior o presente algún defecto. ¿Cómo lo sabremos? Evaluando la antena en otras condiciones que repercutan en menor coeficiente de reflexión y analizando también su antena gemela para determinar si es deficiencia en la propia antena o si más bien se trata de un modelo de menor calidad.

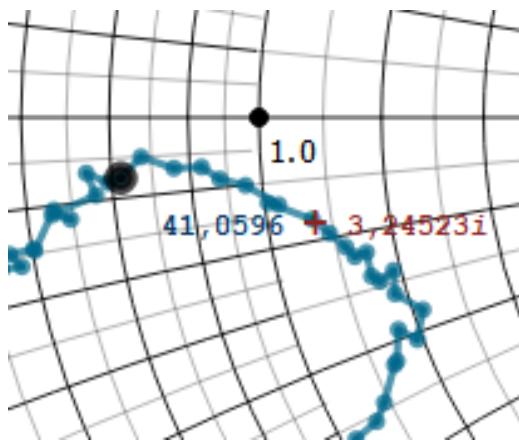
Busquemos ahora una configuración o geometría en que se tengan mejores prestaciones. Para ello, montamos la antena sobre 6 disquetes en vez de 3. Se omite la foto gráfica de la construcción debido a que es igual a la *ilustración 47* exceptuando que se tienen los caracteres “TP-Link” grabados en el plástico exterior de la antena.



Frecuencia	2,4 GHz
dB	-19,051325
Fase	-127,3295
R	43,022721
X	-7,7277672
Z	43,771245
VSWR	1,2510882
C	8,58 pF
Coeficiente de reflexión	0.11
Potencia reflejada	1,21%

Donde se aprecia una mejora del coeficiente de reflexión del 41,78% de las medidas anteriores. Curiosamente una antena se comporta mejor con 3 disquetes de altura y otra con 6. Podría realizarse un estudio más exhaustivo de ir variando ligeramente la altura donde se sitúa la antena con el fin de hallar su óptimo de altura, pero no el objeto de las presentes prácticas y supone de menor interés que otras medidas realizables. Más seductora es la idea de evaluar cómo se comporta su antena gemela, qué diferencias puede presentar (deberían ser mínimas al ser idénticas) y cuál de las dos posee mejores prestaciones.

Evaluemos, para un barrido en frecuencias de 1 GHz a 3 GHZ de la antena TP-Link gemela (llamémosle, por ejemplo, TP-Link 2) montada sobre 6 *floppys*, plano de reflexión y con polarización vertical, su representación y evolución en Carta de Smith y particularización en el punto de 2.4 GHz.

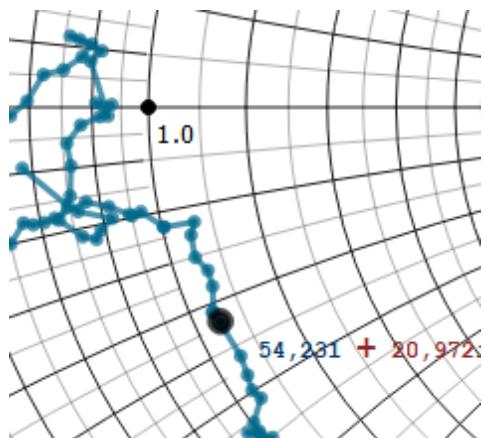


Frecuencia	2,4 GHz
dB	-19,020478
Fase	-156,24406
R	40,555304
X	-3,7039413
$ Z $	40,724094
VSWR	1,25209
C	17,90 pF
Coeficiente de reflexión	0.11
Potencia reflejada	1,21%

Los resultados, tal como se puede comprobar, ofrecen lecturas prácticamente iguales exceptuando el caso de la Capacidad asociada es del orden del doble de la medida anterior, la fase es un poco inferior (-30 grados aproximadamente), lo que conlleva que puedan utilizarse indistintamente tanto una como la otra. Cabe recordar que las medidas presentes solo y únicamente miden los parámetros de reflexión de la antena y habría que evaluar muchísimos más para establecer cuál de las antenas posee mejores propiedades.

Una pregunta que podría surgir es la siguiente: en crudo, realmente, la antena es un cable "curvado/doblado" y esa curva probablemente afecte a la impedancia que ofrezca, a cómo radia y cómo recibe (además de que lógicamente cambia de polarización horizontal a vertical).

Por ello, se adjunta a modo de curiosidad, qué parámetros de reflexión se obtiene si se coloca la antena en disposición longitudinal (misma que ilustración 36) con su altura de 6 discos (2,4 cm) y plano de tierra (reflexión con chapa metálica). De esta construcción se extrae:



Frecuencia	2,4 GHz
dB	-13,515069
Fase	-71,4339
R	52,489984
X	-21,974406
$ Z $	56,904068
VSWR	1,534792
C	3.1 pF
Coeficiente de reflexión	0.21
Potencia reflejada	4,41%

Que consecuentemente ofrece peores rendimientos en términos de que devuelve hasta un 3,2% más de la potencia que si se coloca transversal para emitir polarización vertical.

Pasemos ahora a examinar el comportamiento de las tres antenas de mayor longitud (aproximadamente 4 veces mayores a las ya estudiadas, de 56 centímetros, o equivalentemente 4,5 longitudes de onda) que pueden ser vistas en la ilustración 35. Dos de ellas son de la misma longitud, mientras otra sobresale aproximadamente 7 centímetros más. Esto es, sabiendo que

a 2.4 GHz la longitud de onda en vacío es 12,5 cm, un poco más de media longitud de onda adicional respecto a las dos antenas largas restantes.



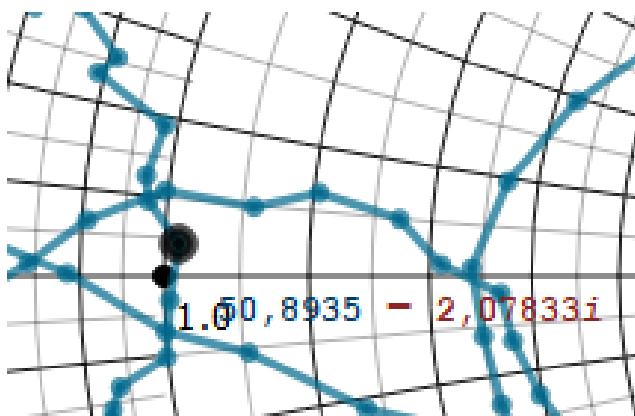
Ilustración 49. Detalle de una de las dos antenas largas

Se advierte que dicha construcción (debido al peso ya considerable de la antena) ofrece ya momentos de flexión considerables tanto en el adaptador como en los terminales del dispositivo. Por consiguiente, no se recomienda evaluar antenas de mayor longitud o (aún más relevante) por su peso. Tampoco sería del todo válido sujetar la antena con un material intermedio entre el plano de tierra y antena, pues estaría variando la reflexión “ideal” buscada.

Ahora bien, es momento de experimentar con ambas antenas de 56 cm. Dado que no se poseen especificaciones técnicas o identificativas de cada una, las llamaremos, por defecto, antena A y antena B.

Antena (A) de 56 cm

Se coteja, sea por construcción o calidad de la antena, ensayando sobre los 6 disquetes y el plano de reflexión ya comentado, que sus prestaciones son significativamente mejores. Examíñese el punto donde cae la frecuencia de 2.4 GHz en la Carta de Smith y denótese su proximidad con el centro de la carta (carga adaptada, donde la reflexión es nula).



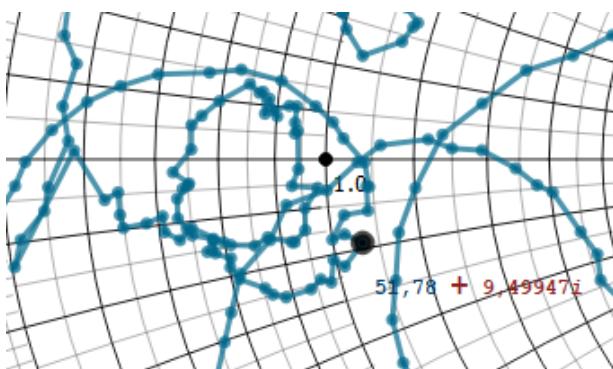
Frecuencia	2,405 GHz
dB	-32,923328
Fase	65,519369
R	50,901319
X	2,0936496
$ Z $	50,944358
VSWR	1.0462152
L	138,55 pH
Coeficiente de reflexión	0.02
Potencia reflejada	0,04%

Con estos valores experimentales, puede despreciarse totalmente el fenómeno de reflexión en dicha antena para la frecuencia (2,4 GHz) en cuestión.

Se investiga ahora si la antena de la misma longitud, Antena (B), posee tan buenas características en reflexión. Para ello, se aplica el mismo procedimiento y entorno de evaluación que la anterior medida.

Antena (B) de 56 cm

Teniendo en mente las explicaciones anteriores, directamente extraemos lo que nos interesa, la Carta de Smith:



Frecuencia	2,4 GHz
dB	-20,518443
Fase	-66,077403
R	53,144961
X	-9,23490
$ Z $	53,94136
VSWR	1.208
C	7,18 pF
Coeficiente de reflexión	0.09
Potencia reflejada	0,81%

Es fácilmente interpretable que dicha antena no posee tan buenas características como la anterior. La potencia de reflexión sigue manteniéndose en un valor bajo, aún mejor que las antenas de 14 cm evaluadas, pero podría ser mejor si se tantea de la Carta de Smith que presenta mejores valores en frecuencias de 2.06 GHz, 2.355 GHz y 2.6 GHz. Dichas frecuencias corresponden a los puntos de la envolvente más próximos al centro (1.0), que representa carga adaptada. En ellos, el coeficiente de reflexión se mantiene en valores de 0.03 y por ello un 0.09% de la potencia que recibe la antena es devuelta al generador.

¿Significa esto que dicha antena, con total seguridad, será peor que la anterior? No tiene por qué. Quizás las condiciones de contorno (6 floppys de altura respecto al plano de reflexión, el propio plano de reflexión, etc ...) no sean las operacionales calculadas por su fabricante mientras que sí lo son para el fabricante anterior. Nuevamente, se propone como ejercicio interesante, ir variando (especialmente la altura sobre el plano de reflexión) las condiciones de contorno evaluadas para obtener dónde se ubican sus óptimas prestaciones. A nosotros, este resultado nos sirve como comparativa y para contrastar todas las antenas en un mismo punto de operación. Todo esto debería ir acompañado de un estudio paralelo de cómo radia la antena, cosa que cae fuera de nuestras posibilidades y que suponemos que no varía mucho, pero debe hacerlo puesto que lo hace la impedancia ofrecida por la antena.

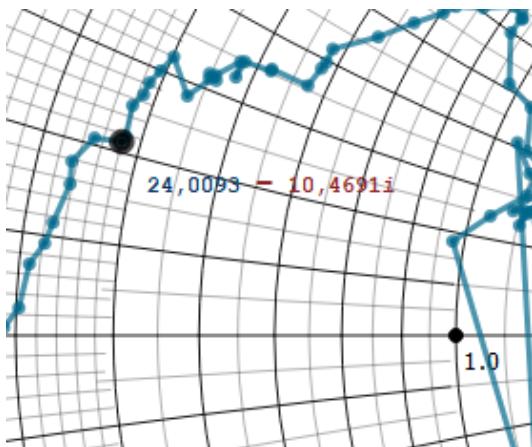
Pasemos ahora a la última antena por examinar, de 63 centímetros aproximadamente. Tal como se ha indicado, posee 6-7 centímetros más que las dos anteriores, lo que supone media longitud de onda en vacío mayor. Sería de interés evaluar la velocidad de propagación en la

propia antena para así determinar la longitud de onda en el medio y de ahí poder aportar mayor precisión y seguridad en las afirmaciones cualitativas. Normalmente, en líneas de transmisión coaxiales de RG174 o RG58 u otros conocidos, la velocidad de propagación es aproximadamente 0,67 veces la de la luz y consecuentemente la longitud de onda en el medio es el mismo factor por la longitud de onda en vacío. Lo que nos llevaría, en nuestro caso, que 2,4 GHz \rightarrow 12,5 cm de longitud de onda en el vacío \rightarrow 8,33 cm de longitud de onda en el medio.

Dejando de lado estas interpretaciones y comentarios, nos centraremos en el análisis de la antena de 64 centímetros.

Medida 4) Antena de 64 cm

Centrándonos en la evaluación de la última antena, se muestra sin más dilación la Carta de Smith obtenida y particularizada para el punto de 2,4 GHz de frecuencia.



Frecuencia	2,4 GHz
dB	-8,5039533
Fase	149,93362
R	23,972264
X	10,506526
Z	26,17395
VSWR	2,2034
L	7,18 pH
Coeficiente de reflexión	0.38
Potencia reflejada	14,4%

Lo que arroja el que posiblemente sea la peor medida de reflexión de las antenas evaluadas. Dicho de otra forma, sería la que conectándola y alimentándola a 2,4GHz, más potencia reflejada presentaría y por tanto deberíamos evitar usarla. De nuevo, se repite el concepto que puede ser que no se esté evaluando la antena en sus condiciones óptimas (aunque sí a su frecuencia de operación) y para las que ha sido fabricada y por ello arroje peores resultados frente a las demás.

Sin embargo, si tuviéramos que decidir una antena a priori (sin analizar los parámetros en transmisión y recepción de una antena) únicamente fijándonos en los parámetros en reflexión elegiríamos, para poner transversalmente a una altura aproximada de 2,4 cm sobre el plano de reflexión, a la antena A) de 56 cm y si se precisara de una de menor longitud, a la antena de 14 cm del fabricante *EnGenius*.

4.2 Medidas en transmisión

Además de las medidas en modo reflexión que hemos visto para caracterizar dispositivos de dos terminales, el dispositivo pocketVNA permite realizar medidas en modo transmisión, en el que se evalúa la diferencia que presenta una onda generada (y por tanto conocida) en el puerto 1 y la onda recibida en el puerto 2 tras propagarse por un determinado dispositivo, que como tiene dos puertos (uno de entrada y otro de salida) suele llamarse cuadripolo. Como objetivo de esta medida se busca el parámetro del cuadripolo conocido como s_{21} . Midiendo esa diferencia se puede calcular, para cada frecuencia, parámetros interesantes como la atenuación, fase y otras magnitudes que veremos a continuación.

La siguiente ilustración que procede de un documento de una empresa pionera en medidas de microondas (Hewlett-Packard) nos permitirá ilustrar brevemente cómo obtiene la medida de la transmisión (parámetro s_{21}) de un cuadripolo (“device under test”, DUT). Este documento que está disponible en el Laboratorio se titula: “*S-Parameters... circuit analysis and design – application note 95*” y la figura a la que nos referimos es ésta:

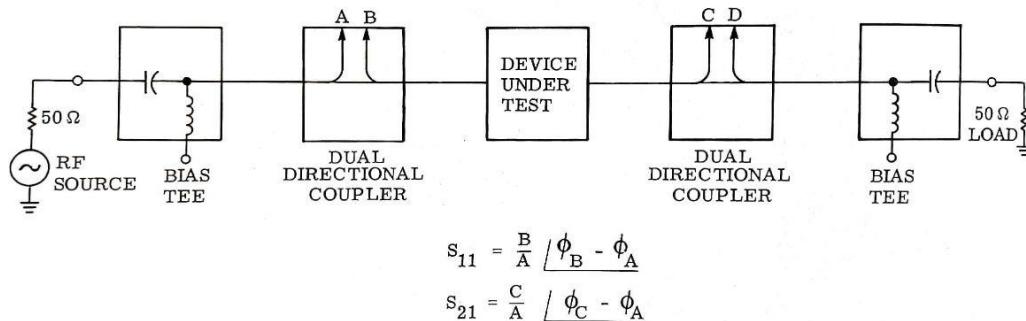


Ilustración 50. Diagrama de bloques de medida de parámetros s_{11} y s_{21} extraído del documento S-Parameters... circuit analysis and design – application note 95 de Hewlett-Packard.

El generador (“RF source”) excita el cuadripolo a medir con una señal de amplitud A y fase ϕ_A que se miden mediante el acoplador direccional que hay entre ellos y que también mide la amplitud B y la fase ϕ_B de la señal que retorna hacia el generador. La relación entre esas dos amplitudes y sus fases determinan el parámetro s_{11} porque, como la salida tiene una carga adaptada de 50Ω , no hay potencia que llegue hacia el cuadripolo desde la derecha.

El acoplador direccional que hay entre el cuadripolo a medir y la carga de 50Ω mide la amplitud C de señal transmitida desde el puerto de entrada al de salida, así como su fase ϕ_C . Como no hay potencia que llegue hacia el cuadripolo desde la derecha, el parámetro s_{21} surge de la relación entre las amplitudes C y A y de sus fases. Esta será la medida en la que profundizaremos bajo la hipótesis de que el dispositivo pocketVNA es capaz de medir la amplitud C y fase ϕ_C de la señal que llega a su “port2” y la amplitud A y fase ϕ_A de la señal que entrega por su “port1”. Hay que señalar que la documentación disponible no dice nada de esto.

Para medir en modo transmisión la calibración requerirá medir primero en modo “open”, sin tener ningún elemento conectado en los terminales, aunque este paso no es imprescindible y se puede omitir. A continuación, para los datos de calibración en el modo “Use as through”, se conectarán ambos puertos mediante cables y conectores de bajas pérdidas que NO quieran ser medidos en sí mismos, sino servir de apoyo para medir y analizar el cuadripolo de interés.

Una vez guardada la calibración anterior, “incrustaremos” entre el port1 y el port2 el cuadripolo bajo prueba y procederemos a su medida en modo transmisión.

Análogamente al procedimiento seguido en el apartado de *Medidas en Reflexión*, empezaremos primero por medidas sencillas o fáciles de entender, yendo de menor a mayor complejidad de montaje y de interpretación.

Medida T1) Medida de un “Splitter” de potencia con 6 dB de atenuación

Buscaremos, en primera instancia, la medida de un circuito sencillo de obtener que nos dé unos resultados que podamos comparar con lo que debemos esperar de él. Buscamos ver si mediante el empleo de un “through” adecuado entre el port1 y el port2 somos capaces de medir una caída de potencia de 6 dB ($s_{21}=-6\text{dB}$) producida por un atenuador (un “splitter” pasivo de 6dB) que incrustaremos entre esos dos puertos del dispositivo pocket VNA. De esta forma compararemos los resultados esperados analíticamente y los obtenidos de manera experimental. En definitiva, vamos a cuantificar el desempeño del dispositivo pocketVNA en modo transmisión.

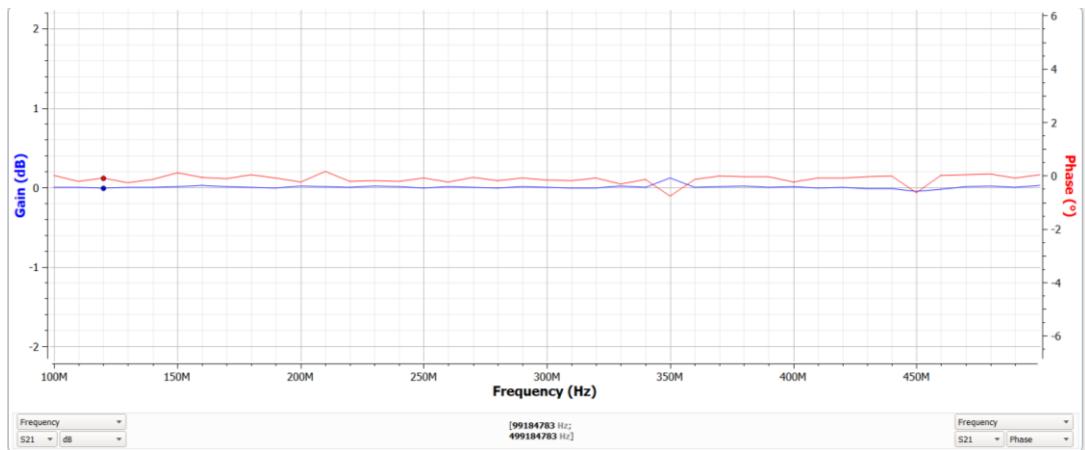
Se utilizará como calibración inicial la del siguiente “through”: un cable que conecte el puerto 1 y 2 del dispositivo y con la menor cantidad de pérdidas posible. Se compone de dos cables SMA-N de 22 cm y bajas pérdidas, junto a dos adaptadores N-BNC de longitud prácticamente idéntica a la longitud de cable del elemento que se medirá posteriormente: el splitter de 6 dB por puerto. Su estructura física aparece en la siguiente ilustración.



Ilustración 51. Through utilizado en la medida

Las condiciones de medida son: un barrido de 100 a 500 MHz con 41 medidas (steps) y un promediado de medida (Averaging) de 5 muestras por cada una representada.

Tras calibrar el pocketVNA en modo transmisión con el “through” ya descrito, procedemos a medir ese mismo “through” como si fuera el nuevo cuadripolo desconocido (DUT). Al medirlo frente a su propia calibración como “through” deberían obtenerse valores S_{21} de módulo cercano a la unidad (0 dB de magnitud) y fase prácticamente nula. Los resultados obtenidos en esta medida se dan en la siguiente ilustración.



Como puede observarse, el resultado experimental se corresponde con el teórico: la calibración es válida. La ganancia (o atenuación si es negativa) se mantiene en un valor muy próximo a 0 al igual que la fase, siendo ésta última más susceptible a tomar valores mayores, aunque mucho menores que un grado.

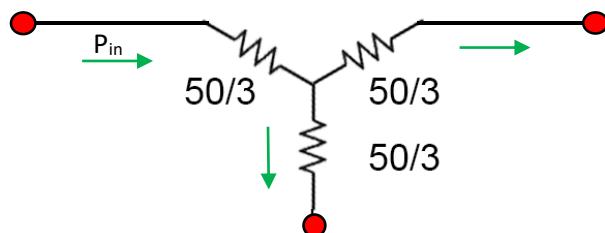
Es hora de conectar el divisor (splitter) siguiente reemplazando la unión de conectores N-BNC-N de longitud eléctrica prácticamente idéntica, como muestra la siguiente ilustración.



Ilustración 52. Comparación longitud eléctrica splitter con la de los adaptadores

Se puede apreciar una pequeña diferencia de longitud entre ambos elementos de unos 3 mm aproximadamente. Ateniéndonos a que la longitud de onda en vacío a la frecuencia de 100 MHz es 3 m (límite inferior), en 500 MHz es 60 cm (límite superior) y a que en la línea de transmisión la velocidad de propagación aproximada será de $v \approx 0.66c$, deducimos que las longitudes de onda en el medio serían 1,98 metros y 40 cm respectivamente. Por ello, los 3 mm de diferencia entre ambos conectores deberían tener un efecto despreciable.

La “geometría eléctrica” del “splitter” utilizado es la siguiente:



La cual nos permitirá calcular analíticamente los parámetros de medida en transmisión con gran facilidad en función de las cargas conectadas en sus tres puertos.

a) Medida con carga adaptada

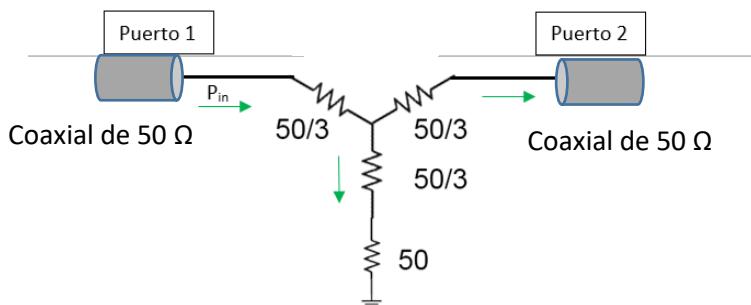
Se añade en el puerto “SYNC OUT” una carga BNC de 50 ohmios (carga adaptada de color verde). Toda la potencia que le incida será absorbida por dicha carga y no presentará reflexión alguna.



Ilustración 53. Medida del splitter con carga adaptada

Por ello, debemos esperar que, de acuerdo a la información proporcionada en el splitter, haya una caída de 6 dB en atenuación (es decir: como pérdida de potencia transmitida).

Usando la figura siguiente, cuyo puerto 2 tiene conectada una carga adaptada, podemos deducir este valor razonando así:



La potencia incidente P_{in} que sale del port1 y llega a la red en “T” del “splitter” ve una impedancia adaptada formada por $50/3$ de ohmio en serie con $2/3$ de ohmio que provienen de la conexión en paralelo de dos ramas de $(50+50/3)=(4/3)\times50\Omega$. Por ello, la tercera parte de P_{in} se disipará en los $50/3 \Omega$ del brazo izquierdo de la red en “T” por donde entra P_{in} . Por su simetría eléctrica, la rama vertical de la red en “T” disipará $1/3$ de P_{in} y la rama de salida hacia el puerto 2 disipará el $1/3$ de P_{in} restante.

Centrándonos en la rama vertical de la “T” que disipa $1/3$ de P_{in} , esta rama tiene en serie cuatro “trozos iguales” de resistencia de $50/3\Omega$ cada uno. Cada trozo disipará por tanto $(P_{in}/3)/4$, por lo que la resistencia de 50Ω de la rama vertical (tres de esos “trozos” en serie) disipará $P_{in}/4$. Este valor será también la potencia transmitida al puerto 2, justificando los 6dB de pérdidas.

Al realizar la medida experimental para un entorno de 100 a 500 MHz se obtiene la siguiente gráfica:

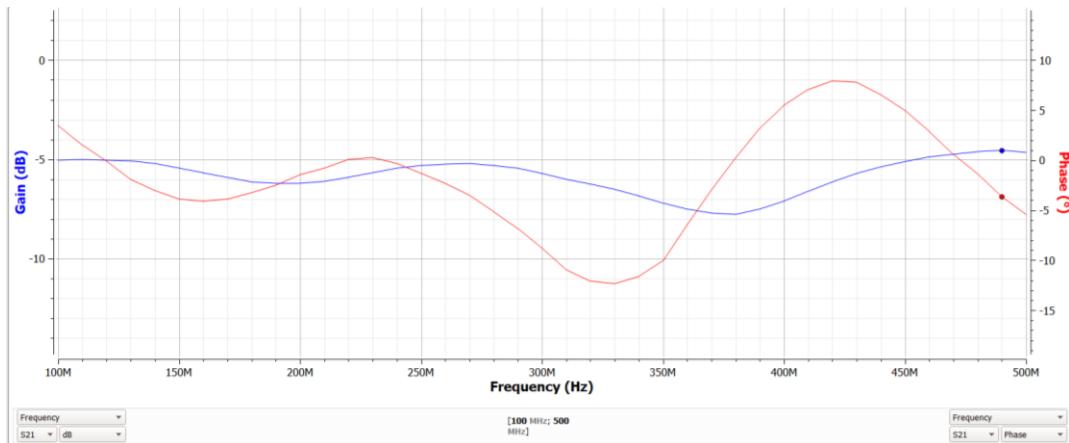


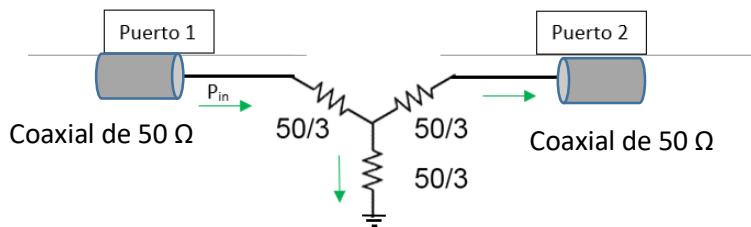
Ilustración 54. Barrido en frecuencias de 100 MHz a 500 MHz con carga adaptada

La medida, aproximadamente, marca unos 5,7 dB de promedio de atenuación, valor bastante cercano al que se esperaba. Sin embargo, además de esos 0.3 dB de discrepancia también presenta una sorprendente oscilación que no tendría una justificación lógica sencilla.

Comprobemos mediante las terminaciones en cortocircuito y circuito abierto si hay alguna variación frente a esta medida.

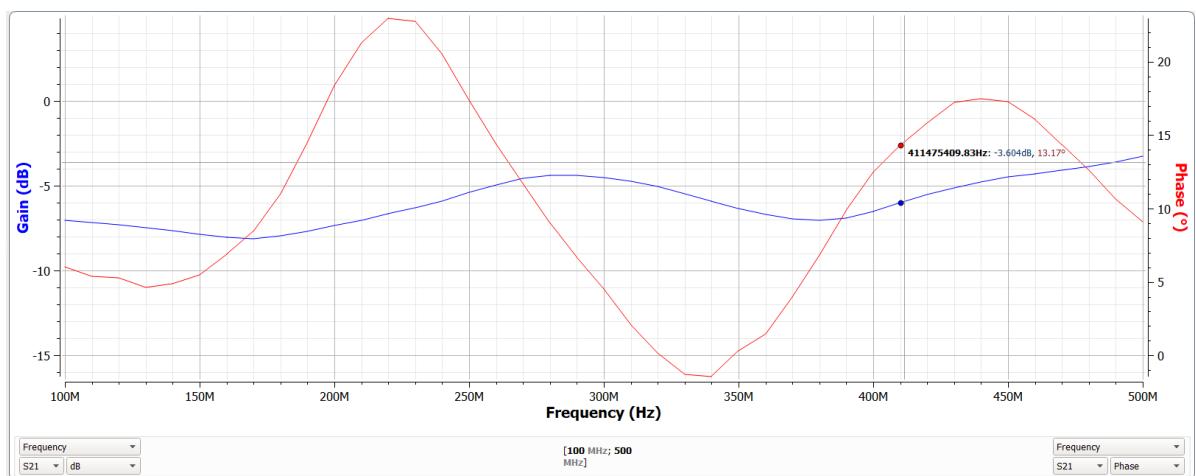
b) Terminación con cortocircuito

En este caso, ha sido necesario el uso de múltiples adaptadores (BNC-BNC macho, BNC-SMA macho, SMA-SMA hembra, carga de prueba SMA tipo short) al no disponer de carga “short” en geometría coaxial BNC. Véase, a continuación, el “esquema eléctrico” de la medida realizada y posteriormente una fotografía del circuito real.





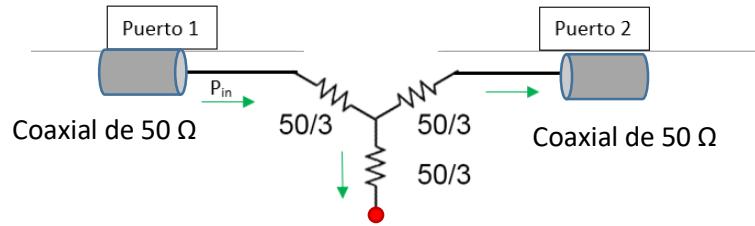
La gráfica de las medidas realizadas en este caso deberá dar valores de transmisión inferiores a los 6 dB de la anterior medida al no disponer de la carga de $50\ \Omega$ en la rama vertical de la red en "T" que limitaba la corriente y por tanto la potencia disipada en esta rama vertical.



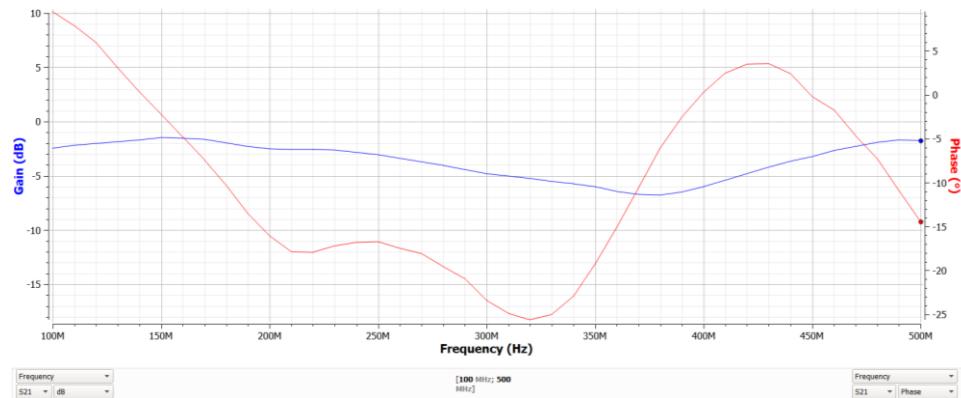
Así sucede, en efecto, desde un punto de vista de medida promedio, pero parece que la ondulación ya comentada no ha disminuido, aunque su forma ha cambiado algo.

c) Terminación con circuito abierto

Este último caso es el más fácil de realizar físicamente al dejar la salida BNC libre de cualquier elemento de conexión. Debido a la simplicidad del circuito y extrema similitud con los anteriores (mismo circuito eliminando los elementos de conexión) se considera innecesario y redundante mostrar una fotografía del mismo. Hay que tener en cuenta que, la resistencia "conectada" en serie con la interna del splitter ($50/3\ \Omega$) en la rama vertical de la red en "T" es teóricamente infinita. Eso hará que dicha rama vertical disipe menos potencia al tener corrientes más débiles y por tanto, la potencia transmitida hacia el puerto 2 será algo mayor. La siguiente ilustración muestra el circuito al que nos referimos.



La medida obtenida en este caso muestra en promedio lo esperado, pero sigue teniendo la oscilación ya comentada.



Si se observan las medidas en un entorno más próximo y centrado en el valor medio de la atenuación esperada, se observan mejor las notorias oscilaciones que ya dejaban entrever las gráficas anteriores (ahora representadas en un intervalo de unos 5 dB). Esto es lo que se muestra en las tres gráficas siguientes, que indicarían problemas del dispositivo pocketVNA a la hora de medir en modo transmisión, donde parece medir bastante peor que en el modo reflexión que comentamos al principio.

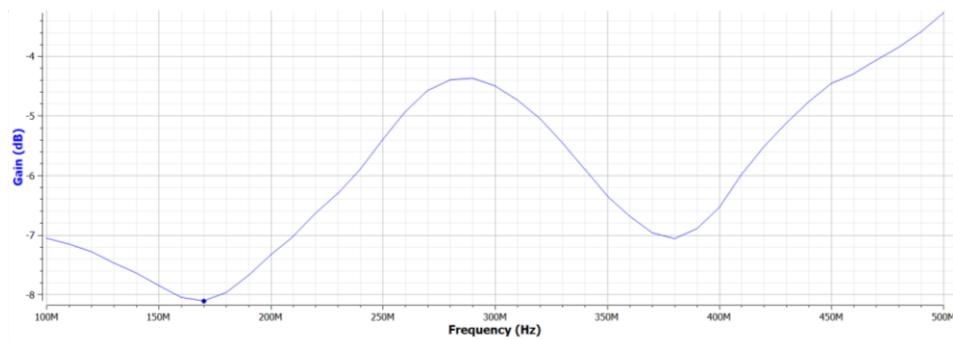


Ilustración 55. Zoom en atenuación: carga short

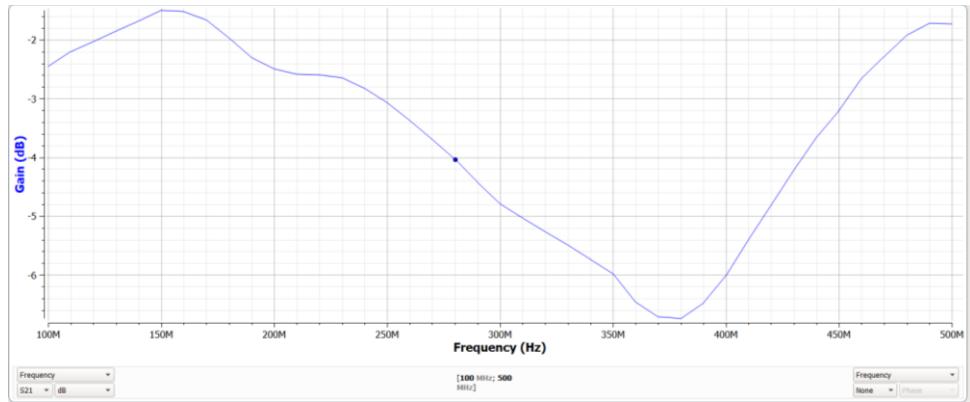


Ilustración 56. Zoom en la medida de carga open

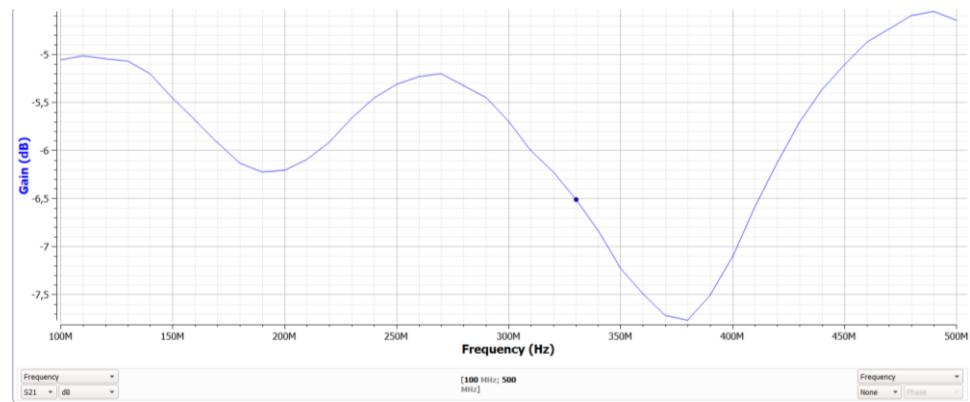


Ilustración 57. Zoom en la medida de carga adaptada

Además de las medidas anteriores se hicieron otras muchas con trozos de cables de pequeño diámetro (tipo RG 174) por ejemplo. Esas medidas, que no constan en este documento daban una magnitud o “ganancia” con una oscilación excesiva que no acaba de guardar relación lógica con lo que debería esperarse acorde a la teoría de líneas de transmisión.

Sabiendo que $\gamma = \sqrt{(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C)} \approx \frac{1}{2} \left(R \sqrt{\frac{C}{L}} + G \sqrt{\frac{L}{C}} \right) + j\omega \sqrt{LC} = \alpha + j\beta$ y

atendiendo que $G \ll R$, podemos aproximar la constante de propagación a:

$$\gamma \approx \frac{1}{2} \left(R \sqrt{\frac{C}{L}} \right) + j\omega \sqrt{LC} .$$

De esta manera, se esperaría ver una atenuación monótonamente creciente con la frecuencia y no los resultados oscilantes obtenidos. Sirva de ejemplo adicional a las ilustraciones anteriores la siguiente gráfica de medidas adicionales realizadas en un atenuador:

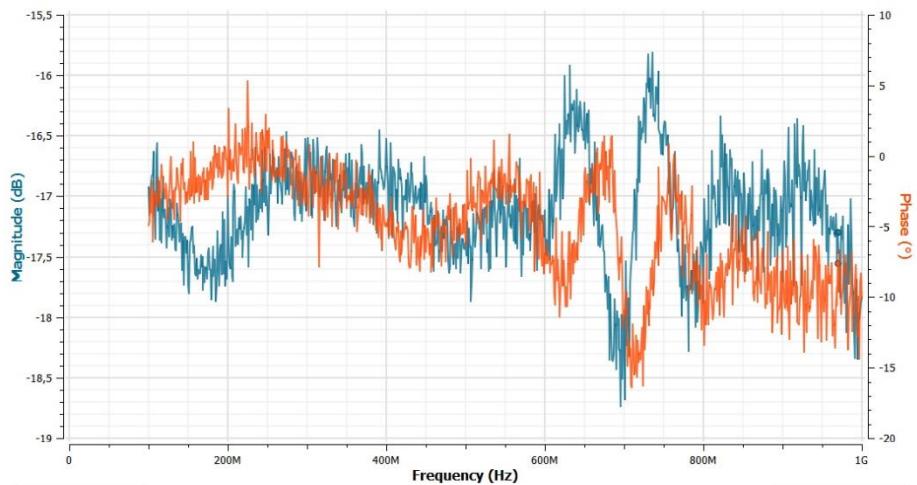


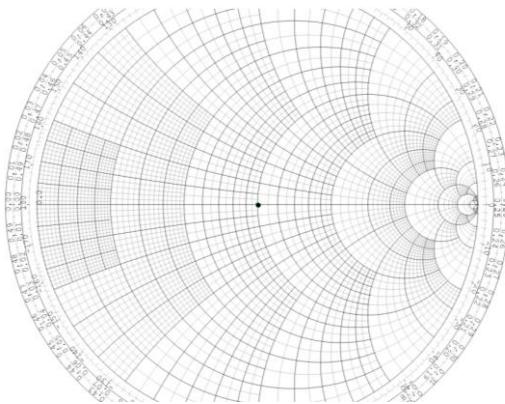
Ilustración 58. Medida de un atenuador de 20 dB con calibración de atenuador de 3 dB

La amplitud de dichas oscilaciones es excesiva y nos hacen pensar que debe haber un error en la medida. Nuestra principal hipótesis, teniendo en cuenta la necesidad de que el puerto 2 esté adaptado tal como muestra la ilustración 50, fue pensar que la oscilación podría ser causada por una posible desadaptación en el medio y que, en consecuencia dicha oscilación fuese debida a un patrón de ondas estacionarias: ondas que inciden y ondas que se reflejan de vuelta al puerto 1 interfiriendo entre sí.

Verifiquemos, entonces, si realmente ocurre dicho fenómeno. Para constatarlo, volvemos a medir en reflexión secuencialmente el circuito para detectar si hay y dónde ocurre, la posible desadaptación.

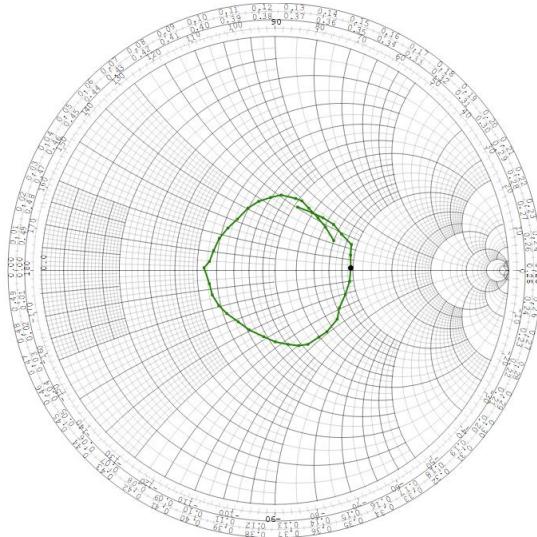
Transmisión) Determinación de una posible desadaptación del dispositivo.

Se resume el procedimiento (que da resultados coherentes) en las siguientes instrucciones: se realiza una calibración OSL con las cargas de prueba en el port 1 para tres intervalos de frecuencias: (1 MHz – 100 MHz, 100 MHz – 500 MHz, 500 MHz – 1.5 GHz) por si se tratara de un error exclusivo de un rango de frecuencias. Usando dicha calibración, se analiza si es válida al medir la propia carga de 50 ohmios (load) de las cargas de prueba; debería ser representada en el centro de la Carta de Smith.

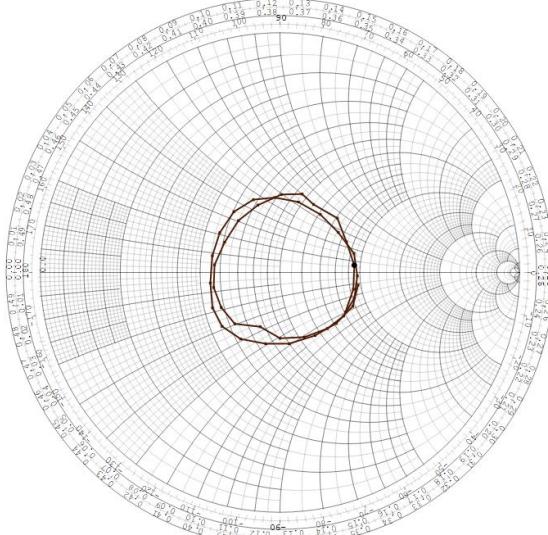


Tras verificar que la lectura es correcta, se conecta dicha carga adaptada al final del mismo cable RG-174 y éste último al *port 1* del dispositivo y se analiza si se ve nuevamente carga adaptada. La gráfica es idéntica a la anterior y por ello no se adjunta. El que ofrezca carga adaptada (50 ohmios reales) nos hace pensar que el error o posible desadaptación no esté en el circuito en sí sino en el propio dispositivo pocketVNA.

Medimos, ahora, en los tres rangos de frecuencia detallados, la conexión port 1 – port 2 en modo reflexión. Si el dispositivo está bien diseñado (premisa que hasta ahora dábamos por válida), debería mostrar una impedancia de 50 ohmios reales (centro en Carta de Smith). Para nuestra sorpresa, encontramos que en los tres barridos en frecuencia hay desadaptación.



Live Markers											
	Frequency [Hz]	dB	Phase	R	X	Z	G	VSWR	M		
S11	170 MHz	-9.77991	1.8503	97.9316	2.29231	97.9584	0.0102056	1.96008	0.324343		



Live Markers							
	Frequency [Hz]	dB	Phase	R	X	Z	G
S11	480 MHz	-10.1256	5.58557	94.6911	6.36352	94.9047	0.0105132

Ilustración 59. Arriba: medida impedancia del puerto 2 con cable corto de bajas pérdidas. Abajo: Impedancia del puerto 2 analizado con un cable RG-174 de 50 cm de longitud

El analizador de redes percibe 100 ohmios reales frente a los 50 ohmios esperados. Por ello, realmente pensamos que hay un circuito erróneo dentro del dispositivo que quizás tenga fácil solución.

Se accede al circuito del dispositivo desenroscando 6 tornillos pequeños y se busca en la tarjeta o placa qué componente puede estar aportando **los 100 ohmios encontrados**. Tal como se ha dejado entrever, sólo será necesario revisar la conexión del puerto 2, que es el que se ha detectado como defectuoso.

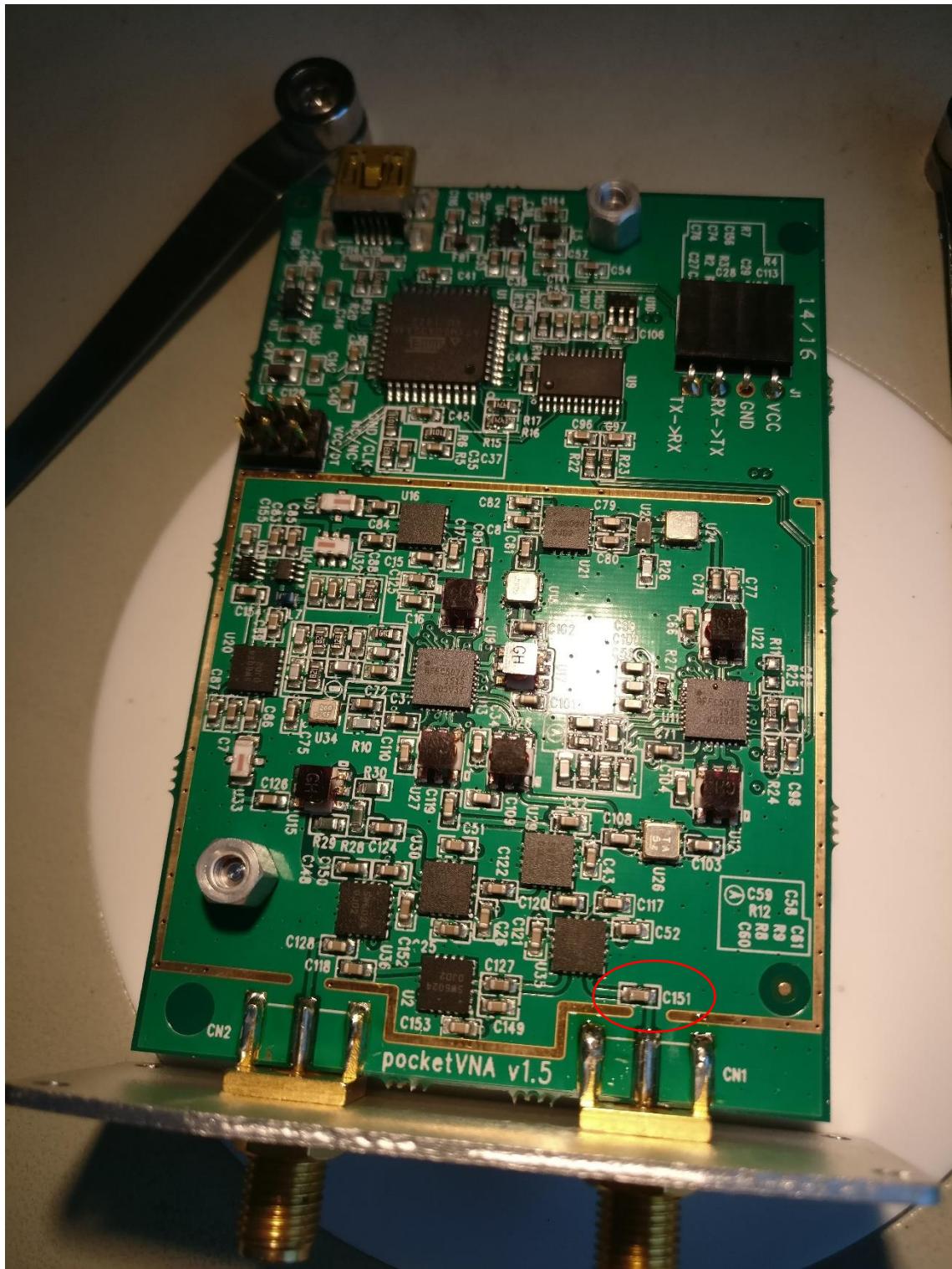


Ilustración 60. Microelectrónica del analizador de redes.

A la entrada del puerto 2 se observa en serie un condensador (tipo SMD) como el señalado (C151) que acopla a un circuito integrado la señal que llega a este puerto. La resistencia de entrada de la patilla de este circuito integrado es la que debería estar ofreciendo los 100Ω detectados por el propio pocketVNA. Por ello y como forma de tener adaptación en el puerto 2 se adopta una solución temporal para conseguir que en tal puerto 2 se perciban $50\ \Omega$ frente a los $100\ \Omega$ que se han estado midiendo en todos los experimentos (en modo transmisión) que se han realizado.

La solución es sencilla: conecta 100 ohmios en paralelo con los 100 ohmios ofrecidos y ver si se miden ahora 50 ohmios. Por ello, tomamos una pequeña resistencia de 1/8 de vatio y de 100Ω para soldarla en paralelo a la entrada del puerto 2. Aunque sería mejor usar una resistencia de tipo SMD para esta operación, decidimos que hasta frecuencias de unos 100 MHz la pequeña resistencia soldada no introduciría muchos elementos parásitos como inductancia de sus terminales (que se dejaron lo más cortos posible para disminuirla). Además, las pistas de soldadura serán también anchas con el mismo fin. Se propone, para un futuro, reemplazar la actualmente soldada por una de tipo SMD, que suele ofrecer prestaciones aceptables hasta los GHz.



La soldadura, una vez finalizada, queda de la siguiente manera:

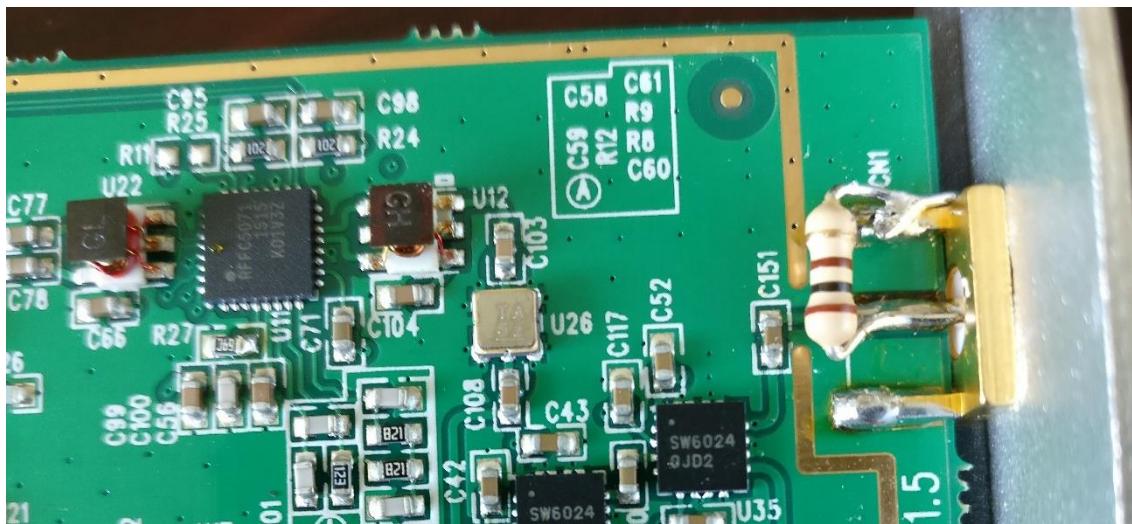
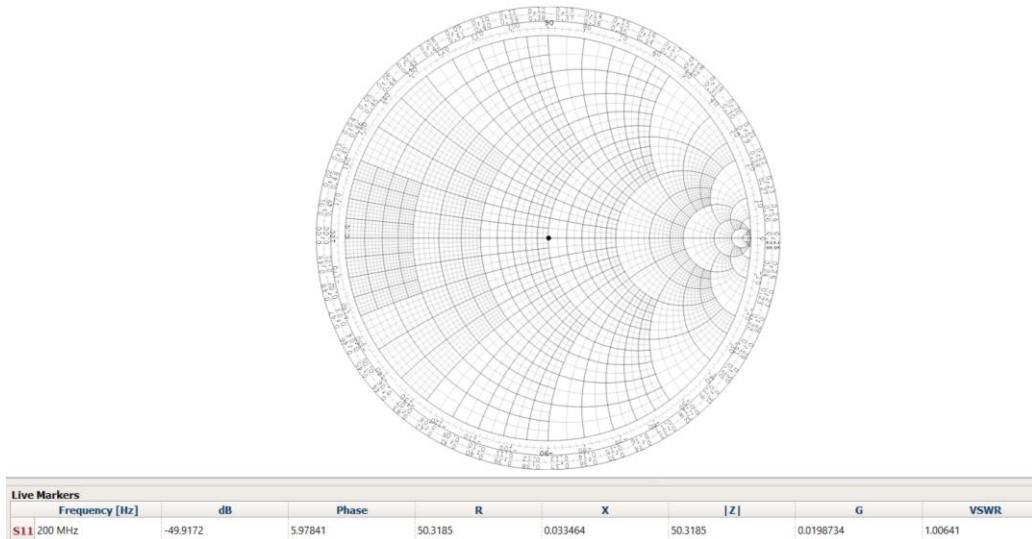


Ilustración 61. Soldadura de resistencia de 100 Ω paralelos con la entrada del puerto 2

Introducimos el circuito en su carcasa “metálica” protectora y atornillamos el conjunto correctamente. Además, conectamos el analizador de redes al puerto USB del ordenador para proveerle de alimentación y dejamos que se caliente durante 5-10 minutos.

Es hora de determinar si la soldadura realizada ha sido correcta y si se eliminan las indeseables oscilaciones de gran amplitud.

Nuevamente, en modo reflexión, conectamos el puerto 1 con el puerto 2 con el cable RG-174 para evaluar la impedancia que ofrece dicho puerto, para determinar si se ha conseguido subsanar la desadaptación de 100 ohmios detectada y si ahora finalmente se perciben los 50.



Como podemos observar, se ha conseguido “adaptar” el puerto 2 a la impedancia característica de 50Ω mediante la soldadura de la resistencia de 100Ω en paralelo.

¿Se habrá conseguido eliminar la gran oscilación obtenida en las medidas de transmisión?

¿Se deberá esta, tal como habíamos intentado determinar, a que se poseía potencia reflejada por la desadaptación de impedancia del puerto 2?

Para responder a dichas preguntas será necesario interpretar los resultados experimentales.

Iniciamos las medidas de modo transmisión con una calibración Open-Through requerida usando el cable de más corta longitud y menor pérdidas posibles presente en el laboratorio:



Ilustración 62. Cable semirrígido SMA-N con adaptación N-SMA para ser el cable "through" de referencia

Dicho cable ha sido utilizado como calibración “through” en la mayoría de medidas de transmisión debido a que es el que posee mejores características para ser usado como tal.

Se comprueba si la calibración es válida evaluando el mismo cable en “*Live Measurement*” usando la calibración recién realizada, con exactamente los mismos parámetros y condiciones. Debemos esperar que la ganancia sea aproximadamente 0 dBs y fase muy pequeña.

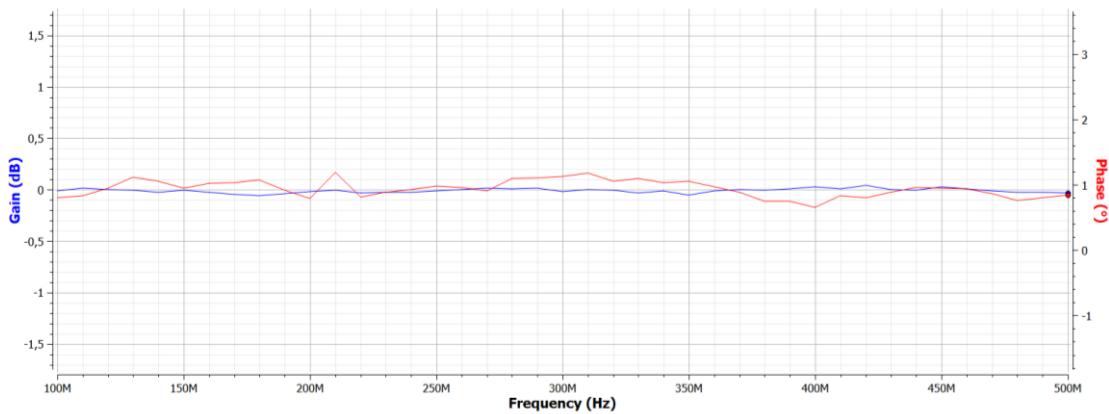


Ilustración 63. Medida del cable usado como through en la calibración (frente a su calibración)

Como se puede observar, la calibración y medida del mismo cable es aceptable (Ganancia centrada en 0 dBs y fase en torno a 1 grado).

Conectaremos, ahora, un cable RG-174 de 1 metro de longitud en el que se deberían apreciar pérdidas en el rango de frecuencias evaluado (100-500 MHz) al igual que divisar si, con suerte y con la corrección aplicada al dispositivo, se ha conseguido eliminar o reducir al máximo la oscilación en ganancia.

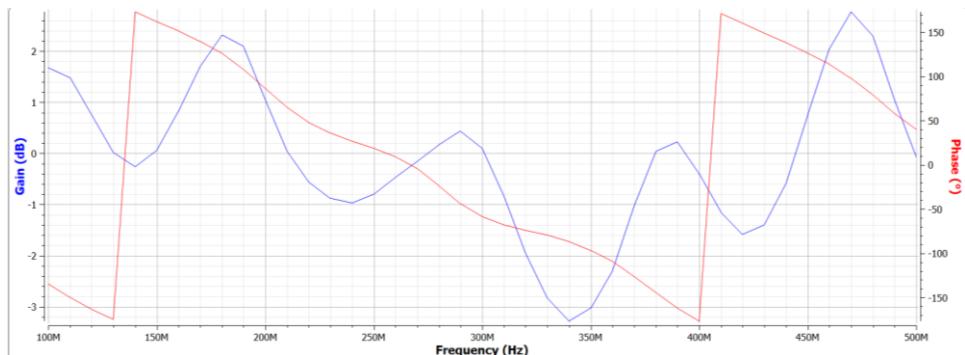


Ilustración 64. Medidas de parámetros de transmisión de cable RG-174 de 1 m de longitud en intervalo de frecuencias de 100 a 500 MHz

El resultado de la medida no ha sido favorable: si bien hemos sido capaces de subsanar un (grave) error de desadaptación en el circuito del dispositivo, no se ha conseguido eliminar la problemática oscilación en la medida. Se ha hecho todo lo posible por determinar a qué se debe y cómo eliminarla, pero con los medios y conocimientos que se poseen, por el momento, no se ha hallado ninguna otra solución o explicación lógica.

Circunstancialmente, se achacará a que este dispositivo concreto no presenta precisión suficiente como para realizar medidas en modo transmisión. Realizando la media entre los valores pico de las oscilaciones que pueda presentar, se podría extraer una idea de la atenuación o ganancia del circuito evaluado, pero de manera muy poco precisa. Se desconoce si se debe a un defecto general del modelo o únicamente presente en este. Se deja para el futuro enviar un informe detallado de los fallos del dispositivo, que serán comentados en el siguiente apartado.

5. Alcance y limitaciones del dispositivo

En este apartado se determinará la validez de aplicación de este económico dispositivo. Tras todas las medidas comentadas en la anterior sección (que son, de hecho, una selección de las casi 150 realizadas) más alguna específica de este apartado, se ha podido establecer un rango de utilización óptimo y analizar en qué condiciones presenta un comportamiento desfavorable.

De acuerdo con los datos del fabricante, está diseñado para trabajar con solvencia desde 500 KHz hasta 4 GHz. Generalmente, al tratarse de microondas, trabajamos en un entorno de 100 MHz hasta 2-3 GHz, por ello, normalmente nos acercaremos más a su valor máximo de operación que al mínimo. No obstante, ambos límites serán evaluados en su correspondiente subapartado.

5.1 Calibración

En repetidas ocasiones, se ha resaltado la importancia de realizar una adecuada, exhaustiva y muy precisa calibración, causa principal de los “glitches” que puntualmente se han podido observar en las anteriores medidas (discontinuidades de salto finito).

Esta cuestión no es baladí si se piensa atentamente en qué consiste: le estamos diciendo al programa: “voy a conectar en tus terminales una carga que yo sé que estrictamente emula ____ (circuito abierto/cortocircuito/carga adaptada) y te informo de qué es cada elemento para que analices su respuesta en frecuencia y puedas determinar, mediante comparación, cualquier carga que posteriormente te conecte”. Esto implica, además de que también se advierte en su propio manual, que las condiciones de calibrado deben ser estrictamente las mismas que las que se impondrán en la posterior medida.

El dispositivo, aún, no es capaz de prever la respuesta de los elementos para frecuencias superiores o inferiores a las medidas; sólo “sabe” comparar las que ha medido por su cuenta. De igual modo conocemos que siempre hay ligeras variaciones entre resultados teóricos y los prácticos, por ello, que fuese capaz de prever teóricamente la respuesta del circuito a frecuencias no evaluadas carecería de sentido. Ergo, si se miden frecuencias no evaluadas en la calibración, se podrán obtener respuestas de carácter aleatorio, del mismo modo que las posiblemente puedan ser halladas si se evalúa un elemento sin previa calibración.

Nótese dicho efecto en la siguiente medida

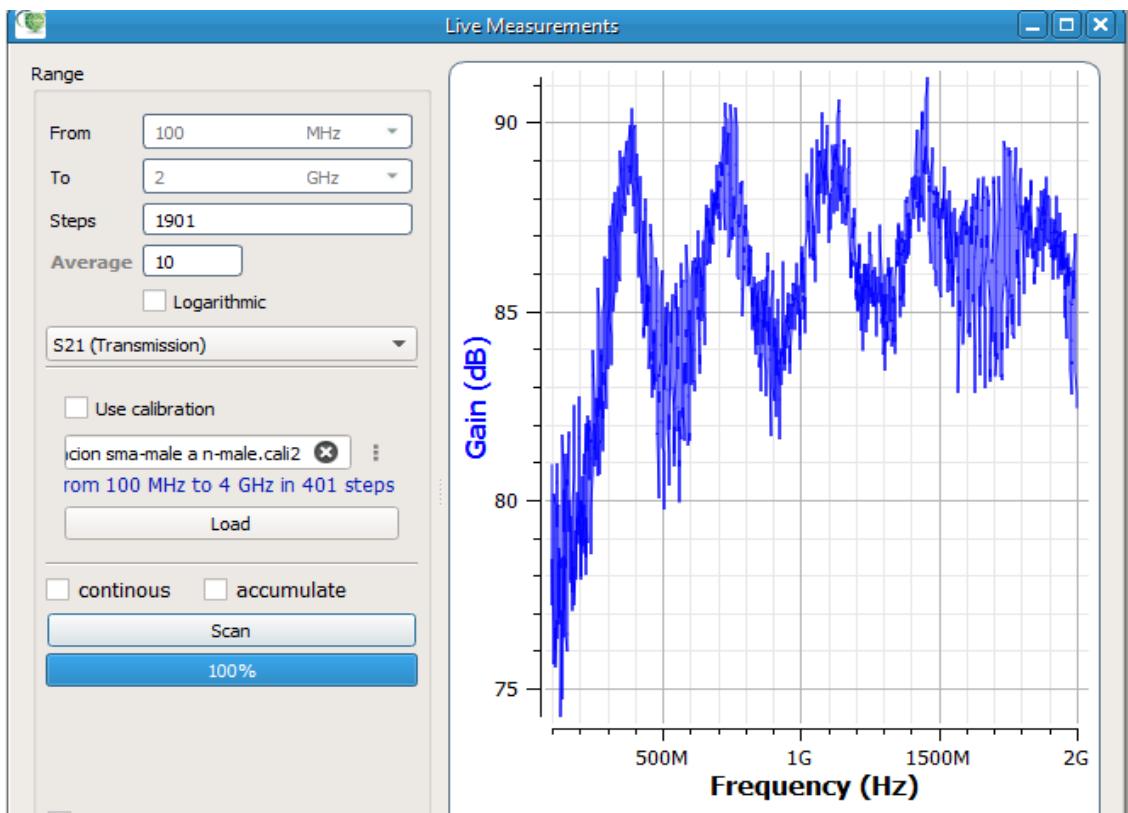


Ilustración 65. Al no seleccionar calibrado previo, nos da lecturas de (medido en un cable RG58 de varios metros de longitud) ganancia en vez de atenuación, lo cual es totalmente imposible.

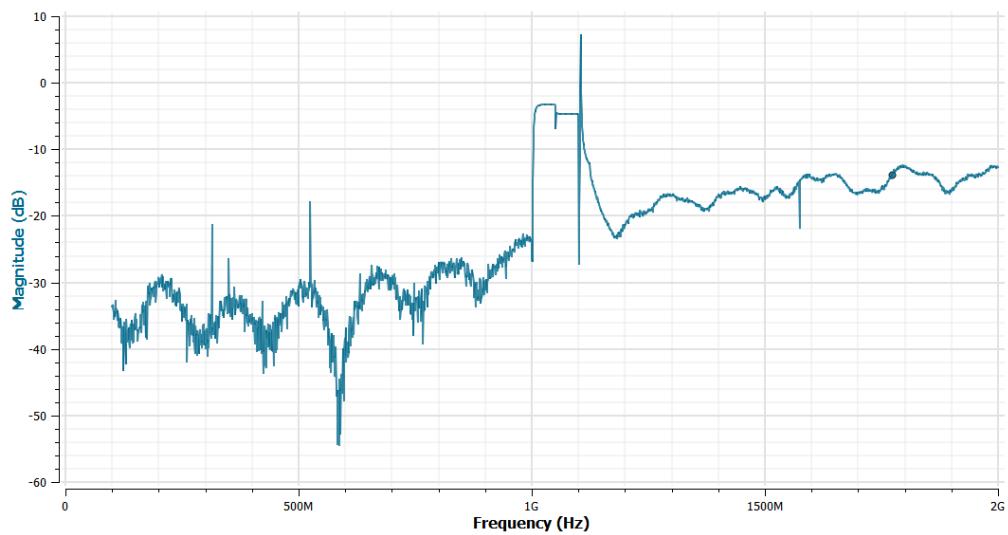


Ilustración 66. Análisis de una carga adaptada analizado para un entorno de 100 MHz a 2 GHz con una calibración de referencia de 100 a 1 GHz. A partir de 1 GHz presenta comportamiento aleatorio sesgado con los valores precedentes (historia) de la medida

También, véase la correspondencia entre error en calibración-error en una medida muy básica, con cargas de prueba (open, short y load) en un entorno de frecuencias sencillas:

Caso 1) Evaluación de cargas de prueba en rango de frecuencia desde 250 hasta 850 MHz

Aparecen muy vistosamente errores o saltos indeseados en la carta de Smith. Cabe comentar, que de 601 medidas suelen presentarse 6 valores imprecisos, lo cual sigue suponiendo una aproximación más que aceptable.

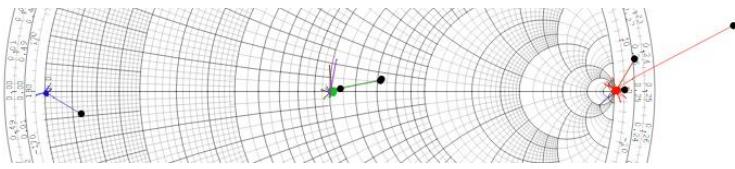
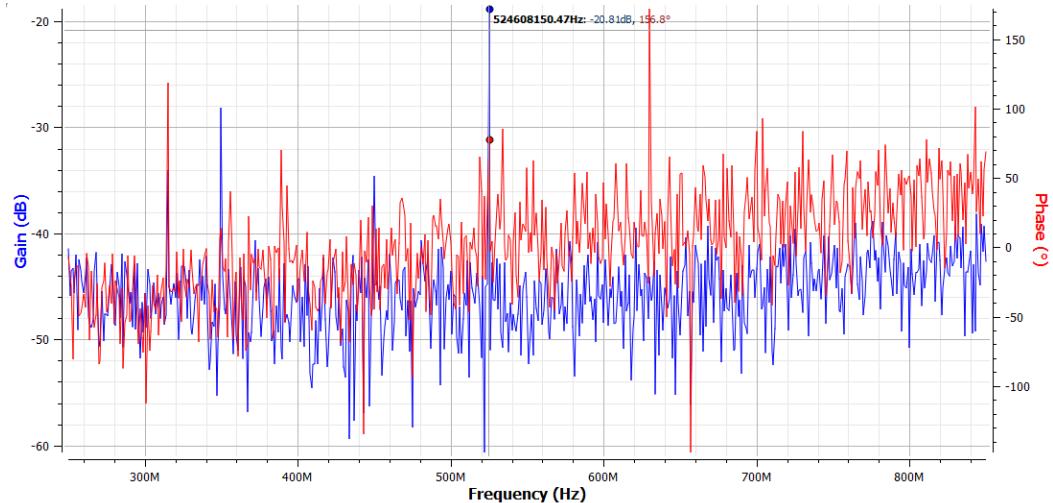


Ilustración 67. Detalle errores comprendidos en la medición realizada entre 250 y 850 MHz

Con gran probabilidad, dichos errores vendrán en la gráfica de medida como saltos abruptos o del orden inadecuado. Miraremos, como ejemplo, si se corresponden los errores en la medición de circuito abierto con los presentes en la Carta de Smith.



Pico	Fase o Ganancia	Valor en Frecuencia
A	Fase	315.8307 MHz
B	Ganancia	350.31 MHz
C	Ganancia	522.21 MHz
D	Ganancia	524.26 MHz
E	Fase	629.937 MHz
F	Fase	656.57 MHz

Que, frente a la carta de Smith, y mediante el uso de marcadores, se identifican puntos anómalos en aproximadamente las mismas frecuencias tanto en circuito abierto como en carga adaptada y cortocircuito. Véase la imagen adjunta con las frecuencias asociadas a cada “glitch”. Esta imagen no ha sido generada automáticamente por el programa sino que, mediante los marcadores, se ha divisado y anotado la frecuencia para cada “glitch”.

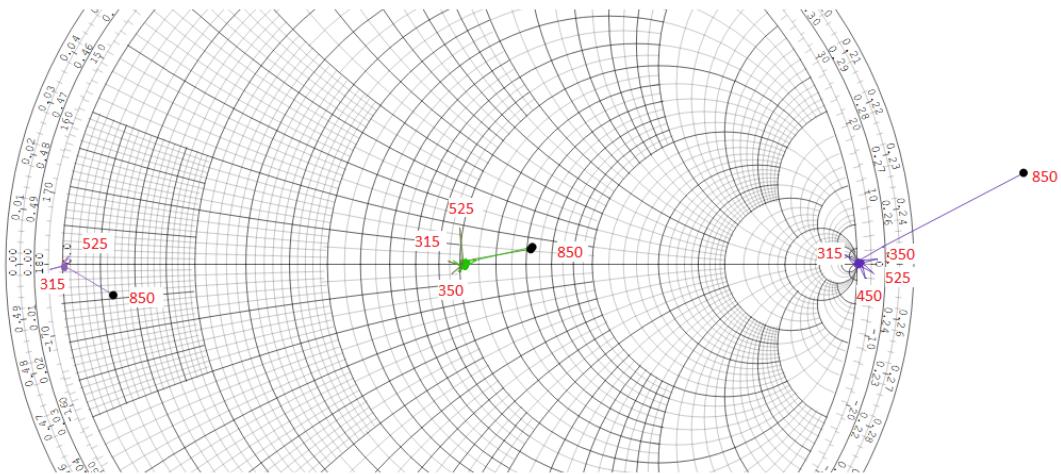


Ilustración 68. Glitch para cargas de prueba de cortocircuito, carga adaptada y circuito abierto con su frecuencia asociada

Como se puede observar, dichos puntos corresponden a las frecuencias en la gráfica en las que se presentaban máximos y mínimos que no concordaban en su entorno, por consiguiente, se han conseguido demostrar las suposiciones previamente realizadas: una mala calibración conlleva “glitches” asociados. El que normalmente presente un glitch en su frecuencia extrema de medida será discutido más adelante. Los errores presentes podrían ser significativamente mejorados en módulo si se incrementa sustancialmente el valor de *averaging*, lo cual indeseablemente incrementa en gran medida el tiempo necesario. También puede ayudar el smooth factor, si bien si tiene un número elevado puede distorsionar y mostrar erróneamente la naturaleza de la señal.

Así, no solo es importante establecer coherencia (en frecuencias) entre calibrado y medida sino realizar ambas en las condiciones óptimas de trabajo. El hardware del dispositivo (la microelectrónica de la que se compone) necesita alcanzar una temperatura de operación que permita realizar las mejores lecturas, y esto se establece a partir de esperar un intervalo de tiempo (de 5 a 30 minutos) desde que se conecta (más bien: alimenta) al puerto USB del ordenador. Dicha temperatura no viene especificada por el fabricante y tampoco puede ser medida al ser el dispositivo “estancamente cerrado” por una estructura de posiblemente aluminio.

Como en la mayoría de acciones de la vida cotidiana, debe establecerse una relación de compromiso entre la precisión buscada y el tiempo que se está dispuesto a dedicar (sin olvidarse tampoco del coste económico soportable, pues hay dispositivos de mejores prestaciones que éste, pero significativamente más costosos).

Por ello, se considera interesante comprobar experimentalmente el efecto de la temperatura (calor de la microelectrónica) en el funcionamiento del dispositivo, traducido con total seguridad en mejores calibraciones.

Se ha realizado a intervalos de 5, 15, 35 minutos y tras dos horas (mientras el dispositivo ha estado en uso, particularmente para evaluación en la transmisión), para estudiar si el continuo funcionamiento durante tiempo “prolongado” es realmente como parece a priori, favorable. Los resultados se recogen en un Excel, además de ser presentados en una carta de Smith.

Se observa al representar la carta de Smith que la precisión de la última medida es semejante a la realizada a los 30 minutos, aunque más centrada en el punto de carga adaptada $|Z|=1$.

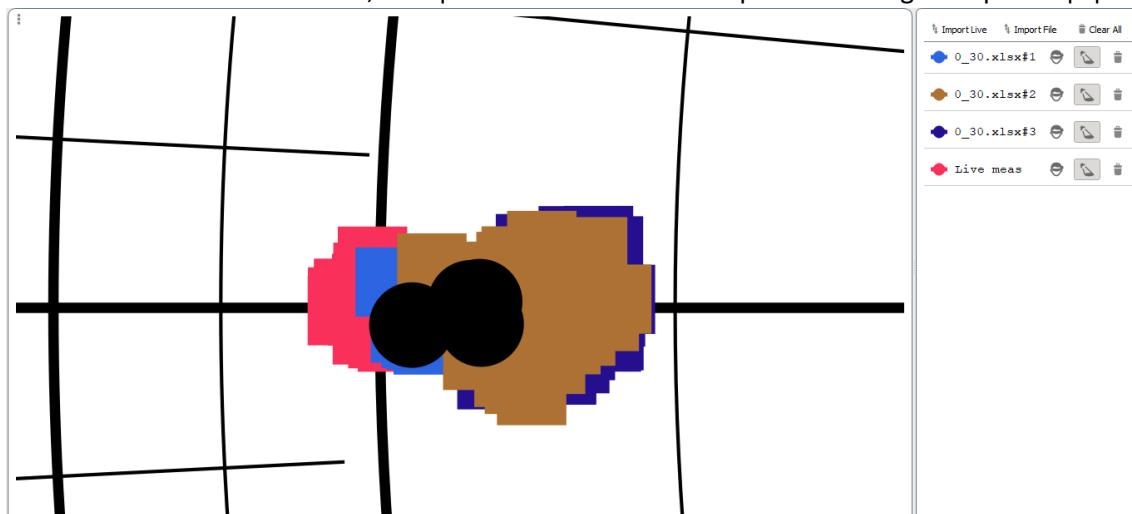


Ilustración 69. Detalle de la traza de las medidas. Azul oscuro para 5 minutos, marrón para 15 minutos, azul flojo para 35 minutos y granate para 2 horas.

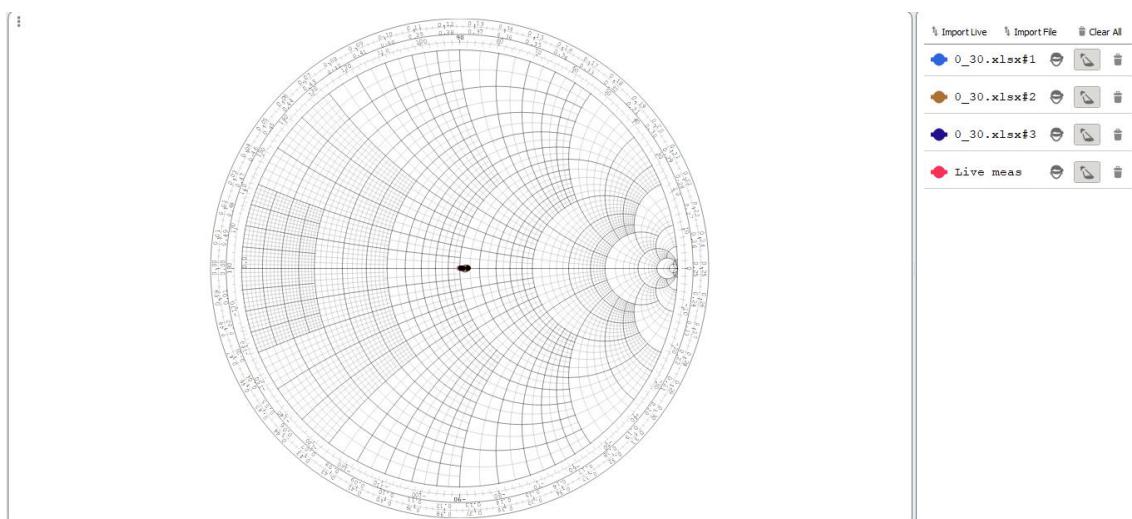


Ilustración 70 Visión global sobre la Carta de Smith completa.

5.2 Frecuencias límite del dispositivo y frecuencias extremo en la medida

Este apartado pretende establecer un grado de causalidad entre las frecuencias límite inferiores y aún con más ímpetu las superiores donde aparecen con más frecuencia los glitches ya vistos, si bien también quiere determinar o más concretamente evaluar, cómo se comporta el dispositivo y la validez de sus medidas en entornos cercanos a sus frecuencias mínima y máxima de operación.

El fabricante, en el manual de usuario, literalmente cita: “*Frequency range: You can perform measurements at least from 500 kHz to 4 GHz. Measurements slightly outside this region (such as 400 kHz or 4.2 GHz) might be possible but are not guaranteed.*”

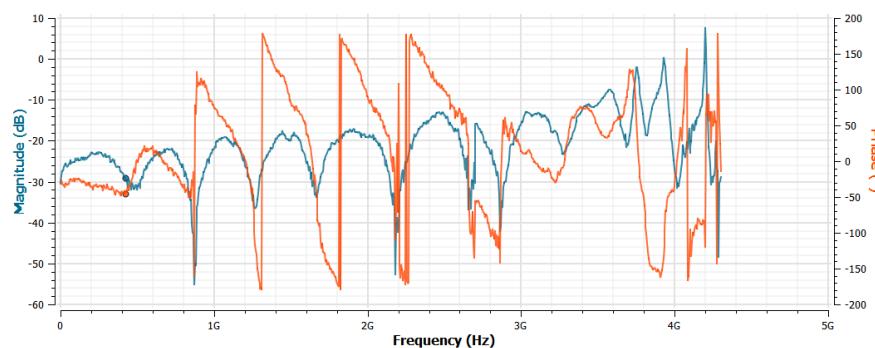
Por tanto, vemos útil evaluar las prestaciones del dispositivo tanto en reflexión como transmisión en un entorno de 400 kHz a 4.3 GHz. El barrido entero entre ambos y no el particularizado a cada uno permite apreciar si en dichas regiones excedentes hay anomalías frente a la envolvente general de la función o, por otro lado, si el software presenta algún mecanismo de extrapolación y sucesión de una línea de tendencia de las medidas realizadas en el intervalo operativo. En caso de que no presente dicho mecanismo, sería interesante incorporarlo en versiones futuras ya que, analíticamente y por tanto numéricamente, es posible estimar el comportamiento ante frecuencias superiores e inferiores. Frecuencias a las que posiblemente, “fallen” los componentes eléctricos/electrónicos del circuito evaluado y más probablemente los del analizador de redes que, no hay que olvidar, es de bajo coste.

Se empieza por la medida propia de reflexión con una calibración de las cargas de prueba(open-short-load). Se utiliza como versión de software la versión 1.0 presuponiendo que, al ser la actual y más moderna disponible, será la más fiable e idónea para realizar las medidas (se habrán corregido bugs de las anteriores). Posteriormente se realizará una comparativa más exhaustiva entre ambas versiones y se dictaminarán las diferencias y puntos fuertes de cada una.

Una vez realizado el calibrado, y tras ver el circuito siguiente medido ya conocido (cable semirrígido sma-n terminado en carga adaptada de 50 ohmios):



Se obtiene la siguiente gráfica:



Generalmente el diagrama de magnitud-fase-frecuencia nos ha ayudado a poder sacar conclusiones o prever errores presentes (discontinuidades), aunque la anterior gráfica no parece resaltar mucho concretamente. En este caso, ahora, se recurrirá al diagrama en Carta de Smith

ateniendo a que debería verse en el entorno o ámbito cercano a la carga adaptada y no estrictamente debido a la contribución que puedan tener los conectores y cables reales que conforman el circuito. Como puede observarse, aparecen impedancias muy separadas de 50Ω a distancias considerables a partir de 3,7 GHz que aumentan con la frecuencia, por tanto y para esta medida, a partir de aproximadamente los 3 GHz conviene no evaluar el dispositivo.

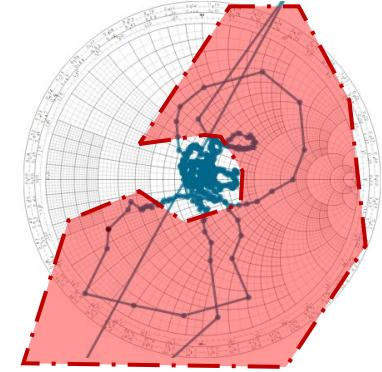
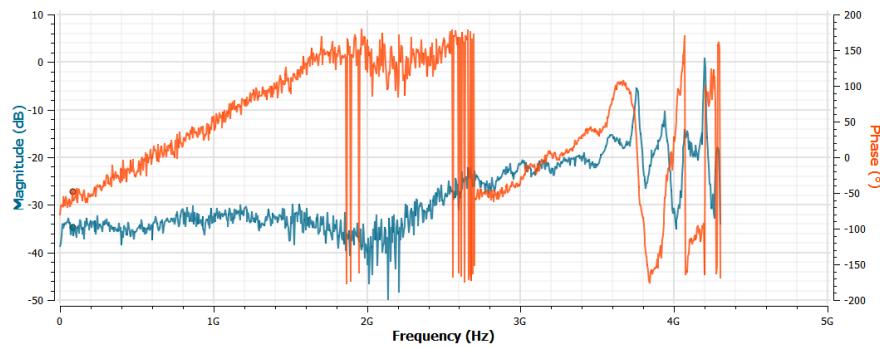


Ilustración 71. Detalle de la representación en Carta de Smith de las medidas realizadas con resaltado de las inadmisibles (superiores a 3.7 GHz)

Se duda ahora de si la contribución de todos los elementos del circuito puede tener un efecto significativo sobre la medida. Aunque normalmente los circuitos a evaluar sean mucho más grandes y complejos que el evaluado anteriormente, se atiende el efecto sobre una carga adaptada pura (la de prueba) medida directamente en el puerto 1 del analizador de redes.



El gráfico atenuación-fase-frecuencia ha cambiado (la frecuencia que es un parámetro fijado por el usuario no lo ha hecho) pero debe tenerse en cuenta que, aparte de la geometría totalmente distinta, también se recorre mucha menor longitud de cable (equivalentemente longitud de onda) y este factor puede ser el resultante de la diferencia observada. No será así, si se analiza análogamente la Carta de Smith.

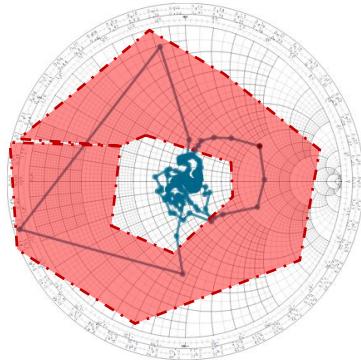


Ilustración 72. Detalle de la representación en Carta de Smith de las medidas realizadas con resultado de las inadmisibles (superiores a 4 GHz)

Donde sí que se aprecia una importante reducción de puntos insatisfactorios, todos ellos ahora en frecuencia superior a los 4 GHz. Este caso ideal demuestra la limitación de operación en frecuencias superiores a 4 GHz, aunque a medida que se conecten elementos, estos errores aparecerán hasta frecuencias más bajas como 3.5 GHz.

De este modo, hemos conseguido definir un entorno favorable en el que sí que es válido medir y utilizar este económico analizador de redes.

5.3 Diferencia de software

En varias ocasiones, ya se ha hecho referencia a que se han evaluado tanto la versión 0.96 del software como la versión 1.0, ambas disponibles gratuitamente en la web del fabricante. Normalmente, es común que con la actualización a la nueva versión se introduzcan mejoras, mejores prestaciones y corrección de "bugs". En general, no se ha notado ninguna diferencia de comportamiento excepto por los tres siguientes aspectos:

- por la interfaz, que presenta una nueva gama de colores tanto en los headings como en las gráficas,
- por el guiado (en vez de realizar medidas libres y según el orden a voluntad, en la versión pocketVNA 1.0 te encamina y te pide medidas concretas y específicas) y
- por el hecho de que ahora la Carta de Smith te indica el valor de la impedancia que, conectada en paralelo en un determinado punto, favorece el fenómeno de visualización de "carga adaptada" del circuito medido.

A pesar de ello, se realizarán exactamente las mismas medidas con ambos programas para ser capaces de notar alguna mínima diferencia que puedan presentar. Como los resultados sólo pueden ser exportables en formato Excel (.xlsx) en el modo reflexión (se deja como sugerencia al fabricante que también lo permita en transmisión), no se podrá analizar en modo transmisión.

Se empieza por realizar la misma calibración previa (cargas de prueba) cronometrada por si hubiera algún tipo de mejora en tiempo medido o por si alguna de ambas versiones presentara un glitch reiterado y el otro no. Cabe resaltar que, si bien se sospecha que la velocidad de análisis y recolección de resultados viene impuesta por el propio dispositivo, se ha realizado con el mínimo de carga posible (únicamente la aplicación pocketVNA.exe y este documento Word) a fin de que tanto el procesador como la RAM de este *HP Pavilion g6 2000* del 2011 interfieran y/o ralenticen el proceso de manera mínima.

De hecho, hay una notable diferencia entre los resultados presentados por el distinto software, tal como se puede comprobar en la siguiente gráfica

Tiempo	Medida Open	Medida Short	Medida Load
Estimado v1.0	57 s	57 s	57 s
Real v1.0	3.06 min	3.07 min	3.05 min
Estimado v0.96	40 s	40 s	40 s
Real v0.96	1.55 min	1.53 min	1.55 min

Tabla 3. Calibración cargas de prueba con las distintas versiones de software

En las que las condiciones de calibración son las siguientes:

Límite inferior: 100 MHz
Límite superior: 2 GHz
Escalones (Medidas): 501
Averaging: 5
Adc Avg: 10

Sorprendentemente y tal como se puede comprobar, en principio la medida realizada para la versión más antigua (ya “obsoleta” y no disponible en la red), posee menor tiempo de procesado y por tanto es más rápido que la nueva versión. Queda por ver, a continuación, si pudiera ser que el software más reciente proporcionara medidas mejores o más precisas que la anterior y a ello se deba esta mayor tardanza.

Para hacerse una idea, la versión 1.0, estima que tardará, sobre esta medida en concreto, un 142,5% más que cuando se realiza con la versión 0.96. Pero este dato previsto no es fiable, ya que realmente (en la práctica) tarda 3,28 veces este tiempo estimado, con una media de 3.06 minutos. En general, para ambas versiones, no hay prácticamente diferencia entre medir open-short-load. Esta medida temporal no viene indicada por el propio programa, sino que se ha realizado simultáneamente al calibrado mediante un cronómetro, por ello, cabría considerar que puede haber error de aproximadamente un segundo (como mucho).

Tal como se ha comentado y se puede deducir, la versión 0.96 proporciona lecturas más rápidas del orden de la mitad de las de la versión 1.0, con una media de aproximadamente 1,54 minutos por medida. Esto, frente a su tiempo estimado, supone 2,82 veces más el tiempo previsto por la máquina, que si bien es menor que en la versión 1.0, sigue siendo considerable.

Ha llamado la atención en ambas versiones la aparición de un error o glitch a partir de los 1.1 GHz, presente como una discontinuidad de salto finito en los tres casos de open-short-load, y también transmisión open-through que puede incurrir en errores en la medida posterior. Véase la siguiente imagen:

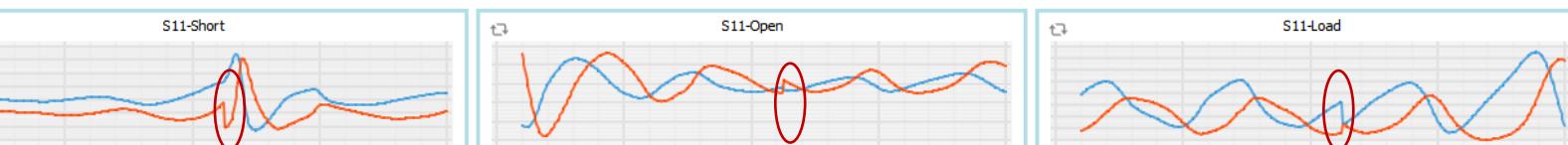


Ilustración 73. Glitch en calibración en v1.0 sobre 1.1 GHz

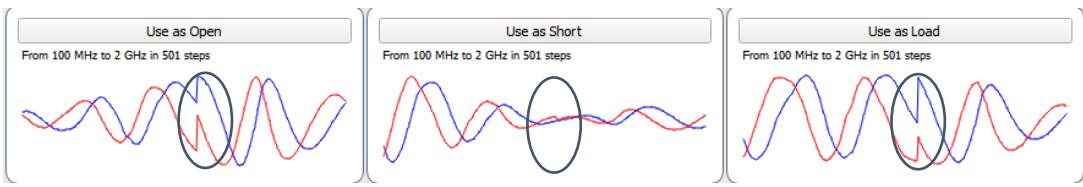


Ilustración 74 Glitch en calibración en v0.96 sobre 1.1 GHz

Más adelante, para posteriores medidas, se ha observado el mismo “glitch” en medidas de transmisión en aproximadamente la misma frecuencia: 1.1 GHz, por ello pensamos que es un error inherente al dispositivo (se desconoce si es exclusivamente de este equipo o del modelo en general) y por tanto esa medida presentará error y deberá ser desestimada.

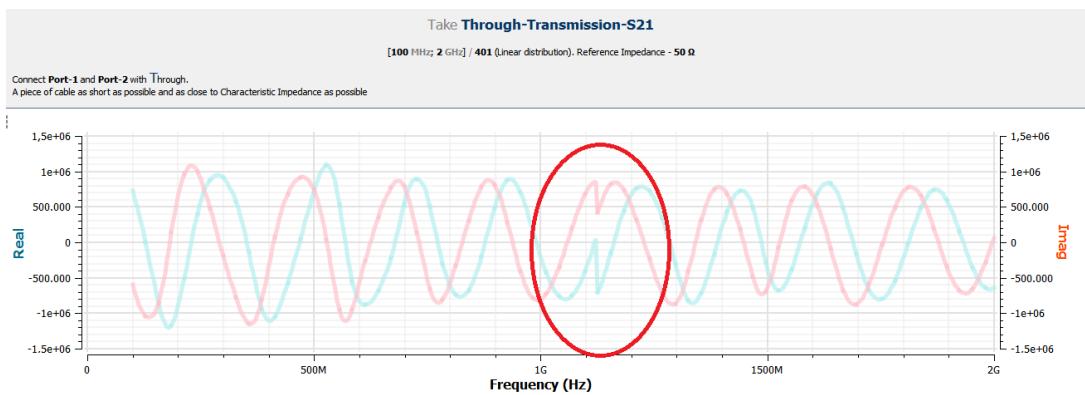


Ilustración 75. Glitch en 1.1 GHz en la calibración de un cable coaxial RG 174 de 0,25 m

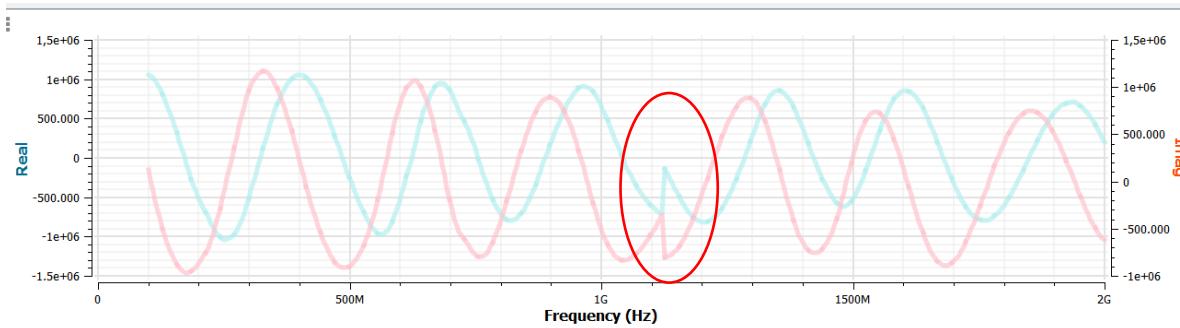


Ilustración 76. Glitch en 1.1 GHz en la calibración de un cable coaxial semirígido 8120-5148-b

Ahora bien, y siguiendo con la comparativa entre ambos softwares, evaluamos el siguiente circuito con las mismas condiciones que la calibración. El circuito se compone de un cable sma macho rg174 de 0,25 m, un conector sma hembra-hembra, un conector sma macho-bnc hembra y finaliza en una carga bnc macho de 50 ohmios.

Se representan los resultados obtenidos en carta de Smith y se exporta su fichero Excel; si bien en la versión 1.0 deja exportar el *Live Measurement* como xlsx también, en la 0.96 sólo lo permite en Carta de Smith, por ello, nos serviremos de la medida de ambos en este apartado para realizar la comparativa.

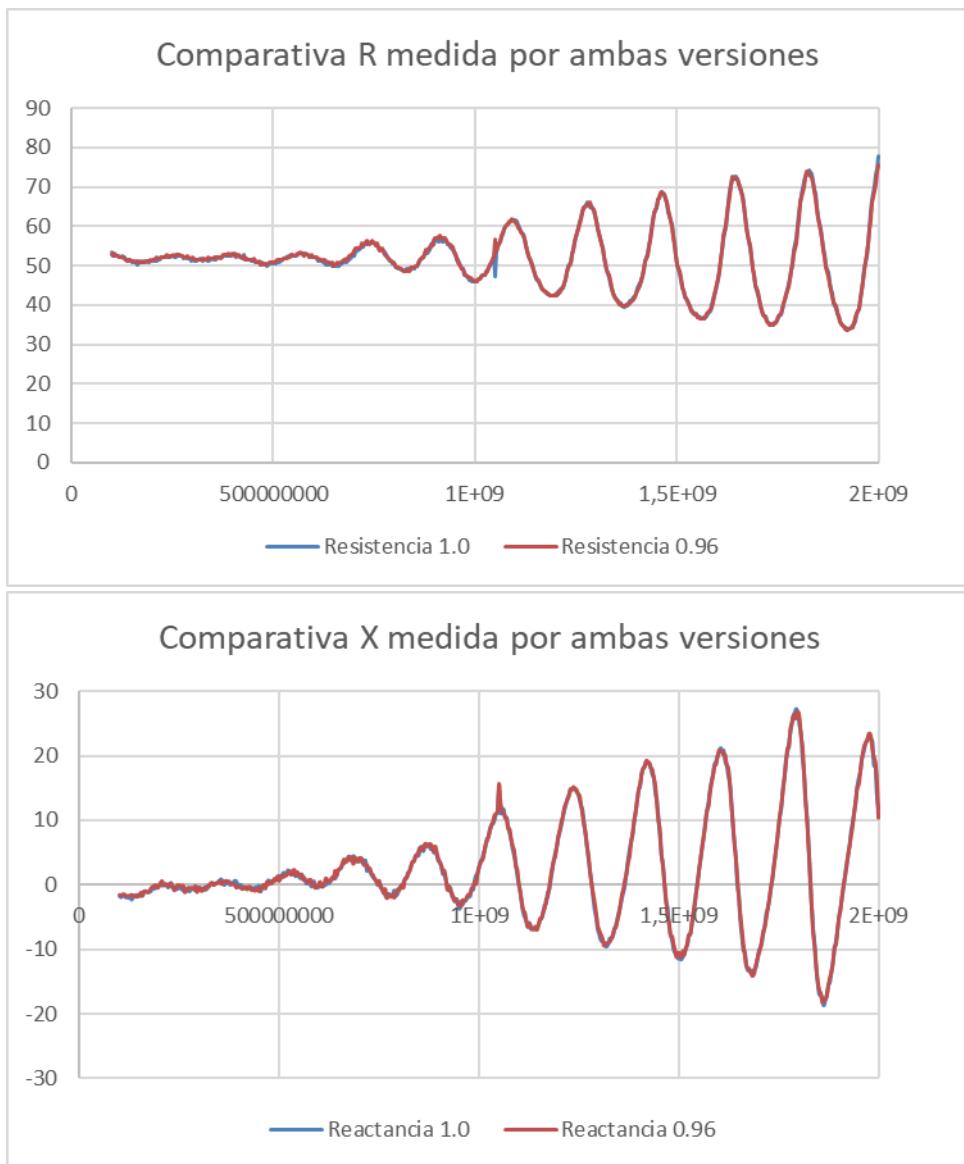


Ilustración 77. Comparativa resistencia y reactancia medidas en la versión 0.96 y 1.0 para un intervalo de frecuencia entre 100 MHz y 2 GHz

Como se puede apreciar, la envolvente es prácticamente idéntica y presenta el error en 1,1 GHz tal como se había previsto. Atendiendo a los resultados (valores concretos) en Excel, no son estrictamente iguales, pero no presentan diferencia mayor a 0,75 ohmios, con lo cual se puede concluir que ambos softwares son equivalentemente válidos para la medida.

En consecuencia, tal como se detallará en el apartado de conclusiones, la versión 0.96 realizará las medidas con mayor rapidez, pero como contrapartida, la versión 1.0 incorpora más opciones tales como exportar (y consecuentemente trabajar cómodamente con) cualquier medida como fichero Excel.

5.4 Modo Transmisión

Se remite a leer detalladamente el procedimiento seguido en el apartado de “medidas en transmisión” para comprender el problema inicial, cómo se ha procurado ponerle solución (y hallado un importante error de fabricación que será convenientemente notificado al vendedor) y aún así no se ha obtenido explicación alguna de por qué sigue vigente el problema inicial.

Recordando lo que obtuvimos:

En las medidas, si bien se obtiene un valor promedio esperado, se poseen unas oscilaciones de amplitud excesiva (3 dB) muy lejos de ser precisas o coherentes con lo que se espera medir. La hipótesis de dicha oscilación es que se debe a una reflexión no esperada (a raíz de desadaptación con la impedancia característica de 50Ω) y a que se forme un patrón de ondas estacionarias (interferencia de ondas incidentes + ondas reflejadas) causante de tal oscilación.

Al realizar la medida en reflexión del puerto 2, asegurándonos secuencialmente que los elementos conectores de enlace entre puerto 1 y 2 son correctos y no presentan anomalías, se halló que el puerto 2 posee una impedancia característica de 100Ω , con lo cual sí que habrá ondas que se reflejen de vuelta hacia el generador.

Adaptamos, en la entrada del puerto 2, el circuito soldando en paralelo una resistencia de 100Ω con lo que ahora realmente se poseen los 50Ω deseados y que deberían ser ofrecidos por el dispositivo desde el primer momento. Medimos en modo reflexión nuevamente el puerto 2 para cerciorarnos de que la corrección (“patch”, vocablo común en inglés) aplicada es correcta y que se poseen 50Ω reales.

Una vez realizada dicha comprobación, se realiza una medida en transmisión con su correspondiente calibración previa y sin embargo vuelve a obtenerse una figura semejante: la molesta oscilación no ha desaparecido.

Además, tal como debe deducirse de la fórmula de la constante de atenuación α , la oscilación se debe a que la parte real de la impedancia (R) también lo hace. Este hecho es incompatible con lo que se espera de la teoría: R debería aumentar casi linealmente por efecto pelicular conforme lo haga la frecuencia. Sin embargo, se obtiene esta inexplicable oscilación.

En consecuencia, si bien el dispositivo posee buenas prestaciones y funcionalidades para ser utilizado en modo reflexión en un laboratorio de docencia, posee una carencia que le impide ser utilizado con precisión en el modo transmisión.

Por ello, aunque pudiera ser que fuera un defecto puntual de nuestro propio dispositivo, a raíz de las medidas obtenidas, se desaconseja su uso en medidas de transmisión.

6. Conclusiones

El objeto de las prácticas y de la elaboración de este presente documento ha sido en esencia, familiarizarse con el analizador de redes de bajo coste *pocketVNA*, estudiarlo exhaustivamente y realizar una valoración final de su validez para ser usado como instrumento docente en la asignatura de Sistemas de Radiofrecuencia.

Además, de entre la inmensa multitud de medidas realizadas, detalladas y comentadas, se ha extraído una selección de prácticas recomendadas e interesantes para que exista la posibilidad de, en un futuro, sean realizadas por los alumnos a modo de reforzar los conocimientos teóricos aprendidos en el aula. Se recalca la existencia de detalles que realmente son necesarios a la hora de realizar el montaje o aplicación física que no se tienen en cuenta hasta que se enfrenta con la situación en vivo. Caso con el que se ha tenido que lidiar tras revisar los libros mencionados en la bibliografía, elaborado la introducción teórica precedente, y que en definitiva ha servido al autor de este trabajo de fin de grado para asentar y ampliar conocimientos en el ámbito de la radiofrecuencia.

Generalmente, tal como se ha podido comprobar, el dispositivo supone una excelente herramienta para evaluar circuitos (más correcto: redes) y particularmente sus parámetros de reflexión. En todas las medidas, se han presenciado discontinuidades finitas en las frecuencias exactas de 1.1 GHz, 2.7 GHz, 2.9 GHz y 4.1 GHz durante las evaluaciones de las medidas en el rango que se establece como operativo del dispositivo (500KHz-4 GHz). No se ha sido capaz de determinar si dichos glitches reiterados son fruto de un error en el software (pese a que se han medido tanto en la versión 0.96 como 1.0), un defecto del dispositivo en sí o del modelo general. Sin embargo, se notificará al fabricante con pruebas de ello a fin de que sea consciente de dichos errores y pueda solventarlo en futuros modelos o software.

También, ocasionalmente, puede presentar un cierto error en los límites inferior y superior de medida. Si bien la frecuencia con los que estos errores aparecen es significativamente menor que la correspondiente a los “errores fijos” del párrafo anterior, se recomienda tenerlo en mente y en caso de que aparezcan, omitirlos del estudio.

No obstante, a pesar de los casos desfavorables ya comentados, se puede afirmar que las prestaciones de *pocketVNA* (con la salvedad del error de oscilación del modo transmisión) son prácticamente satisfactorias y más que válidas para ser utilizado a modo de dispositivo docente o para evaluar circuitos con precisiones válidas de décimas de ohm que, en cualquier caso, no se consiguen en manipulaciones de circuitos de la vida cotidiana. En caso de que se requiriera mayor precisión (imagínese, para realizar medidas de un sistema espacial que precise muy elevada precisión), debería disponerse de equipos cuyo coste medio excede 10.000 euros de precio, que es más de 25 veces el coste de este dispositivo.

En la banda de frecuencias normalmente evaluada (desde media frecuencia MF~300 KHz hasta UHF~3GHz) se engloban la mayoría de frecuencias utilizadas tanto en el sector aeronáutico como en el ámbito general de las comunicaciones, por ello, el dispositivo también presenta excelente validez para analizar sistemas del ámbito que nos atañe: el sector aeroespacial.

Un aspecto en el que el dispositivo es extremadamente sensible es a la calibración previa a la medida. Lógicamente, se está proporcionando al sistema una referencia sobre la que debe interpretar y discernir las posteriores medidas y de ello deriva su gran dependencia. Por ende,

aparte de revisar de que las conexiones realizadas sean correctas y de que los elementos de calibrado posean el mínimo de pérdidas (y máxima semejanza a carga de 50Ω de impedancia de medio característica); también se recomienda encarecidamente mantener conectado el dispositivo desde 15 minutos antes de realizar cualquier calibración/medida (véase para mayor claridad la ilustración 55). El rendimiento del dispositivo (concretamente, sus componentes microelectrónicos) depende de la temperatura a la que se encuentra, que lógicamente aumenta conforme el tiempo en que permanece conectado y en consecuencia se buscará el estacionario en la temperatura (tendiendo a la temperatura de operación para la que ha sido diseñada).

Además, un detalle relevante que lo distingue de otros analizadores de redes es que con su software propio de gran facilidad de uso (user-friendly), representa directamente el punto que le corresponde para cada frecuencia en la Carta de Smith (recuérdese que representar Carta de Smith es únicamente posible con el modo reflexión). Si bien se ha revisado analíticamente que la representación es fidedigna, permite ahorrar mucho tiempo en la hora de cálculo por si quiere realizarse una adaptación (aprovechar al máximo su rendimiento) o permite caracterizar al elemento mediante un circuito equivalente (supóngase que en vez de los circuitos estudiados se posee una “caja negra”). En consecuencia, con un simple barrido en frecuencias se es capaz de conocer el comportamiento total del dispositivo y adecuarlo a los fines buscados.

Otra gran facilidad proporcionada por el programa es que permite guardar el proyecto para visualizarlo y estudiarlo a posteriori, incluso cambiar ciertos parámetros de medida (como la calibración). Esto facilita no depender de la posesión instantánea del circuito evaluado y de una consecuente reducción en tiempo. La extensión de guardado es propia (.vnaproj) pero también se pueden exportar los datos medidos en formato “.xlsx”, para trabajar con ellos con un programa con más opciones de cálculo y con el que se está más familiarizado como es el Microsoft Excel. Cabe puntualizar que dicha opción solo está disponible para la versión 1.0 del software de *pocketVNA* ya que la precedente (0.96) única y exclusivamente exporta en .xlsx las medidas de immitancias representadas en la Carta de Smith.

Asimismo, este documento, si bien en algunos casos excede el alcance de la asignatura de tercero titulada “Sistemas de Radiofrecuencia” y trata en ocasiones otros conceptos, puede servir como material de guía para el alumno y como bibliografía complementaria. Se ha explicado (tras haber leído libros relevantes sobre el tema, haber comprendido su contenido y explicado de manera propia) una introducción teórica que recoge muchos términos también vistos en clase, quizás de manera algo distinta, que pudiera ayudar a entender mejor de forma general el concepto en cuestión.

Además, el programa escrito en el lenguaje C++, adjunto en este mismo documento (mediante un enlace) permite la opción de que el alumno por sí mismo practique ejercicios de adaptación mediante “stubs” proponiéndose él mismo el enunciado y verificando que no se han cometido errores en el proceso. Pudiera ser que este programa presentara algún error u aspecto no contemplado que por el momento no ha sido hallado. Como única pega prevista, la distancia a la que se debe conectar la carga (“d”) de stub no se contempla para el caso d=0 pues sólo busca resultados con fracciones de longitudes de onda positivos (en la realidad, al contrario de lo que puede obtenerse de la resolución numérica de las ecuaciones, no existen distancias negativas).

7. Anexos y Adjuntos

Anexo 1. Construcción de la Carta de Smith.

En este apartado, se explicará la construcción matemática de la herramienta “Carta de Smith” tan utilizada en nuestras medidas en reflexión. Seguirá los mismos principios explicados en el correspondiente apartado de la introducción teórica, sin embargo, se aplicarán una serie de transformaciones matemáticas para obtener el resultado deseado: un nomograma que recoja todas las impedancias/admitancias existentes.

Empecemos por reescribir la ya conocida ecuación del coeficiente de reflexión (ecuación (7)):

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

que relaciona la amplitud compleja de una onda reflejada entre la misma amplitud de una onda incidente. Basándonos en esta ecuación, aplicaremos una serie de operaciones y propiedades matemáticas para construir la útil carta, que engloba cualquier impedancia o admitancia convenientemente normalizada con la impedancia característica del medio.

Para ello, divídase tanto en el numerador como en el denominador por Z_0 de forma que

$$\Gamma = \frac{Z_{LN} - 1}{Z_{LN} + 1}; \quad \text{con } Z_{LN} = \frac{Z_L}{Z_0}$$

De este modo, generalmente, Z_{LN} será una variable compleja que puede ser escrita en cartesianas como parte real “ r ” + parte imaginaria $j \cdot x$. No obstante, la ecuación precedente parece estar en polares (módulo + fase). Sustituimos los datos anteriores para pasarlas al coeficiente de reflexión en cartesianas

$$\Gamma = a + j \cdot b = \frac{r + j \cdot x - 1}{r + j \cdot x + 1}$$

Ahora viene posiblemente la parte más tediosa del desarrollo de la carta: resolver la ecuación para las partes imaginarias y reales. Para ello, nos serviremos de las propiedades de los números complejos conjugados, eliminando el molesto complejo del denominador.

$$a + j \cdot b = \frac{(r - 1) + j \cdot x}{(r + 1) + j \cdot x} \cdot \frac{(r + 1) - j \cdot x}{(r + 1) - j \cdot x} = \frac{(r^2 - 1) + x^2 + 2 \cdot j \cdot x}{(r + 1)^2 + x^2}$$

Ahora, se pueden separar tanto parte real como imaginaria en las ecuaciones (a) y (b).

$$\left. \begin{array}{l} a = \frac{r^2 - 1 + x^2}{(r + 1)^2 + x^2} \quad (A) \\ b = \frac{2 \cdot x}{(r + 1)^2 + x^2} \quad (B) \end{array} \right\}$$

Despejando la reactancia normalizada (x) de la ecuación A:

$$x^2 = \frac{(r + 1)^2 - r^2 + 1}{1 - a}$$

Y entramos con este valor en la ecuación B para obtener la primera de las dos ecuaciones que permiten construir gráficamente la Carta de Smith: la que representa los círculos de resistencia normalizada constante.

$$\left(a - \frac{r}{r+1}\right)^2 + b^2 = \left(\frac{1}{r+1}\right)^2 \quad (\alpha)$$

Si nos fijamos atentamente, responde a la ecuación de un círculo de centro $(r/r+1, 0)$ y radio $1/(r+1)$. Para obtener las distintas circunferencias, se darán distintos valores a la variable resistencia normalizada r.

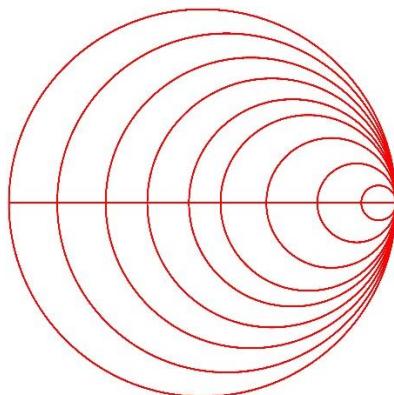


Ilustración 78. Representación de circunferencias de resistencia constante r. Sus centros son tangentes a la misma recta y el eje, perpendicular a ésta última, contiene a todos los centros de las infinitas circunferencias posibles.

Ahora buscaremos despejar la segunda ecuación que nos definirá la representación restante: las circunferencias (mejor dicho, prácticamente cuartos de circunferencia) de reactancia constante.

Análogamente, despejando r de (b):

$$r = \frac{\sqrt{-bx(bx-2)} - b}{b}$$

Y sustituyendo en (a) se consigue la segunda y última ecuación necesaria:

$$(a-1)^2 + \left(b - \frac{1}{x}\right)^2 = \frac{1}{x^2} \quad (\beta)$$

que como ya se ha explicado, vuelve a corresponder con la ecuación de una familia de circunferencias, pero con una importante particularidad: hay 2 subconjuntos de circunferencias de reactancia constante con centros en $(1, 1/x)$. En consecuencia, generalmente sólo se ven su tercer y cuarto cuadrante (para x positivas y negativas respectivamente).

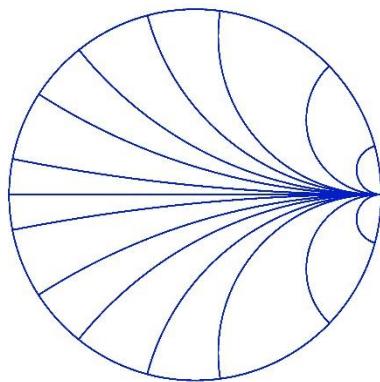


Ilustración 79. Representación de circunferencias de reactancia constante, para valores positivos (hemicírculo superior) y negativos (hemicírculo inferior)

La superposición de ambos resultados nos lleva a construir la Carta de Smith y, en esencia, recoger y representar cualquier impedancia mediante una impedancia normalizada $z = r + j \cdot x$.

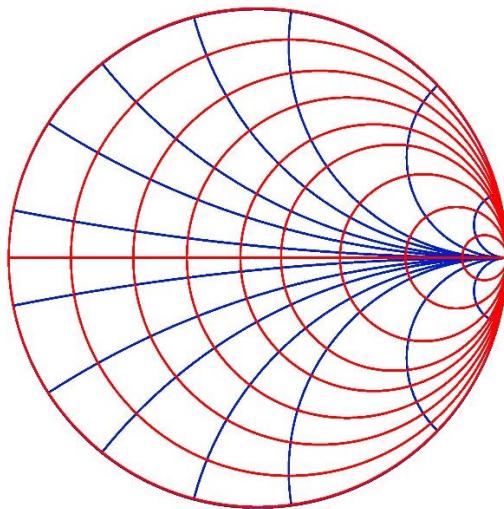


Ilustración 80. Carta de Smith con las curvas de resistencia y reactancia constante

Si bien este desarrollo matemático-gráfico de la Carta de Smith se considera suficiente como para poder entender su construcción, supone una simplificación rápida de la construcción consultable en el libro *Benson, F., & Benson, T. M. (1991). Field waves and transmission lines.*

Se recomienda, entonces, su consulta en los casos de que la aquí presente no sea lo suficientemente clara o si se quiere observar desde una profundidad algo mayor.

Anexo 2. Código del programa “Adaptación mediante stub”

Debido a que las aproximadamente 150 líneas de código escritas directamente en este documento lo agrandarían en 4 o 5 páginas adicionales innecesarias, se ha publicado el código en la web:

<https://drive.google.com/file/d/12HvuuGQoxTWtT9by9POiktHwa8-XodMi/view?usp=sharing>

Por si se quisiera revisar su corrección o comprobar el funcionamiento del programa. Pese a que el archivo tiene extensión “.cpp” para ser ejecutado directamente y compilado por un compilador como *devcpp*), puede ser abierto por cualquier editor de textos como el incorporado por defecto de Windows (*Bloc de Notas*, *Scite*, etc.

En caso de que no se disponga de compilador y únicamente quiera evaluarse su funcionamiento, se puede descargar el ejecutable del siguiente enlace:

<https://drive.google.com/open?id=1ao7i2kS6bQplbBY76nVtHehZvGg7oYDL>

Quienes son algo entendidos en seguridad informática conocerán lo poco recomendable que es abrir un archivo con extensión de ejecutable pues suele ser la forma más sencilla de incorporar un “malware” (mal llamado virus) en el ordenador. Por ello, se adjunta el análisis y el enlace a la conocida página web de *Virustotal*, donde se analiza el archivo por 71 antivirus comerciales, para garantizar que no alberga ningún elemento malicioso.

<https://www.virustotal.com/gui/file/47dc7e7fe5b30c426a2148c7e315b54e33efc8a793ac8cafafb667c823be811cfb667c8238e811c/details>

DETECTION	DETAILS	COMMUNITY	
Acronis	Undetected	Ad-Aware	Undetected
AegisLab	Undetected	AhnLab-V3	Undetected
Alibaba	Undetected	ALYac	Undetected
Anti-AVL	Undetected	Arcabit	Undetected
Avast	Undetected	Avast-Mobile	Undetected
AVG	Undetected	Avira	Undetected

Generalmente, el programa supone una herramienta fácil y rápida para hallar la longitud y distancia a la que hay que ubicar un stub (cortocircuitado o en circuito abierto aunque este último caso sea menos recomendable por las razones ya explicadas) pero lejos de ser académica o de que pueda suponer de gran didacticidad para el alumno. Sí que sirve, rápidamente, para saber si el resultado calculado mediante la Carta de Smith es correcto o si realmente tuviera que realizarse el stub.

Para aprendizaje, se recomienda la Carta de Smith interactiva presente en la web:

<http://www.amanogawa.com/archive/LossLessSmithChart/LossLessSmithChartWide-2.html>

que al requerir el uso de “applets” flash y java, puede no funcionar en todos los navegadores. En el ordenador portátil con el que se ha accedido, un Hp Pavilion g6 de 2012 y con Windows 10 instalado, no ha sido posible cargar correctamente la página mediante el navegador Google Chrome, pero sí con Internet Explorer.

En consecuencia, se recomienda al lector que quiera utilizarla, a abrir el enlace directamente con el navegador Internet Explorer.

Anexo 3. Resultados

Se hacen públicos los archivos de todos los resultados y medidas obtenidas por si en un futuro quieren ser revisados, evaluados o trabajar sobre ellos. Para su apertura, normalmente será necesario disponer del software específico del analizador de redes “PocketVNA” disponible en la web: <http://pocketvna.com/software/>

En otras ocasiones, dependiendo de la extensión del archivo, podrán ser visualizados con Microsoft Excel pues han sido exportados en formato “.xlsx”

Cabe recordar que hay incompatibilidad entre las distintas versiones de software del dispositivo: la versión 0.96 no puede abrir archivos de la versión 1.0 ni viceversa. No obstante, ambas versiones pueden ser descargadas del enlace anterior.

Para acceder al recopilatorio de medidas realizadas, se proporciona el siguiente link (Google Drive):

<https://drive.google.com/drive/folders/1N-zv8WNz6Lm-N7rnmFUUeYH6uOdgbuPn?usp=sharing>

Anexo 4: Prácticas propuestas

Introducción

En esta sesión de laboratorio, haremos servir el analizador de redes de bajo coste *pocketVNA* que integra tanto las funciones de analizador de espectros como generador de barridos. A partir de la evaluación de los circuitos para un rango de frecuencias dado, se determinarán las propiedades instantáneas del medio de propagación dependiendo de con qué tipo de carga se finalice, se construirá su circuito básico equivalente, y se propondrán una serie de modificaciones acordes a la teoría vista en clase.

Material utilizado

- Analizador de redes *pocketVNA*
- Ordenador para proveer la alimentación al dispositivo y visualizar las medidas
- Software *pocketVNA-run.exe* (version 1.0) disponible en el enlace:
<http://pocketvna.com/software/>
- Bibliografía de guía original y complementario propio (tfg):
 - <http://pocketvna.com/software/styled/>
 - <https://drive.google.com/open?id=10f0bEL1wraOZImSGF4sOKW6XhpwhVq2A>
- Material de laboratorio para la construcción de los circuitos propuestos:
 - Analizador de redes PocketVNA con sus cargas de prueba OSL
 - Cable RG174 de 52 cm de longitud
 - 2 Cables RG58 gris con salidas SMA-N
 - 2 Bifurcadores con geometría T
 - Adaptadores
 - Cargas de 50 ohmios (adaptadas) tipo N y tipo BNC



Ilustración 81. Material requerido para la práctica



Ilustración 82. Detalle del analizador de redes

Procedimiento:

Tal como se ha visto en teoría, en el ámbito de la radiofrecuencia es común encontrar cables cuya impedancia característica es 50 ohmios reales. En principio, a no ser que se observe lo contrario, los cables con los que se trabajará serán de dicha impedancia característica teórica, aunque serán igualmente medidos para corroborarlo.

El analizador de redes virtual (VNA) permite medir parámetros de reflexión y de transmisión del circuito evaluado. Dichos parámetros (concretamente parámetros s) provienen del estudio de las ondas transmitidas y reflejadas en los distintos puertos del cuadripolo, pues nuestro circuito podrá ser considerado como tal. La teoría relativa a parámetros de cuadripolos se supone conocida de cursos precedentes y en caso de que se quiera revisar, se remite al alumno al apartado 1.4 del documento:

(<https://drive.google.com/open?id=1dUOg33CGD0GlZajJK0vrmv-RZChCMCLsF>).

En los parámetros de **transmisión**, se evalúa la diferencia entre la onda generada en el puerto 1 del analizador de redes y la recibida en el puerto 2, convenientemente conectadas con un cable o circuito a medir. Esta lectura nos ofrece la posibilidad de conocer (a través de una gráfica del propio software) la atenuación que presenta el medio de propagación (circuito) y la correspondiente fase. Estas dos magnitudes principales, como otras secundarias podrán ser medidas frente a distintos parámetros interesantes como pueden ser: frecuencia, tiempo, distancia, etc... según resulte de interés. Sin embargo, la conversión entre dichos parámetros es relativamente sencilla.

Medir en modo **reflexión** permite representar en Carta de Smith el circuito tal como se percibe desde el punto de vista generador. Para ello, solo se requerirá conectar el elemento a evaluar en el puerto 1 del dispositivo. Representar en Carta de Smith implica conocer la impedancia normalizada del circuito y, conociendo la del medio de propagación, posibilitará obtener el circuito básico equivalente para una frecuencia dada al igual que su evolución frente al aumento de frecuencia.

Cada uno de los modos descritos tiene distinta operativa que será explicada a continuación.

Antes de realizar ninguna medida directa es preciso calibrar convenientemente el dispositivo, esto es, ofrecerle unos patrones de referencia al software y que a partir de comparación sea capaz de determinar los parámetros de interés.

A modo de que se omitan posibles errores futuros, se deja esperar un intervalo de tiempo de **diez minutos** desde que se conecta el dispositivo hasta que se empieza a realizar la calibración.

Para empezar, se ejecuta el software *pocketVNA-run.exe* y nos fijaremos en el borde inferior derecho, donde se nos informará de si se ha reconocido correctamente el dispositivo. En caso contrario, se debe desconectar y reconectar nuevamente el dispositivo con especial cautela y si el error persiste, avisar al personal docente presente en el laboratorio.

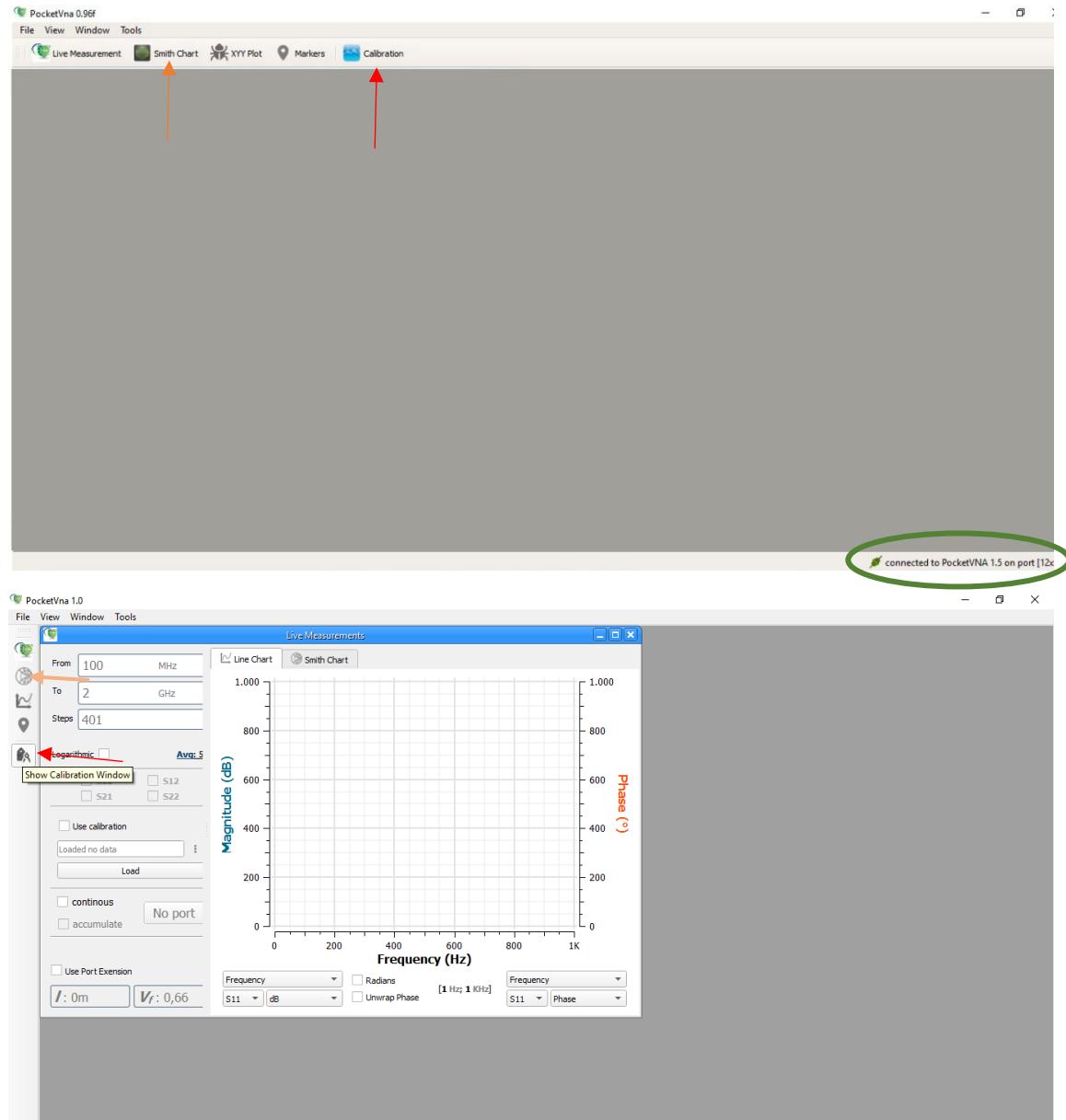


Ilustración 83. Arriba software v0.96, Abajo software v1.0

En la imagen superior, se muestra en el software 0.96 con una elipse verde la información de que se ha reconocido el dispositivo y con una flecha roja dónde se encuentra el apartado de calibrado. Análogamente, en la imagen inferior se señala el apartado de calibrado para el software 1.0.

Seleccionamos el rango de frecuencias a evaluar, las divisiones principales o puntos a representar gráficamente (y su promediado para disminuir errores en el apartado Avg con valor

recomendado 10) y finalmente si se quiere medir en parámetros de transmisión o reflexión. Como la calibración en cada modo es distinta, se explica por separado.

- **Modo reflexión:** Deben medirse separadamente tres cargas de prueba en los modos de Open, Short y Load (Circuito Abierto, Cortocircuito y Carga Adaptada). Éstas son de la siguiente forma:



Una vez se realiza la medida oportuna (fíjese que para Open hay que usar la carga con la etiqueta O, para carga adaptada L y para cortocircuito S) se selecciona “Use as _____” (como corresponda) y se avanza hasta que finalizamos el calibrado y tanto se puede guardar como un archivo “.cal” (práctica recomendada) como usar directamente en la posterior medida como “use and close”.

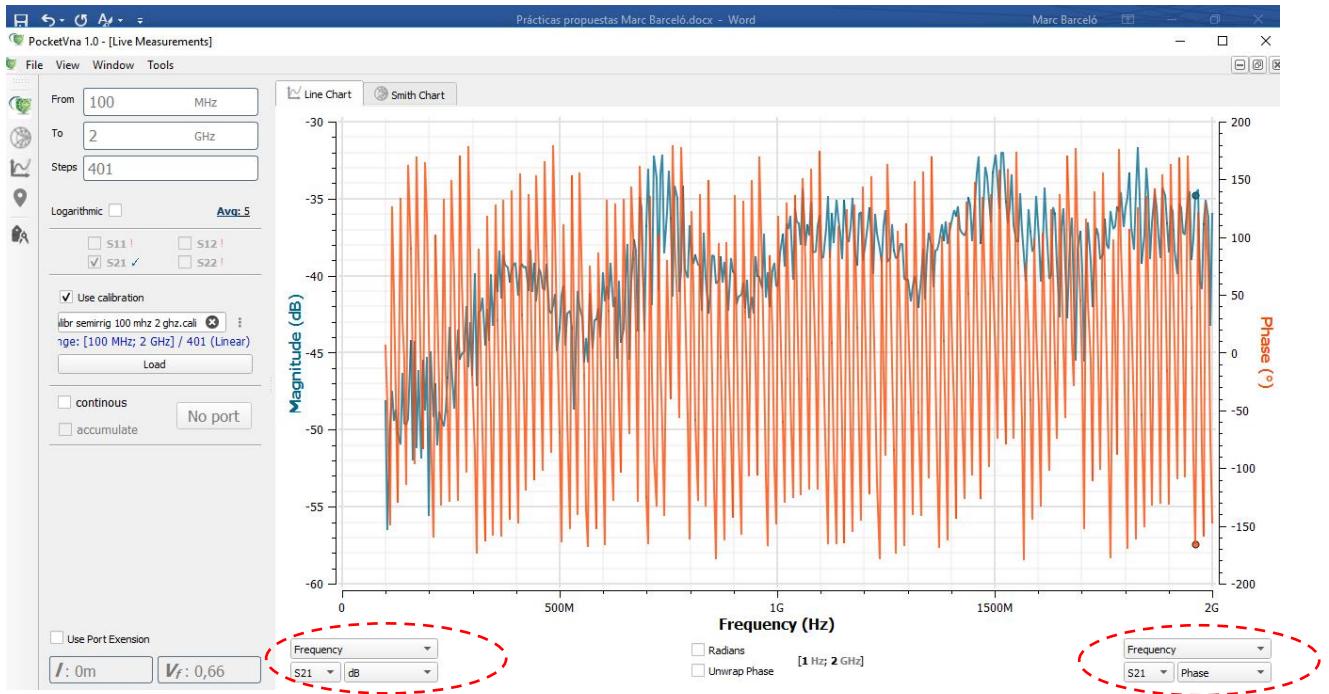
- **Modo transmisión:** Ahora solo nos exigen medir “dos circuitos”, el primero, dejando el puerto 1 y 2 en abierto (sin conectar nada) en el modo open y en through se conectan ambos con el cable a servir como referencia. El procedimiento de guardado y uso es análogo al de modo reflexión.

Nótese, tal como se ha explicado con anterioridad, que calibrar es proporcionar una referencia al programa indistintamente del modo a analizar. En consecuencia, se podrá jugar con los circuitos medidos en calibración para sólo evaluar determinados componentes del circuito (se medirá en calibración todos los elementos del circuito excepto ése y posteriormente se conectará y medirá). Por otro lado, si sólo se quiere evaluar el circuito en global, se utilizarán el mínimo de elementos posibles y con el máximo comportamiento ideal posible (cargas de prueba directamente medidas en el puerto 1 para reflexión y cable de menor longitud y pérdidas entre puerto 1 y 2 en transmisión).

En ocasiones, debido a la variedad de conectores disponibles, será difícil realizar calibraciones perfectas e ideales sin añadir la aportación adicional de algún elemento no deseado. Al final, cabe tener en mente que el dispositivo es de bajo coste y su uso primordial es para contrastar la aplicación experimental y real frente a la teórica vista en el aula.

Ahora, ya se puede obtener la medida buscada. Conectamos convenientemente el circuito a los puertos del dispositivo (puerto 1 para modo reflexión y puertos 1 y 2 para modo transmisión) y, en la pestaña “Live Measurement” seleccionamos el mismo intervalo de frecuencias y características que las establecidas en la calibración. Nótese que además debe estar seleccionada la opción “Use Calibration” con el nombre del fichero de calibrado guardado, o por el contrario si no se ha guardado pero sí seleccionado, con el nombre “Not-saved.cal”. En caso de que no aparezca, se puede cargar fácilmente dando click al botón “Load Calibration”.

Una vez terminado el proceso, aparecerá una gráfica en el centro del programa con la representación de la atenuación y fase frente a la frecuencia. En caso contrario, fíjese que están adecuadamente dispuestos las magnitudes de S11 en modo reflexión y S21 para transmisión.



Si bien desde el modo transmisión dicha gráfica puede proporcionarnos multitud de características interesantes, para modo reflexión, estamos más acostumbrados a leer directamente de la carta de Smith. En consecuencia, accedemos a la pestaña “Smith Chart” (flecha naranja en la ilustración 2) y seleccionamos la opción de “Import Live”.

Además, si se usan marcadores (“Use markers”), permite evaluar un gran conjunto de parámetros del circuito al situar el cursor en el punto (frecuencia) de interés.

Medidas:

Se proponen realizar un conjunto de medidas.

- Medida de un cable RG174 de 0,5 m de longitud en un rango de frecuencias de 50 MHz-2 GHz.
- Medida de un cable gris SMA -N + conector tipo N corto en rango de frecuencias de 50 MHz-2 GHz.
 - ¿Cuál de los dos presentará unos parámetros de transmisión más favorables? Obtener su representación en Carta de Smith y dibujar su circuito básico equivalente (de líneas de transmisión) en las frecuencias de 100 MHz, 500 MHz y 1,5 GHz
 - Realice el siguiente circuito y suponiendo que se utilizará como parte de una antena Wi-Fi (cuya frecuencia central de operación será 2,4 GHz), evalúelo en un rango de frecuencias de 1 a 3 GHz. ¿Lo utilizaría preferentemente para otra frecuencia de dicho intervalo que no sea 2,4 GHz?



Ilustración 84. Circuito: Carga 50 ohm tipo N macho + Adaptador hembra-hembra N + carga 50 ohm BNC + T Hewlett-Packard + Adaptador N-SMA + Cable SMA-N + Adaptador Hembra N-N + Cable SMA-N

Nos interesa que la transmisión de potencia sea máxima y que haya el mínimo coeficiente de reflexión posible para no dañar el generador. Véase que, en la imagen siguiente, está colocado un bifurcador (T) a una distancia arbitraria (52 cm) que permitiría añadir con gran facilidad un trozo de cable en paralelo.



Proponga, mediante una adaptación por stub cortocircuitado, a la frecuencia de 2,4 GHz, la distancia desde la carga a la que se debería conectar (dónde ubicaría vd. el bifurcador T) y la longitud que debería tener dicho stub.

----- Los apartados siguientes deben ser rellenados por el/la alumno/a -----

Resultados:

Conclusiones:

----- FIN DE LOS ANEXOS -----

Referencias. Imágenes externas:

- Imagen 4: Carta de Smith. Fuente: https://es.wikipedia.org/wiki/Carta_de_Smith
- Imagen 7 (b): Cable coaxial real. Fuente: https://articulo.mercadolibre.com.mx/MLM-576138311-cable-coaxial-star-tv-_JM
- Imagen 10: Polarización lineal. Fuente: <https://www.midronedecarreras.com/dron/tutoriales/tipos-de-polarizacion-en-antenas-fpv-circular-o-lineal/>
- Imagen 11: Polarización circular. Fuente: <https://www.edmundoptics.com/resources/application-notes/optics/introduction-to-polarization/>
- Imagen 12 (b): Antena Hertz real. Fuente: <http://oeec970214.blogspot.com/2017/11/antena-dipolo.html>
- Imagen 14 (b): Antena Marconi real. Fuente: <http://www.directindustry.es/prod/cstel/product-188490-1953233.html>
- DDR polar y en coordenadas cartesianas: https://rua.ua.es/dspace/bitstream/10045/68131/1/Desarrollo_de_una_GUI_para_laRepresentacion_2D_y_3D_d_ALBERO_LUNA_ALEJANDRO.pdf

Bibliografía

- Balanis, C. A. (1997). *Antenna theory: analysis and design*. New York John Wiley & Sons.
- Benson, F., & Benson, T. M. (1991). *Field waves and transmission lines*. S.I. Springer.
- Cardama, A. (2002). *Antenas*. Barcelona Universidad Politécnica de Cataluña.
- Elliott, R. S. (1993). *An introduction to guided waves and microwave circuits*. New Jersey Prentice-Hall.
- Goubau, G. (1961). *Electromagnetic waveguides and cavities*. Oxford Pergamon Press.
- Griffiths, J. (1987). *Radio wave propagation and antennas : an introduction*. New Jersey Prentice-Hall International .
- Hickman, I. (1995). *Manual práctico de radiofrecuencia*. Madrid Paraninfo.
- Izpura Torres, J. I. (2017). *Apuntes de la asignatura Sistemas de Radiofrecuencia*. Plataforma Moodle.
- Kraus, J. D. (2002). *Antennas for all applications*. Boston McGraw-Hill.
- Matick, R. E. (s.f.). *An Introduction to Transmission Lines, High Frequency, and High Pulse Characteristics and Applications*. IEEE PRESS.
- Page de la Vega, J. (1983). *Ondas Planas*. Madrid Servicio de Publicaciones, Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación.
- Page de la Vega, J. E. (1983). *Propagación de ondas guiadas*. Madrid Servicio de Publicaciones, Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación.
- Paul, C. R. (2010). *Transmission lines in digital and analog electronic systems : signal integrity and crosstalk*. John Wiley & Sons.