



Universidad de Valladolid

Facultad de Ciencias

TRABAJO FIN DE GRADO

Grado en Física

ELABORACIÓN DE MATERIAL PARA EL ESTUDIO DE LA PROPAGACIÓN DE ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Autora: María Morán Pedroso

Tutores: José María Muñoz Muñoz

Óscar Alejos Ducal

Índice General

Resumen/Abstract	1
Introducción	3

Capítulo 1

Conceptos y métodos de medida en microondas	5
1.1. Teoría de líneas de transmisión	5
1.1.1. Modelo de parámetros concentrados de una línea sin pérdidas	7
1.1.2. Análisis de campos de una línea de transmisión	9
1.1.3. La línea de transmisión terminada	11
1.2. Métodos de medida de impedancias en microondas	14
1.2.1. La línea ranurada.....	14
1.2.2. Otros métodos de medida en microondas.....	16

Capítulo 2

Dispositivo de medida: la línea terminada.....	17
2.1. La línea de transmisión “destapada”	18
2.2. El generador de microondas	23
2.3. Impedancias de carga.....	24
2.3.1. Caracterización de las resistencias con el VNA.....	25

Capítulo 3

Dispositivo de medida: Detector	31
3.1. Sonda.....	31
3.1.1. Sensibilidad de la sonda.....	32
3.1.2. Antena de parche	33
3.2. Detector	33
3.2.1 Detector de ley cuadrática.....	34
3.2.2. El detector logarítmico.....	36

3.2.3. Fabricación del detector.....	38
3.2.4. Interpretación de las medidas.....	39

Capítulo 4

Medidas realizadas.....	41
4.1. Impedancia característica.....	41
4.2. Patrón de onda estacionaria.....	42
4.3. Velocidad de propagación de la onda en la línea.....	45

Capítulo 5

Práctica de laboratorio.....	47
5.1. Propuesta de práctica.....	47
5.2. Presupuesto de la práctica.....	56
5.3. Posibles mejoras.....	58

Conclusiones.....	59
-------------------	----

Bibliografía.....	61
-------------------	----

Índice de Figuras

Capítulo 1

Figura 1. 1. Circuito equivalente de elementos concentrados de una línea sin pérdidas ..	7
Figura 1. 2. Línea de transmisión terminada en una impedancia de carga Z_L	11
Figura 1. 3. Posibles patrones de la amplitud de la onda estacionaria en función de Z_L .	12
Figura 1. 4. Línea ranurada fabricada (a) sobre guía de ondas y (b) sobre cable coaxial	14

Capítulo 2

Figura 2. 1. Dispositivo experimental	17
Figura 2. 2 Terminales de la línea	18
Figura 2. 3. Analogía entre un cable coaxial circular y uno cuadrado.....	19
Figura 2. 4. Dimensiones del perfil de aluminio.....	20
Figura 2. 5. Líneas equipotenciales y voltaje en la sección de la línea.....	21
Figura 2. 6. Campo eléctrico en la sección de la línea.....	21
Figura 2. 7. Líneas equipotenciales y densidad de flujo de B en la sección de la línea ...	22
Figura 2. 8. Ampliación de la figura anterior incluyendo los vectores del flujo de B	22
Figura 2. 9. Oscilador controlado por voltaje unido al conector de la línea mediante un adaptador	23
Figura 2. 10. VCO sintonizado a 0V con diodo de protección.....	24
Figura 2. 11. Impedancias de carga con una escala de referencia de un centímetro	24
Figura 2. 12. Circuito equivalente para la impedancia de carga.....	25
Figura 2. 13. Analizador Vectorial de Redes	26
Figura 2. 14. Impedancia del adaptador en el plano del VNA.....	27
Figura 2. 15. Impedancia del adaptador en el plano de su extremo	28
Figura 2. 16. Impedancia de la carga con $R=100\Omega$ en el plano del conector.....	29
Figura 2. 17. Impedancia de la carga con $R=100\Omega$ en los bornes de la resistencia.....	29

Capítulo 3

Figura 3. 1 Detector compuesto por una sonda y un circuito integrado.....	31
Figura 3. 2. (a) Circuito de un detector de microondas y (b) variaciones del voltaje en el condensador, $V_c(t)$ y en el generador, $e(t)$	34
Figura 3. 3. Rangos de detección de ley cuadrática y lineal para un detector de diodo ..	36
Figura 3. 4. (a) Entradas del detector logarítmico y (b) esquema del circuito interno	37

Figura 3. 5. Función logarítmica resultado de la combinación de las funciones a trozos en cada detector.....	38
Figura 3. 6. Esquema de las conexiones del LT5534 en la placa.....	38
Figura 3. 7. Curva de transferencia a 3V y a 5V para 50 MHz y 1,9 GHz.	39
Figura 3. 8. (a) Ecuación de la curva de transferencia del detector y (b) curva de transferencia y error lineal del detector dados por el fabricante.....	39

Capítulo 4

Figura 4. 1. Medidor LCR	41
--------------------------------	----

Capítulo 5

Figura 5. 1. Esquema de una línea de transmisión sin pérdidas a altas frecuencias....	48
Figura 5. 2. Formación del patrón de una onda estacionaria	50
Figura 5. 3. Diferentes patrones de la amplitud de una onda estacionaria según sea la impedancia de carga Z_L	51
Figura 5. 4. Circuito equivalente para la impedancia de carga.....	53

Índice de acrónimos

ISM: Industrial Scientific Medical

PCB: Printed Circuit Board

RF: Radio Frecuencia

ROE: Razón de Onda Estacionaria

ROEV: Razón de Onda Estacionaria de Voltaje

SMA: SubMiniature version A

SMAM: SubMiniature version A Male

SMD: Surface Mount Device

TE: Transverse Electric

TEM: Transverse ElectroMagnetic

TM: Transverse Magnetic

VCO: Voltage Controlled Oscillator

VNA: Vector Network Analyzer

Resumen

El objetivo último de este trabajo es la elaboración de una práctica de laboratorio destinada a los alumnos de cuarto año del grado de Física correspondiente a la parte de Electrodinámica. De esta forma se pudo conocer el proceso que se lleva a cabo en el desarrollo y fabricación de las prácticas que se han ido viendo a lo largo de la carrera.

La práctica que se propone trata la propagación de microondas en una línea de transmisión, lo que supone, por un lado, una introducción para el alumno a la Física de Alta Frecuencia, y por otro lado, se trabajan conceptos de reflectometría y onda estacionaria.

Para elaborarla, se creó un nuevo tipo de línea de transmisión, la línea “destapada”, además de varias cargas que la terminan y el detector adecuado para llevar a cabo las medidas. Así se obtuvo una práctica muy económica, sencilla de realizar e interesante.

Abstract

The ultimate aim of this work is the elaboration of a laboratory practice directed to the fourth-year students of Physics concerning to the Electrodynamics part. In this way, it could be known all the process carried out for the development and the manufacturing of the practices seen during the degree.

The proposed practice is about the microwave propagation through a transmission line, which means, on the one hand, an introduction for the student to High Frequency Physics, and, on the other hand, a treatment about reflection of waves and steady waves.

To do this, it was manufactured a new kind of transmission line, the “uncovered” line, in addition to several charges than terminate the line and a suitable detector to measure the camp. In this way, a very economic, easy and interesting practice was obtained.

Introducción

En la actualidad, la emisión, transmisión y recepción de ondas electromagnéticas es fundamental tanto en la vida cotidiana de las personas como en el mundo científico. La modulación adecuada de esas señales permite la transmisión de información y dependiendo de las características de esa información se elige un segmento u otro del espectro. Las microondas, ondas de frecuencias entre 300 MHz y 3 GHz, son una parte del espectro muy utilizadas para usos habituales bidireccionales como la telefonía fija y móvil, la televisión, las redes inalámbricas, etc.

Es importante que un alumno de Física aprenda a trabajar con ondas de alta frecuencia, que se familiarice con el material habitual que se emplea y comprenda bien los fenómenos que tienen lugar como la reflexión, que tiene aplicaciones científicas y médicas.

En este trabajo se relata cómo fue el desarrollo de esa práctica. En el capítulo 1 se explica la Teoría de líneas de transmisión como un paso intermedio entre la Teoría de circuitos y la Teoría de campos y se introduce la línea ranurada, la inspiración de esta práctica. Los capítulos 2 y 3 explican el dispositivo experimental que se llevó a cabo. El capítulo 2 se centra en la línea de transmisión que se confeccionó y las cargas que la terminan. En el capítulo 3 se explica el detector de microondas, las características que ha de tener, tanto su sonda para poder captar una señal de ultra alta frecuencia como el chip que convierte esa señal en medible por un voltímetro. El capítulo 4 relata las medidas que se pueden hacer con ese material y que se propondrían en la práctica. El capítulo 5 condensa todo lo anterior en una propuesta de práctica, además de incluir el precio de la misma y posibles mejoras.

Capítulo 1

Conceptos y métodos de medida en microondas

La Teoría de Maxwell es la gran unificación de las leyes del electromagnetismo. Resolviendo sus ecuaciones se puede encontrar solución para cualquier problema electromagnético dentro de la Teoría Clásica, aunque eso sí, esa resolución puede ser muy costosa.

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon}$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$

Muchas de las situaciones habituales se pueden tratar mediante aproximaciones de esta teoría, lo que simplifica mucho el trabajo. Estas aproximaciones las podemos agrupar en cuatro niveles, según cómo dependan los parámetros del sistema del tiempo y del espacio.

- El primero de los niveles sería la *aproximación estática* que se aplica en casos en los que nada depende del tiempo. Ejemplos de ella serían la Electrostática y la Magnetostática.

- El segundo, la *aproximación cuasiestática*, para resolver circuitos en los que los campos varían en el tiempo y en el espacio pero no hay propagación. La Teoría de Circuitos pertenece a este nivel.

- El tercer nivel de aproximación es lo que nos atañe en este trabajo: *la Teoría de líneas de transmisión*, donde los campos varían en el espacio y en el tiempo y hay propagación, pero las condiciones de contorno y los modos permiten hacer simplificaciones (energía confinada en una región del espacio y modos TEM).

- El cuarto nivel comprende los casos en los que es necesario aplicar teoría de campos, como puede ser el estudio de guías de onda o la propagación libre (antenas, óptica...).

1.1. Teoría de líneas de transmisión

Llamamos *línea de transmisión* a cualquier sistema de varios conductores separados por un dieléctrico que puede guiar una onda desde un punto a otro. Dentro de ellas, se

puede distinguir entre líneas de un solo conductor (guías de ondas) y líneas de dos o más conductores, por el hecho de que las guías de ondas no soportan modos TEM (modos transversales electromagnéticos), que son configuraciones en las que todas las componentes de los campos están contenidas en el plano transversal al de propagación.

Los modos TEM tienen una serie de propiedades que hacen el estudio de las líneas mucho más sencillo.

- Para ondas TEM la velocidad de propagación no depende de la geometría de la línea ni de la frecuencia, solo del material dieléctrico.
- Las ondas TEM no tienen una frecuencia de corte, frecuencia mínima por debajo de la cual no se pueden propagar.
- Para modos TEM se pueden relacionar unívocamente \vec{E} y \vec{B} con el voltaje e intensidad respectivamente.

Por otro lado, a la hora de abordar un problema de líneas de transmisión, la manera de enfocarlo se puede hacer eligiendo uno de los siguientes modelos.

- Modelo de *parámetros concentrados* para los casos en los que la longitud de onda de los campos es mucho mayor que las dimensiones de los elementos. Este tipo de circuitos se resuelve mediante las ecuaciones de la Teoría de Circuitos. Por ejemplo, en una línea de transmisión conectada a un generador y terminada en una carga, tanto el generador como la carga se pueden considerar parámetros concentrados si la longitud de onda es suficientemente grande.
- Modelo de *parámetros distribuidos* cuando la longitud de onda es comparable o menor que los elementos del sistema. La resolución de este modelo es a partir de diferenciales parciales y es más complicada. Los parámetros de la línea, como son capacidad, autoinducción, resistencia y conductancia, son parámetros distribuidos y su magnitud depende de la longitud de la línea.

El hecho de que el modo predominante en las líneas de transmisión sea TEM hace posible una forma simplificada en su estudio y es que, aunque en la dirección longitudinal de la línea haya propagación, en el plano transversal, en el cual están todas las componentes del campo, la línea tiene unas dimensiones mucho menores que la longitud de onda, así que podemos aplicar el modelo de parámetros concentrados en esta dimensión. La línea de transmisión sería el límite de una sucesión de elementos concentrados conectados en tramos infinitesimales de línea.

Con esta simplificación, la propagación de ondas en líneas de transmisión se puede entender como una extensión de la Teoría de circuitos o como una especialización de las ecuaciones de Maxwell.

1.1.1. Modelo de parámetros concentrados de una línea sin pérdidas

A partir de ahora, vamos a tratar la línea de transmisión como formada por *dos* conductores en la cual el voltaje será la diferencia de potencial entre los dos conductores y la corriente la circula por cualquiera de ellos. Esta línea la consideramos *sin pérdidas*, es decir, que tanto la resistencia de los conductores como la conductividad del dieléctrico las suponemos nulas.

Un pequeño tramo, Δz , de una línea sin pérdidas se puede modelar como el circuito de elementos concentrados de la figura.

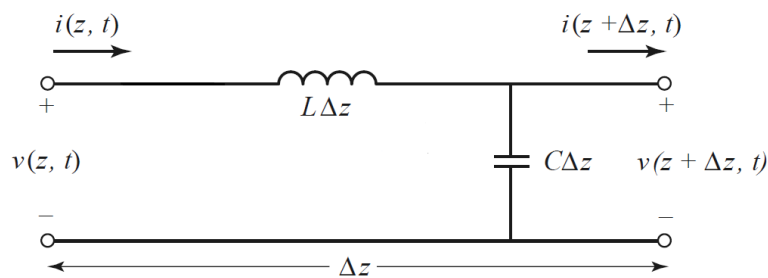


Figura 1. 1. Circuito equivalente de elementos concentrados de una línea sin pérdidas

L es la autoinducción por unidad de longitud, una propiedad del sistema que da cuenta de la energía magnética almacenada en los conductores como consecuencia de las variaciones de corriente en la sección de línea.

C es la capacidad por unidad de longitud, que representa la energía eléctrica almacenada por la presencia de dos conductores entre los que existen diferencias de potencial.

Aplicando las leyes de Kirchhoff al circuito:

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t}$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t}$$

Estas diferenciales en el dominio del tiempo de una línea de transmisión se conocen como *las ecuaciones del telegrafista*. Para resolverlas se desacoplan y se pasan al dominio de la frecuencia mediante una representación fasorial cosenoidal.

$$\frac{\partial^2 v(z, t)}{\partial z^2} = LC \frac{\partial^2 v(z, t)}{\partial t^2} \quad \text{con} \quad v(z, t) = V_0(z) \cos(\omega t + \phi) = \text{Re}\{V_0 e^{j(\omega t + \phi)}\} = \text{Re}\{V(z) e^{j\omega t}\}$$

$$\frac{\partial^2 i(z, t)}{\partial z^2} = LC \frac{\partial^2 i(z, t)}{\partial t^2} \quad \text{con} \quad i(z, t) = I_0(z) \cos(\omega t + \phi) = \text{Re}\{I_0 e^{j(\omega t + \phi)}\} = \text{Re}\{I(z) e^{j\omega t}\}$$

Donde $V(z)$ e $I(z)$ son las amplitudes complejas o fasores.

Se deduce que la velocidad de propagación de la onda en el medio es:

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Finalmente, se llega a dos ecuaciones de onda:

$$\frac{d^2 V}{dz^2} + \omega^2 LC V(z) = 0$$

$$\frac{d^2 I}{dz^2} + \omega^2 LC I(z) = 0$$

Las soluciones de estas ecuaciones, dadas en notación fasorial, se conocen como *onda de voltaje* y *onda de corriente* respectivamente y cada una es la superposición de una onda viajando en sentido directo y otra en sentido regresivo. Las ondas de voltaje están en fase mientras que las de corriente están en cotrafase. Además, la onda de voltaje está desfasada $\pi/2$ respecto a la de corriente.

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

$$I(z) = I_0^+ e^{-j\beta z} + I_0^- e^{j\beta z} = \frac{1}{Z_0} (V_0^+ e^{-j\beta z} - V_0^- e^{j\beta z})$$

Donde

$$\beta = \omega \sqrt{LC} = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+} = -\frac{V_0^-}{I_0^-} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

β es la constante de fase y Z_0 es la impedancia característica de la onda. En este caso sin pérdidas β y Z_0 son reales.

Cuando hablamos de ondas que se propagan por un medio, hay que considerar la impedancia intrínseca del medio,

$$\eta = \frac{\omega}{\beta} \mu = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

Para ondas TEM, la impedancia de la onda es igual a la impedancia intrínseca de la línea.

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \sqrt{\frac{L}{C}} = Z_0$$

Así que, la velocidad de propagación se puede expresar también como

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

Para lo que suponemos materiales no magnéticos ($\mu_r=1$) y comprobamos, como se había dicho, que v_p depende solo del dieléctrico.

1.1.2. Análisis de campos de una línea de transmisión

En este apartado se pretende establecer una analogía entre la ecuación del telegrafista y la ecuación de ondas de las ecuaciones de Maxwell. Conseguir esto nos permite justificar el uso de resultados de la Teoría de circuitos en el tratamiento de ondas, como hablar de voltaje e intensidad en lugar de campo eléctrico y magnético.

Para simplificar la siguiente discusión, asumimos:

- Los límites materiales de la línea de transmisión son metálicos (no dieléctricos).
- Las dimensiones geométricas y constantes de los materiales son idénticas en la sección transversal de la línea y las pérdidas son despreciables. Esto es importante para que las ondas viajeras sean de magnitud independiente en los puntos del eje.

Como las pérdidas se desprecian, no hay campos magnéticos ni eléctricos en las paredes conductoras. Bajo estas condiciones, el campo eléctrico debe ser normal a la superficie de contorno y el campo magnético tangencial.

Partimos de las expresiones del campo magnético y eléctrico:

$$\vec{H} = \vec{H}_0 e^{j(\omega t - \beta z)}$$

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{j(\omega t - \beta z)}$$

Estas ecuaciones se pueden reescribir de forma que aparezcan ciertos coeficientes que se comporten como el V e I en el sentido de que su producto es el flujo de potencia. La razón de estos coeficientes es la impedancia de la onda.

El flujo de potencia en cualquier punto se da como el vector de Poyting, producto vectorial entre \vec{E} y \vec{H} , en ese punto. El flujo total de potencia es la integral del vector de Poyting en la sección transversal de la guía y apunta en la dirección de la guía.

Comenzamos esta analogía de forma general para una onda en modo n y de componentes transversales t.

$$W_s = \frac{1}{2} E_{t,n} H_{t,n}^* \quad \vec{H}_t = \frac{\vec{k}_z \times \vec{E}_t}{Z_0}$$

W_s representa el flujo de potencia por unidad de área en la dirección z.

Las componentes transversales de los campos se relacionan mediante la impedancia de la onda. Considerando que en modos TEM solo tenemos componentes transversales, los vectores funcionan como si fueran escalares:

$$W_s = \frac{1}{2} Z_{0,n} H_{t,n} H_{t,n}^* = \frac{1}{2Z_{0,n}^*} E_{t,n} E_{t,n}^*$$

Es útil normalizar las cantidades:

$$E_{t,n} = V_n F_n(x, y)$$

$$H_{t,n} = I_n F_n(x, y)$$

$$\iint [F_n(x, y)]^2 dx dy = 1$$

F_n se elige de modo que su dependencia con las coordenadas transversales es idéntica a las componentes transversales de los campos.

Se ajustan las cantidades V_n e I_n para que den las componentes de los campos y obtenemos, integrando W_s en el área de la línea de transmisión, lo siguiente:

$$W = \frac{1}{2} Z_{0,n} I_n I_n^* = \frac{1}{2Z_{0,n}} V_n V_n^*$$

Es decir, con la correcta normalización, el producto de $V_n I_n$ es el flujo de potencia. Así justificamos el uso de voltajes e intensidades para hablar de ondas.

1.1.3. La línea de transmisión terminada

En una línea de transmisión infinita existe una *energía que se propaga provocando ondas de voltaje e intensidad*. La razón compleja entre la onda de voltaje y de corriente es la impedancia característica de una onda electromagnética, Z_0 , como ya se ha explicado. El que una *línea sea finita*, esto es, que termine en una carga arbitraria, $Z_L = R + jX$, añade una ligadura que obliga a que las ondas V^+ y V^- no sean independientes. Desde el punto de vista de la energía, parte se absorbe y parte se refleja por el cambio de impedancia del medio, siendo la parte resistiva de la impedancia de carga la indicadora de la porción de la onda absorbida y la parte reactiva la que indica la acumulación de energía eléctrica y magnética, según sea capacitiva, X_C , o inductiva, X_L .

Esta reflexión supone la aparición de ondas estacionarias de voltaje e intensidad a lo largo de la línea, por lo que el concepto de impedancia puede resultar confuso en esta situación en la que voltaje e intensidad varían a lo largo de la línea. Por ello, el concepto con el que vamos a trabajar para relacionar voltajes y corrientes es la Razón de Onda Estacionaria (ROE) que está bien definido, en lugar de la impedancia. La ROE es una medida comparativa entre la impedancia de carga y la impedancia característica de la línea o bien entre V^+ y V^- .

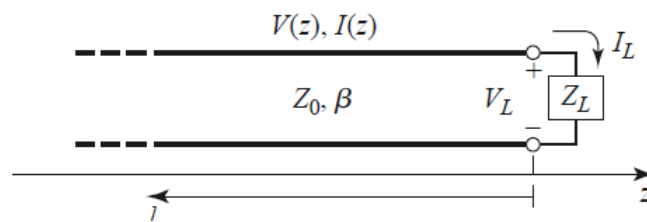


Figura 1. 2. Línea de transmisión terminada en una impedancia de carga Z_L

La reflexión de las ondas es una propiedad fundamental de los sistemas distribuidos. Las diferentes posibilidades que existen en esta reflexión, según cómo sean las ondas incidente y reflejada (que a su vez dependen de la relación entre la carga y la impedancia de la línea) se manifiestan como diferentes patrones de onda estacionaria.

- Si Z_L es distinta de Z_0 (carga desadaptada), se produce una onda reflejada de la carga al generador, con una forma que depende de la desadaptación de las impedancias. La interferencia de las onda incidente y reflejada genera una onda estacionaria en la línea que crea una respuesta de campos eléctrico y magnético también estacionaria. En este caso, existe una variedad de patrones de onda, tanto en forma como en posición de los mínimos, según la naturaleza y magnitud de la carga, como se ve en la figura 1.3.

- Si Z_L es igual a Z_0 (carga adaptada), la onda no percibirá un cambio en las condiciones del medio: no se refleja, toda la energía es absorbida por la carga. Esto se puede interpretar como si la línea fuera infinita.

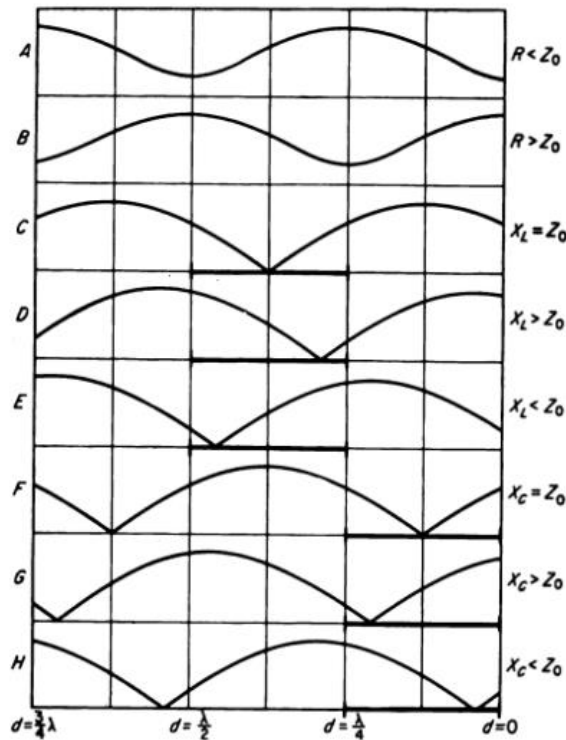


Figura 1. 3. Posibles patrones de la amplitud de la onda estacionaria en función de Z_L

Para evaluar la relación entre ondas incidentes y reflejadas (ya sean de voltaje o de intensidad) se habla de coeficiente de reflexión, Γ , que es la relación entre las amplitudes complejas de la onda incidente y la reflejada.

Asumamos una onda incidente de la forma $V_0^+ e^{-j\beta z}$ generada por una fuente en $z < 0$. Hemos visto que la razón V/I para tal onda es Z_0 . Pero cuando la línea está terminada en una carga arbitraria $Z_L \neq Z_0$, la razón V/I es Z_L en ese punto $z = 0$ (siempre consideramos la carga como el origen de las distancias en la línea), por lo que las ondas de voltaje e intensidad tendrán que adaptarse a esta condición. Así que una onda reflejada se debe excitar con la amplitud apropiada para satisfacer esta condición.

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = Z_0 \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-}$$

Y generalizando a cualquier distancia $z = -\ell$ desde la carga:

$$Z_{in} = \frac{V(-\ell)}{I(-\ell)} = Z_0 \frac{1 + \frac{V_0^-}{V_0^+} e^{-2\beta\ell}}{1 - \frac{V_0^-}{V_0^+} e^{-2\beta\ell}} = Z_0 \frac{1 + \Gamma e^{-2\beta\ell}}{1 - \Gamma e^{-2\beta\ell}} \quad \text{donde} \quad \Gamma = |\Gamma| e^{j\theta}$$

Así se relacionan la impedancia característica de la línea con la impedancia de carga en cualquier punto de la línea.

El módulo de Γ depende solo del cociente $\frac{Z_L}{Z_0}$, pero su fase, θ , depende tanto de la naturaleza de la carga como de la distancia desde la carga a la que se mide.

- El coeficiente de reflexión en la carga:

$$\Gamma(0) = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = |\Gamma|$$

- El coeficiente de reflexión referido a cualquier punto a una distancia ℓ :

$$\Gamma(\ell) = \frac{V^-}{V^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-j2\beta\ell} = \Gamma(0)e^{-2\beta\ell}$$

Utilizando el concepto de coeficiente de reflexión podemos dar la expresión de la *amplitud de la envolvente de la onda estacionaria*:

$$\sqrt{1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos(2\beta z - \theta)}$$

que es la función representada en la figura 1.3 en diferentes situaciones. En el caso de carga adaptada, $|\Gamma| = 0$, la amplitud de la envolvente es 1. Para cualquier otra carga podemos hacer un estudio de los máximos y mínimos, así entenderemos mejor la figura.

- El máximo de la función ocurre para $\cos(2\beta z_{m\acute{a}x} - \theta) = 1$ entonces $2\beta z_{m\acute{a}x} = 0$ y la amplitud de la envolvente es $1 + |\Gamma|$.
- El mínimo ocurre con $\cos(2\beta z_{m\acute{i}n}) = -1$ así que $2\beta z_{m\acute{i}n} = \pi$ y la amplitud de la envolvente es $1 - |\Gamma|$.

Por lo tanto, la distancia entre un mínimo y un máximo consecutivos es:

$$z_{m\acute{i}n} - z_{m\acute{a}x} = \frac{\pi}{2\beta} = \frac{\lambda}{4}$$

Esto se puede generalizar para dos puntos cualesquiera cuya fase difiera en π .

1.2. Métodos de medida de impedancias en microondas

Para hablar de nuestro experimento tenemos que mencionar, como mínimo, el llamado *detector de onda estacionaria* o *línea ranurada*. Nuestra línea pretende imitar este dispositivo aunque con modificaciones que la hacen más sencilla.

1.2.1. La línea ranurada

La línea ranurada es una configuración de línea de que permite muestrear la amplitud de campo eléctrico de una onda estacionaria en una línea terminada. Este tipo de dispositivo se fabrica practicando una abertura longitudinal a lo largo de una guía de ondas o de una línea de transmisión, de forma que las líneas de campo magnético no se ven modificadas y permite el acceso a una sonda que se desliza a lo largo de la línea para detectar el voltaje de la onda estacionaria que se forma dentro de la línea.

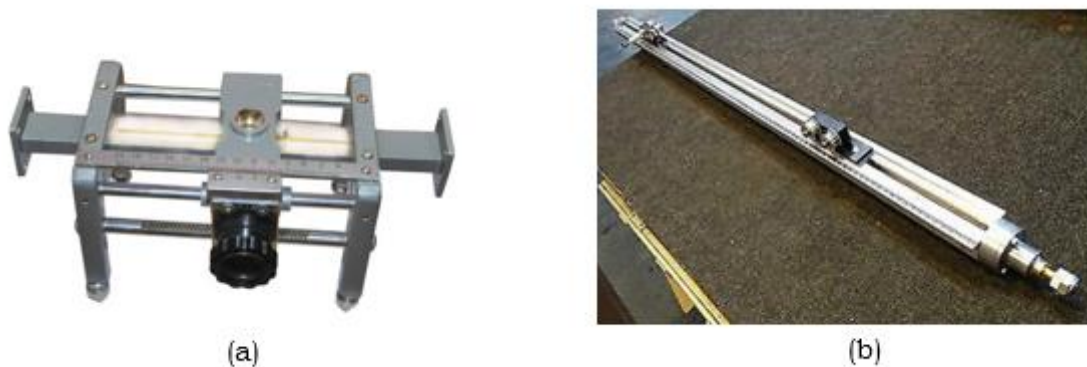


Figura 1. 4. Línea ranurada fabricada (a) sobre guía de ondas y (b) sobre cable coaxial

Las guías de ondas pueden soportar potencias más altas que los coaxiales y transportar ondas de mayor frecuencia, lo que implica que las líneas ranuradas a esas frecuencias sean sistemas de precisión, debido a las λ tan pequeñas. Esto trae consigo, desde el punto de vista de la metrología, que haya fuentes de error como:

- La discontinuidad de la impedancia debido a la ranura.
- Incapacidad para mantener uniforme el acoplamiento a los campos por imperfección del mecanismo de transporte.
- Distorsión de los patrones de campo debido a la carga de la sonda.

Aunque la línea ranurada solía ser el método principal para medir una impedancia desconocida a frecuencias del microondas, se ha ido sustituyendo por otros métodos. La

práctica convencional para medir impedancias desconocidas en una línea coaxial de impedancia característica conocida consiste en medir:

- ℓ_{min} : distancia desde la carga a la que se produce el primer mínimo de voltaje.
- Distancias entre mínimos para obtener λ .
- ROE.

El significado de ℓ_{min} no es simple, porque no es una cantidad que esté determinada absolutamente, es la distancia desde algún mínimo a algún punto elegido por el observador como el lugar donde se considera que está la carga, ya que a frecuencias de microondas es arbitrario definir los terminales de la carga. Por eso, hay que especificar el plano donde se mide la impedancia.

Como la impedancia de carga es en general un número complejo (dos grados de libertad), se tienen que medir dos cantidades distintas para determinar la impedancia de forma única. El patrón de onda del cortocircuito se toma como referencia. Se cambia el cortocircuito por una impedancia desconocida y se miden las distancias de los mínimos refiriéndolos a los mínimos del cortocircuito y ese desplazamiento nos proporciona la fase del coeficiente de reflexión. Junto a β que se obtiene a partir de λ , queda definido el argumento de Γ .

$$\Gamma = |\Gamma|e^{j\theta}$$

$$e^{j(\theta-2\beta\ell_{min})} = -1 \text{ para un cortocircuito, con lo que } \theta = \pi + 2\beta\ell_{min}$$

La ROE de la onda proporciona el módulo del coeficiente de reflexión.

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

A partir de estos datos, se determina Γ el coeficiente de reflexión complejo que da la relación entre la onda incidente y reflejada y es la única necesaria para hallar la relación entre las ondas de voltaje e intensidad.

Para hallar la impedancia de carga:

$$Z_L = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$$

Así podemos evaluar impedancias desconocidas.

1.2.2. Otros métodos de medida en microondas

Otra forma de medir una impedancia desconocida conectada a una línea de transmisión o a una guía es a partir de divisores de potencia y acopladores direccionales que permiten separar las ondas viajeras incidentes y reflejadas. Un divisor de potencia utilizado en microondas para guías de ondas es la llamada T-mágica, que se compone de cuatro puertos y puede realizar la suma y diferencia vectoriales de dos señales coherentes en microondas. Esta es una forma simple, rápida y precisa de medir impedancias absolutas sin embargo, estos dispositivos tienen que ser calibrados antes de empezar a medir.

En sistemas coaxiales también se pueden construir circuitos puente para microondas, que corresponden al convencional puente Wheatstone, en los que se compara una resistencia desconocida con otras conocidas. Pero es necesario disponer de resistencias patrón que no están siempre disponibles.

El Analizador Vectorial de Redes (VNA) es un instrumento que permite realizar medidas en un amplio rango de frecuencias, que cuyo hardware podría considerarse evolución de estos dos últimos métodos, pero está dotado de una gran cantidad de software que le permite realizar medidas de gran precisión. Este software requiere de un proceso de calibración previo a cada colección de medidas, por el que se establece el plano de referencia del circuito para eliminar errores sistemáticos. Esta calibración se basa en darle los valores de circuito abierto, cortocircuito y carga adaptada en el plano de referencia para un rango de frecuencias.

Capítulo 2

Dispositivo de medida: la línea terminada

El planteamiento del experimento es sencillo: medir el patrón de interferencia de la onda estacionaria que se forma en una línea no adaptada. Sin embargo, la dificultad reside en encontrar el material con el que se pueda hacer esas medidas: una línea terminada que permita *ver* el campo y un detector adecuado que permita medirlo.

En la figura 2.1 se muestra el dispositivo experimental al que se llegó. En este capítulo analizaremos la línea, las cargas y se describirá el generador de microondas que se utilizó. En el siguiente capítulo, el detector.

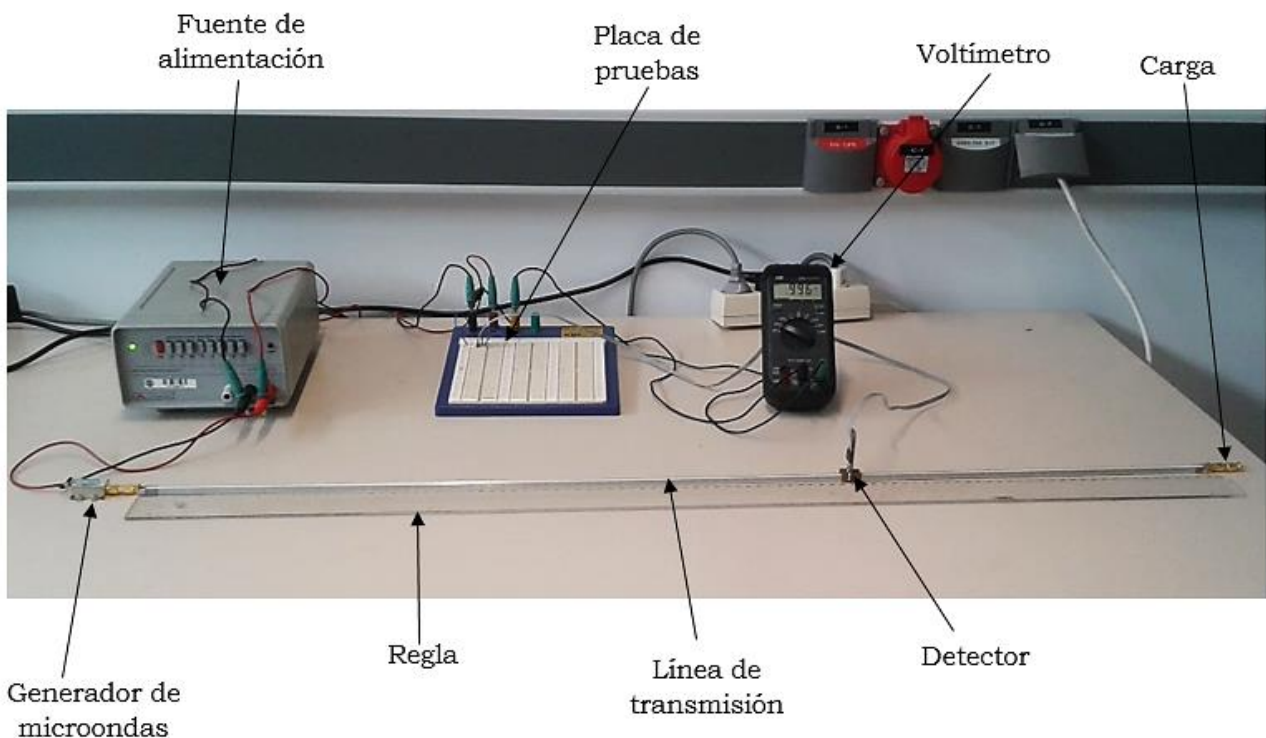


Figura 2. 1. Dispositivo experimental

Además se cuenta con una fuente de alimentación, que va conectada tanto al generador de microondas como al detector y un voltímetro conectado al detector. Ambas conexiones con el detector se hacen a través de una placa de pruebas.

El experimento consiste en desplazar el detector a través de la línea, tomando la carga como origen, unos cuantos centímetros para poder observar unos pocos ciclos completos de la onda estacionaria (con 20 cm fue suficiente) e ir apuntando cada 3 milímetros el valor del campo eléctrico.

2.1. La línea de transmisión “destapada”

La línea de transmisión consiste en un cable coaxial de $Z_0=75 \Omega$ desprovisto del aislante exterior y la malla conductora, dejando el conductor interior de cobre y el dieléctrico, espuma de polietileno. Se encajó en un perfil de aluminio *anodizado* cuadrado de 1 m de longitud, que actuará como conductor exterior. La conexión entre el conductor interior y el exterior se hizo mediante unos conectores SMA, $Z_0= 50 \Omega$, estañados a ambos extremos de sendos conductores.

El principal inconveniente del perfil de aluminio es que esa capa de óxido que lo recubre por ser anodizado, aunque mejora sus propiedades mecánicas, aísla el aluminio, así que no permite realizar una conexión eléctrica entre el conector y el perfil, así que solo podemos conectarlos mediante presión mecánica introduciendo láminas en el hueco entre ellos y estañarlas al conector.

Para aumentar la superficie de contacto entre el conector y el perfil hacemos las placas largas, así, además de mejorar el aspecto eléctrico favorece la estabilidad mecánica de la unión.

La línea se acompaña de una regla, para poder equidistanciar los puntos de sondeo en milímetros.

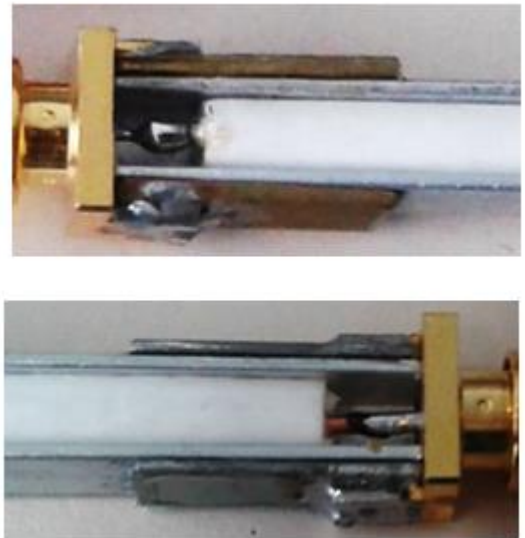


Figura 2. 2 Terminales de la línea

2.1.1. Impedancia característica de la línea

La primera incógnita que tenemos que resolver es la impedancia característica de la línea. Como se ha dicho, el cable coaxial utilizado era de 75 ohmios de espuma de polietileno, un cable que se utiliza para la conexión de antenas. Sin embargo, al abrir la línea cambia la impedancia característica y al meterla en el perfil, de forma que el dieléctrico está más aplastado por los lados, también.

Para estimar la nueva impedancia característica, a grandes rasgos, se puede establecer una analogía con el cable coaxial.

Como primera aproximación, podemos imaginar nuestra línea como un cable coaxial cuyo conductor exterior es cuadrado y al que le hemos quitado el lado de arriba. Así, las

paredes del conductor exterior se pueden considerar cuatro placas conductoras al mismo voltaje, es decir, conectadas en paralelo. Como la impedancia del cable es 75Ω , la impedancia de cada "cuarto de cable" puede estimarse en unos 300Ω . Si esto es sólo una primera aproximación, ya que la eliminación de una de las paredes modifica la distribución de campos en el interior.

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{4}{R_{lado}} = \frac{1}{75} \quad \text{con lo que se obtiene: } R_{lado} = 300\Omega$$

Cuatro placas en paralelo serían 75 ohm . Al quitar la de arriba, la capacidad del cable disminuye, con lo que su impedancia aumenta. Tres placas de 300 ohmios conectadas en paralelo dan una impedancia de 100 ohm . Así podemos estimar que la impedancia de nuestra línea cuadrada y destapada estaría entre los 75 y los 100 ohm .

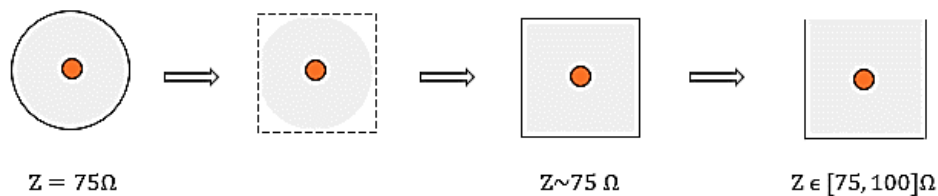


Figura 2. 3. Analogía entre un cable coaxial circular y uno cuadrado

2.1.2. Velocidad de propagación

La velocidad de propagación es otro parámetro que se desconoce de la nueva línea. Esta, en el caso de modos TEM, está totalmente determinada por la permitividad relativa del dieléctrico.

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\omega}{\omega\sqrt{\mu_0\epsilon}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

La permitividad de la espuma de polietileno depende de la porosidad y de la forma de la celdilla. Por ello no podemos dar un dato exacto de la permitividad, pero a partir de tablas, sabemos que ϵ_r está en torno a $1,4$. Cuando el dieléctrico se introduce dentro del perfil se aplasta en algunas zonas, con lo que vuelve a cambiar la permitividad, por eso, este dato de $1,4$ es solo una aproximación, pero vamos a comprobar que con él se obtienen resultados acordes con nuestros supuestos. Para ello contamos con un programa de simulación que nos permite comprobar tanto si la impedancia característica como la permitividad dieléctrica que hemos estimado van bien encaminados.

El programa QuickField Student es una versión gratuita de un software que puede representar distribuciones de elementos eléctricos y magnéticos y los campos electromagnéticos que se generan. Con él planteamos un problema de electrostática y otro de magnetostática para hallar la capacidad y la autoinducción respectivamente y así obtener la impedancia de la línea.

Construimos el modelo, que es la sección de la línea de 1m de longitud. La sección del conductor interior es de 1 mm de diámetro y el perfil de aluminio tiene las dimensiones de la figura.

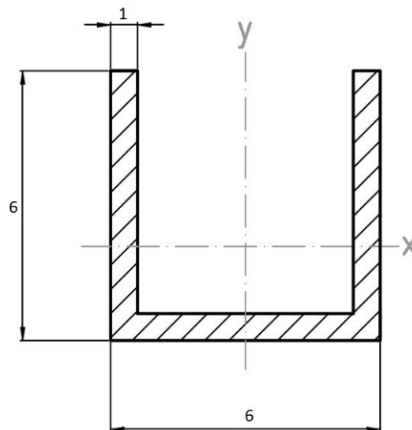


Figura 2. 4. Dimensiones del perfil de aluminio

Los parámetros que requiere el programa son los siguientes:

Problema electrostático		Problema magnetostático	
Densidad de carga en el aire	0 C/m ³	Potencial magnético en el contorno	0 Wb/m
Voltaje conductor exterior	0 V		
Voltaje conductor interior	5 V	μ_r de los conductores (cobre y aluminio)	1
ϵ_r del aire	1	μ_r del aire	1
ϵ_r del dieléctrico	1,4	μ_r del dieléctrico	1

Una vez se tiene esto, se escogen las zonas en las que se quiere un mallado más preciso, mayor cantidad de puntos en los que el programa nos da datos del campo, y en las que no. En nuestra simulación el interior de los conductores tiene muchos más puntos de estudio que el medio que lo rodea.

Así se obtuvieron las siguientes figuras, que nos dan una idea de cómo son los campos eléctrico y magnético en la sección de la línea.

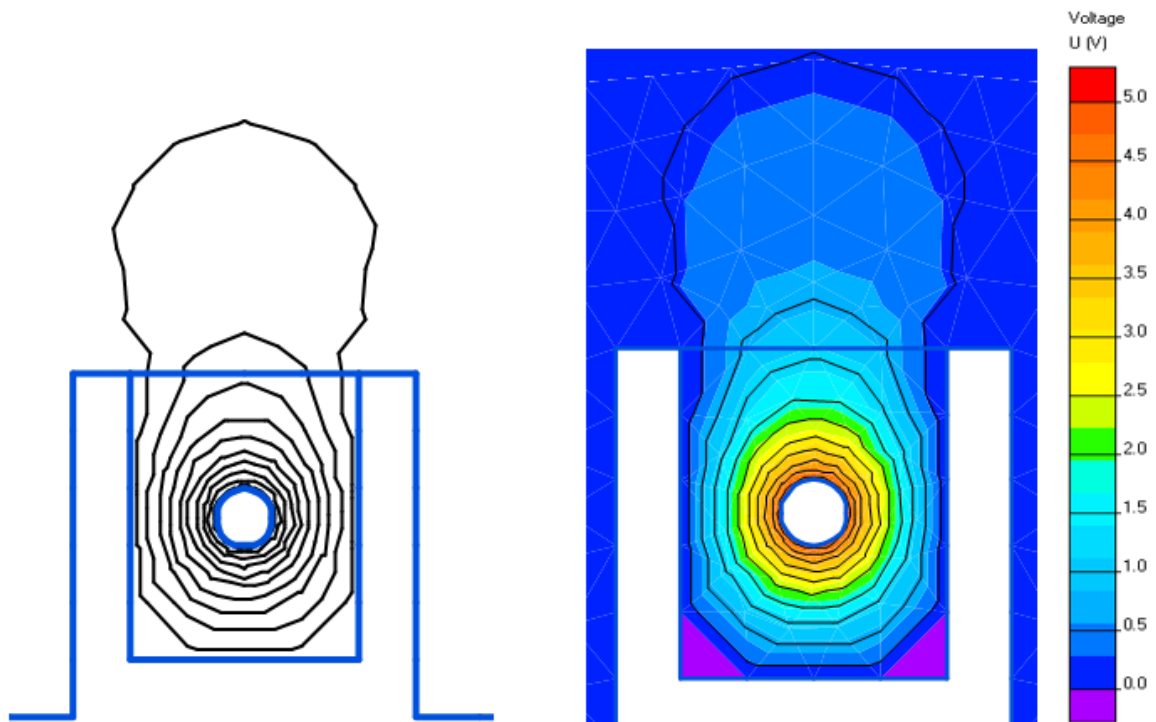


Figura 2. 5. Líneas equipotenciales y voltaje en la sección de la línea

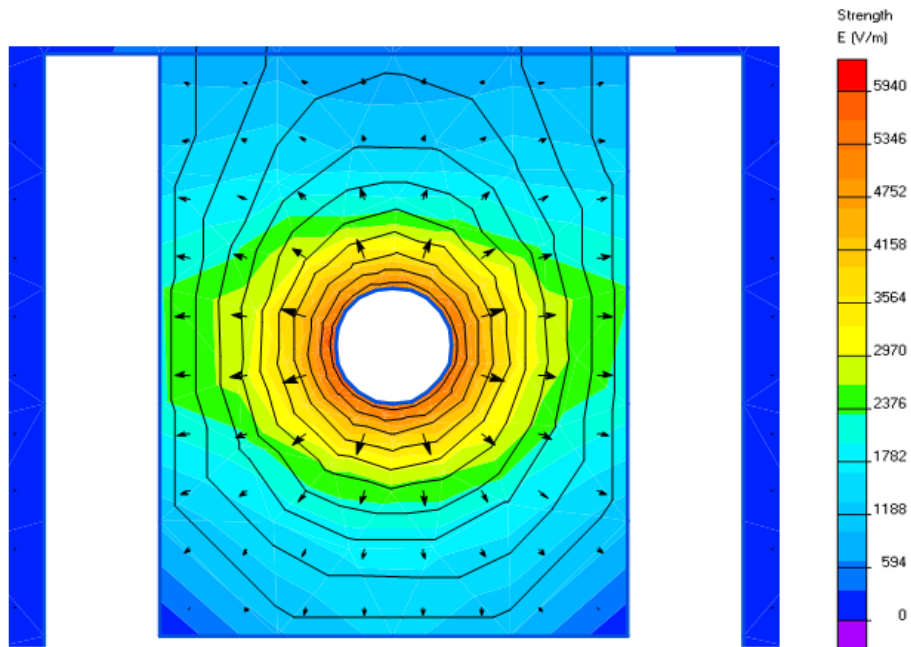


Figura 2. 6. Campo eléctrico en la sección de la línea

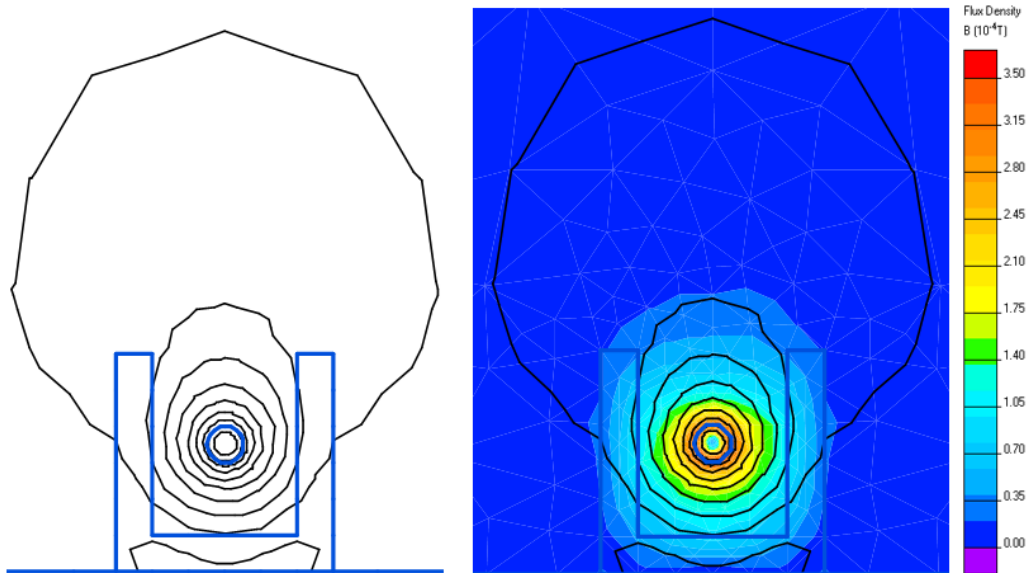


Figura 2. 7. Líneas equipotenciales y densidad de flujo de \vec{B} en la sección de la línea

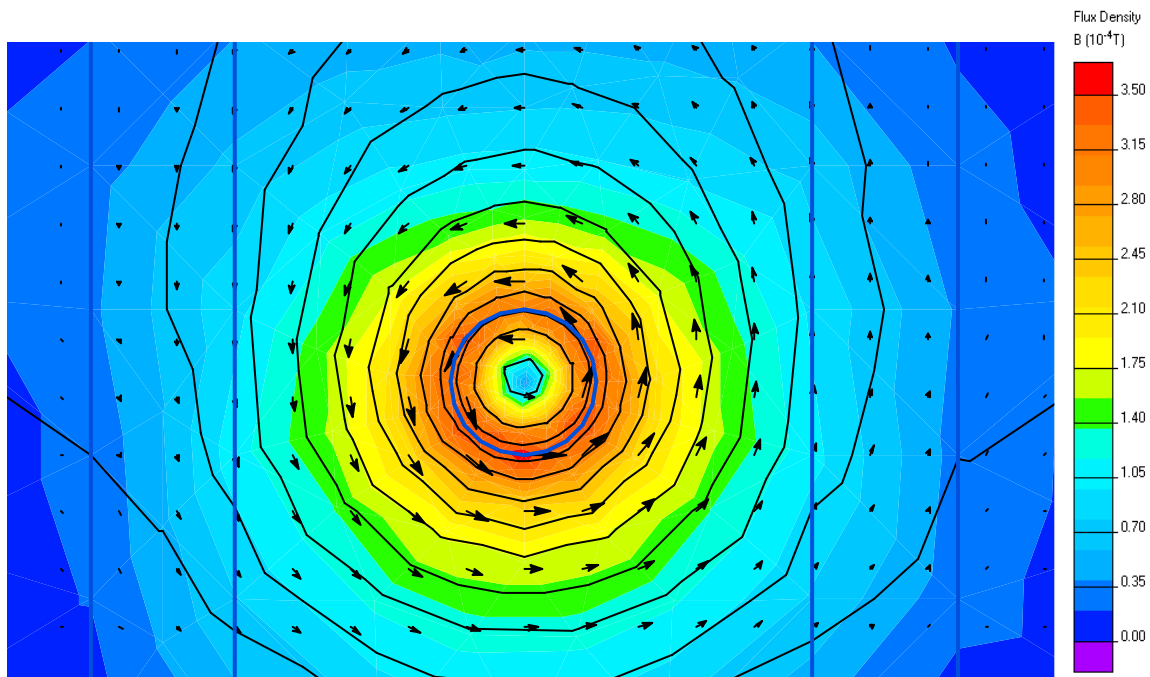


Figura 2. 8. Ampliación de la figura anterior incluyendo los vectores del flujo de \vec{B}

En la figura 2.5 vemos de qué manera la línea radia al exterior, la cantidad de campo que se pierde por estar destapada, por lo que la consideración de línea sin pérdidas es una aproximación.

Además de poder visualizar los campos, el programa permite conocer todo tipo de valores. Para obtener el dato de la autoinducción se definió como contorno de integración del flujo magnético una línea recta, perpendicular a las líneas de flujo, desde conductor

interior al exterior y para obtener la capacidad, un contorno cuadrado alrededor del conductor interior, que es el que contiene toda la carga.

Capacidad/ $\frac{\text{pF}}{\text{m}}$	Autoinducción/ $\frac{\text{nH}}{\text{m}}$	Impedancia/ Ω
50	380	87

Utilizando el dato de $\epsilon_r = 1,4$ se obtiene una capacidad de 50 pF y con ella una impedancia de $87 \Omega \in [75,100]$ que concuerda con lo que se había supuesto.

2.2. El generador de microondas

Para generar las microondas usamos un oscilador controlado por voltaje (VCO). El modelo escogido es el ZX95 – 2536C de Mini-Circuits, con conector SMA hembra y un adaptador macho-macho para conectarlo a nuestra línea.

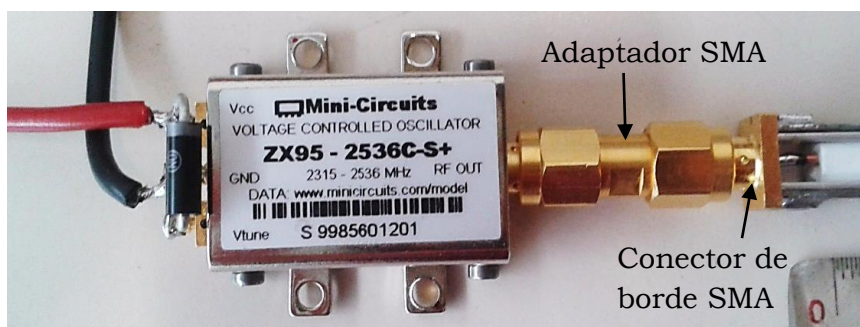


Figura 2. 9. Oscilador controlado por voltaje unido al conector de la línea mediante un adaptador

El oscilador cuenta con tres terminales de entrada: uno de alimentación de 5V, otro de tierra y un tercero de sintonización.

La frecuencia de la señal que emite el VCO depende de con qué voltaje lo sintonicemos, entre 0 y 5 V. La frecuencia de salida crece de forma aproximadamente lineal con el voltaje de sintonización. Este VCO puede emitir en el rango de frecuencias entre 2257 a 2591 MHz. Lo que se hizo fue sintonizarlo a 0 V, conectando el terminal de sintonización a tierra, para obtener la menor frecuencia de señal. Además, se dispuso un

diodo de protección entre los terminales para protegerlo contra inversiones de polaridad y sobretensiones.

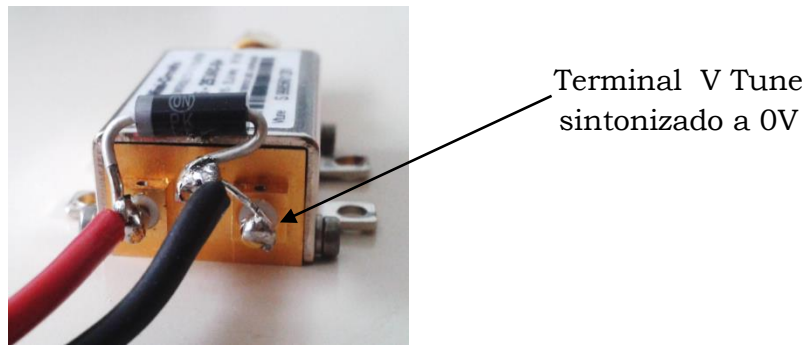


Figura 2. 10. VCO sintonizado a 0V con diodo de protección

La frecuencia de trabajo escogida es aproximadamente de 2,3 GHz por dos motivos:

- Es una frecuencia que se encuentra dentro de una banda ISM reservadas internacionalmente para uso no comercial de radiofrecuencia electromagnética en áreas industrial, científica y médica.

- Las microondas de esa frecuencia tienen longitudes de onda del orden de decímetros, por lo que medir con una precisión de milímetros es algo razonable y bastante cómodo.

2.3. Impedancias de carga

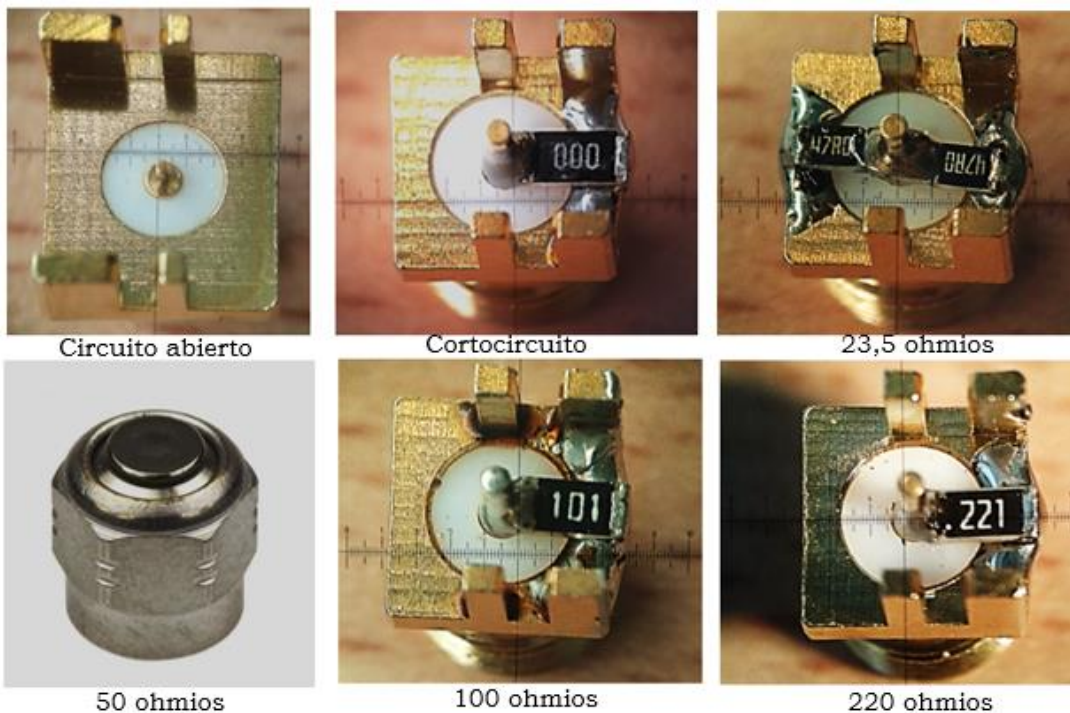


Figura 2. 11. Impedancias de carga con una escala de referencia de un centímetro

Hemos construido cinco cargas diferentes para terminar la línea: cuatro de ellas son resistencias de montaje sobre superficie (SMD) estañadas a un conector SMA de borde hembra de 50Ω , la quinta es simplemente el conector de borde libre. Estas cinco cargas se tienen que conectar a la línea mediante un adaptador SMA macho-macho, ya que recordemos que la línea también terminaba en hembra. La sexta carga es un terminador de RF de 50Ω comercial macho así que no precisa de adaptador, aunque al ser de la misma impedancia no cambiaría nada.

Así vemos que la impedancia de la línea terminada pasa por tres valores: Z_0 de la línea abierta, $Z'=50 \Omega$ del tramo de línea que se añade formado por los tres conectores (final de la línea, conector de la carga y conexión entre ellos) y Z_L de las resistencias de carga, lo que supone que habrá reflexiones en cada plano de discontinuidad de la impedancia. Para simplificar esto, se puede pensar en que todo lo que se conecte a partir del plano $z = 0$ donde termina la línea se puede tratar como una impedancia equivalente, en la que ocurrirán los procesos necesarios para que en $z = 0$ tenga un valor Z'_L .

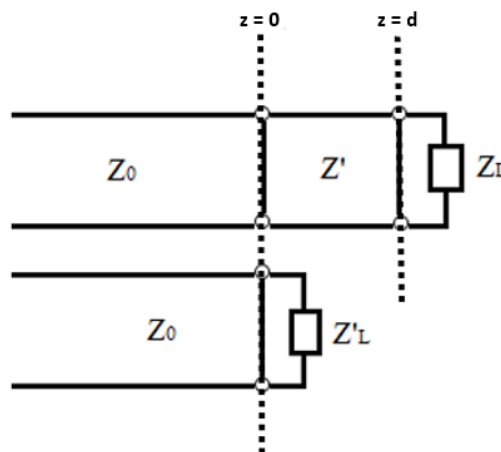


Figura 2. 12. Circuito equivalente para la impedancia de carga

Puesto que lo que pretendemos es encontrar la impedancia característica de la línea, para así poder darla como dato en una posible práctica, no podemos también desconocer los valores de las cargas, así que se determinaron utilizando un VNA.

2.3.1. Caracterización de las resistencias con el VNA

A frecuencias altas, las resistencias dejan de comportarse como únicamente resistencias y pasan a ser resistencias con autoinducciones en serie y capacidades en paralelo, como ocurría en la línea. En nuestro caso, además de las resistencias en $z = d$ tenemos un tramo de línea que las transforma al medir en el plano $z = 0$, según la longitud del tramo. Para poder saber qué resistencia tenemos exactamente medimos con un VNA.

En el laboratorio contamos con el analizador de redes vectorial Agilent E5071C, un VNA de dos puertos que comprende un rango de frecuencias desde 100 kHz a 8,5 GHz.

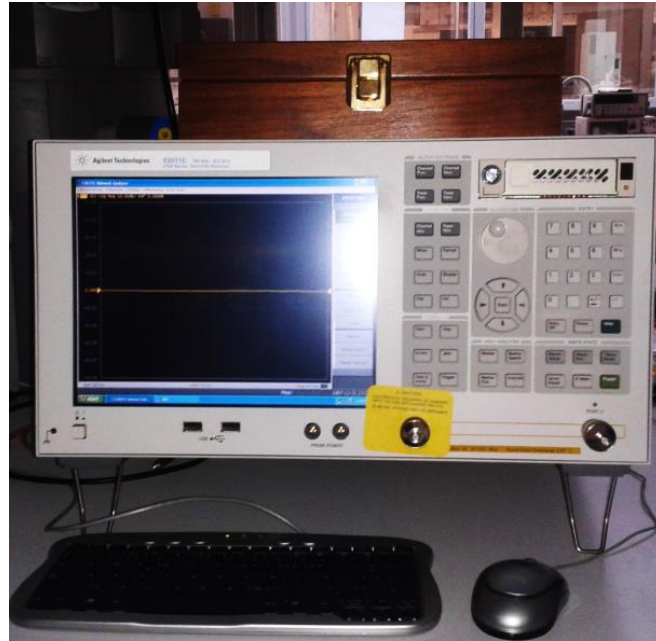


Figura 2. 13. Analizador Vectorial de Redes

Los analizadores de redes lo que hacen es medir la matriz de scattering, esto es, los coeficientes de reflexión y transmisión complejos de cada puerto. La señal se mide en el dominio de la frecuencia.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

- S_{11} : coeficiente de reflexión del puerto 1.
- S_{22} : coeficiente de reflexión del puerto 2.
- S_{21} : coeficiente de transmisión de la onda que entra por 1 y sale por 2.
- S_{12} : coeficiente de transmisión de la onda que entra por 2 y sale por 1.
- $a_{1,2}$: amplitudes de las ondas que entran por 1 y 2.
- $b_{1,2}$: amplitudes de las ondas que salen por 1 y 2.

Para realizar cualquier medida con el analizador hay que conectar aquello que se quiera medir (una resistencia, un amplificador...) a uno de los puertos y fijar en el software tanto *el plano de calibración* en el que se quiere medir como *el rango de frecuencia* de la medida.

Para averiguar qué cargas tenemos en realidad, necesitamos mover el plano de calibración matemáticamente para que en vez de situarse en el puerto del analizador se situé donde elijamos. La cantidad que queremos mover el plano es la distancia que añade

el conector que termina la línea. No podemos medir el conector directamente porque los terminales del VNA son hembra, tenemos que proceder midiendo la distancia del adaptador, después la distancia adaptador y conector y hacer la resta.

Elegimos el rango de frecuencias de 2 a 3 GHz y la Carta de Smith como opción de visualización. Tras haber calibrado el VNA, utilizamos la opción *Extensión de Puertos* en el puerto 1 donde conectamos el adaptador. La impedancia del adaptador en el plano del VNA en el rango de frecuencias elegido es la que vemos en la figura 2.14.

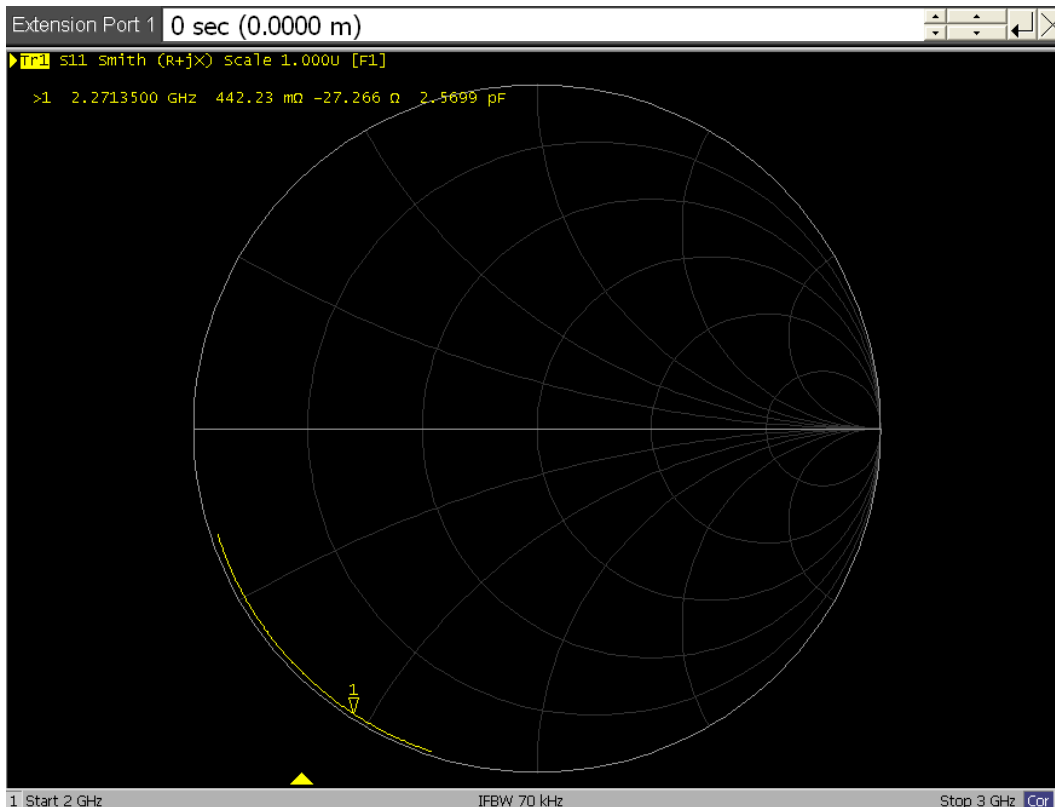


Figura 2. 14. Impedancia del adaptador en el plano del VNA

Si medimos en el plano del extremo opuesto del adaptador el circuito está en abierto, así que movemos el plano con el cursor a través de la carta hasta el punto del circuito abierto. Mientras nos desplazamos la dependencia con la frecuencia de la impedancia va disminuyendo hasta que llegamos al extremo, donde la impedancia es un punto. Esa distancia que nos hemos desplazado son 22,454 mm eléctricos (74,9 ps). Hablamos de milímetros eléctricos porque el analizador mide en picosegundos y los transforma a distancia dividiendo por c , que no es la velocidad en el dieléctrico. Para saber la distancia real habría que multiplicar esos milímetros por $\sqrt{\epsilon_r}$ del dieléctrico.

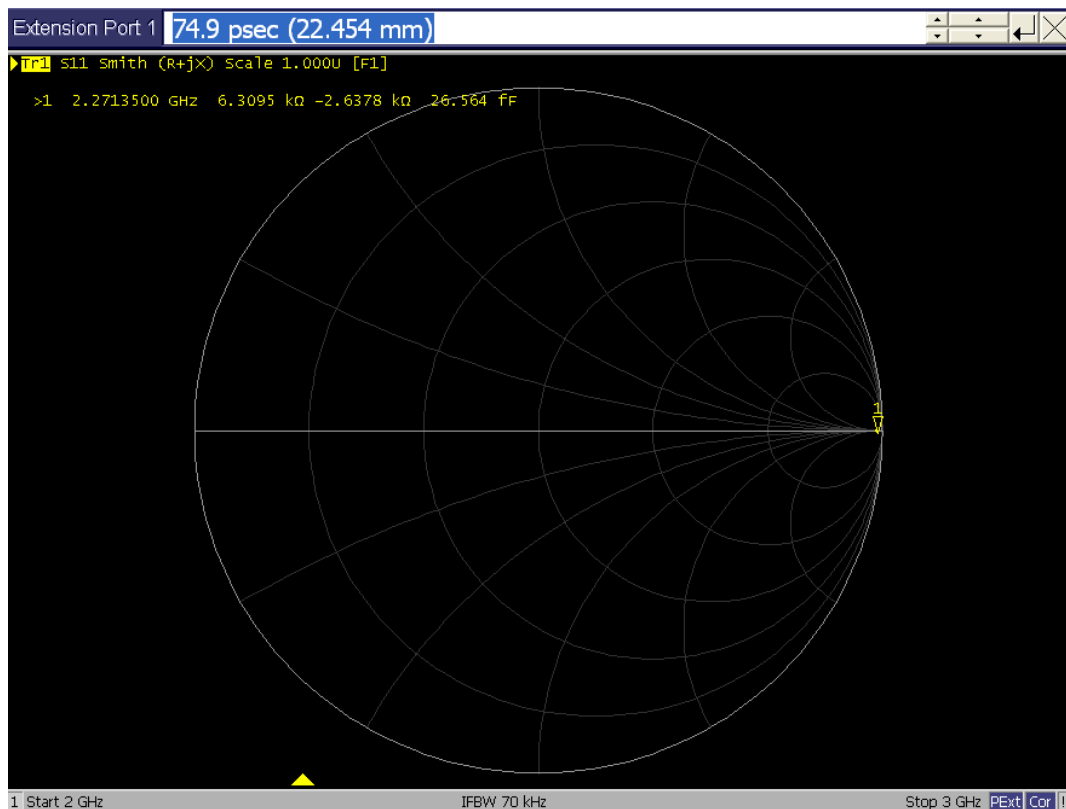


Figura 2. 15. Impedancia del adaptador en el plano de su extremo

Al adaptador añadimos el conector de borde y volvemos a proceder igual. Esta vez, la distancia del adaptador con el conector es de 32,228 mm. Por lo tanto, $32,228 - 22,454 = 9,774$ mm equivaldría a la distancia eléctrica del conector. Esa es la distancia a la que vamos a fijar el plano de calibración hacia dentro del analizador (signo negativo en la Extensión de Puertos).

Ahora, fijado el plano, conectamos el adaptador con las cargas y medimos tanto la impedancia en el plano del conector a 2,3 GHz como la impedancia que obtendríamos desplazando el plano hasta los bornes de la propia resistencia para averiguar si hemos hecho bien las cargas. Sabremos que estamos en los bornes de la resistencia porque su valor dejará de depender de la frecuencia igual que antes.

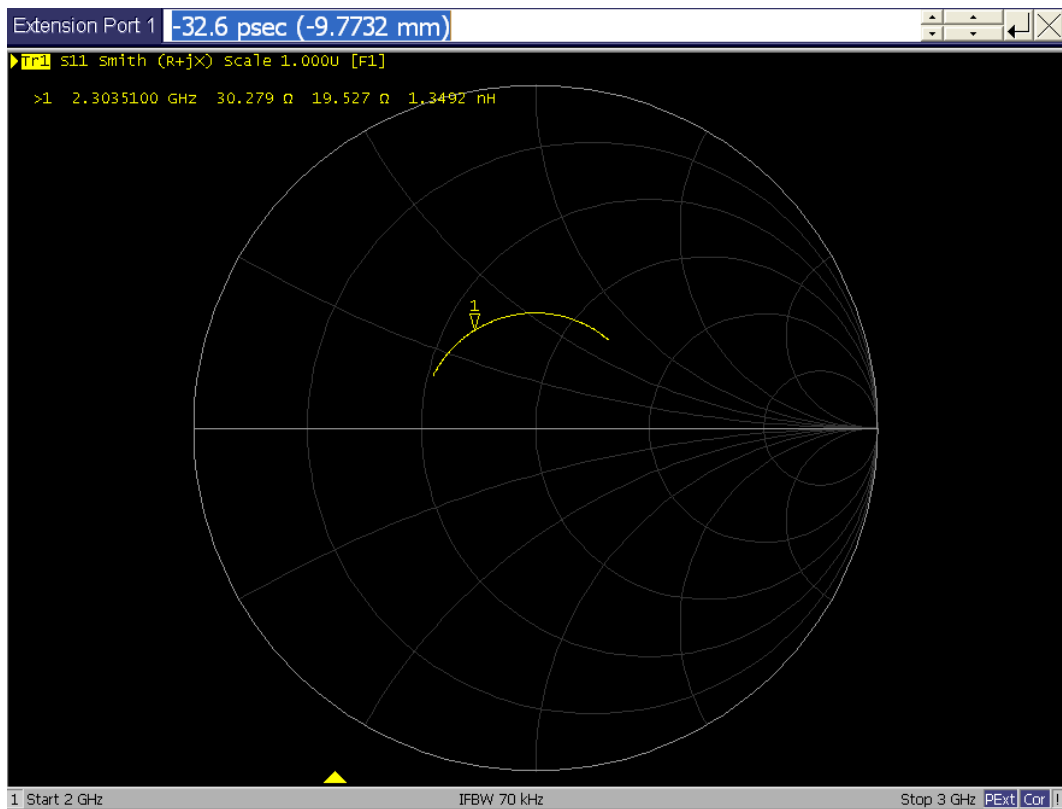


Figura 2. 16. Impedancia de la carga con $R=100\Omega$ en el plano del conector

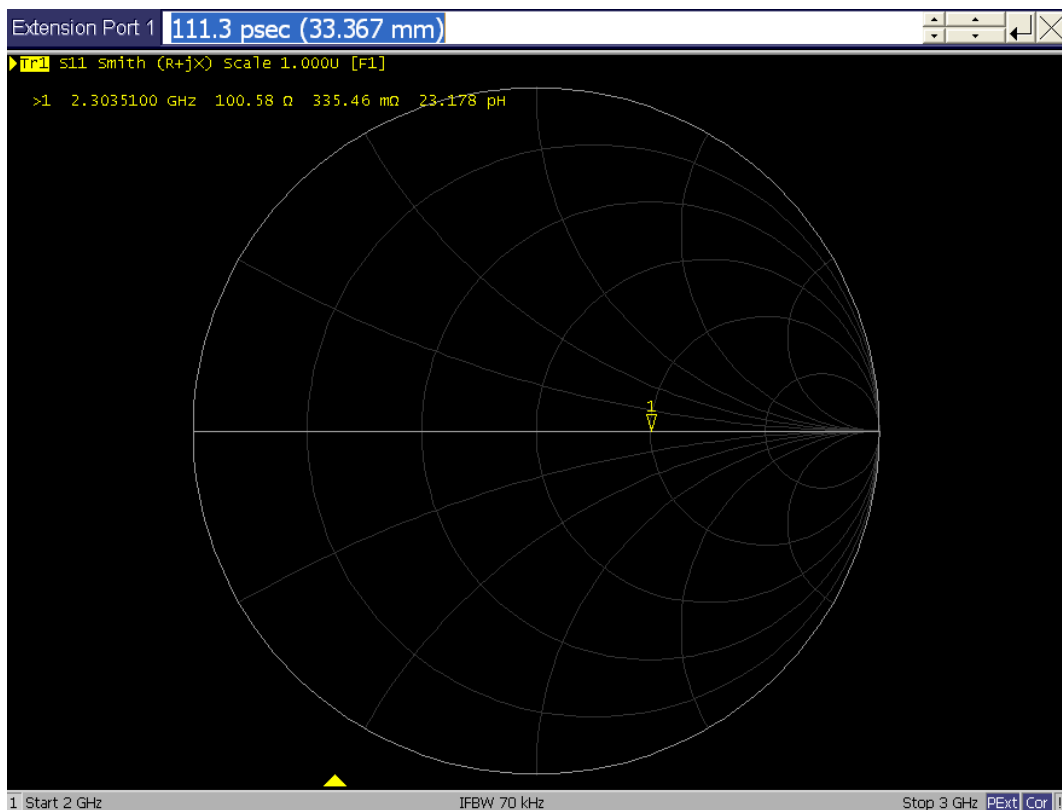


Figura 2. 17. Impedancia de la carga con $R=100\Omega$ en los bornes de la resistencia

Se obtuvieron los siguientes valores para las cargas, en los que se observa que la carga ideal y la que hemos fabricado son muy similares, por lo que el método de fabricación de las cargas es bueno.

Z_L nominal/Ω	Z'_L a 2,3 GHz/Ω	Z_L medida/Ω
cc	0,33 - 24j	0,28
23,5	34 - 25j	24,3
100	42,6 + 32,1j	100
220	29,1 + 55j	208
ca	0,91 + 50j	4000

Capítulo 3

Dispositivo de medida: Detector

Para medir la intensidad del campo a lo largo de la línea se construyó el siguiente dispositivo, formado por una sonda que capta el campo y un detector, que procesa la señal alterna que le llega y la convierte en una señal continua para poder medirla con un voltímetro. Procedemos a describir cada parte.

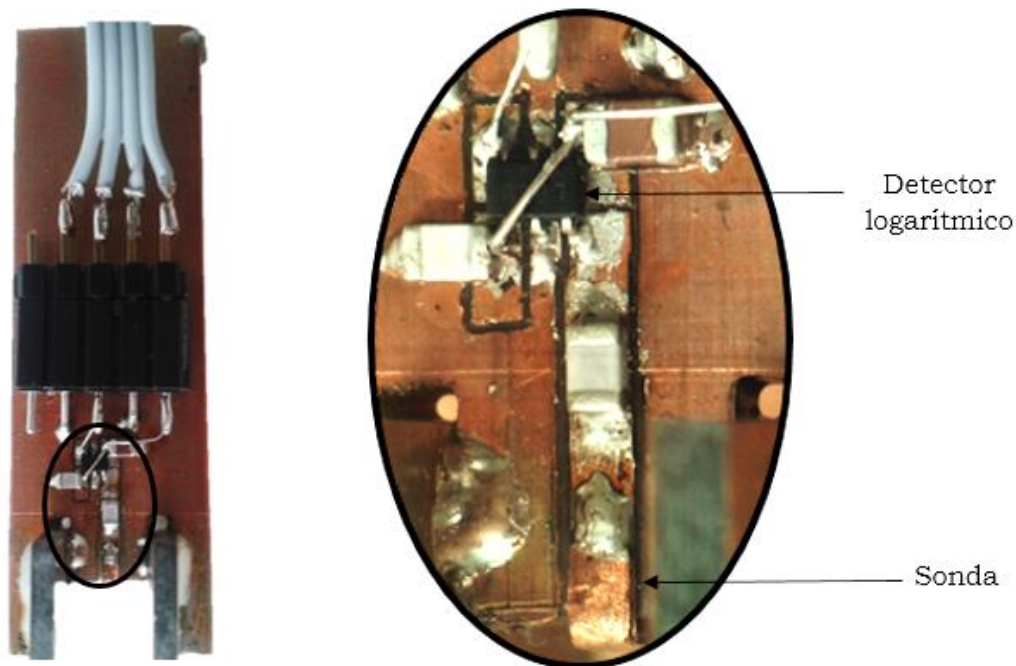


Figura 3. 1 Detector compuesto por una sonda y un circuito integrado

3.1. Sonda

En las situaciones de interferencia extremas que se producen con un cortocircuito o un circuito en abierto, los mínimos serán muy pronunciados lo que tiene dos consecuencias para la sonda:

- La sonda tiene que ser lo más puntual posible en la dimensión en la que varía el campo.
- Se tiene que mantener a una distancia constante a lo largo de la medida de una carga y ser la misma para todas las cargas para poder comparar sus patrones de interferencia.

Teniendo estas condiciones para la sonda, lo primero es determinar si es más conveniente medir el campo eléctrico o magnético y según esto, elegir la sonda más puntual posible que se pueda obtener.

3.1.1. Sensibilidad de la sonda

Hay que decidir si es más adecuado utilizar una sonda eléctrica (un conductor) o una magnética (una espira).

La sonda eléctrica es más sencilla. Se puede conseguir de un tamaño más pequeño que la espira y el que solo responda al campo eléctrico facilita la interpretación de los resultados. La espira debido a su autoinducción, responde a ambos campos. Así que sería más cómoda la sonda eléctrica pero ¿cuál es más eficiente?

- Campo eléctrico:

En primera aproximación, suponiendo que la antena es de pequeña longitud comparada con λ , la tensión captada por la antena sería:

$$\Delta V = E \cdot \Delta \ell$$

Suponemos: $\vec{E} = E_0 \sin \omega t$

- Campo de inducción magnética:

El valor de \vec{B} se puede medir a través de la fuerza electromotriz inducida que se genera a través de una espira de superficie S:

Fuerza electromotriz: $\varepsilon = -\frac{d\phi}{dt}$

$$\phi = \vec{B} \cdot \vec{S} = B_0 \vec{x} \sin \omega t \cdot (\pm S \vec{x}) = BS \cos \theta$$

$$\text{como } \theta = 0, \pi \quad \text{entonces} \quad \cos \theta = \pm 1$$

Por lo tanto,

$$\phi = \pm B_0 S \sin \omega t$$

$$\varepsilon = \mp B_0 S \omega \cos \omega t$$

Comparamos los valores máximos de los campos que podría captar una sonda:

$$|\Delta V| = |E_0 \ell \sin \omega t| = E_0 \ell |\sin \omega t|$$

$$|\Delta V_{\text{máx}}| = E_0 \ell$$

$$|\varepsilon| = B_0 S \omega |\cos \omega t|$$

$$|\varepsilon_{\text{máx}}| = B_0 S \omega$$

E_0 y B_0 se relacionan como

$$\vec{B} = \mu\vec{H} = \frac{\mu}{\eta} \hat{n} \times \vec{E} = \sqrt{\mu\epsilon} \hat{n} \times \vec{E} = \frac{\sqrt{\mu_r\epsilon_r}}{c} E_0 \hat{z}$$

Por lo tanto,

$$|\epsilon_{m\acute{a}x}| = \frac{\sqrt{\mu_r\epsilon_r}}{c} E_0 S \omega \approx 10 E_0 S$$

La menor longitud que podemos fabricar a mano para una sonda eléctrica sería con ℓ es del orden de milímetros y la sonda magnética de menor superficie con S del orden de mm^2 .

$$\frac{|\Delta V_{m\acute{a}x}|}{|\epsilon_{m\acute{a}x}|} = \frac{\ell}{10S} \sim 100$$

Se concluye que puede captar mayor tensión la antena eléctrica cuando ambas tienen que ser lo más pequeñas posible.

3.1.2. Antena de parche

La sonda que se fabricó es una antena de parche, un tramo de conductor (cobre) estañado sobre el sustrato del canto de la placa del detector conectada al circuito por una microstrip. Se puede observar en la figura 3.1.

La microstrip es un tipo de línea de transmisión para modos TEM adecuada para frecuencias de microondas. Consiste en una franja conductora separada del resto de la placa de circuito impreso por una franja dieléctrica, que se consigue eliminando la capa conductora con un cúter y dejando el sustrato.

La antena de parche viene a ser esencialmente un condensador y el que sea plana en la dirección del campo la hacen lo más puntual posible y permite que el detector se apoye en la línea.

3.2. Detector

Para diseñar el detector pensamos en cómo es la señal que queremos detectar. Un dispositivo básico que transforma corriente alterna en continua es un diodo en serie con

un condensador (detector de ley cuadrática), en el que el voltaje de entrada está relacionado con la intensidad o potencia de salida.

El detector logarítmico basa su funcionamiento en los detectores de ley cuadrática, que eran la opción de detectores de microondas antes de que aparecieran estos y otros nuevos dispositivos.

3.2.1 Detector de ley cuadrática

La detección de microondas necesita de un dispositivo que produzca un voltaje estacionario con una amplitud que se pueda relacionar con la amplitud de la señal original. Un circuito capaz de esto es simplemente un diodo y un condensador conectados en serie, como se muestra en la figura.

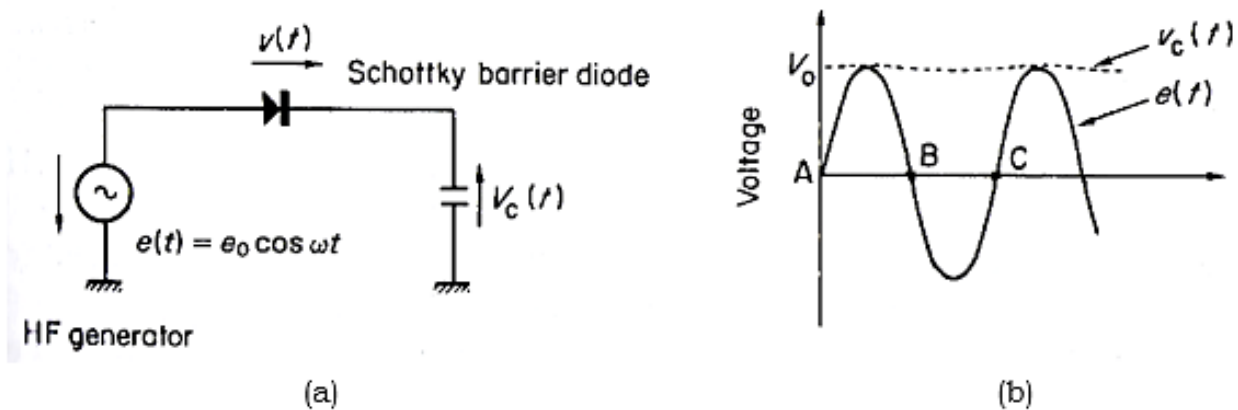


Figura 3. 2. (a) Circuito de un detector de microondas y (b) variaciones del voltaje en el condensador, $V_c(t)$ y en el generador, $e(t)$

Para determinar el valor del voltaje en los terminales del condensador lo podemos considerar constante e igual a V_0 . Así planteamos la siguiente ecuación:

$$v(t) = V_0 + e_0 \cos \omega t$$

Del comportamiento de un diodo, se conoce que la relación entre voltaje e intensidad es:

$$I_D = I_s \left[\exp\left(\frac{v(t)}{nU_T}\right) - 1 \right]$$

Siendo I_s la corriente de saturación en inversa y U_T el potencial termodinámico,

$$U_T = \frac{kT}{e}$$

En el estado estacionario cuando el condensador está cargado, el valor medio de la intensidad a través del diodo es cero y se obtiene:

$$V_0 = -nU_T \ln \left[J \left(\frac{e_0}{nU_T} \right) \right]$$

Donde $J \left(\frac{e_0}{nU_T} \right)$ es la función de Bessel dada por:

$$J \left(\frac{e_0}{nU_T} \right) = \frac{1}{T} \int_0^T \exp \left(\frac{e_0 \cos \omega t}{nU_T} \right) dt$$

Los valores de las funciones de Bessel se conocen, así que V_0 se puede obtener para cada e_0 . Podemos distinguir dos casos especiales:

- 1) Cuando la amplitud de la señal de alta frecuencia, e_0 , es suficientemente pequeña para que $\frac{e_0}{nU_T} \ll 1$:

Entonces la función de Bessel se puede expandir en serie y para el término de segundo orden se obtiene:

$$V_0 \cong \frac{e_0^2}{4nU_T}$$

El voltaje a través del condensador es proporcional al cuadrado de la amplitud de la señal. El circuito se conoce como *detector de ley cuadrática* y es el modo normal de operación.

- 2) Si e_0 es suficientemente grande para que $\frac{e_0}{nU_T} \gg 1$:

Entonces,

$$V_0 = e_0 - \frac{nU_T}{2} \ln \left(2\pi \frac{e_0}{nU_T} \right)$$

Donde el segundo término es pequeño comparado con el primero, así que V_0 y e_0 pueden considerarse iguales en este caso y el diodo se comporta como un *detector lineal*.

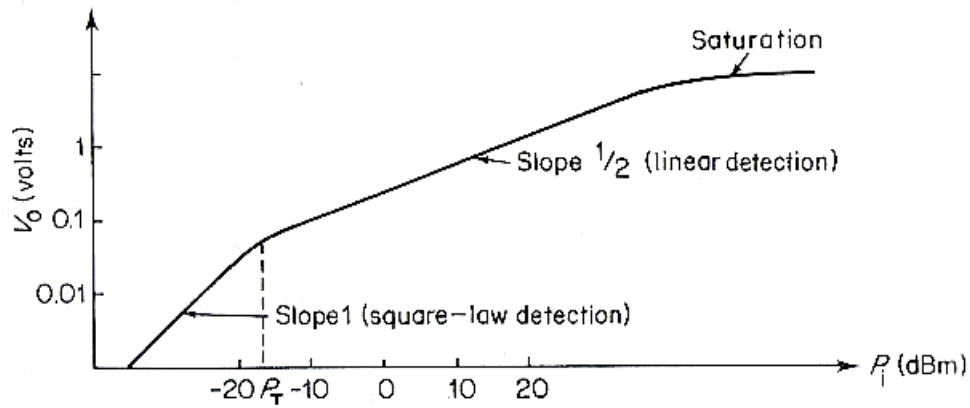


Figura 3. 3. Rangos de detección de ley cuadrática y lineal para un detector de diodo

Volviendo a nuestro caso práctico, si pensamos en qué tipo de diodo podemos usar en nuestro detector, vemos que los diodos de silicio conmutan fácilmente de directa a inversa a frecuencias bajas pero para frecuencias altas el tiempo de conmutación puede ser demasiado alto. Además, tienen una tensión umbral de 0,7V, que es demasiado alta para nuestra señal. El diodo Schottky resuelve estos dos inconvenientes ya que su tiempo de conmutación es muy rápido (fracciones de nanosegundo) y su tensión umbral es de 0,2-0,4 V menor aunque sigue siendo alta, por eso necesitaríamos polarizarlo, de forma que su tensión umbral podría bajar a cero. Sin embargo, polarizarlo significa mover el rango en el que el diodo puede actuar pero no amplía ese rango. Si es capaz de detectar valores de cero voltios en los máximos va a saturar. Nuestro detector tiene que tener un amplio rango dinámico para detectar toda la amplitud de la onda.

En definitiva, no podemos usar un circuito detector con diodos simplemente, pero en él hemos encontrado el fundamento del detector.

3.2.2. El detector logarítmico

Desde hace algunos años existen varios dispositivos que resuelven los problemas anteriores para el detector. Nos decantamos por el detector logarítmico.

El detector logarítmico es un detector de potencia para radiofrecuencias que suministra un voltaje de salida en continua que es linealmente proporcional al promedio del logaritmo de la potencia de entrada.

Hay detectores logarítmicos de muchos tipos, cada uno con una topología y configuración diferentes para que se puedan ajustar a diferentes necesidades. A partir de

ahora nos vamos a centrar en el modelo que hemos elegido para nuestro detector: el LT5534.

Este chip es un dispositivo de seis patas cuyo funcionamiento se basa en la combinación de detectores cuadráticos y amplificadores según el siguiente esquema:

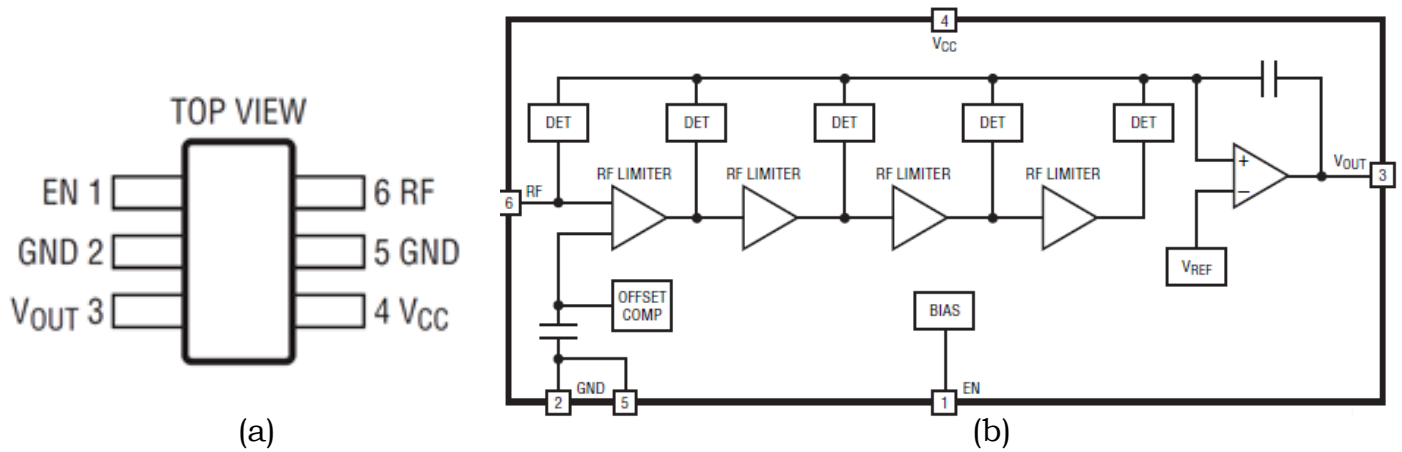


Figura 3. 4. (a) Entradas del detector logarítmico y (b) esquema del circuito interno

Mirando el esquema de la figura 3.4, la señal de RF procedente de la sonda entra por el puerto 6 al circuito detector. Llega al primer diodo detector, si es suficientemente grande para superar su tensión umbral lo atraviesa y a esta señal se amplifica al sumarle una cantidad constante de la señal procedente de los detectores siguientes, que saturarían. Si es demasiado pequeña para atravesar el primer diodo, este diodo no aporta señal y pasa por el primer amplificador, si tras amplificarla es suficientemente grande pasa por el segundo detector y se le vuelve a añadir la cantidad constante de los otros diodos saturados, si no, pasa por el siguiente amplificador y así sucesivamente. Al final, para cada rango de señal tenemos la curva de un único diodo, los diodos anteriores no dan señal y los diodos siguientes están saturados.

Mediante este sistema de amplificación en multietapa y limitación progresiva, el detector proporciona como señal de salida una aproximación cercana al logaritmo en forma de función a trozos.

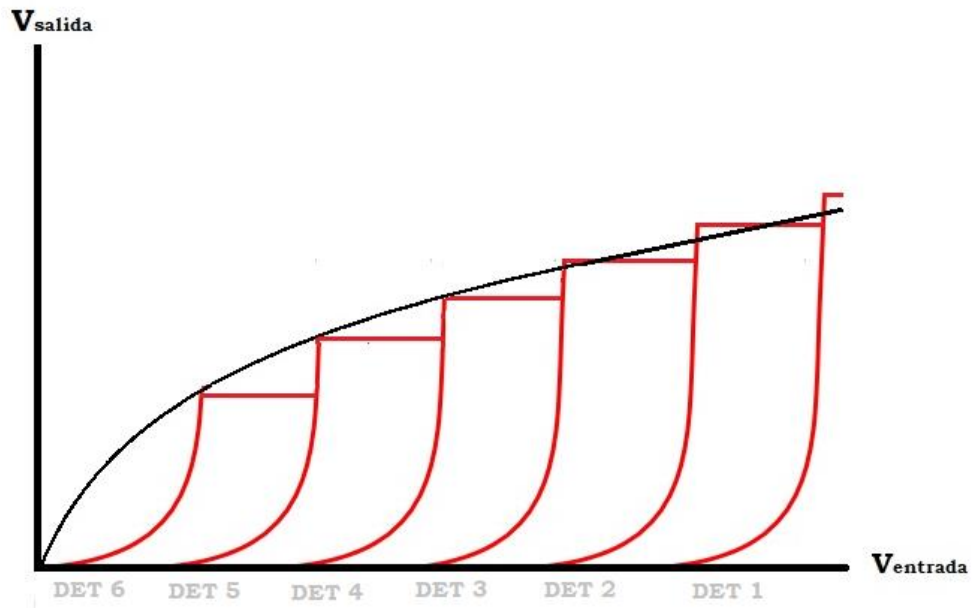


Figura 3. 5. Función logarítmica aproximada resultado de la combinación de las funciones a trozos en cada detector

3.2.3. Fabricación del detector

Sobre una lámina de cobre a dos caras FR-4 epoxy no sensibilizada se marca el diseño que queremos con un cúter modificado, que arrastra el cobre en vez de retirarlo a los lados, que permite aislar zonas conductoras en la superficie de la lámina. Así se separan cuatro rectángulos sobre los que irán las patas del detector LT5534, para que no estén cortocircuitadas.

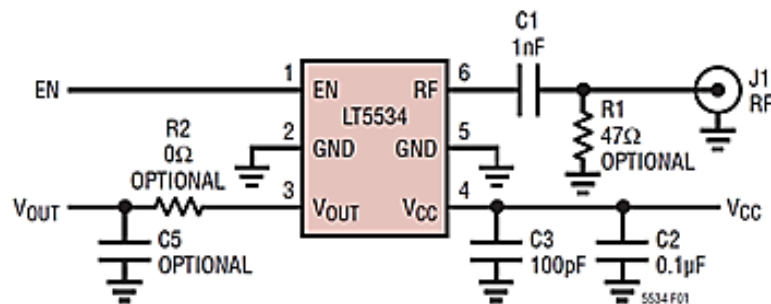


Figura 3. 6. Esquema de las conexiones del LT5534 en la placa

Una vez estañado el chip, los condensadores se pusieron según del diseño del fabricante (se ve en la figura 3.1) y se prescindió de las resistencias y condensadores opcionales.

3.2.4. Interpretación de las medidas

Como la fuente de continua la tenemos que poner a 5V por el generador de microondas, el detector logarítmico también irá a 5V. Las gráficas de la hoja de especificaciones del detector se dan a 3V pero en una de ellas vemos que la *curva de transferencia*, aquella que relaciona la potencia de entrada con el voltaje de salida, no presenta prácticamente variaciones cambiando el voltaje de 3 a 5. Así que las siguientes gráficas que se presentan para 3 V las podemos utilizar a 5V también.

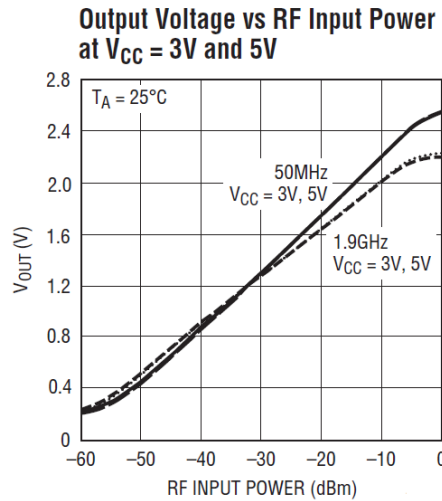


Figura 3. 7. Curva de transferencia a 3V y a 5V para 50 MHz y 1,9 GHz.

El circuito mide con un cierto error, pero una característica importante es que el error que comete es relativo, es decir, comete el mismo error para señales grandes que pequeñas. Para poder realizar buenas medidas con el detector, la curva de transferencia tiene que ir acompañada de la función del error relativo y así poder sumar o restar una cierta cantidad para subsanar el error si medimos en una zona de error no despreciable.

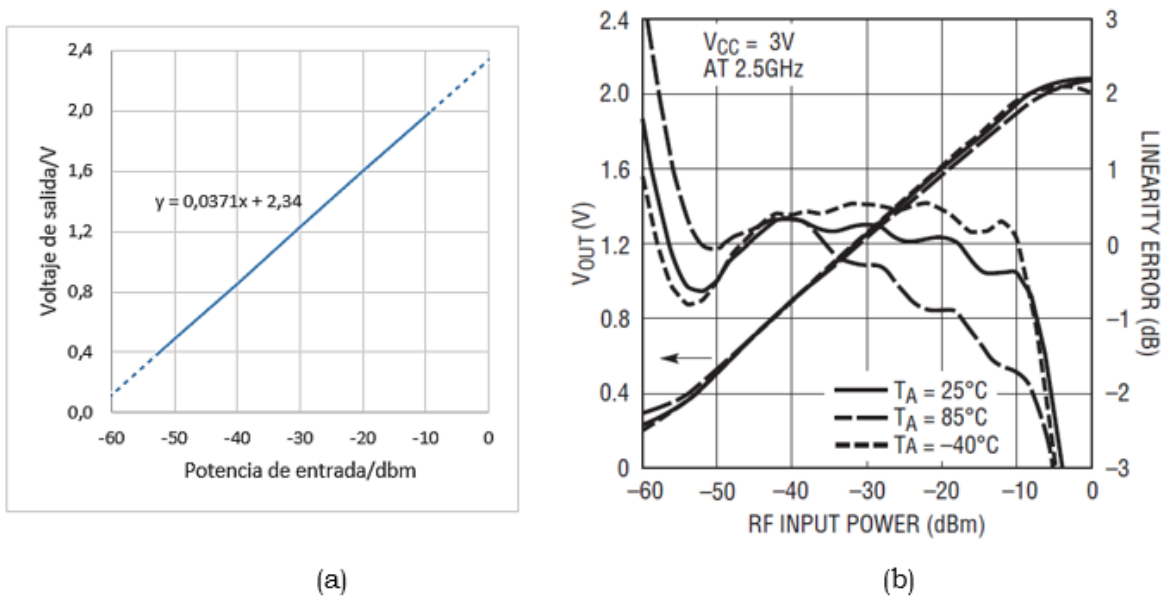


Figura 3. 8. (a) Ecuación de la curva de transferencia del detector y (b) curva de transferencia y error lineal del detector dados por el fabricante

Las medidas que se obtienen en el voltímetro hay que transformarlas para conocer realmente los valores de la amplitud de la onda de voltaje. Esa transformación se realizó mediante las siguientes ecuaciones, a través de la relación lineal entre el logaritmo de la potencia de entrada y el voltaje de salida:

$$V_{\text{salida}} = 0,0371P_{\text{entrada}} + 2,34$$

$$P_{\text{entrada}}(\text{dBm}) = 26,98V_{\text{salida}}(\text{V}) - 63,13$$

Para pasar de potencia de señal de entrada a voltaje de entrada y poder calcular ROEV:

$$\text{dBm} = 10 \log \frac{P}{P_0} = 20 \log \frac{V}{V_0}$$

Se sabe que a 0 dBm = 1mW = P_0 , $Z_0 = 50\Omega$

$$V_0 = \sqrt{P_0 R} = \frac{\sqrt{5}}{10}$$

$$V_{\text{entrada}} = \frac{\sqrt{5}}{10} 10^{\frac{\text{dBm}}{20}}$$

Con esas dos ecuaciones pasamos del voltaje de salida medido en el voltímetro a voltaje de entrada, que es el valor de tensión de la señal.

Capítulo 4

Medidas realizadas

En este capítulo se van a exponer las medidas que se proponen para que un alumno tome en una posible práctica. Por un lado, medir la impedancia característica de la línea mediante un medidor LCR y por otro, obtener los patrones de onda estacionaria para todas las cargas, de donde se puede obtener también resultados de la impedancia característica de la línea y de la velocidad de propagación de la onda.

4.1. Impedancia característica

Según [4], la impedancia característica de una placa para circuito impreso se puede medir directamente conectándola a un VNA. A la hora de realizar una práctica, podemos utilizar esta idea para medir la capacidad y autoinducción de la línea utilizando un medidor LCR, un instrumento útil para que un alumno conozca.



Figura 4. 1. Medidor LCR

En el medidor, seleccionamos una frecuencia baja, entre 10 y 100 kHz, que permita considerar la línea como un elemento concentrado. Cuanto menor sea la frecuencia elegida, mejor será la aproximación, pero el medidor tiene menos precisión.

La capacidad y la autoinducción son medidas por unidad de longitud. Para ello, se estima la línea de un metro de longitud.

- Medida de la capacidad de la línea:

Para medir la capacidad, se mide en un extremo de la línea y se deja en abierto el extremo opuesto. La capacidad de la línea es muy pequeña por lo que la capacidad de las puntas de prueba del medidor altera esa medida. Lo que hacemos es situar las puntas de prueba muy cerca de los conductores y apuntamos la medida que nos marca el capacímetro, y después, manteniendo la misma distancia entre las puntas, tocamos con cada una cada conductor. La capacidad del cable es la resta de la segunda medida menos la primera.

- Medida de la autoinducción de la línea:

Ahora tiene que circular corriente por los dos conductores así que se cortocircuita el extremo opuesto al de medida. Se procede de igual manera que en antes, restando en este caso la autoinducción en las puntas de prueba, dato que se consigue cortocircuitándolas entre sí.

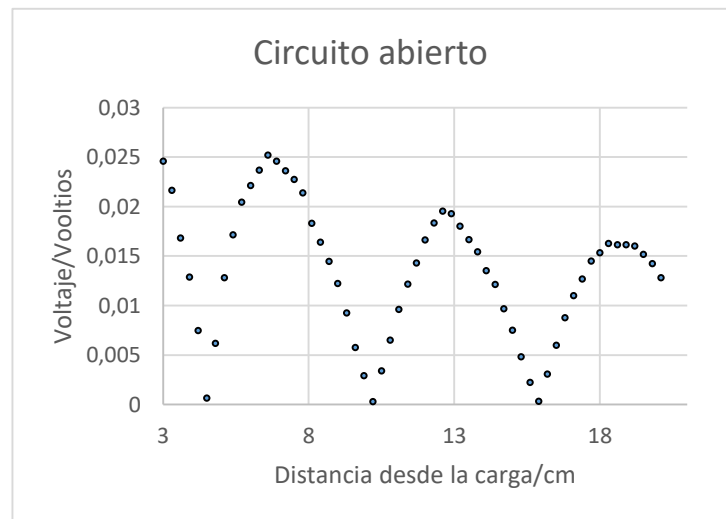
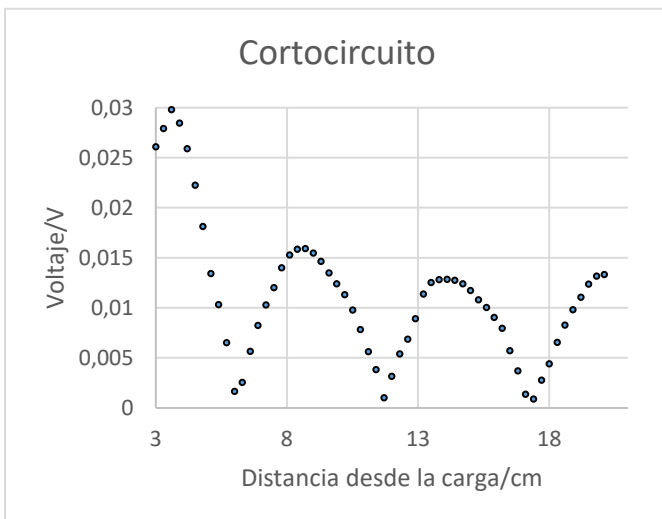
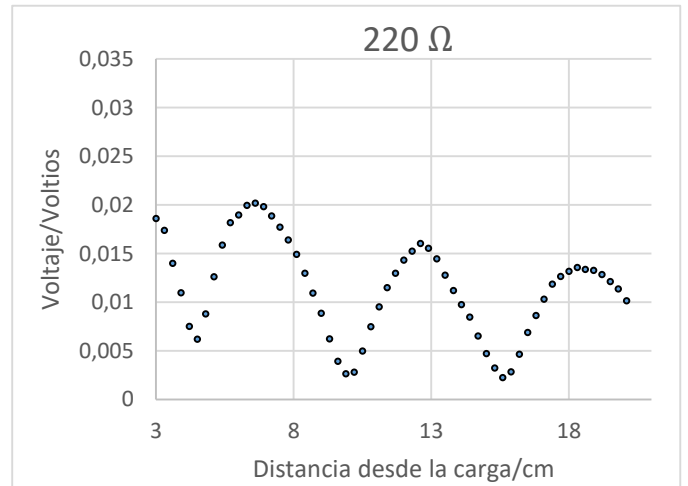
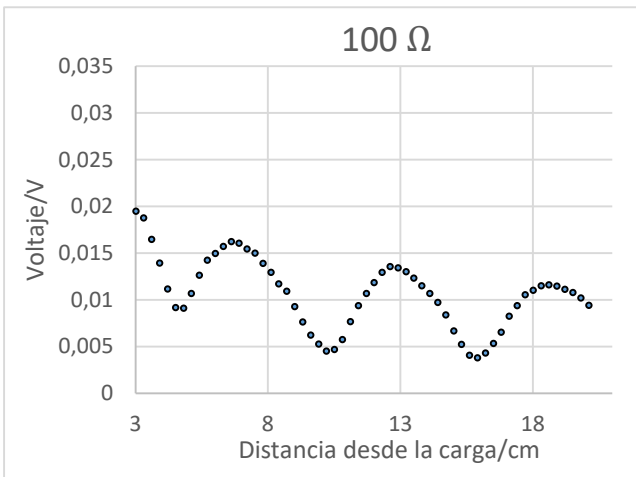
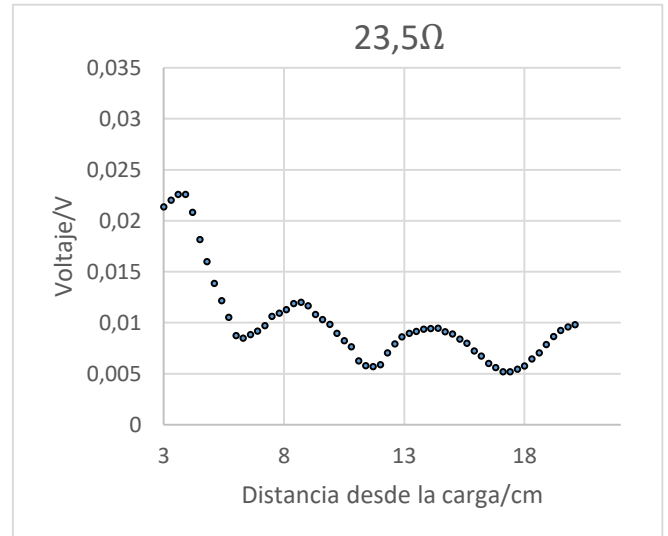
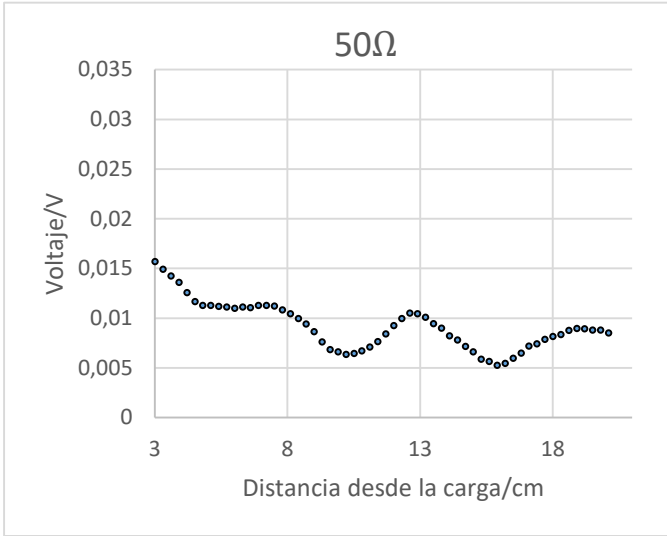
De esta forma se obtuvieron los siguientes valores:

Capacidad/$\frac{\text{pF}}{\text{m}}$	Autoinducción/$\frac{\text{nH}}{\text{m}}$	Impedancia/Ω
55	320	76

Estos resultados encajan perfectamente con lo que se había estimado en el segundo capítulo.

4.2. Patrón de onda estacionaria

La pretensión final de todo este experimento es que el alumno pueda observar y comparar diferentes patrones de onda estacionaria. Para ello, se va colocando cada carga en la línea y se realizan medidas separadas unos 3 mm a lo largo de unos pocos ciclos completos.



Además de poder observar y comparar estos patrones, se pueden calcular ciertos resultados. Lo más sencillo es obtener la ROE de cada onda dividiendo el valor del máximo entre el mínimo. Ocurre que, debido a imperfecciones de la línea, no se obtienen los mismos valores de máximos y mínimos en cada ciclo, así que se optó por tomar el valor medio del máximo y dividirlo entre el valor medio del mínimo para hallar la ROE.

Z_L nominal/Ω	Z'_L/Ω	ROE
0	0,33-24j	-*
23,5	34 -25j	2,66
50	50	1,82
100	42,6+32,1j	2,94
220	29,1+55j	4,88
∞	0,91+50j	-*

*Para valores altos de ROE (>10) se obtienen malos resultados por imprecisión en la medida de los mínimos. No consideramos esos valores de la ROE.

También se puede trabajar con una hoja de cálculo y mediante las fórmulas expuestas en el capítulo 1 obtener los valores del coeficiente de reflexión y la impedancia característica conociendo Z_L y la ROE. Estos cálculos no se pedirían en una práctica.

Z_L nominal/Ω	Z'_L/Ω	Γ	$2\beta z + \phi$ / rad	Z_0/Ω
0	0,33-24j	0,99	$-\frac{\pi}{2}$	-*
23,5	34-25j	0,52	$-\frac{7}{9}\pi$	81
50	50	0,33	π	91
100	42,6+32,1j	0,45	$\frac{4}{5}\pi$	115
220	29,1+55j	0,64	$\frac{7}{10}\pi$	114
∞	0,91+50j	0,98	$\frac{\pi}{2}$	-*

*Para estos casos, al ser la ROE muy imprecisa no se obtuvieron resultados apropiados para Z_0 .

Se obtiene una impedancia para la línea entre 81 y 115, que se aproxima a lo estimado teóricamente y a lo obtenido con el medidor LCR.

4.3. Velocidad de propagación de la onda en la línea

La velocidad de propagación teórica para nuestra línea no la podemos conocer bien ya que el dato de la permitividad relativa es aproximado. Comparemos ese dato con el experimental que se obtiene a partir de la longitud de onda en la línea.

$$v_{p_{teórico}} = \frac{c}{\sqrt{1,4}} = 0,85 c$$

Para obtener la longitud de onda, se terminó la línea con el cortocircuito ya que tiene los mínimos más definidos. Se midió el patrón de onda estacionaria a lo largo de toda la línea y se hizo la media de las distancias de los mínimos (16 medidas) para obtener la longitud de onda y con ella, la velocidad de propagación.

$$\overline{d_{mínimos}} = 5,69 \text{ cm}$$

$$\lambda_{experimental} = 2 d_{mínimos} = 11,38 \text{ cm}$$

$$v_{p_{experimental}} = \frac{\omega}{\beta} = f\lambda = 0,87 c$$

Vemos que la velocidad teórica y la experimental son similares, así que nos volvemos a reafirmar en el dato de ϵ_r de 1,4.

Capítulo 5

Práctica de laboratorio

5.1. Propuesta de práctica

ESTUDIO DE MICROONDAS. LA LÍNEA “DESTAPADA”

Material

- Generador de microondas ZX95 – 2536C+
- Fuente de alimentación
- Detector de microondas
- Línea de transmisión
- Cinco impedancias de carga conocidas con un adaptador SMA macho-macho
- Carga adaptada de 50Ω
- Placa de pruebas
- Multímetro digital
- Medidor LCR
- Cables

Teoría

A día de hoy ya no podemos imaginar el mundo sin incluir la emisión y transmisión de señales: desde transmisiones muy básicas como la comunicación con submarinos a la radioastronomía, con una enorme tasa de transmisión de datos por segundo, pasando por las más cotidianas como la radio, la televisión, la telefonía, Internet, etc, son ejemplos de ello. Dependiendo del propósito que se le quiera dar a la señal, hay que elegirla de una frecuencia u otra, teniendo en cuenta que cada segmento del espectro electromagnético se comporta diferente en su propagación por un medio.

En esta práctica vamos a trabajar con microondas, que se utilizan en las aplicaciones habituales que acabamos de mencionar, y con el medio para guiarlas: la línea de transmisión.

	Nombre	Abreviatura inglesa	Frecuencias	Longitud de onda
MICROONDAS	Ultra alta frecuencia	UHF*	300 – 3.000 MHz	1 m – 100 mm
	Super alta frecuencia	SHF	3 – 30 GHz	100 – 10 mm
	Frecuencia extremadamente alta	EHF	30 – 300 GHz	10 – 1 mm

*Utilizaremos ondas de 2,3 GHz, situadas en la banda UHF.

Al guiar una onda de alta frecuencia por un conductor, aparecen variaciones de voltaje y corriente en él, que cambian con el tiempo y con el espacio, y que hacen que tanto los conductores como otros elementos (resistencias, condensadores, bobinas) se dejen de comportar como puramente resistivos y tengan asociados capacidades y autoinducciones.

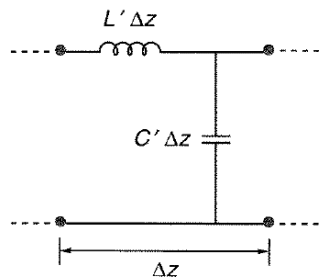


Figura 5. 1. Esquema de una línea de transmisión sin pérdidas a altas frecuencias

Una línea de transmisión es una forma de confinar energía y dirigirla de un punto a otro. Están formadas por dos o más conductores, lo que les permite soportar modos transversales electromagnéticos, TEM, en los que campo eléctrico y magnético son perpendiculares a la dirección de propagación. Otras formas de dirigir la energía electromagnética, como son las guías de ondas, están constituidas por un solo conductor, por lo que soportan modos TE y TM, pero no TEM, lo que hace más complicado su estudio.

Las ondas TEM tienen una serie de propiedades, como que en ellas los campos eléctrico y magnético se pueden asociar unívocamente con el voltaje e intensidad

respectivamente. Estas ondas de voltaje e intensidad están desfasadas $\frac{\pi}{2}$ entre sí y se definen de la siguiente forma, siendo Z_0 la impedancia característica de la línea y β la constante de fase.

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

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z}$$

Además, en el caso de ondas TEM que viajan por una línea sin pérdidas, se pueden definir la velocidad de propagación y la impedancia característica como:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$Z_0 = \frac{V(z)}{I(z)} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Las ondas al pasar de un medio a otro con distinta impedancia se pueden transmitir y reflejar. Esto ocurre cuando la línea está terminada en una carga. Esas reflexiones suponen ondas viajando en direcciones contrarias, que interfieren entre sí provocando la formación de una onda estacionaria en la línea, cuyo patrón es lo que pretendemos estudiar a través de la llamada ROE (Razón de Onda Estacionaria).

La ROE es la relación entre el valor máximo y mínimo de la amplitud del voltaje de una onda estacionaria.

$$ROE = \frac{V_{max}}{V_{min}} \quad 1 \leq ROE \leq \infty$$

Lo que ocurre en una línea terminada es lo siguiente: Una onda estacionaria se forma por la interferencia de dos ondas que se propagan, una incidente y otra reflejada, y en el instante A tiene la forma de la figura 5.2. Al pasar un tiempo igual a $\frac{\lambda}{2v_p}$, en los mismos puntos de la línea, la onda resultado de la interferencia tiene la forma dada en B. Las situaciones A y B se intercambian a ritmos de gigahercios y la amplitud de la onda estacionaria que captaría un detector es la que se observa en C.

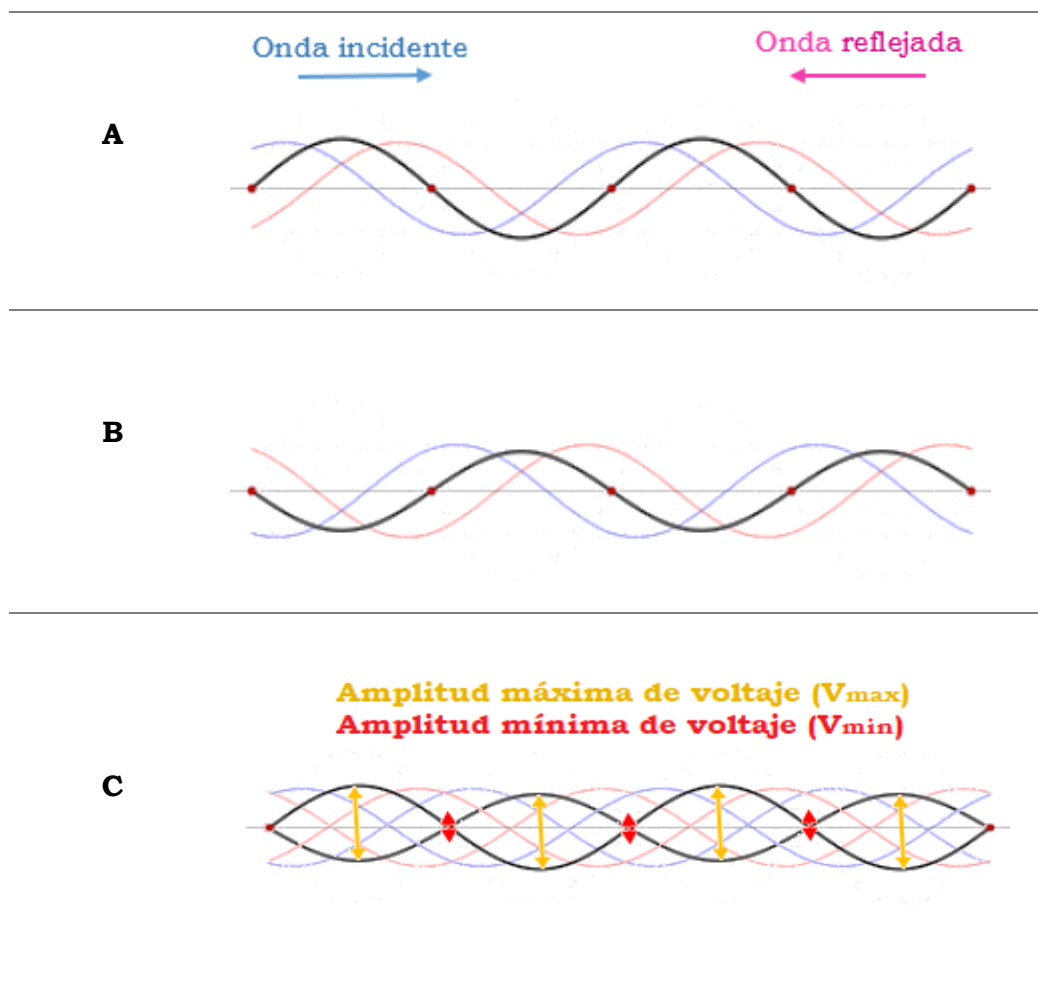


Figura 5. 2. Formación del patrón de una onda estacionaria

Los patrones de la onda estacionaria dependen de la naturaleza y magnitud de la carga que produce la reflexión. La relación entre la ROE y la impedancia de carga es:

$$ROE = \frac{|Z_L + Z_0| + |Z_L - Z_0|}{|Z_L + Z_0| - |Z_L - Z_0|}$$

Con Z_0 una impedancia real (línea sin pérdidas) y Z_L una impedancia compleja genérica, $Z_L = R + jX$

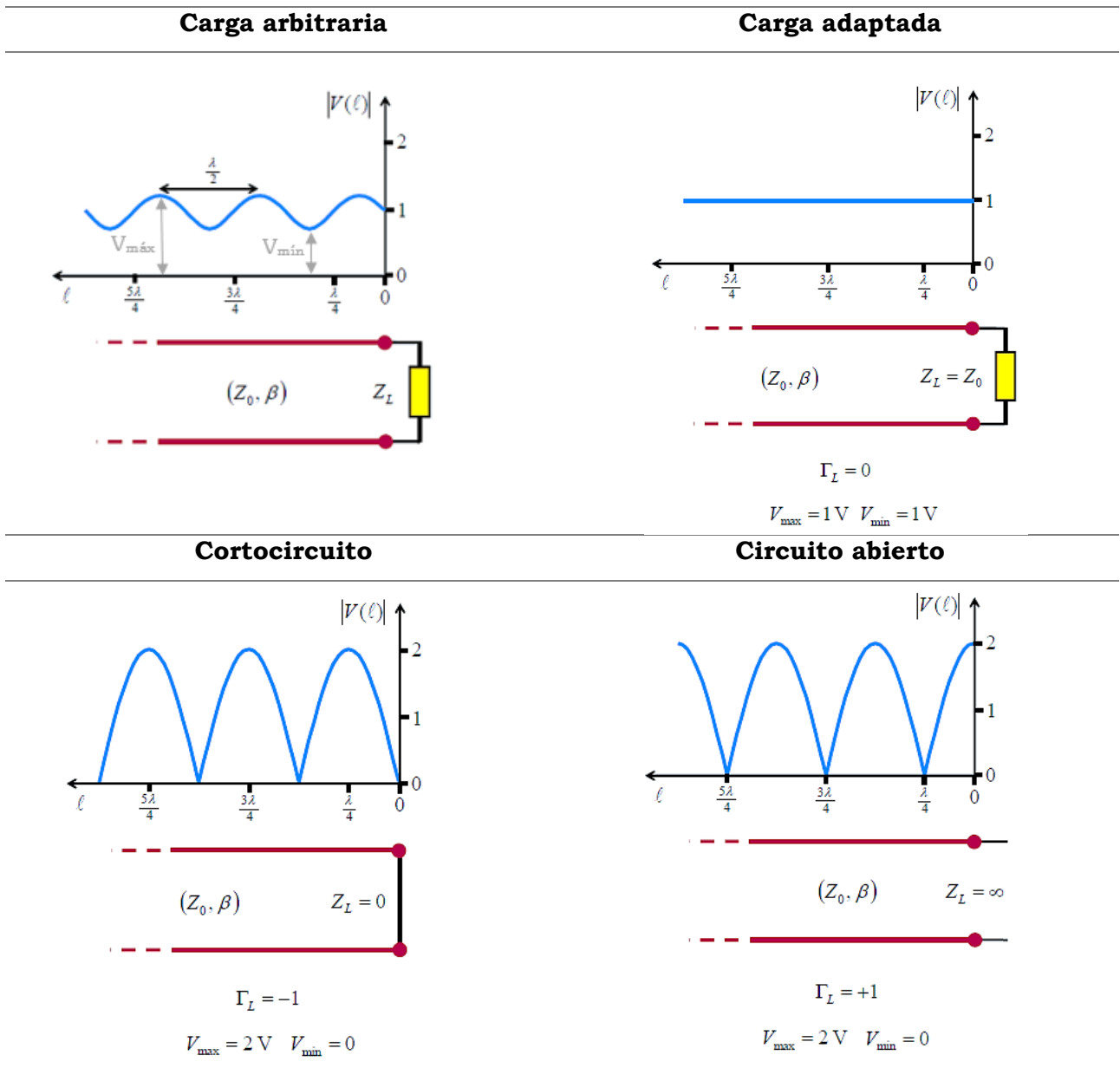


Figura 5. 3. Diferentes patrones de la amplitud de una onda estacionaria según sea la impedancia de carga Z_L

En el caso de cargas reales ($jX = 0$)

- ROE = 1 para una línea adaptada (no se forma onda estacionaria).
- ROE > 1 para una línea desadaptada.
- ROE $\rightarrow \infty$ para circuito abierto y cortocircuito.

En el caso de cargas reactivas ($Z_L = jX_L$ o $Z_L = jX_C$) sabemos que se produce un desfase entre la onda de voltaje y la de intensidad (además del desfase inicial que tienen) debido a que la parte reactiva inductiva acumula energía en forma de campo magnético o la parte reactiva capacitiva la acumula como campo eléctrico. Ese desfase se manifiesta

en el patrón de onda como un desplazamiento de los máximos y mínimos respecto a las cargas puramente resistivas. Pero como en estos casos la carga no absorbe, $ROE \rightarrow \infty$.

En caso general de una carga $Z_L = R + jX$, se produce absorción de energía y desplazamiento de máximos y mínimos.

Realización de la práctica

Tenemos lo que podríamos denominar una línea de transmisión destapada, sin blindaje en la parte superior, que permite *ver* cómo es la onda estacionaria que se forma en ella como la interferencia de ondas viajeras en sentidos contrarios. Al ser una línea de propiedades desconocidas la vamos a caracterizar. Posteriormente observaremos cómo son los procesos de reflexión.

CARACTERIZACIÓN DE LA LÍNEA

1) Impedancia característica de la línea

Para ello se utilizará el medidor LCR. En él, seleccionamos una frecuencia baja, que permita considerar la línea como un elemento concentrado (entre 10 y 100 kHz). Cuanto menor sea la frecuencia elegida, mejor será la aproximación, pero el medidor tendrá menos precisión.

La capacidad y la autoinducción son medidas por unidad de longitud. Para ello, se estima la línea de un metro de longitud.

- Medida de la capacidad de la línea:

Para medir la capacidad, se mide en un extremo de la línea y se deja en abierto el extremo opuesto. La capacidad del cable es muy pequeña por lo que la capacidad de las puntas de prueba del medidor altera esa medida. Lo que hacemos es situar las puntas de prueba muy cerca de los conductores y apuntamos la medida que nos marca el capacímetro, y después, manteniendo la misma distancia entre las puntas, tocamos con cada una cada conductor. La capacidad del cable es la resta de la segunda medida menos la primera.

- Medida de la autoinducción de la línea:

Ahora tiene que circular corriente por los dos conductores así que se cortocircuita el extremo opuesto al de medida. Se procede de igual manera que en antes, restando en este

caso la autoinducción en las puntas de prueba, dato que se consigue cortocircuitándolas entre sí.

2) Velocidad de propagación en la línea

Terminar la línea con la carga cortocircuitada unida a través del adaptador macho-macho y medir la distancia entre mínimos.

A partir de ahí, determinar la velocidad de propagación de la onda en la línea y compararla con el valor teórico ($\epsilon_r = 1,4$). Expresar las velocidades en función de c .

ESTUDIO DE ONDAS ESTACIONARIAS EN LA LÍNEA

3) ROEV

De las cargas sabemos que, aunque las identifiquemos con unos valores nominales, la presencia de los conectores y el adaptador hace que la carga que produce la reflexión en el plano $z = 0$ sea otra.

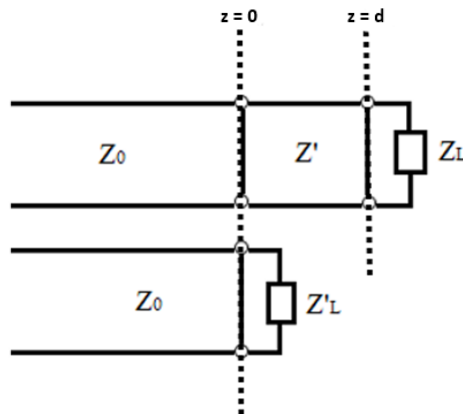


Figura 5. 4. Circuito equivalente para la impedancia de carga

La siguiente tabla indica los valores que en realidad tiene cada carga en el plano de medida.

Z_L nominal/Ω	Z'_L (carga + adaptador y conectores) a 2,3 GHz/Ω
cc	0,33 – 24j
23,5	34 – 25j
50	50
100	42,6 + 32,1j
220	29,1 + 55j
ca	0,91 + 50j

Utilizando las seis cargas disponibles, realizar medidas a lo largo de la línea (con un par de ciclos completos es suficiente) equidistanciándolas unos pocos milímetros.

- A partir de los valores máximos y mínimos de voltaje, hallar la razón de onda estacionaria para cada carga.

Impedancia nominal/Ω	ROEV
0	
23,5	
50	
100	
220	
∞	

- Comparar estos patrones de onda y explicar cuáles son las cargas más adaptadas para nuestra línea.

- Observar a la posición de los mínimos para cada carga. Tomando la carga adaptada como referencia (carga resistiva pura), comparar la posición de los mínimos de cada carga con la referencia. ¿Coinciden? Dar una explicación de lo que ocurre.

Instrucciones para interpretar los datos medidos con el detector

Para calcular la ROE se necesita conocer el voltaje de entrada del detector, sin embargo el dato que nos proporciona el voltímetro es un voltaje de salida que hay que transformar de la siguiente manera:

$$P_{\text{entrada}}(\text{dBm}) = 26,98V_{\text{salida}}(\text{V}) - 63,13$$

$$V_{\text{entrada}} = 0,224 \cdot 10^{\frac{P_{\text{entrada}}}{20}}$$

5.2. Presupuesto de la práctica

Descripción	Fabricante	Dimensiones	Unidades	Precio por todas las unidades/€
ZX95-2536C-S+ Oscilador controlado por voltaje SMA	Mini-Circuits		1	40
Placa de cobre para PCB, Doble Cara, FR-4		100x160x1.6mm grosor 35µm,	1	4
Controlador de RF LT5534	Linear Technology		1	6
Resistencias fijas SMD de película gruesa:				
0Ω, ±1%, 0,25W		1206	1	
100Ω, ±1%, 0.125W	TE Connectivity	0805	1	0,20
47Ω, ±5%, 0,25W		0603	2	
220Ω, ±1%, 0.125W		0805	1	
Terminador de RF, Macho, Recto, Montaje de Cable, 50Ω, 0 → 4GHz, SMA, 1W	Radiall		1	5

Condensadores cerámicos multicapa SMD				
1nF, ±5%, 50 V dc	Kemet	0805	1	0,10
100nF, ±10%, 50 V dc		0805	1	
100pF, ±10%, 50 V dc		0805	1	
Conector SMA, Hembra, Recto, Estándar, 50Ω, Coaxial	TE Connectivity		5	8
Adaptador de RF SMAM- SMAM 50Ω, Conector Macho Recto SMA a Conector Macho SMA, 3GHz	RF Solutions		1	4,8

No se tuvo en cuenta el precio de la fuente de alimentación, de los cables, del perfil, del multímetro ni del medidor LCR porque entran dentro del material habitual de un laboratorio.

El precio total de esta práctica es de 68€, de los cuales la mayor parte es el precio del generador de microondas, que se puede desconectar del circuito y utilizarlo en otros experimentos.

Es una práctica realmente económica gracias a haber fabricado el material. Prácticas comerciales similares tienen precios elevados.

5.3. Posibles mejoras

Las principales dificultades extraídas de la realización de esta práctica están relacionadas con los aspectos mecánicos del desplazamiento de la sonda a través de la línea.

Las medidas que se realizan dependen mucho de la presión que se ejerza entre la sonda y la línea, ya que a mayor presión se captan valores de mínimos más pequeños, cuyo valor es el que más condiciona el valor de la ROE. Para mejorar esto, se podría diseñar un carrito de desplazamiento para la sonda a lo largo de la línea que mantuviera constante la penetración de la sonda en el campo.

Otra posible mejora sería tratar la línea para asegurar que el conductor interior está a la misma distancia en todos los puntos. Si se observan los patrones de onda que se tomaron en el capítulo cuarto, en todos hay valores de máximos mayores cerca de la carga lo que puede indicar que en esos puntos el conductor interior está más cerca. Para solucionarlo se puede prensar la línea, gracias a que el dieléctrico es blando, y así se garantiza la equidistancia del conductor interior.

También, gracias a que contamos con un analizador de redes, se podrían fabricar mejores cargas. Para construir un cortocircuito más perfecto, por ejemplo, como el que tenemos tiene una parte capacitiva, se podría estañar una bobina del mismo valor de esa capacidad para intentar anularla. Eso se podría realizar con todas las cargas.

Conclusiones

De la elaboración de esta práctica, la conclusión más importante ha sido descubrir las dificultades que trae consigo llevar una idea a la realidad. Comprender que hay que adaptar un experimento a medida que se va haciendo, buscar soluciones a los problemas que van surgiendo.

El planteamiento inicial era trabajar con resistencias puras. Como se estimaba que la impedancia de la línea se encontraba entre 75 y 100 ohmios se eligieron valores para las cargas de tal modo que la impedancia se encontrara centrada. De ahí la elección de las resistencias de 23,5, 50, 100 y 220 (además del cc y ca). Sin embargo, el uso de conectores afectó mucho a la idea original, haciendo necesario caracterizar las resistencias con los conectores y el adaptador, e hizo imposible el encontrar una carga adaptada.

Por último, el poder hacerme una idea en primera persona de todo el trabajo que se lleva a cabo para elaborar las prácticas de laboratorio. Incluso siendo esta una práctica sencilla, tras la fabricación del prototipo, que sería a lo que se ha llegado, se requeriría la fabricación de una segunda línea con sus mejoras para que fuera apta para la asignatura de Técnicas experimentales.

Bibliografia

- [1] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Fourth Edition, John Wiley & Sons (2012).
- [2] E. L. Ginzton, *Microwave Measurement*, McGraw-Hill (1957).
- [3] P.F. Combes, J. Graffeuil, J.F. Sautereau, *Microwave components, devices and active circuits*, John Wiley & Sons (1987).
- [4] S. Sandler, *Simple trick to measure plane impedance with a VNA*, EDN Network, October 09, 2014.
- [5] Mini-Circuits, ZX95-2536C+, Data sheet.
- [6] Linear Technology, LT5534, Data sheet.