

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Proyecto Fin de Carrera

Apantallamiento Electromagnético de Materiales Planares en Guía Onda en Régimen Multimodal



AUTORA: Marina Carricondo Chalud

DIRECTOR: Antonio José Lozano Guerrero





Autora	Marina Carricondo Chalud
E-mail de la Autora	marina.carricondo@gmail.com
Director(es)	Antonio José Lozano Guerrero
E-mail del Director	antonio.lozano@upct.es
Codirector(es)	
Título del PFC	Apantallamiento Electromagnético de Materiales Planares en Guía Onda en Régimen Multimodal
Descriptores	Microondas, antenas, simuladores electromagnéticos
Resumen	<p>La medida de la eficacia de apantallamiento de materiales planares se puede realizar de diversas maneras. Se pueden emplear configuraciones en cámara anecoica o espacio abierto simulando ondas planas, también se pueden realizar montajes cerrados con líneas de transmisión o bien coaxiales o bien guías de onda. Al trabajar con estas últimas en concreto, la zona de funcionamiento en frecuencia de estas técnicas va desde el primer modo que se propaga hasta el segundo. Existen técnicas para aumentar la frecuencia de funcionamiento de estos dispositivos. En este proyecto se estudiará la viabilidad de la obtención de eficacia de apantallamiento a frecuencias superiores a la del segundo modo aumentando el ancho de banda de los dispositivos tradicionalmente empleados con este fin.</p>
Titulación	Ingeniería de Telecomunicación
Área Conocimiento	Teoría de la Señal y Comunicaciones
Departamento	Tecnologías de la información y las Comunicaciones
Universidad	Politécnica de Cartagena



Agradecimientos

Después de un largo recorrido, de años de esfuerzo y dedicación, hoy escribo este apartado de agradecimientos para finalizar mi proyecto fin de carrera. Ha sido un período de aprendizaje intenso, no solo en el campo científico sino también a nivel personal. Me gustaría agradecer a todas aquellas personas que me han ayudado en mayor o menor medida y que han estado apoyándome durante esta trayectoria.

Primero de todo, me gustaría agradecer a mis compañeros de prácticas y clases su colaboración que aunque hoy en día cada uno sigue su camino, hemos compartido muchos momentos de agonía pero también de risas. Además, me gustaría darle las gracias a los profesores de la carrera y a mi tutor Antonio José Lozano Guerrero por su valiosa ayuda.

También me gustaría agradecer a mis padres por sus sabios consejos y comprensión y por haber estado ahí siempre aún estando a kilómetros y sentirlos como si os tuviera al lado. Al resto de mi familia por vuestros buenos deseos después de cada examen y en especial a ti, tita, que estarás inmensamente feliz de verme llegar hasta aquí.

Finalmente, a mis amigos, por ayudarme a “desconectar” un poco cada vez que lo he necesitado y hacer de mis ratos con vosotros momentos divertidos.

¡Muchas gracias a todos!

Marina Carricondo



«El desarrollo del hombre depende fundamentalmente de la invención. Es el producto más importante de su cerebro creativo. Su objetivo final es el dominio completo de la mente sobre el mundo material y el aprovechamiento de las fuerzas de la naturaleza a favor de las necesidades humanas».

(Nikola Tesla; inventor, ingeniero mecánico, eléctrico y físico serbio, 1856)



ÍNDICE DE CONTENIDOS

1. Introducción.	10
1.1. <i>¿Qué es el apantallamiento electromagnético?</i>	10
1.1.1. Apantallamiento de campos magnéticos.	10
1.1.2. Apantallamiento de campos eléctricos.	10
1.2. <i>Materiales para aplicaciones de apantallamiento de interferencias electromagnéticas.</i>	10
1.3. <i>Guía Onda.</i>	11
1.4. <i>Régimen multimodo.</i>	11
1.5. <i>Tipos de soluciones de apantallamiento electromagnético.</i>	11
1.5.1. Mu-cobre.	11
1.5.2. Modulares.	12
1.6. <i>Apantallamiento electromagnético de materiales planares en guía onda en régimen multimodal.</i>	12
1.7. <i>Apartados de los que consta el proyecto.</i>	13
2. Teoría.	14
2.1. <i>Ondas planas.</i>	14
2.1.1. Ecuación de onda.	14
2.1.2. Ondas planas uniformes.	14
2.1.3. Propagación en medios sin pérdidas.	16
2.1.4. Propagación en medios con pérdidas.	17
2.1.5. Potencia transportada.	18
2.1.6. Ondas estacionarias.	18
2.1.7. Velocidad de grupo.	20
2.1.8. Polarización de las ondas planas uniformes.	22
2.1.8.1. Polarización transversal eléctrica.	22
2.1.8.2. Polarización transversal magnética.	23
2.1.8.3. Polarización lineal.	23
2.1.8.3.1. Polarización lineal con pendiente de 45°.	23
2.1.8.3.2. Polarización lineal con pendiente distinta a 45°.	24
2.1.8.3.3. Polarización lineal horizontal y polarización lineal vertical.	24
2.1.8.4. Polarización circular.	25
2.1.8.4.1. Polarización circular a derechas.	25
2.1.8.4.2. Polarización circular a izquierdas.	27



2.1.8.5. Polarización elíptica.....	28
2.1.9. Incidencia normal sobre discontinuidades planas.....	29
2.1.10. Ejemplo de incidencias en discontinuidades planas.....	29
2.2. <i>Guía Onda</i>	33
2.2.1.1. Introducción.....	33
2.2.1.2. Tipos de guías de onda.....	34
2.2.1.2.1. Guía de onda rectangular.....	34
2.2.1.2.2. La guía de onda circular.....	38
2.2.1.2.3. Guía de onda acanalada.....	39
2.2.1.2.4. Guía de onda flexible.....	40
2.2.1.3. Ventajas e inconvenientes de las guías de onda.....	41
2.2.2. Parámetros de dispersión.....	41
2.2.2.1. Introducción.....	41
2.2.2.2. Parámetros de Dispersión o Parámetros S.....	45
2.2.2.3. Procedimiento para determinar los parámetros S.....	48
2.2.2.4. Matriz multimodo.....	50
2.2.3. Eficacia de apantallamiento.....	50
2.2.3.1. Introducción.....	50
2.2.3.2. Fundamentos.....	50
2.2.3.3. Propuesta: Definición de apantallamiento electromagnético en materiales planares en guía onda en régimen multimodal.....	53
2.2.3.4. Conclusiones.....	53
3. Experimentos (Montajes).....	54
3.1. <i>Conceptos básicos en los que se basa nuestro estudio</i>	54
3.2. <i>Estudio en guía de onda</i>	55
3.3. <i>Estudio en cámara anecoica</i>	59
3.4. <i>Conclusiones de la pieza medida</i>	62
4. Resultados.....	63
.....	63
4.1. <i>Simulaciones</i>	64
4.2. <i>Medidas</i>	76
4.3. <i>Comentarios de los resultados</i>	80
5. Conclusiones y líneas futuras.....	82
6. Anexo.....	83
7. Referencias.....	86



ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

Figura 1: Mu-cobre.....	11
Figura 2: Jaulas de Faraday modulares.	12
Figura 3: Ondas en $t=0$ para el campo eléctrico y magnético.	14
Figura 4: Planos locales asociados a modo TEM en diferentes posiciones del espacio.....	15
Figura 5: Planos de igual fase paralelos asociados a modo TEM en la misma posición del espacio.	15
Figura 6: Onda estacionaria.....	19
Figura 7: Velocidades de fase y grupo.....	21
Figura 8: Polarización de una onda plana.	22
Figura 9: Polarización lineal con pendiente de 45°	23
Figura 10: Polarización lineal vertical y polarización lineal horizontal.....	24
Figura 11: Polarización circular a derechas y polarización circular a izquierdas.	25
Figura 12: Polarización circular a derechas.	26
Figura 13: Polarización circular a izquierdas.	28
Figura 14: Polarización elíptica.	28
Figura 15: Onda incidente, reflejada y transmitida.	29
Figura 16: Incidencia en discontinuidad plana.	30
Figura 17: Incidencia normal de una onda polarizada en ángulo α con el eje x.....	30
Figura 18: Guía de onda rectangular.....	34
Figura 19: Condiciones de contorno en una guía de onda con conductores eléctricos perfectos.	35
Figura 20: Transición coaxial-guía.....	37
Figura 21: Carga adaptada.....	37
Figura 22: Filtro paso-banda.....	38
Figura 23: Características guía de onda.	38
Figura 24: Guía de onda circular.	39
Figura 25: Guía de onda acanalada.....	40
Figura 26: Guía de onda flexible.	40
Figura 27: Partes de la guía de onda flexible.....	41
Figura 28: Corrientes y voltajes en una red de dos puertos.....	42
Figura 29: Sistema de alta frecuencia con ondas viajantes.....	43
Figura 30: Línea de transmisión uniforme.....	44
Figura 31: Parámetros de dispersión o parámetros S.....	46
Figura 32: Multipolo lineal.	46
Figura 33: Incidencia y reflexión en líneas de transmisión a partir de planos de referencia.	47
Figura 34: Determinación de parámetros S.....	48
Figura 35: Parámetros de dispersión de un dispositivo conectado a un sistema de 50Ω	49
Figura 36: Onda incidente y onda atenuada antes y después de que atravesase el metal.....	51
Figura 37: Campo eléctrico 30dB mayor que el que existiría sin apantallamiento.	52
Figura 38: Cámara anecoica.	52
Figura 39: Representación de doble escudo electromagnético.	54
Figura 40: Programa ROHDE & SCHWARZ.....	56
Figura 41: Analizador de espectros.....	56
Figura 42: Sondas coaxiales en puerto 1 y puerto 2.	57



Figura 43: Montaje completo de guía de onda rectangular con lámina goodfellow.....	57
Figura 44: Pérdidas de reflexión en guía de onda rectangular de goodfellow de 300x300x3mm3.....	58
Figura 45: Pérdidas de absorción en guía de onda rectangular de goodfellow de 300x300x3mm3.....	58
Figura 46: Puerto 1 calibrado en abierto.	59
Figura 47: Validación de la calibración del puerto 1 en abierto con el programa ROHDE SCHWARZ.	60
Figura 48: Medida del "holder" en cámara anecoica.....	60
Figura 49: Montaje completo en cámara anecoica con placa goodfellow.....	61
Figura 50: SE en cámara anecoica de goodfellow de 300x300x3mm3.....	62
Figura 51: Modos y sus frecuencias de corte.	63
Figura 52: $\epsilon_r=1$ y $\sigma=0$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	64
Figura 53: $\epsilon_r=1$ y $\sigma=0.1$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	64
Figura 54: $\epsilon_r=1$ y $\sigma=1$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	65
Figura 55: $\epsilon_r=1$ y $\sigma=10$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	65
Figura 56: $\epsilon_r=1$ y $\sigma=100$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	66
Figura 57: $\epsilon_r=1$ y $\sigma=1000$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	66
Figura 58: $\epsilon_r=10$ y $\sigma=0$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	67
Figura 59: $\epsilon_r=10$ y $\sigma=0.1$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	67
Figura 60: $\epsilon_r=10$ y $\sigma=1$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	68
Figura 61: $\epsilon_r=10$ y $\sigma=10$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	68
Figura 62: $\epsilon_r=10$ y $\sigma=100$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	69
Figura 63: $\epsilon_r=10$ y $\sigma=1000$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	69
Figura 64: $\epsilon_r=100$ y $\sigma=0$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	70
Figura 65: $\epsilon_r=100$ y $\sigma=0.1$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	70
Figura 66: $\epsilon_r=100$ y $\sigma=1$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	71
Figura 67: $\epsilon_r=100$ y $\sigma=10$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	71
Figura 68: $\epsilon_r=100$ y $\sigma=100$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	72
Figura 69: $\epsilon_r=100$ y $\sigma=1000$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	72
Figura 70: $\epsilon_r=1000$ y $\sigma=0$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	73
Figura 71: $\epsilon_r=1000$ y $\sigma=0.1$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	73
Figura 72: $\epsilon_r=1000$ y $\sigma=1$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	74
Figura 73: $\epsilon_r=1000$ y $\sigma=10$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	74
Figura 74: $\epsilon_r=1000$ y $\sigma=100$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	75
Figura 75: $\epsilon_r=1000$ y $\sigma=1000$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm3).....	75
Figura 76: $\epsilon_r=15$ y $\sigma=0.39$ s/m, $f=10$ MHz a 26.5GHz. Medidas en guía de onda y cámara anecoica con enventanamiento de Hanning (Goodfellow 300x300x3mm3).....	76
Figura 77: Eficiencia de apantallamiento total, reflejada y absorbida en guía de onda con enventanamiento de Hanning (Goodfellow 300x300x3mm3).....	77
Figura 78: Eficiencia de apantallamiento total en cámara anecoica con enventanamiento de Hanning (Goodfellow 300x300x3mm3).....	78
Figura 79: Con enventanamiento rectangular (Goodfellow 300x300x3mm3).....	79
Figura 80: Con enventanamiento de Hanning (Goodfellow 300x300x3mm3).....	79



1. Introducción.

1.1. ¿Qué es el apantallamiento electromagnético?

El estudio del apantallamiento magnético surge a raíz de la gran importancia que tiene en la aplicación práctica. Si estudiamos la variación del apantallamiento electromagnético con respecto a la frecuencia y a las propiedades del material de la pantalla utilizada, es posible comprobar que a medida que la frecuencia aumenta, también lo hace el efecto de apantallamiento electromagnético.

A bajas frecuencias como es a la frecuencia de la red eléctrica de 50Hz, el campo electromagnético tiene 2 componentes distintos y separados, el campo eléctrico, y el campo magnético. El componente eléctrico tiene su origen en diferencias de voltaje y el componente magnético se origina por el movimiento de cargas eléctricas, es decir, los campos magnéticos tienen su origen en las corrientes eléctricas.

1.1.1. Apantallamiento de campos magnéticos.

La exposición a los campos electromagnéticos generados por centros de transformación, líneas de alta tensión, etc, pueden provocar efectos nocivos en la salud humana y es motivo de preocupación. Por ello nos interesa apantallar el componente magnético de los campos electromagnéticos.

Para aislar los campos magnéticos de baja frecuencia generados por transformadores, líneas de alta tensión, y equipos eléctricos se necesitan aleaciones metálicas especiales de alta permeabilidad magnética (mu-metal por ejemplo). Al conectar estos productos de apantallamiento magnético a una toma de tierra, también actúan para reducir el componente eléctrico de los campos electromagnéticos.

1.1.2. Apantallamiento de campos eléctricos.

Si la necesidad solo se centra en reducir el campo eléctrico, para reducir campos eléctricos de inducción en los muebles por ejemplo, se pueden usar materiales de alta conductividad eléctrica, en lugar de los materiales de alta permeabilidad magnética.

1.2. Materiales para aplicaciones de apantallamiento de interferencias electromagnéticas.

Para aplicaciones de apantallamiento de interferencias electromagnéticas existen materiales de carbono nanoestructurado que se diseñan en una amplia banda de frecuencias de microondas ya que se consideran interesantes por sus características electromagnéticas como una elevada conductividad eléctrica y una excelente absorción de microondas.



1.3. Guía Onda.

Una guía de onda es un tubo conductor a través del cual se transmite la energía en forma de ondas electromagnéticas. En el tubo se confina las ondas en un espacio cerrado. Comúnmente se da este nombre a conductores metálicos huecos en forma de “cañería” usado en propósitos similares a las líneas coaxiales pero usados en frecuencias más altas. Una guía onda es cualquier sistema de conductores y aisladores para conducir energía de ondas electromagnéticas. Se usan para minimizar las pérdidas en la transmisión de grandes potencias a frecuencias de microondas.

Las guías de onda trabajan en el rango de frecuencias conocidas como microondas (en el orden de GHz). El ancho de banda es muy grande y se usa principalmente cuando se requiere bajas pérdidas en la señal bajo condiciones de muy alta potencia como puede ser desde una antena de microondas al receptor/transmisor de radio frecuencia. Algunas aplicaciones típicas son en las centrales telefónicas para bajar/subir señales provenientes de antenas de satélite o estaciones terrenas de microondas.

1.4. Régimen multimodo.

Margen en el que se propagan y /o trabajan los distintos modos.

1.5. Tipos de soluciones de apantallamiento electromagnético.

1.5.1. Mu-cobre.

Se trata de un material cuya instalación es muy fácil gracias a un auto-adhesivo especial de gran efectividad tanto en suelos como en techos y paredes proporcionando una alta atenuación de campo eléctrico y una excelente capacidad de apantallamiento contra el campo electromagnético.

- Ventajas:
 - ✓ Fácil instalación.
 - ✓ No requiere mantenimiento.
 - ✓ Material ligero.
 - ✓ Rentable.

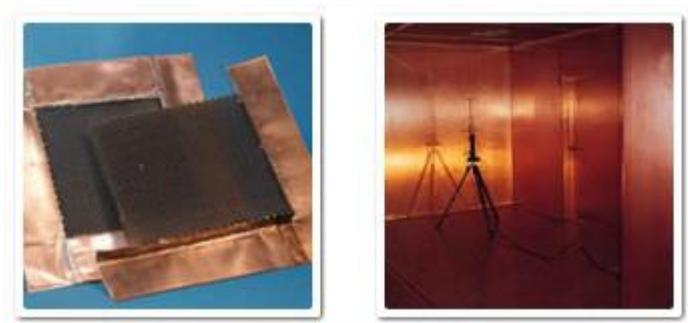


Figura 1: Mu-cobre.

1.5.2. Modulares.

Si buscamos una solución que nos proporcione satisfacer la gran mayoría de los requisitos de apantallamiento electromagnético, optaremos por las Jaulas de Faraday modulares. Esta solución se construye con paneles modulares blindados, disponibles en diferentes tamaños. Con esta solución conseguimos que el sistema sea totalmente autónomo (independiente del edificio que lo contiene).

- Ventajas:
 - ✓ Alto rendimiento de apantallamiento.
 - ✓ Fácil montaje.
 - ✓ Fácil modificación y ampliación.
 - ✓ Variedad de tamaños.



Figura 2: Jaulas de Faraday modulares.

1.6. Apantallamiento electromagnético de materiales planares en guía onda en régimen multimodal.

La medida de la eficacia de apantallamiento de materiales planares se puede realizar de diversas maneras. Se pueden emplear configuraciones en cámara anecoica o espacio abierto simulando ondas planas, también se pueden realizar montajes cerrados con líneas de transmisión o bien coaxiales o bien guías de onda. Al trabajar con estas últimas en concreto, la zona de funcionamiento en frecuencia de estas técnicas va desde el primer modo que se propaga hasta el segundo. Existen técnicas para aumentar la frecuencia de funcionamiento de estos dispositivos. En este proyecto se estudiará la viabilidad de la obtención de eficacia de apantallamiento a frecuencias superiores a la del segundo modo aumentando el ancho de banda de los dispositivos tradicionalmente empleados con este fin.



1.7. Apartados de los que consta el proyecto.

Tras esta breve introducción al proyecto, en los apartados siguientes se hablará de las ondas planas y de la guía onda a nivel teórico. Irá seguido de los experimentos (montajes) que se han llevado a cabo y de un siguiente apartado de resultados obtenidos. Finalmente se añadirán unas conclusiones y líneas futuras y terminaremos con las referencias que se han usado como fuentes de información para la realización de este proyecto.

2. Teoría.

2.1. Ondas planas.

2.1.1. Ecuación de onda.

Las ecuaciones de Maxwell se publicaron en 1864 para predecir principalmente la propagación de la energía en formas de onda.

Estas ecuaciones que nos dicen la forma de propagación de los campos electromagnéticos consideran que los medios son lineales, isótropos y homogéneos. Consideramos que un medio es lineal cuando nos referimos a que la permitividad no depende de la magnitud o el nivel del campo eléctrico y la permeabilidad no dependen de la magnitud ni el nivel del campo magnético. Un medio es isótropo cuando la densidad del flujo eléctrico es paralela al campo eléctrico y a la densidad del flujo magnético.

Desde el punto de vista sinusoidal, las ecuaciones en el dominio del tiempo para el campo eléctrico y para el campo magnético serían respectivamente:

$$E_x = E_m \cos(\omega(\text{rad/s}) t + \beta(\text{rad/m}) z + \theta(\text{rad})) \quad (1)$$

$$H_y = \frac{E_m}{\eta} \cos(\omega(\text{rad/s}) t + \beta(\text{rad/m}) z + \theta(\text{rad})) \quad (2)$$

Siendo $\beta(\text{rad/m})$ la parte imaginaria de la constante de propagación $\gamma = \alpha(\text{Nep/m}) + j\beta(\text{rad/m})$, conocida como constante de fase. El término $\omega(\text{rad/s})$ se conoce como pulsación, $\theta(\text{rad})$ como theta y t es el tiempo en segundos (s).

Aquí se muestran las ondas en $t=0$ para el campo eléctrico y para el campo magnético que serán de igual tamaño por tratarse de una gráfica demostrativa. El campo eléctrico vemos que tiene su amplitud en el eje x y el campo magnético en el eje y . Ambos se propagan en el eje z que es la distancia.

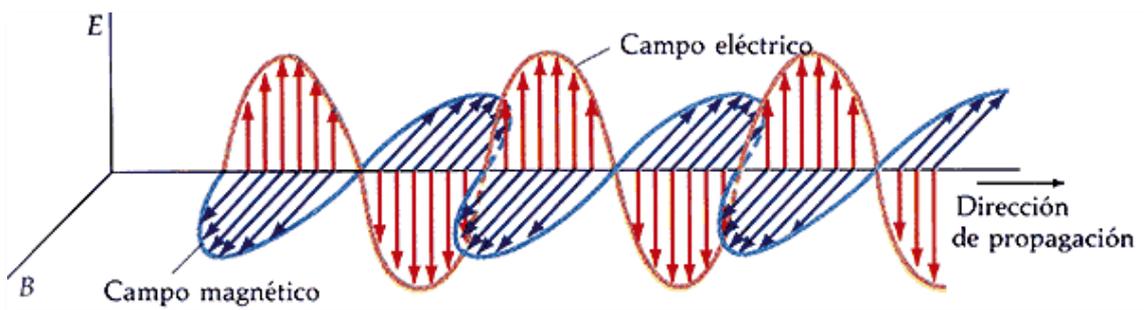


Figura 3: Ondas en $t=0$ para el campo eléctrico y magnético.

2.1.2. Ondas planas uniformes.

Un modo es una configuración particular de un campo. Para un problema electromagnético dado, sometido a ciertas condiciones de contorno, existen distribuciones del campo que satisfacen las ecuaciones de ondas, o lo que es lo mismo, las ecuaciones de Maxwell junto con esas condiciones de contorno. A estas configuraciones se les llama modos.

Un modo TEM es una configuración de campo en la que tanto el campo eléctrico como el campo magnético en cada punto del espacio están contenidos en un plano local, llamado plano de igual fase e independiente del tiempo. En general, la orientación de esos planos locales asociados con una onda o modo TEM son diferentes en las diferentes posiciones del espacio. Véase en la figura 4.

Si la orientación de los planos para un modo TEM es la misma, es decir, los planos de igual fase son paralelos como muestra la figura 5, y entonces los campos forman una onda plana. Éstas son aquellas ondas que se propagan en una sola dirección a lo largo del espacio, como por ejemplo las ondas en los muelles o en las cuerdas. Si además, en los planos de igual fase la amplitud del campo es constante, entonces se denominan ondas planas uniformes.

Por extensión, el término es también utilizado para describir ondas que son aproximadamente planas en una región localizada del espacio. Por ejemplo, una fuente de ondas electromagnéticas como una antena produce un campo que es aproximadamente plano en una región de campo lejano. Es decir, que a una distancia muy alejada de la fuente, las ondas emitidas son aproximadamente planas y pueden considerarse como tal.

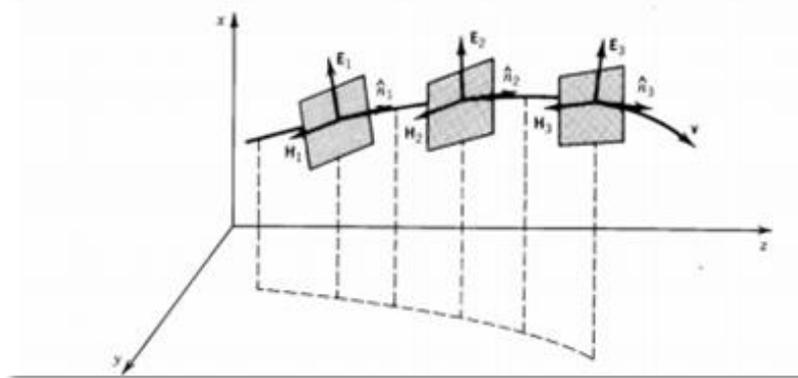


Figura 4: Planos locales asociados a modo TEM en diferentes posiciones del espacio.

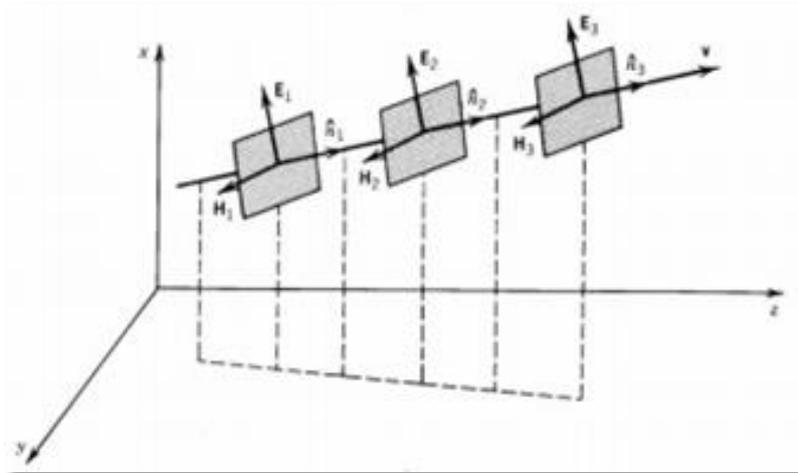


Figura 5: Planos de igual fase paralelos asociados a modo TEM en la misma posición del espacio.



Además de la constante de propagación, también existe otro factor que depende de las características del medio en el que se encuentran las ondas y afecta a éstas y; las modifica, se le conoce como impedancia intrínseca del medio.

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega(\text{rad/s}) \mu(\text{H/m})}{\sigma(\text{S/m}) + j\omega(\text{rad/s}) \varepsilon(\text{F/m})}} \quad (3)$$

Siendo $\omega(\text{rad/s})$ la pulsación, $\mu(\text{H/m})$ la permeabilidad o constante magnética, $\sigma(\text{S/m})$ la conductividad del medio y $\varepsilon(\text{F/m})$ la permitividad o constante dieléctrica.

En el caso de una onda plana en el vacío, la impedancia que acabamos de mencionar sería:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi = 377(\Omega) \quad \text{Impedancia en el vacío} \quad (4)$$

Siendo,

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} (\text{H/m}) \quad \text{Permeabilidad en el vacío} \quad (5)$$

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi} 10^{-9} (\text{F/m}) \quad \text{Permitividad en el vacío} \quad (6)$$

2.1.3. Propagación en medios sin pérdidas.

Hablamos de medios sin pérdidas si la conductividad en esos medios es cero.

Las condiciones que se dan para estos medios cumplen las ecuaciones siguientes:

$$\alpha = 0 (\text{Nep/m}) \quad \text{Atenuación} \quad (7)$$

$$\beta = \omega \sqrt{\mu\varepsilon} (\text{rad/m}) \quad \text{Constante de propagación} \quad (8)$$

La impedancia intrínseca se vuelve un número real al ser la conductividad igual a cero, siendo la misma:

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{j\omega\varepsilon}} = \sqrt{\frac{\mu(\text{H/m})}{\varepsilon(\text{F/m})}} \quad (9)$$

La velocidad de fase de la onda se vuelve:

$$v_p = \frac{dz}{dt} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\mu\varepsilon} \quad (10)$$

En cuanto a las expresiones de propagación del campo eléctrico y del campo magnético tenemos:

$$E_x = E_m \cos(\omega(\text{rad/s}) t - \beta(\text{rad/m}) z + \theta(\text{rad})) \quad (11)$$

$$H_y = \frac{E_m}{\eta} \cos(\omega(\text{rad/s}) t - \beta(\text{rad/m}) z + \theta(\text{rad})) \quad (12)$$

-Tenemos que considerar para la propagación en el espacio libre:



- Permeabilidad en el espacio libre: $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} (H/m)$
- Permitividad en el espacio libre: $\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi} 10^{-9} (F/m)$
- Velocidad de propagación en el espacio libre: $v_0 = 3 \times 10^8 (m/s)$

(13)

-Para la propagación en cualquier otro tipo de material:

$$\bullet \quad \epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 \quad (14)$$

$$\bullet \quad \mu = \mu_r \mu_0 \quad (15)$$

$$\bullet \quad \mu = \sqrt{\frac{v_0}{\mu_r \epsilon_r}} (m/s) \quad (16)$$

$$\bullet \quad \eta = \eta_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} (\Omega) \quad (17)$$

$$\bullet \quad \beta = \beta_0 \sqrt{\mu_r \epsilon_r} (rad/m) \quad (18)$$

$$\bullet \quad \lambda = \sqrt{\frac{\lambda_0}{\mu_r \epsilon_r}} (m) \quad (19)$$

Donde λ es la longitud de onda(m), y ϵ_r y μ_r son la permitividad y permeabilidad relativas.

2.1.4. Propagación en medios con pérdidas.

Un medio con pérdidas existe cuando hay conductividad aunque sea mínima. Dentro de este medio y debido a la existencia de conductividad, la onda va a cambiar.

Existen dos grandes diferencias entre las ondas planas uniformes en medios sin pérdidas y las que se propagan en medios con pérdidas. La primera diferencia es que la parte real de la constante de propagación se vuelve distinta de cero y por lo tanto se divide en dos como se muestra a continuación.

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)} = \alpha(Np/m) + j\beta(rad/m) \quad (20)$$

Podemos observar como la γ se dividió en dos partes, siendo α la parte real conocida como constante de atenuación dada en (Np/m) y siendo β la parte imaginaria llamada constante de fase y expresada en (rad/m) .

La otra diferencia es la impedancia intrínseca. Para medios con pérdidas también se vuelve compleja y no tiene los mismos valores que para un medio sin pérdidas. La impedancia intrínseca se calcula de la siguiente manera:

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} \quad (21)$$

Ahora las ecuaciones de onda para campo eléctrico y campo magnético para el caso de medios con pérdidas son:

$$E_x = E_m e^{-\alpha z} \cos(\omega(rad/s) t - \beta(rad/m) z + \theta(rad)) \quad (22)$$

$$H_y = \frac{E_m}{\eta} e^{-\alpha z} \cos(\omega(rad/s) t - \beta(rad/m) z + \theta(rad) + \theta_\eta) \quad (23)$$



2.1.5. Potencia transportada.

En el caso del vacío, la densidad de potencia asociada a una onda plana es:

$$\langle \vec{S} \rangle = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ \vec{E} x \vec{H}^* \} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ \vec{E} x (\vec{n} x \vec{E}^*) \} = \frac{1}{2} \vec{E} \cdot \vec{E}^* \vec{n} = \frac{1}{2} \vec{E}_0 \cdot \vec{E}_0^* \vec{n} \quad (W/m^2) \quad (24)$$

Al multiplicar por el vector unitario en la dirección de propagación se suprime el carácter vectorial, quedando la densidad de potencia transportada en la dirección de propagación como:

$$P = \frac{1}{2} \vec{E}_0 \cdot \vec{E}_0^* \quad (W/m^2) \quad (25)$$

Siendo \vec{E}_0 la amplitud de la onda plana.

En el caso de un medio con pérdidas en el que la onda se propague en la dirección del eje z y con los campos eléctricos y magnéticos siguientes:

$$\vec{E} = \vec{a}_x E_0^+ e^{-az} e^{-j\beta z} \quad (26)$$

$$\vec{H} = \vec{a}_y \frac{1}{Z_w} E_0^+ e^{-az} e^{-j\beta z} \quad (27),$$

La densidad de potencia es:

$$\langle \vec{S} \rangle = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ \vec{E} x \vec{H}^* \} = \vec{a}_z \frac{|E_0^+|^2}{2} e^{-2az} \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{Z_w^*} \right\} \quad (W/m^2) \quad (28)$$

2.1.6. Ondas estacionarias.

Estudiaremos para explicar el concepto de ondas estacionarias el caso en el que dos ondas viajen en la misma dirección pero en sentidos opuestos. Vamos a considerar que el campo eléctrico tiene sólo componente x y la dirección de propagación es la del eje z. El campo eléctrico sería:

$$E_x(z) = E_0^+ e^{-j\beta z} + E_0^- e^{+j\beta z} = E_0^+ [\cos \beta z - j \sin \beta z] + E_0^- [\cos \beta z + j \sin \beta z] = (E_0^+ + E_0^-) \cos \beta z - j(E_0^+ - E_0^-) \sin \beta z = |E_x| e^{j\varphi} \quad (29)$$

A una onda con el campo eléctrico como el dado anteriormente se le llama onda estacionaria.

Una onda estacionaria es llamada así no porque no transporte potencia, que lo puede hacer, sino porque los máximos y los mínimos se producen en posiciones fijas independientes del tiempo.

Para el módulo del campo eléctrico tendremos:

$$|E_x(z)|_{\text{máx}} = |E_0^+| + |E_0^-| \quad \text{si } \beta z = m\pi, \quad m=0, 1, 2, \dots \quad (30)$$

Y para el mínimo:

$$|E_x(z)|_{\text{mín}} = |E_0^+| - |E_0^-| \quad \text{si } \beta z = \frac{2m+1}{2} \pi, \quad m=0, 1, 2, \dots \quad (31)$$

La separación entre dos máximos o dos mínimos consecutivos es $\frac{\lambda}{2}$ y la separación entre un máximo y un mínimo consecutivos es $\frac{\lambda}{4}$.

La expresión en el dominio del tiempo para esta onda estacionaria es:

$$\sum_x(z, t) = \operatorname{Re} \{ E_x(z) e^{j\omega t} \} = |E_x(z)| \cos(\omega t - \varphi_x) \quad (32)$$

Definimos la Razón de la Onda Estacionaria (ROE) como el cociente entre el máximo del campo eléctrico y el mínimo del campo eléctrico, es decir:

$$\text{R.O.E.} = \frac{|E_x(z)|_{\max}}{|E_x(z)|_{\min}} = \frac{|E_0^+| + |E_0^-|}{|E_0^+| - |E_0^-|} = \frac{1 + \frac{E_0^-}{E_0^+}}{1 - \frac{E_0^-}{E_0^+}} = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (33)$$

Siendo ρ el coeficiente de reflexión definido como

$$\rho = \frac{E_0^-}{E_0^+} \quad (34)$$

Para medios pasivos (aquellos que no generan potencia), el módulo del coeficiente de reflexión varía entre 0 y 1, y por lo tanto, la ROE lo puede hacer desde 1 hasta ∞ .

En la figura que mostramos a continuación se observa el patrón de onda estacionaria para diferentes valores del coeficiente de reflexión. En el caso de que el módulo del coeficiente de reflexión valga 1, la ROE tomará valor ∞ y tendrá lugar la máxima interferencia. Hablamos entonces de onda estacionaria pura. Ésta no llevará consigo ningún transporte de energía.

El patrón de la onda estacionaria pura es:

$$|E_x(z)| = 2E_0^+ |\cos \beta z| \quad (V/m) \quad (35)$$

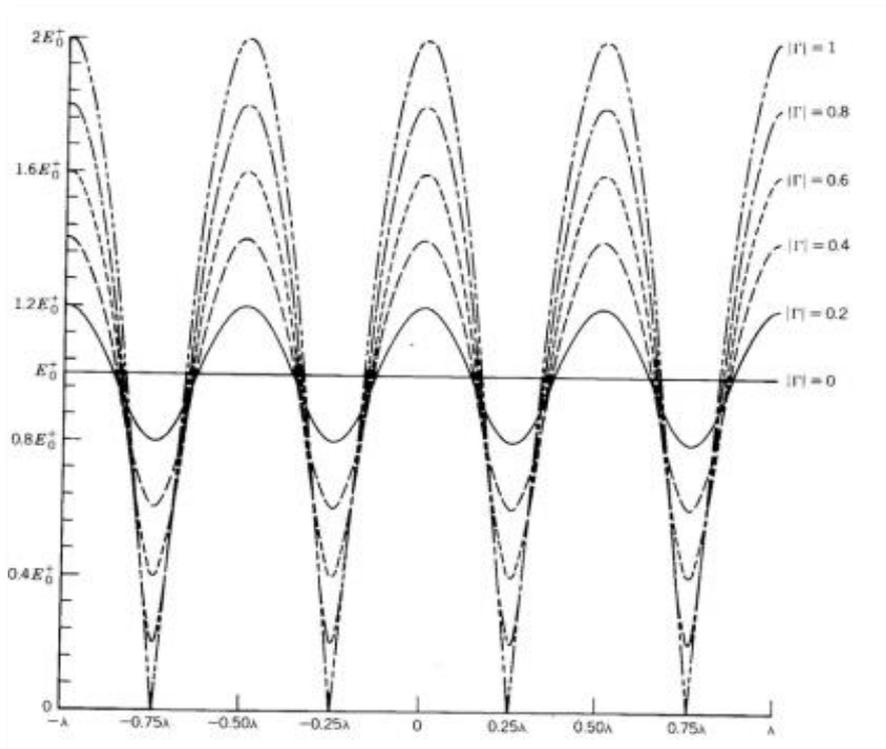


Figura 6: Onda estacionaria.



2.1.7. Velocidad de grupo.

Hasta este momento hemos considerado ondas cuyo campo electromagnético varían sinusoidalmente a una única frecuencia. Las ondas electromagnéticas se utilizan para transmitir información (voz, datos digitales, etc) en una señal llamada señal en banda base. Las frecuencias de la onda pueden ser bastante grandes, por ejemplo en el caso de señales en banda de voz o música se extienden hasta los 15KHz y en señales de televisión o datos digitales pueden llegar hasta algunos MHz. Esto requerirá estructuras de propagación muy grandes para transmitir en banda base directamente con lo que para evitarlo podemos trasladar la señal en banda base a una frecuencia superior llamada frecuencia portadora consiguiendo así unos tamaños más razonables de las guías de ondas y de las antenas.

El método común para conseguir esto es la modulación en amplitud (AM):

$$s(t) = A m(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (36)$$

Una señal en banda base $m(t)$ varía la amplitud de una señal portadora cuya frecuencia es f_c .

En el dominio de la frecuencia la señal en banda base $M(f)$ es trasladada vía modulación en amplitud hasta una frecuencia superior $S(f) = M(f - f_c)$. Si la velocidad de fase del medio por el que se realiza la transmisión es independiente de la frecuencia, todas las componentes de la onda viajan a la misma velocidad con lo que sufren el mismo retraso. Esto es lo que le ocurre a una onda plana viajando por un medio sin pérdidas. Si re combinamos todas estas componentes se obtiene la señal recibida en el dominio del tiempo de la misma forma que la transmitida. Diremos que la señal se transmite sin distorsión y que el medio es no dispersivo puesto que todas las frecuencias viajan a la misma velocidad.

Si en lugar del caso anterior, suponemos que la velocidad de fase del medio por el que se realiza la transmisión depende de la frecuencia $v_p(f)$, cada componente frecuencial viajará a diferente velocidad y no se mantendrá la misma diferencia de fase que en la señal transmitida. La señal recibida en el dominio del tiempo será una señal distorsionada con respecto a la señal transmitida. Hablamos entonces de una señal que ha sufrido distorsión y al medio lo consideraremos como dispersivo.

La velocidad de fase se expresa de la siguiente manera:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \text{ (m/s)} \quad (37)$$

Siendo β la constante de fase.

En el vacío la constante de fase de una onda plana es $\beta = \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \text{ (rad/m)}$ siendo por tanto la velocidad de fase constante e igual a $v_p = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \text{ (m/s)}$. Sin embargo, en un medio con pérdidas la constante de fase es la parte imaginaria de la constante de propagación γ y será dependiente de la frecuencia.

Definimos entonces la velocidad de grupo como la velocidad a la que se propaga una señal con una banda de frecuencias estrecha (un grupo de frecuencias). Llamaremos un grupo de frecuencias a aquel compuesto por dos frecuencias muy próximas entre sí $\omega_0 + \Delta\omega$ y $\omega_0 - \Delta\omega$, siendo $\Delta\omega \ll \omega_0$. Las constantes de fase para cada onda serán respectivamente $\beta_0 + \Delta\beta$ y $\beta_0 - \Delta\beta$.

El campo eléctrico total correspondiente será:

$$\xi(z, t) = E_0 \cos[(w_0 + \Delta\omega)t - (\beta_0 + \Delta\beta)z] + E_0 \cos[(w_0 - \Delta\omega)t - (\beta_0 - \Delta\beta)z] = 2E_0 \cos(t \Delta\omega - z \Delta\beta) \cos(w_0 t - \beta_0 z) \quad (38)$$

Se trata de una composición de dos ondas una a la frecuencia w_0 y otra a la frecuencia $\Delta\omega$ mucho menor que la anterior. Una onda oscila muy rápidamente y la otra lo hace mucho más lentamente haciendo el papel de envolvente. La velocidad a la que se propaga la onda en el interior de la envolvente es:

$$v_p = \frac{dz}{dt} = \frac{w_0}{k_0} \text{ (m/s)} \quad (39)$$

siendo k_0 el número de onda.

Y la velocidad a la que se propaga la envolvente es la llamada velocidad de grupo siendo la misma:

$$v_g = \frac{w_1 - w_2}{k_1 - k_2} = \frac{\Delta w}{\Delta k} \quad (40)$$

Para las ondas que se propagan en un medio particular, existe una relación entre la frecuencia angular ω y el número de onda k , conocida como relación de dispersión. Cuando el intervalo de frecuencias $\Delta\omega$ centrado en ω_m es pequeño, podemos escribir:

$$v_g = \frac{d\omega}{dk} = v + k \frac{dv}{dk} \quad (41)$$

Dicha v_g puede ser mayor, igual o menor que la velocidad de fase v_p .

Cuando $\Delta\omega \rightarrow 0$ la velocidad de grupo sería:

$$v_g = \frac{1}{\frac{d\beta}{dk}} \quad (42)$$

Para hacerlo más visible aquí se muestra una representación gráfica de las velocidades de fase y grupo.

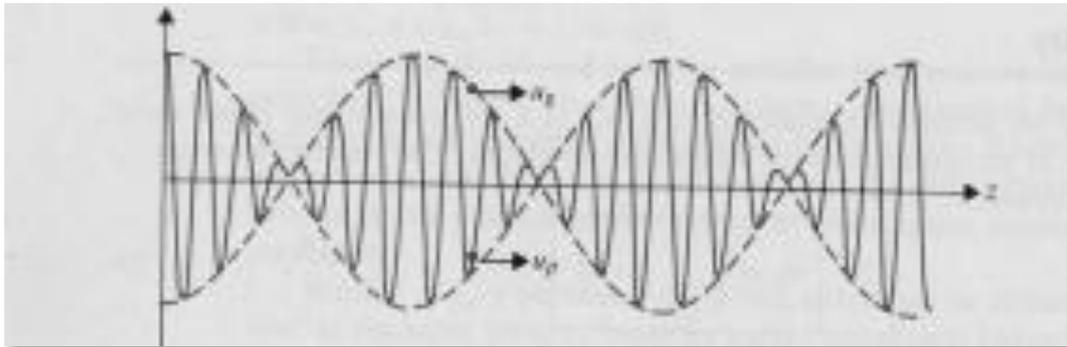


Figura 7: Velocidades de fase y grupo.

2.1.8. Polarización de las ondas planas uniformes.

El concepto de polarización de una onda se define como el lugar de los puntos en el espacio que describe el extremo de vector campo eléctrico(o campo magnético) a medida que se propaga en función del tiempo. Debemos de observar el campo en la dirección de propagación.

Un caso típico es el que se muestra a continuación. Habitualmente sólo se dibuja la proyección sobre un plano perpendicular a la dirección de propagación.

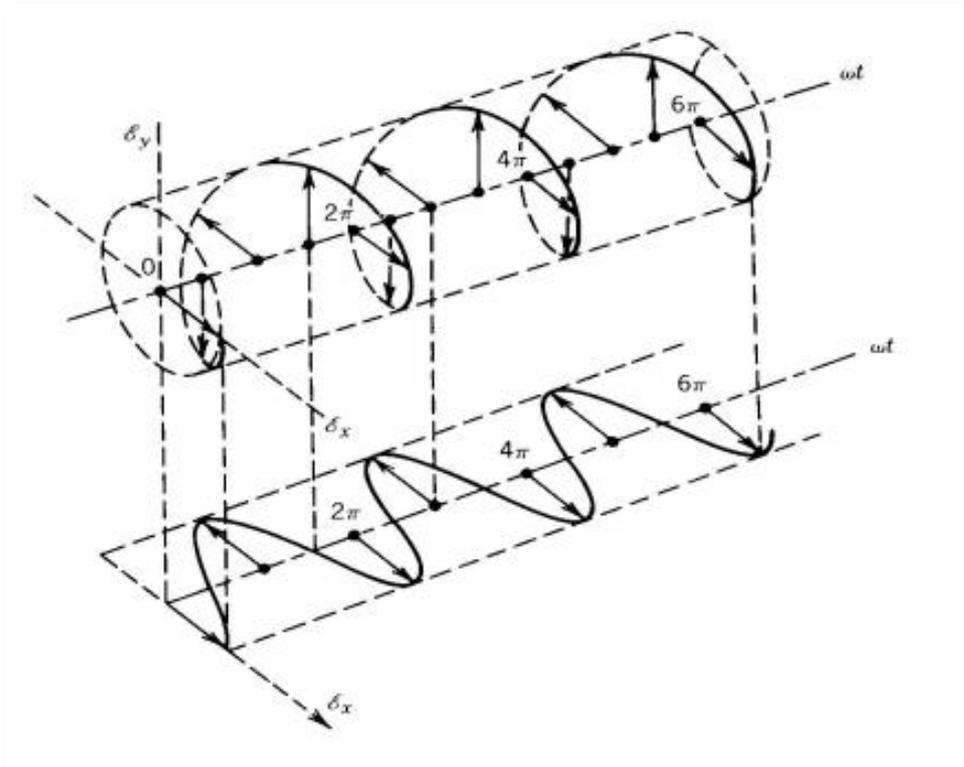


Figura 8: Polarización de una onda plana.

Existen varias maneras de las cuales se pueden polarizar a las ondas planas uniformes en el dominio del tiempo. Las más comunes las presentamos a continuación.

2.1.8.1. Polarización transversal eléctrica.

Esta polarización tiene lugar cuando la amplitud del campo eléctrico se encuentra en el eje x y la amplitud del campo magnético se encuentra en el eje y. Estas ecuaciones describen respectivamente el campo eléctrico y el campo magnético:

$$E_x = E_m \cos(\omega(\text{rad/s}) t - \beta(\text{rad/m}) z) \quad (43)$$

$$H_y = \frac{E_m}{\eta} \cos(\omega(\text{rad/s}) t - \beta(\text{rad/m}) z) \quad (44)$$



2.1.8.2. Polarización transversal magnética.

Esta polarización tiene lugar cuando la amplitud del campo magnético se encuentra en el eje x y la amplitud del campo eléctrico se encuentra en el eje y . Estas ecuaciones describen respectivamente el campo eléctrico y el campo magnético para este caso:

$$E_y = E_m \cos(\omega(\text{rad/s}) t - \beta(\text{rad/m}) z) \quad (45)$$

$$H_x = \frac{E_m}{\eta} \cos(\omega(\text{rad/s}) t - \beta(\text{rad/m}) z) \quad (46)$$

2.1.8.3. Polarización lineal.

Para este tipo de polarización existen dos casos: polarización lineal con pendiente de 45° y polarización lineal con pendiente distinta de 45° .

2.1.8.3.1. Polarización lineal con pendiente de 45° .

Para estudiar este tipo de polarización consideraremos las ecuaciones siguientes en las cuales se describe el campo eléctrico y el campo magnético teniendo éstos dos componentes, una en el eje x y otra en el eje y .

$$E = E_{m_1} \cos(\omega(\text{rad/s}) t - \beta(\text{rad/m}) z) |\hat{x}| + E_{m_1} \cos(\omega(\text{rad/s}) t - \beta(\text{rad/m}) z + \theta(\text{rad})) |\hat{y}| \quad (47)$$

$$H = \frac{E_{m_1}}{\eta} \cos(\omega(\text{rad/s}) t - \beta(\text{rad/m}) z) |\hat{y}| - \frac{E_{m_1}}{\eta} \cos(\omega(\text{rad/s}) t - \beta(\text{rad/m}) z + \theta(\text{rad})) |\hat{x}| \quad (48)$$

Se puede ver que la amplitud se mantiene constante en los dos casos ya que solo existe una sola E_{m_1} en ambos ejes y como $\theta = 0$ no existe desfaseamiento.

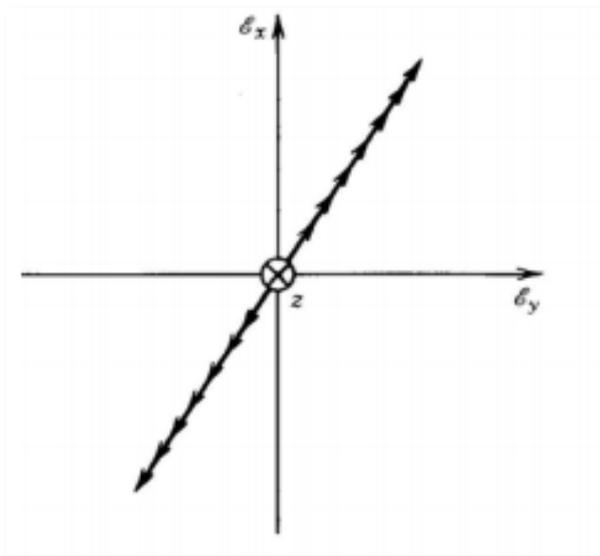


Figura 9: Polarización lineal con pendiente de 45° .

2.1.8.3.2. Polarización lineal con pendiente distinta a 45°.

Para este caso consideraremos las ecuaciones:

$$E = E_{m_1} \cos(\omega(\text{rad/s}) t - \beta z(\text{rad/m})) |\hat{x}| + E_{m_2} \cos(\omega(\text{rad/s}) t - \beta(\text{rad/m}) z + \theta(\text{rad})) |\hat{y}| \quad (49)$$

$$H = \frac{E_{m_1}}{\eta} \cos(\omega(\text{rad/s}) t - \beta(\text{rad/m}) z) |\hat{y}| - \frac{E_{m_2}}{\eta} \cos(\omega(\text{rad/s}) t - \beta(\text{rad/m}) z + \theta(\text{rad})) |\hat{x}| \quad (50)$$

2.1.8.3.3. Polarización lineal horizontal y polarización lineal vertical.

Si $z = 0$ y $\delta = 0$ o $\delta = \pi$ el campo eléctrico se escribe, respectivamente, como

$$\bar{E}(0, t) = [a_x \bar{u}_x + a_y \bar{u}_y] \cos(\omega t) \text{ o } \bar{E}(0, t) = [a_x \bar{u}_x - a_y \bar{u}_y] \cos(\omega t) \quad (51)$$

El módulo de estos dos vectores es idéntico y vale $E(0, t) = [a_x^2 + a_y^2]^{\frac{1}{2}} \cos(\omega t)$ mientras que el valor de la inclinación dado por θ es $\theta_0 = \tan^{-1} \left(\frac{a_y}{a_x} \right)$ o $\theta_\pi = \tan^{-1} \left(\frac{-a_y}{a_x} \right)$ que como puede verse es independiente tanto de z como de t . Esto nos dice que, para cada caso, la orientación no cambia y que está, respectivamente, en el 1er – 3er cuadrante o en el 2º -4º cuadrante. Si $a_y = 0$, la onda estará polarizada según x y si $a_x = 0$ la onda estará polarizada según y .

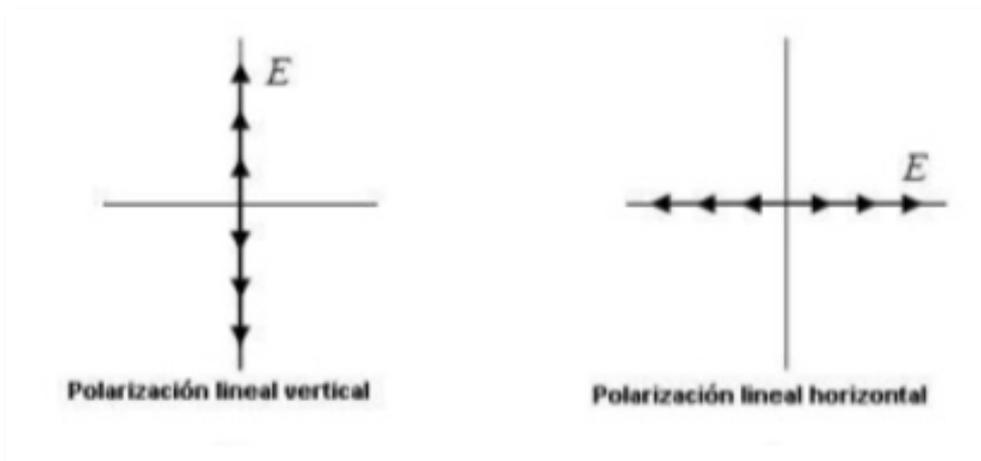


Figura 10: Polarización lineal vertical y polarización lineal horizontal.

La polarización vertical es usada más frecuentemente cuando se desea irradiar una señal de radio en todas las direcciones como en las bases de telefonía móvil o las ondas de radio AM. Sin embargo, no siempre se utiliza la polarización vertical. La televisión normalmente usa la polarización horizontal. La alternancia entre polarización vertical y horizontal se utiliza en la comunicación por satélite (incluyendo satélites de televisión) para reducir la interferencia entre señales que tienen un mismo rango de frecuencias, teniendo la separación reducida angular en cuenta entre los satélites.

2.1.8.4. Polarización circular.

Una onda está polarizada circularmente si el extremo del vector campo eléctrico traza un círculo en el espacio.

Para este tipo de polarización las ecuaciones cambian debido a la existencia de un desfase en sus campos eléctricos. Existe la amplitud de un campo eléctrico en el eje x y otra con amplitud en el eje y, propagándose en dirección z. En este caso tenemos las siguientes ecuaciones para el campo eléctrico y para el campo magnético.

$$E = E_{m1} \cos(\omega(\text{rad/s}) t - \beta(\text{rad/m}) z) |\hat{x}| + E_{m1} \cos(\omega(\text{rad/s}) t - \beta(\text{rad/m}) z + \theta(\text{rad})) |\hat{y}| \quad (52)$$

$$H = \frac{E_{m1}}{\eta} \cos(\omega(\text{rad/s}) t - \beta z(\text{rad/m})) |\hat{y}| - \frac{E_{m1}}{\eta} \cos(\omega(\text{rad/s}) t - \beta(\text{rad/m}) z + \theta(\text{rad})) |\hat{x}| \quad (53)$$

El desfase entre los campos es de 90°. Las amplitudes tanto en el eje x como en el eje y se conservan iguales en campo eléctrico y en campo magnético.

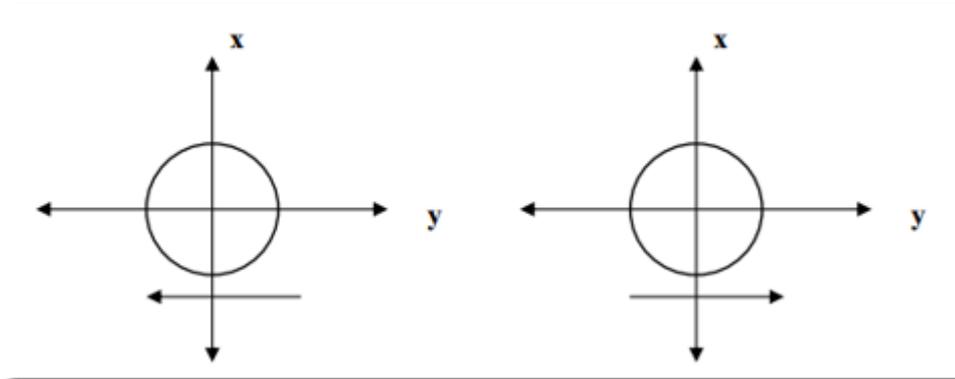


Figura 11: Polarización circular a derechas y polarización circular a izquierdas.

En el lado izquierdo se muestra la polarización de la mano derecha y en el lado derecho la polarización de la mano izquierda.

La polarización circular de mano derecha se da cuando el desfase es de $\theta = -90^\circ$ y la polarización circular de mano izquierda se da cuando el desfase es de $\theta = 90^\circ$.

2.1.8.4.1. Polarización circular a derechas.

Una onda está circularmente polarizada a derechas si el sentido en que gira la onda sigue la regla de la mano derecha que coincide con la dirección y sentido de avance de la onda. Esto quiere decir que el sentido de giro de la onda que observamos a lo largo de la dirección de propagación coincide con el de las agujas del reloj.

Por ejemplo, si hacemos (en $z=0$):

$$\begin{aligned} \phi_x &= 0 \\ \phi_y &= -\pi/2 \\ E_{x0}^+ &= E_{y0}^+ = E_0 \end{aligned}$$



Entonces

$$E_x = E_0 \cos(\omega t) \quad (54)$$

$$E_y = E_0 \cos(\omega t - \pi/2) = E_0 \sin(\omega t) \quad (55)$$

La amplitud del campo eléctrico es:

$$E = \sqrt{E_x^2 + E_y^2} = \sqrt{E_0^2 (\cos^2 \omega t + \sin^2 \omega t)} = E_0 \quad (56)$$

Y que está dirigido formando un ángulo φ con el eje x dado por

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{E_y}{E_x} = \tan^{-1} \frac{E_0 \sin \omega t}{E_0 \cos \omega t} = \tan^{-1} (-\tan \omega t) = -\omega t \quad (57)$$

Si dibujamos el lugar de los puntos en el espacio para varios instantes temporales en el plano $z=0$, vemos que forma un círculo de radio E_0 y que rota, mirando en la dirección de propagación, en el sentido de las agujas del reloj con una frecuencia angular ω . Podemos escribir el campo eléctrico instantáneo como:

$$E(z, t) = \text{Re} \left\{ \vec{a}_x E_0 e^{j(\omega t - \beta z)} + \vec{a}_y E_0 e^{j(\omega t - \beta z - \pi/2)} \right\} = E_0 \text{Re} \left\{ [\vec{a}_x - j\vec{a}_y] e^{j(\omega t - \beta z)} \right\} \quad (58)$$

Vemos que hay una diferencia de fase de 90° entre las dos componentes ortogonales del campo eléctrico. De la misma forma que se ha mostrado anteriormente, para el caso en que:

$$\phi_x = \pi/2$$

$$\phi_y = 0$$

$$E_{x0}^+ = E_{y0}^+ = E_0$$

También se muestra que es una onda circularmente polarizada a derechas.

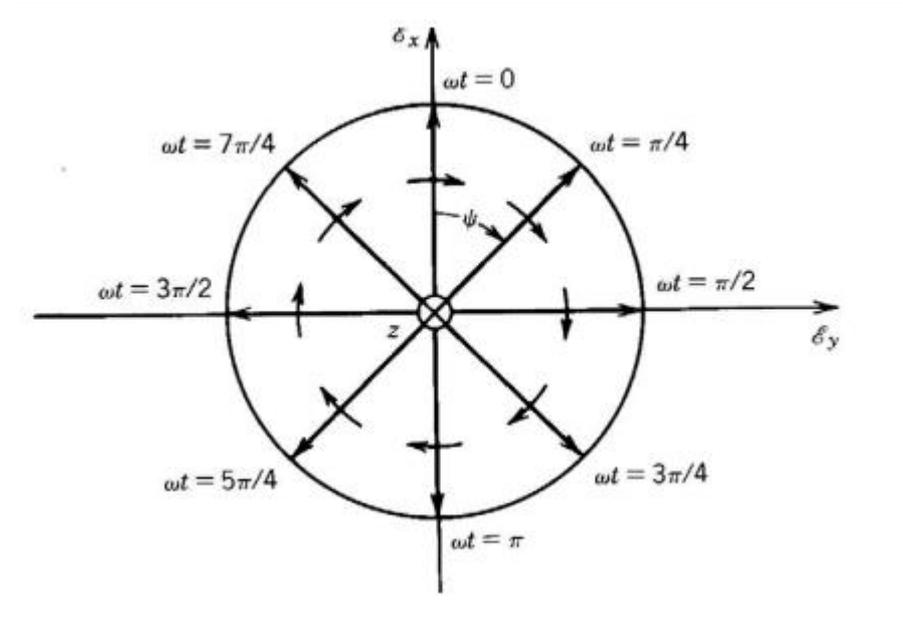


Figura 12: Polarización circular a derechas.



2.1.8.4.2. Polarización circular a izquierdas.

Una onda está circularmente polarizada a izquierdas si el sentido en que gira la onda sigue la regla de la mano izquierda que coincide con el contrario a la dirección y sentido de avance de la onda. Esto quiere decir que el sentido de giro de la onda que observamos a lo largo de la dirección de propagación coincide con el contrario de las agujas del reloj.

Por ejemplo, si hacemos (en $z=0$):

$$\begin{aligned}\phi_x &= 0 \\ \phi_y &= \pi/2 \\ E_{x0}^+ &= E_{y0}^+ = E_0\end{aligned}$$

Entonces

$$\begin{aligned}E_x &= E_0 \cos(\omega t) & (59) \\ E_y &= E_0 \cos(\omega t + \pi/2) = -E_0 \sin(\omega t) & (60)\end{aligned}$$

La amplitud del campo eléctrico es:

$$E = \sqrt{E_x^2 + E_y^2} = \sqrt{E_0^2 (\cos^2 \omega t + \sin^2 \omega t)} = E_0 \text{ (V/m)}$$

Y que está dirigido formando un ángulo φ con el eje x dado por

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{E_y}{E_x} = \tan^{-1} \frac{E_0 \sin \omega t}{E_0 \cos \omega t} = \tan^{-1} (-\tan \omega t) = -\omega t$$

Si dibujamos el lugar de los puntos en el espacio para varios instantes temporales en el plano $z=0$, vemos que forma un círculo de radio E_0 y que rota, mirando en la dirección de propagación, en el sentido contrario de las agujas del reloj con una frecuencia angular ω . Podemos escribir el campo eléctrico instantáneo como:

$$E(z, t) = \text{Re} \left\{ \vec{a}_x E_0 e^{j(\omega t - \beta z)} + \vec{a}_y E_0 e^{j(\omega t - \beta z + \pi/2)} \right\} = E_0 \text{Re} \left\{ \left[\vec{a}_x - j \vec{a}_y \right] e^{j(\omega t - \beta z)} \right\}$$

Vemos que hay una diferencia de fase de 90° entre las dos componentes ortogonales del campo eléctrico. De la misma forma que se ha mostrado anteriormente, para el caso en que:

$$\begin{aligned}\phi_x &= -\pi/2 \\ \phi_y &= 0 \\ E_{x0}^+ &= E_{y0}^+ = E_0\end{aligned}$$

También se muestra que es una onda circularmente polarizada a izquierdas.

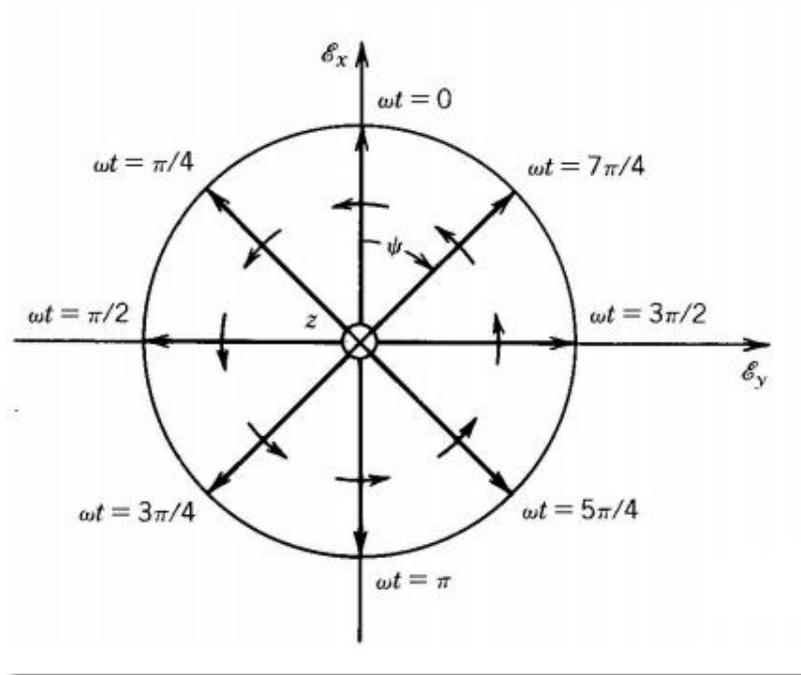


Figura 13: Polarización circular a izquierdas.

2.1.8.5. Polarización elíptica.

En la polarización elíptica las fórmulas en el dominio del tiempo se conservan de manera muy parecida a las de la polarización circular pero existe un cambio en la amplitud. Ahora estamos trabajando con dos amplitudes E_{m_1} y E_{m_2} . Esto es lo que le da su forma característica de elipse a esta polarización. El desfase sigue siendo $\theta = 90^\circ$.

$$E = E_{m_1} \cos(\omega(\text{rad/s}) t - \beta z(\text{rad/m}) |\hat{x}| + E_{m_2} \cos(\omega(\text{rad/s}) t - \beta(\text{rad/m}) z + \theta(\text{rad})) |\hat{y}| \tag{61}$$

$$H = \frac{E_{m_1}}{\eta} \cos(\omega(\text{rad/s}) t - \beta(\text{rad/m}) z) |\hat{y}| - \frac{E_{m_2}}{\eta} \cos(\omega(\text{rad/s}) t - \beta(\text{rad/m}) z + \theta(\text{rad})) |\hat{x}| \tag{62}$$

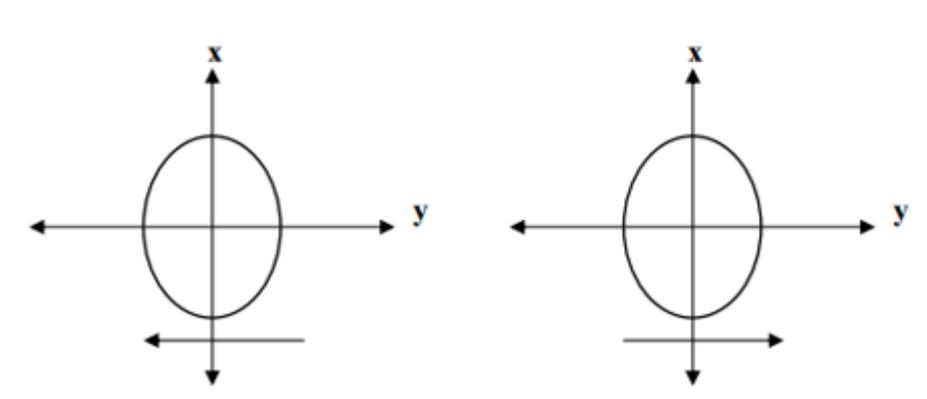


Figura 14: Polarización elíptica.



En el lado izquierdo se muestra la polarización de la mano derecha y en el lado derecho la polarización de la mano izquierda.

Igual que en la polarización circular podemos ver que existen dos tipos de polarización en este caso, en sentido de las manecillas del reloj llamada polarización elíptica de la mano derecha $\theta = -90^\circ$ y en sentido contrario de las mismas llamada polarización elíptica de la mano izquierda siendo $\theta = 90^\circ$.

2.1.9. Incidencia normal sobre discontinuidades planas.

En este caso la dirección de propagación de la onda incidente, que supondremos que se propaga según \hat{z} , coincide con la normal a la discontinuidad. Supongamos que dicha discontinuidad, que situaremos en $z=z_1$, es la única que existe en el problema, es decir que el medio 2 es indefinido, tal como aparece en la figura 15.

Ya hemos visto como la solución general de la ecuación de onda, para variaciones con una sola coordenada espacial, es la combinación lineal de dos ondas planas propagándose en sentidos opuestos. Siendo esto así, la solución de nuestro problema, que solo depende de la coordenada z dada la forma y posición de la discontinuidad, consistirá en un par de ondas en cada región, propagándose en sentidos opuestos, de las cuales una será precisamente la onda incidente, que supondremos conocida.

Sin embargo la presencia de la onda propagándose en sentido $-\hat{z}$, en el medio 2 es imposible, si se admite que el único generador existente se encuentra en el medio 1, por lo que la solución permitida de nuestro problema está formada por tres ondas, que denominaremos incidente, reflejada y transmitida.

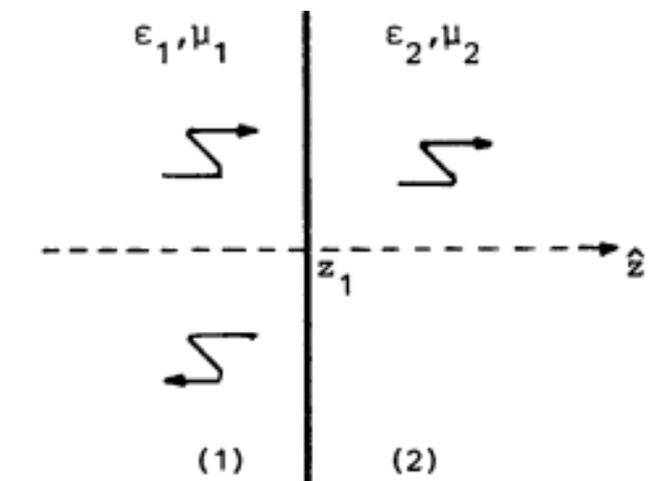


Figura 15: Onda incidente, reflejada y transmitida.

2.1.10. Ejemplo de incidencias en discontinuidades planas.

-Sea la estructura de la figura 16:

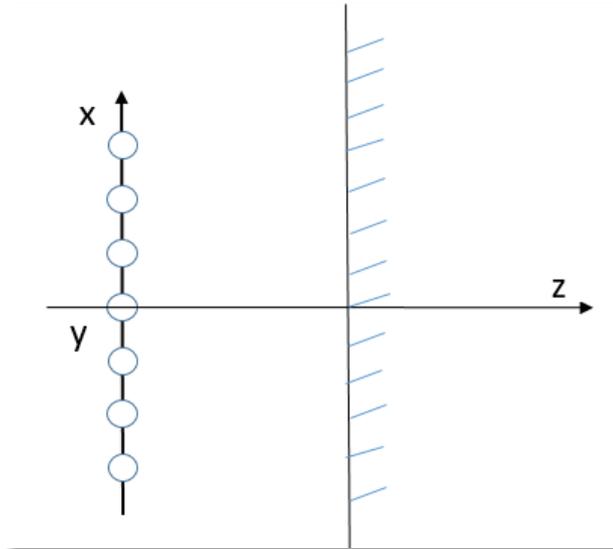


Figura 16: Incidencia en discontinuidad plana.

- a) Incidencia normal de una onda polarizada en ángulo α con el eje x. Calcular onda reflejada.

La onda se propaga en $|\hat{z}|$ y el campo pertenece al plano xy.

$$\vec{E} = E_{oi} \hat{u} e^{-jk(\text{rad/m})z} \quad (63)$$

Sabemos que ocurrirá:

$$\vec{E} = E_{oi} (\cos \alpha |\hat{x}| + \sin \alpha |\hat{y}|) e^{-jk(\text{rad/m})z} \text{ no sabemos ni } E_{oi} \text{ ni } k (\text{rad/m}) \quad (64)$$

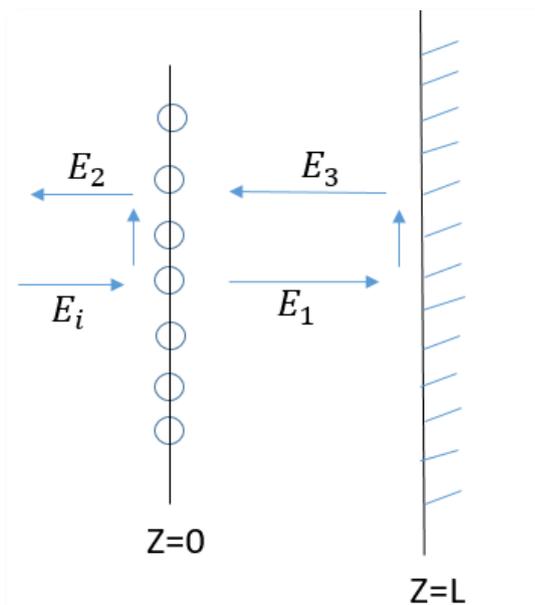


Figura 17: Incidencia normal de una onda polarizada en ángulo α con el eje x.



- E_1 es la componente de E_i polarizada según $|\hat{x}|$.
- E_2 es la componente de E_i polarizada según $|\hat{y}|$.
- E_3 es E_1 reflejada en $z=L$.

Por tanto:

$$\begin{aligned}\vec{E}_1 &= E_{oi} \cos \alpha \hat{x} e^{-jk(\text{rad/m})z} \quad (65) \\ \vec{E}_2 &= E_{oi} \sin \alpha \hat{y} e^{+jk(\text{rad/m})z}\end{aligned}$$

En el conductor $z=L$ se debe cumplir la condición de contorno: campo tangencial al conductor nulo. Suponemos E_2 de la forma $E_{o3} \hat{x} e^{+jkz}$

$$\vec{E}_1 + \vec{E}_3 \Big|_{z=L} = 0$$

$$E_{oi} \cos \alpha |\hat{x}| e^{-jkz} + E_{o3} |\hat{x}| e^{+jkL} = 0$$

$$E_{o3} = - E_{oi} \cos \alpha e^{-2jkL}$$

$$\vec{E}_3 = - E_{oi} \cos \alpha e^{jk(z-2L)} \quad (66)$$

La onda total reflejada será:

$$\vec{E}_r = \vec{E}_2 + \vec{E}_3 = - E_{oi} (\sin \alpha |\hat{y}| + \cos \alpha e^{-2jkL} |\hat{x}|) e^{jk(\text{rad/m})z} \quad (67)$$

Ya no está polarizada linealmente $\vec{E}_r \cdot \vec{E}_i \neq 0$

b) Calcular onda reflejada si $\alpha=45^\circ$ y $L=\lambda/8$.

$$\cos \alpha = \sin \alpha = \frac{\sqrt{2}}{2}$$

$$KL = \frac{2\pi \lambda}{\lambda} \frac{\pi}{8} = \frac{\pi}{4}$$

Sustituyendo:

$$\vec{E}_r = - E_{oi} \left[\frac{\sqrt{2}}{2} |\hat{y}| + \frac{\sqrt{2}}{2} |\hat{x}| (-j) \right] e^{jkz}$$

$$\vec{E}_r = - \frac{\sqrt{2}}{2} E_{oi} (|\hat{y}| - j|\hat{x}|) e^{jkz}$$

Lineal: $\vec{E}_r \times \vec{E}_i = 0$? NO

Circular: $|\vec{E}_i * \vec{E}_r| \neq 0$? SI

$|\vec{E}_r| = |\vec{E}_i|$? SI

Sentido de giro: $\vec{E}_i \times \vec{E}_r = -1 \cdot |\hat{z}|$



Podría parecer a izquierdas, pero como la onda va hacia $-z$

$$(\vec{E}_t \times \vec{E}_r) \cdot \hat{k} = 1 \leftrightarrow \text{a derechas}$$



2.2. Guía Onda.

2.2.1.1. Introducción.

Una guía de onda es un tubo conductor a través del cual se transmite la energía en forma de ondas electromagnéticas. En el tubo se confina las ondas en un espacio cerrado. Comúnmente se da este nombre a conductores metálicos huecos en forma de “cañería” usado en propósitos similares a las líneas coaxiales pero usados en frecuencias más altas. Una guía onda es cualquier sistema de conductores y aisladores para conducir energía de ondas electromagnéticas. Se usan para minimizar las pérdidas en la transmisión de grandes potencias a frecuencias de microondas.

Las guías de onda trabajan en el rango de frecuencias conocidas como microondas (en el orden de GHz). El ancho de banda es muy grande y se usa principalmente cuando se requiere bajas pérdidas en la señal bajo condiciones de muy alta potencia como puede ser desde una antena de microondas al receptor/transmisor de radio frecuencia. Algunas aplicaciones típicas son en las centrales telefónicas para bajar/subir señales provenientes de antenas de satélite o estaciones terrenas de microondas.

Los campos electromagnéticos se propagan por dicha guía de onda mediante reflexiones en sus paredes internas siendo las mismas perfectamente conductoras. La intensidad de los campos es máxima en el centro a lo largo de la dimensión x y debe tender a 0 al llegar a las paredes ya que la existencia de cualquier campo paralelo a éstas daría lugar a una corriente infinita en un conductor perfecto.

Los campos eléctricos y magnéticos pueden organizarse en una guía de onda de infinitas formas a frecuencias por encima de la frecuencia de corte. A dichas configuraciones o formas se les llama modos. Éstos se pueden separar en dos grupos, el Transversal Magnético (TM) donde el campo magnético es transversal a la dirección de propagación y existe un componente del campo eléctrico en la dirección de propagación y el otro es el Transversal Eléctrico (TE), en el que el campo eléctrico es transversal y existe un componente del campo magnético en la dirección de propagación. El modo de propagación se caracteriza por dos subíndices numéricos. El número de modos posibles aumenta con la frecuencia para un tamaño dado de guía. Cada modo tiene una frecuencia crítica debajo de la cual no se propagará que se denomina frecuencia de corte. Para un tamaño particular de guía de onda, el modo correspondiente a la menor frecuencia de corte se denomina modo principal o fundamental. Este será el único modo propagado si la frecuencia es mayor a la 1ª frecuencia de corte, pero menor a la frecuencia de corte del segundo modo. La longitud de onda de corte del modo principal para una guía con aire en su interior es igual a dos veces la dimensión mayor (rectangular), o de 1.71 veces el diámetro (circular).

Debido a que las dimensiones de la sección transversal de una guía de onda deben ser del mismo orden de magnitud que una longitud de onda, su uso a frecuencias por debajo de los GHz no se suelen considerar a menos que circunstancias especiales lo requieran. Las dimensiones de las guías de onda son convenientes para frecuencias que se encuentran en el rango de 3 a 100 GHz e inconvenientes fuera de este rango.

LAS GUÍAS DE ONDAS COMO ANTENA

Si dejamos una guía de onda abierta en uno de sus lados, puede radiar energía (es decir, puede ser usada como una antena en lugar de líneas de transmisión). Esta radiación puede ser aumentada acompañando la guía de onda para formar una antena de bocina (horn).

2.2.1.2. Tipos de guías de onda.

Existen distintos tipos de guías de onda:

- Guía de onda rectangular.
- Guía de onda circular.
- Guía de onda acanalada.
- Guía de onda flexible.

2.2.1.2.1. Guía de onda rectangular.

Las guías de onda rectangulares fueron unas de los más tempranos medios de transmisión guiados usados para transportar señales de microondas y todavía se usan en multitud de aplicaciones tales como radar, hornos de calentamiento por microondas, satélites, etc. Por ello, existe una gran variedad de componentes tales como acopladores, detectores, aisladores, atenuadores, etc. disponibles comercialmente para multitud de bandas de microondas desde 1GHz hasta 220 GHz.

Son las formas más comunes de guías de onda. En ellas la energía electromagnética se propaga a través del espacio libre como ondas electromagnéticas transversales (TEM) con un campo magnético, un campo eléctrico, y una dirección de propagación que son mutuamente perpendiculares. Una onda no puede viajar directamente hacia debajo de una guía de onda sin reflejarse a los lados porque el campo eléctrico tendría que existir junto a una pared conductiva. Si eso sucediera, el campo eléctrico haría un cortocircuito por las paredes en sí. Para propagar una onda TEM exitosamente a través de una guía de onda, la onda debe propagarse a lo largo de la guía en forma de zigzag, con el campo eléctrico máximo en el centro de la guía y cero en la superficie de las paredes.

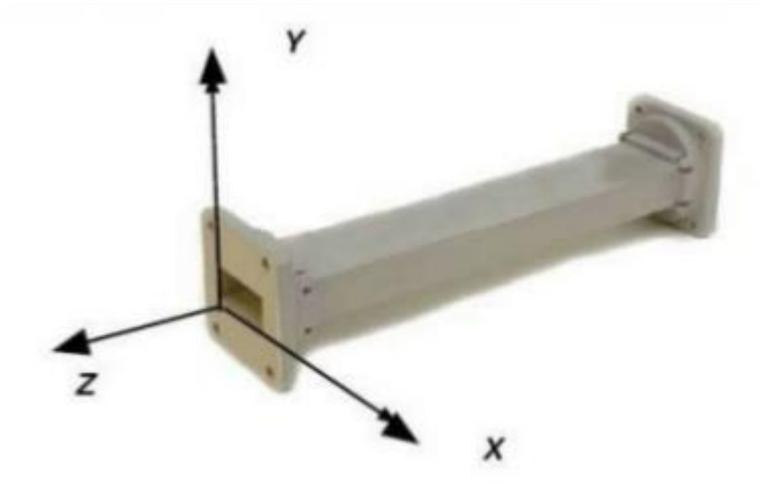


Figura 18: Guía de onda rectangular.



Modos TE:

$$E_z = 0$$

$$H_z \neq 0$$

Siendo por el método de separación de variables,

$$H_z(x, y) = [A \cos(K_x x) + B \sin(K_x x)] [C \cos(K_y y) + D \sin(K_y y)] \quad (68)$$

Donde A, B, C y D son constantes complejas a determinar a partir de las condiciones de contorno.

Suponiendo que las paredes de la guía son conductores eléctricos perfectos, las condiciones de contorno son:

$$E_x(x, y) = 0 \text{ en } y=0, b$$

$$E_y(x, y) = 0 \text{ en } x=0, a$$

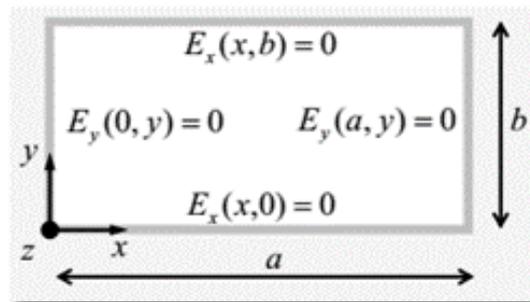


Figura 19: Condiciones de contorno en una guía de onda con conductores eléctricos perfectos.

Para aplicar estas condiciones, primero debemos determinar E_x , E_y a partir de H_z , esto es:

$$E_x(x, y) = -\frac{jw\mu}{k_c^2} \frac{\partial H_z(x, y)}{\partial y}; \quad (69)$$

$$E_y(x, y) = +\frac{jw\mu}{k_c^2} \frac{\partial H_z(x, y)}{\partial x}; \quad (70)$$

Aplicamos las condiciones de contorno en E_x y obtenemos que $D=0$ y $k_y = \frac{n\pi}{b}$ con $n=0, 1, 2, \dots$

Ahora lo hacemos en E_y y obtenemos que $B=0$ y $k_x = \frac{m\pi}{a}$ con $m=0, 1, 2, \dots$

-En conclusión, los modos TE forman una familia doblemente infinita que denotaremos como TE_{mn} ($m = 0, 1, 2, \dots$ y $n = 0, 1, 2, \dots$)

-El modo TE_{00} no existe ya que tiene todas las componentes transversales de campo son nulas.

Modos TM:

$$E_z \neq 0$$

$$H_z = 0$$



Resolviendo la ecuación de Helmholtz para E_z y aplicando el método de separación de variables e imponiendo las condiciones de contorno,

$$E_z(x, y, z) = B_{mn} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-\gamma_{mn}z} \quad (71)$$

$$\gamma_{mn} = \sqrt{k_{c,mn}^2 - k^2} \quad k_{c,mn}^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (72)$$

Al igual que en el caso TE, los modos TM forman una familia doblemente infinita que denotamos como TE_{mn} ($m = 1, 2, \dots$ y $n = 1, 2, \dots$)

- Los modos TM_{00} , TM_{m0} y TM_{0n} no existen.

- El modo TE_{10} : (Modo dominante o fundamental)

- Suponiendo $a > b$, el modo dominante en la guía rectangular es el TE_{10}

- Los campos se reducen a:

$$H_z(x, z) = A_{10} \cos\left(\frac{\pi}{a}x\right) e^{-\gamma_{10}z}$$

$$E_y(x, z) = -A_{10} \frac{j\omega\mu}{k_{c,10}^2} \frac{\pi}{a} \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) e^{-\gamma_{10}z}$$

$$H_x(x, z) = A_{10} \frac{\gamma_{10}}{k_{c,10}^2} \frac{\pi}{a} \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) e^{-\gamma_{10}z}$$

$$E_x = E_z = H_y = 0$$

$$\gamma_{10} = \sqrt{k_{c,10}^2 - k^2}$$

$$k_{c,10} = \pi/a$$

- Impedancia de onda: $Z_{w,TE_{10}} = \frac{j\omega\mu}{\gamma_{10}} \quad (73)$

- Frecuencia de corte

Es la frecuencia a la cual la constante de propagación es nula

$$\gamma_{10} = \sqrt{k_{c,10}^2 - k^2}$$

$$k_{c,10} = \pi/a$$

$$k_{c,10} = 2\pi f_{c,10} \sqrt{\epsilon\mu}$$

$$f_{c,10} = \frac{1}{2a\sqrt{\epsilon\mu}} \quad (74)$$

- Para frecuencias $f < f_{c,10}$ el modo NO se propaga (modo evanescente)

Cte de atenuación vale: $\alpha_{10} = \sqrt{(\pi/a)^2 - k^2} \quad (75)$

-Para frecuencias $f > f_{c,10}$ el modo si se propaga

Cte de fase:

$$\beta_{10} = \sqrt{k^2 - (\pi/a)^2} \quad (76)$$

Longitud de onda:

$$\lambda_{g,10} = 2\pi/\beta_{10} \quad (77)$$

Velocidad de onda:

$$v_{p,10} = \frac{\omega}{\beta_{10}} \quad (78)$$

Algunos dispositivos en guía de onda rectangular:



Figura 20: Transición coaxial-guía.

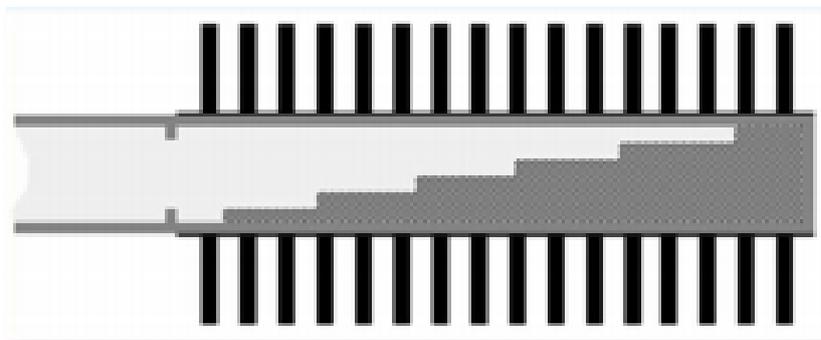


Figura 21: Carga adaptada.

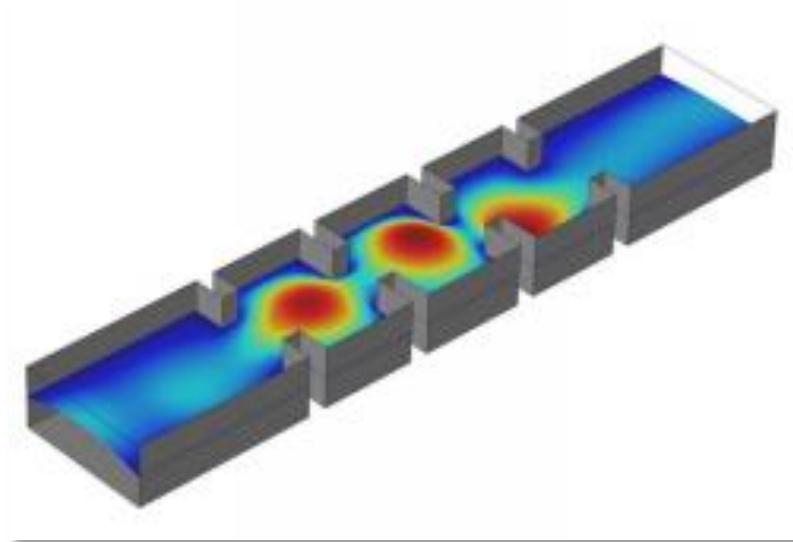


Figura 22: Filtro paso-banda.

La frecuencia de corte en estos dispositivos es:

$$f_c = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (79)$$

2.2.1.2.2. La guía de onda circular.

Otro tipo de guías de onda muy utilizadas son las circulares. Este tipo de guías soporta también modos tipo TE o TM al igual que las rectangulares. El estudio de esta guía es análogo al del caso de la guía rectangular. Aquí debido a su geometría estudiamos dicha guía en coordenadas cilíndricas frente a las coordenadas cartesianas en guía de onda rectangular.

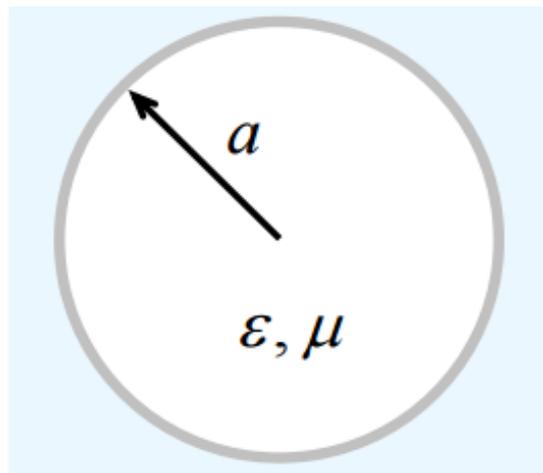


Figura 23: Características guía de onda.



Figura 24: Guía de onda circular.

Ésta es más utilizada para radares y microondas y se utilizan cuando es necesario o ventajoso propagar tanto ondas polarizadas verticales como horizontales en la misma guía de onda. El comportamiento de las ondas electromagnéticas es el mismo que en la guía de onda rectangular pero debido a la diferente geometría, algunos de los cálculos se realizan diferentes. La longitud de la onda de corte es:

$$\lambda_c = 1.71 \times D \quad (80)$$

Y la frecuencia de corte es:

$$f_c = \frac{c}{\lambda_c} = \frac{3 \times 10^8 \text{ (m/s)}}{1.71 \times D \text{ (m)}} \quad (81)$$

La guía de onda circular es más fácil de construir que una guía de onda rectangular y más fácil de unir. Una de las desventajas es que la guía de onda circular tiene un área mucho más grande que una guía de onda rectangular y ambas llevan la misma señal.

2.2.1.2.3. Guía de onda acanalada.

Con este tipo de guías se puede operar a frecuencias más bajas para un tamaño determinado. Son guías más costosas de fabricar que las guía de onda rectangular estándar. Una guía de onda acanalada tiene más pérdida por unidad de longitud que la guía de onda rectangular. Debido a esto y al alto costo es por lo que su uso se limita a aplicaciones especializadas.

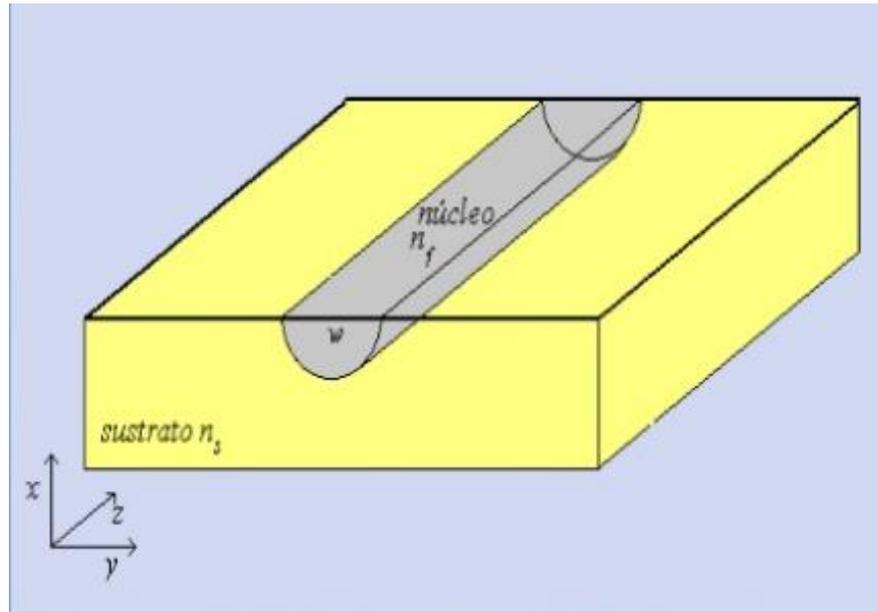


Figura 25: Guía de onda acanalada.

2.2.1.2.4. Guía de onda flexible.

Este tipo de guías están formadas por listones envueltos en espiral de latón o cobre. La parte exterior está cubierta con una capa suave dieléctrica conformada de hule generalmente, para mantener la guía de onda hermética contra agua y aire. Pequeños trozos de guía de onda flexible se utilizan en los sistemas de microondas cuando varios transmisores y receptores están interconectados a una unidad compleja para combinar o separar. La guía de onda flexible también se utiliza extensamente en equipo para pruebas de microondas.



Figura 26: Guía de onda flexible.

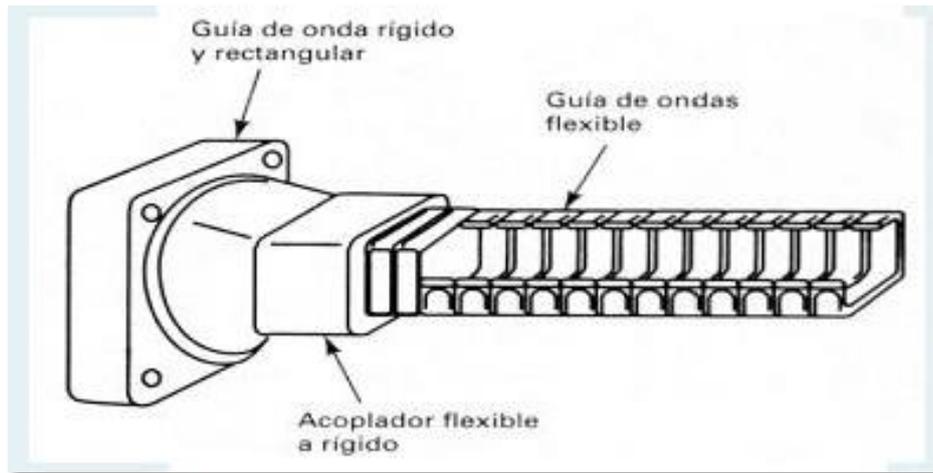


Figura 27: Partes de la guía de onda flexible.

2.2.1.3. Ventajas e inconvenientes de las guías de onda.

Ventajas y desventajas de las guías de onda con respecto a las líneas de transmisión y línea coaxial.

Ventajas:

- Blindaje total eliminando pérdidas por radiación.
- Mayor capacidad en el manejo de potencia.
- Construcción más simple que un coaxial.
- No hay pérdidas en el dieléctrico pues no hay aisladores dentro.
- Las pérdidas por conductor son menores pues solo se emplea un conductor.

Desventajas:

- Se debe mantener sujeta a presurización para mantener las condiciones de uniformidad del medio interior.
- La instalación y la operación de un sistema de guía de ondas son más complejas.
- Considerando la dilatación y contracción con la temperatura, se debe sujetar mediante soportes especiales.

2.2.2. Parámetros de dispersión.

2.2.2.1. Introducción.

Los parámetros S (Scattering) o de dispersión nos permiten caracterizar un modo TE o TM de una guía como si fuera un modo TEM de una línea de transmisión. Queremos caracterizar con parámetros los sistemas de microondas, pero sin usar tensiones y corrientes, ya que éstas no tienen sentido físico en altas frecuencias, sino en función de ondas incidente y reflejada. Los parámetros a los que hacemos referencia son parámetros en el dominio de la frecuencia, es decir, números complejos. Es por esto por lo que trabajaremos en régimen permanente sinusoidal.

Para poder caracterizar completamente un dispositivo lineal de dos puertos desconocido, se tienen que hacer mediciones en diferentes condiciones y calcular un conjunto de parámetros en relación con cada uno de los puertos involucrados. Estos parámetros son utilizados para describir el comportamiento eléctrico del dispositivo o red de dos puertos. Para caracterizar en baja frecuencia los dispositivos, los tres parámetros que se miden con mayor frecuencia son los parámetros H, Y y Z. Todos estos parámetros requieren medir el voltaje total o corriente como una función de la frecuencia en los nodos de entrada o nodos de salida del dispositivo. También hay que aplicar circuitos abiertos o cortocircuitos.

Dos variables representan la excitación de la red (variables independientes), y las dos restantes representan la respuesta de la red a la excitación (variables dependientes). Si excitamos la red por las fuentes de tensión V_1 y V_2 , las corrientes I_1 e I_2 de la red estarán relacionados por las ecuaciones siguientes (suponiendo que la red se comporta de forma lineal):

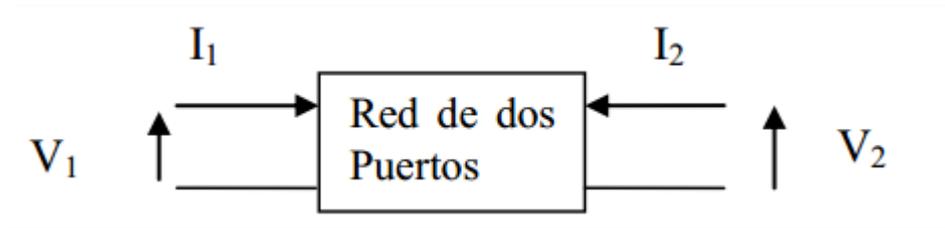


Figura 28: Corrientes y voltajes en una red de dos puertos.

Los parámetros H son los conocidos como “Híbridos” ya que engloban a los parámetros de impedancia y de admitancia. Los parámetros h_{11} , h_{12} , h_{21} y h_{22} representan, respectivamente, la impedancia de entrada en cortocircuito, la ganancia inversa de voltaje en circuito abierto, la ganancia directa de corriente en cortocircuito, y la admitancia de salida en circuito abierto.

Los parámetros Y se denominan de “Admitancia” y sus unidades son los Siemens. Los valores de los parámetros pueden determinarse dejando $V_1 = 0$ (puerto de entrada en cortocircuito), o $V_2 = 0$ (puerto de salida en cortocircuito).

Los parámetros Z se les conocen como parámetros de “Impedancia”. Este tipo de parámetros y los anteriores son los llamados de “Inmitancia”.

Los distintos parámetros y sus expresiones son las siguientes:

Parámetros H	Parámetros Y	Parámetros Z
$V_1 = h_{11} I_1 + h_{12} V_2$	$I_1 = y_{11} V_1 + y_{12} V_2$	$V_1 = z_{11} I_1 + z_{12} I_2$
$I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} V_2$	$I_2 = y_{21} V_1 + y_{22} V_2$	$V_2 = z_{21} I_1 + z_{22} V_2$

Los distintos parámetros relacionan los voltajes y las corrientes en cada uno de los dos puertos. Los parámetros de este tipo pueden ser determinados a través de mediciones.

Si tomamos como ejemplo los parámetros H, h_{11} se calcula haciendo que V_2 sea igual a cero, es decir aplicando un corto circuito al puerto de salida de la red. Entonces h_{11} es igual a la relación de V_1 a I_1 , la impedancia de entrada de la red. h_{12} se determina midiendo la relación de V_1 a V_2 , la ganancia de tensión inversa con el puerto de entrada en circuito abierto.

De esta manera tenemos que:

$$h_{11} = \frac{V_1}{I_1} \Big|_{V_2 = 0} \quad \text{Requiere un corto circuito-impedancia de entrada de la red} \quad (82)$$

$$h_{12} = \frac{V_1}{V_2} \Big|_{I_1 = 0} \quad \text{Requiere un circuito abierto-ganancia de tensión inversa}$$

Si ahora tomamos como ejemplo los parámetros Y, y_{21} que es la transadmitancia directa, es la relación de la corriente en el puerto 2 a la tensión en el puerto 1 con el puerto 2 en cortocircuito, como se muestra en la ecuación siguiente:

$$Y_{21} = \frac{I_2}{V_1} \Big|_{V_2 = 0} \quad \text{Requiere un corto circuito} \quad (83)$$

Al utilizar frecuencias elevadas RF y microondas, nos encontramos con los siguientes problemas:

1. Los dispositivos activos no se pueden a menudo poner en corto circuito o circuito abierto.
2. No hay equipo disponible para medir corrientes y voltajes en los puertos de la red.
3. Son difíciles de realizar circuitos abiertos y cortos circuitos con anchos de banda muy grandes.

Para evitar estos problemas se necesita otro método. Las variables lógicas a usar a dichas frecuencias son ondas progresivas en lugar de voltajes y corrientes. Los sistemas de alta frecuencia tienen una fuente de potencia y parte de la potencia de la misma es llevada a la carga por medio de líneas de transmisión.

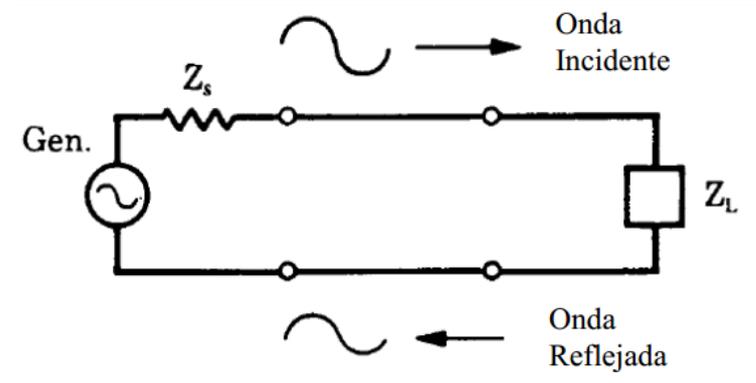


Figura 29: Sistema de alta frecuencia con ondas viajantes.

La corriente, el voltaje y la potencia pueden considerarse que están en la forma de ondas progresivas en ambas direcciones de la línea de transmisión. Una parte de la onda incidente en la carga se refleja, se convierte en una onda incidente en la carga y de nuevo se vuelve a reflejar en la fuente dando lugar a una onda estacionaria en la línea. Si la línea de transmisión es uniforme se puede ver como si fuera una impedancia equivalente en serie y una impedancia equivalente en paralelo por unidad de longitud.

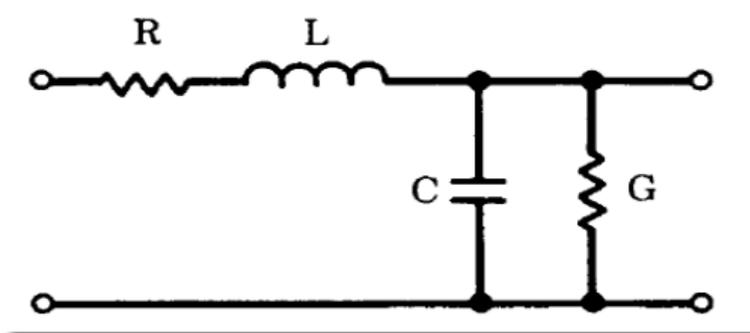


Figura 30: Línea de transmisión uniforme.

El valor de voltaje en un punto determinado de la línea de transmisión es la suma de las ondas incidente y reflejada en ese punto. Y la corriente en la línea es la diferencia entre el voltaje incidente y el voltaje reflejado dividida entre la impedancia característica de la línea Z_0 .

$$V_t = E_{inc} + E_{ref} \quad (84)$$

$$I_t = \frac{E_{inc} - E_{ref}}{Z_0}$$

Si insertamos una red de dos puertos en la línea, tenemos ondas progresivas y regresivas adicionales que están interrelacionadas.

E_{r2} está formado por la parte de E_{i2} reflejada del puerto de salida de la red y de la parte de E_{i1} que es transmitida en la red. Las otras ondas están también formadas por dos componentes.

$$\begin{aligned} V_1 &= E_{i1} + E_{r1} & V_2 &= E_{i1} + E_{r2} \\ I_1 &= \frac{E_{i1} - E_{r1}}{Z_0} & I_2 &= \frac{E_{i2} - E_{r1}}{Z_0} \end{aligned} \quad (85)$$

Si sustituimos los voltajes y corrientes de las ecuaciones anteriores, se pueden reordenar estas ecuaciones para que los voltajes incidentes sean las variables independientes y los voltajes reflejados sean las variables dependientes.

$$E_{r1} = f_{11}E_{i1} + f_{12}E_{i2} \quad (86)$$

$$E_{r2} = f_{21}E_{i1} + f_{22}E_{i2}$$

Las funciones f_{11} , f_{12} , f_{21} y f_{22} representan un nuevo conjunto de parámetros de red, relacionando ondas de voltaje progresivos en lugar de voltajes y corrientes.

A estos parámetros se les llama "parámetros de dispersión", ya que relacionan las ondas dispersadas o reflejadas por la red con las ondas incidentes en la red. Estos parámetros de dispersión se conocen como parámetros "S" (Scattering parameters).

Si dividimos ambos lados de las ecuaciones anteriores por $\sqrt{Z_0}$, la impedancia característica de la línea de transmisión, nos dará un cambio de variables definidos por:

$$a_1 = \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}} \quad a_2 = \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (87)$$

$$b_1 = \frac{E_{r1}}{\sqrt{Z_0}} \quad b_2 = \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_0}}$$



$|a_1|^2$ es la potencia incidente en el puerto uno, $|b_1|^2$ la potencia reflejada del puerto uno. Éstas pueden ser llamadas ondas de potencia viajante, en lugar de ondas de voltaje viajantes. Se les llama simplemente ondas viajantes.

Aquí vemos que los parámetros S se refieren a estas ondas viajantes de la siguiente forma:

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \quad (88)$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2$$

Cualquier dispositivo selectivo en frecuencia como amplificadores, filtros, atenuadores, cables y sistemas de alimentación para antenas que configuren una red de 1 a N puertos, son caracterizados por su comportamiento o desempeño en función de la frecuencia. Al hacer mediciones en este tipo de dispositivos, cualquier pérdida adicional producida por la frecuencia elevada a la que se trabaja, se debe considerar de importancia. Esto se conoce como pérdidas de inserción. La medición es importante para cuantificar con precisión la cantidad de pérdidas que sufrirá una señal al pasar por un cable, un atenuador, o cualquier otro dispositivo conectado en red.

2.2.2.2. Parámetros de Dispersión o Parámetros S.

Los parámetros de dispersión son los coeficientes de reflexión y transmisión entre la onda incidente y la reflejada. Estos parámetros describen el comportamiento de un dispositivo bajo condiciones lineales en un determinado rango de frecuencia. Los parámetros S son usados principalmente para redes que operan en radiofrecuencia (RF) y frecuencias de microondas. Para redes prácticas, los parámetros S cambian con la frecuencia a la que se miden, por lo que se debe especificar la frecuencia para cualquier medición de parámetros S junto con la impedancia característica o la impedancia del sistema.

El concepto de “dispersión” se refiere a la forma en que las corrientes y tensiones que se desplazan en una línea de transmisión son afectadas cuando se encuentran con una discontinuidad debido a la introducción de una red en una línea de transmisión. Esto equivale a la onda encontrándose con una impedancia diferente de la impedancia característica de la línea.

Definimos los distintos parámetros S:

S_{11} : Coeficiente de reflexión a la entrada o coeficiente de reflexión directa.

S_{21} : Coeficiente de transmisión directa o ganancia con la tensión directa.

S_{22} : Coeficiente de reflexión a la salida o coeficiente de reflexión inversa.

S_{12} : Coeficiente de transmisión o ganancia con la tensión inversa.

Para que esto sea válido las impedancias en el puerto de entrada y salida deben ser las mismas.

A continuación mostramos el cuadripolo con los parámetros S.

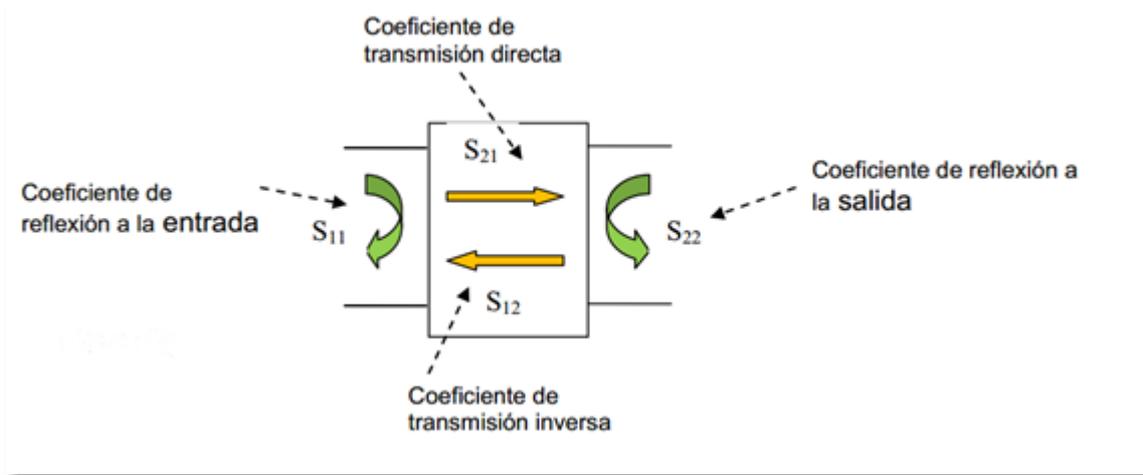


Figura 31: Parámetros de dispersión o parámetros S.

Al aumentar la frecuencia de trabajo se hace cada vez más difícil el poder realizar cortocircuitos (fuente de tensión cortocircuitada) y circuitos abiertos (fuente de corriente abierta) en el cuadripolo, ya que en el caso de cortocircuito, el elemento con que se realiza puede tener una longitud comparable con la longitud de onda de la señal. Existiendo además efectos capacitivos e inductivos. En el caso de los circuitos abiertos se pueden producir efectos de radiación convirtiéndose los terminales abiertos en virtuales antenas. También se puede presentar el caso de que los dispositivos presenten funcionamientos inestables e incluso lleguen a destruirse al operar en estas condiciones.

De igual forma esto se puede aplicar a una red de n cuadripolos o multipolo lineal como se muestra aquí.

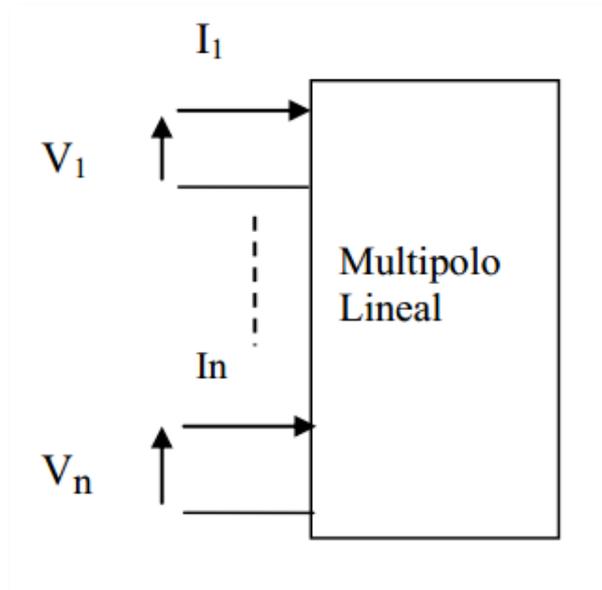


Figura 32: Multipolo lineal.

A altas frecuencias de microondas (de 400 MHz a 300 GHz) interesan parámetros como el coeficiente de reflexión, la pérdida de retorno y la R.O.E que tienen lugar en el proceso de reflexión. En cuanto a la transmisión destacan términos como la ganancia, atenuación y pérdidas de inserción.

Todos los parámetros importantes en la reflexión y en la transmisión son los que se muestran en la tabla siguiente:

REFLEXIÓN	TRANSMISIÓN
Coefficiente de reflexión (Φ)	Ganancia/Pérdidas
Pérdidas de retorno	Atenuación
Razón de la Onda Estacionaria ROE(ρ)	Pérdidas de inserción
Impedancia= $R+ jX$	Coefficiente de Transmisión
Admitancia= $G+ jB$	Parámetros S_{12}, S_{21}
Parámetros S_{11}, S_{22}	

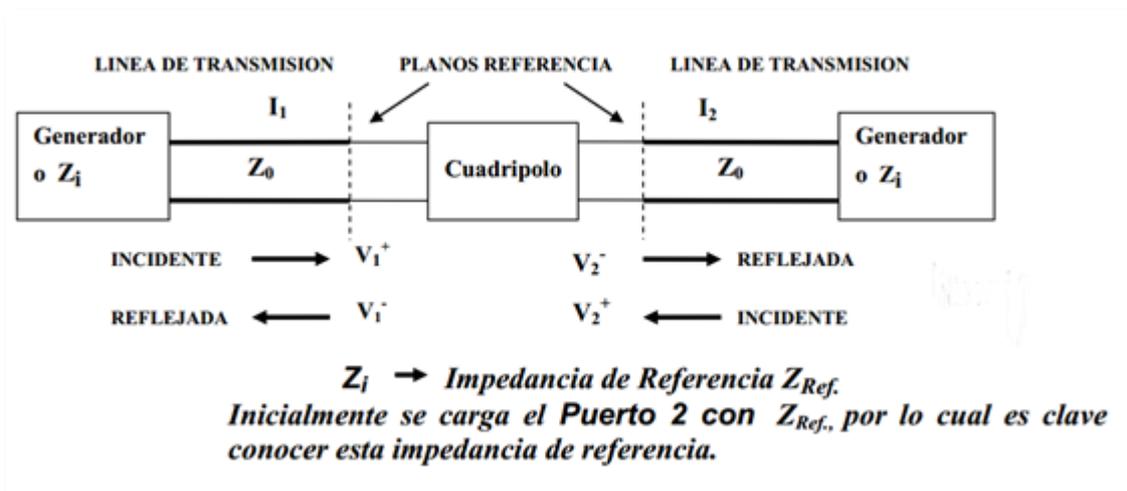


Figura 33: Incidencia y reflexión en líneas de transmisión a partir de planos de referencia.

Los parámetros **S** están definidos por los siguientes sistemas de ecuaciones:

$$V_i = V_i^+ + V_i^- \qquad I_i = \frac{1}{Z_i}(V_i^+ - V_i^-)$$

Para una red de dos puertos:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

Para determinar S_{11} y S_{21} se hace $a_2=0$ y para determinar S_{12} y S_{22} se hace $a_1=0$.

Si reemplazamos las variables a y b y tenemos en cuenta las relaciones de las que llevamos hablando estos últimos apartados, por los voltajes, tenemos:

$$V_1^- = s_{11}V_1^+ + s_{12}V_2^+$$

$$V_2^- = s_{21}V_1^+ + s_{22}V_2^+$$

De esta manera se obtienen las ecuaciones relacionadas con las tensiones incidentes y reflejadas, y a partir de las mismas se pueden conocer los parámetros de dispersión S, presentes en el cuadripolo. Los coeficientes S_{11} y S_{21} son determinados mediante la medición de magnitud y la fase de las ondas de voltaje incidente, reflejada y transmitida cuando la salida termina en

una carga perfecta Z_0 (carga igual a la impedancia característica del sistema). Esta condición se da cuando $a_2=0$ o $V_2^+=0$. S_{11} es equivalente al coeficiente de reflexión a la entrada del device under test (DUT), y S_{21} es el delantero coeficiente de transmisión directo, ambos son cantidades complejas.

De la misma manera, mediante la colocación de la fuente en el puerto 2 y terminar el puerto 1 en una carga perfecta Z_0 , se hace $a_1=0$ o $V_1^+=0$ y se realizan las mediciones de S_{22} y S_{12} . S_{22} es equivalente al coeficiente de reflexión de salida y S_{12} es el coeficiente de transmisión inversa, ambos son cantidades complejas.

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \frac{\text{Reflejada}}{\text{Incidente}} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2 = 0} & S_{22} &= \frac{\text{Reflejada}}{\text{Incidente}} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1 = 0} \quad (89) \\
 S_{21} &= \frac{\text{Transmitida}}{\text{Incidente}} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2 = 0} & S_{12} &= \frac{\text{Transmitida}}{\text{Incidente}} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1 = 0}
 \end{aligned}$$

2.2.2.3. Procedimiento para determinar los parámetros S.

Se carga el Puerto 2 con $Z_L = Z_{Ref} = Z_0$ y luego se procede a la inversa con el Puerto 1 haciéndolo terminar en $Z_i = Z_0$.

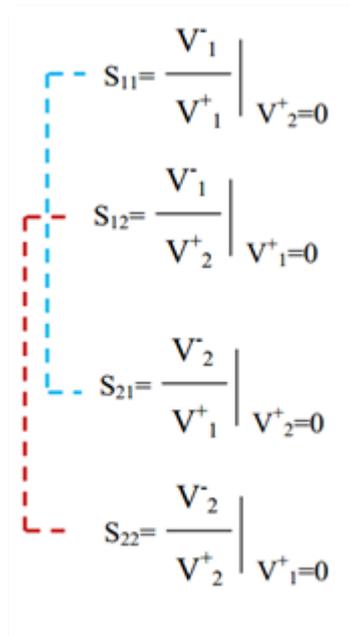


Figura 34: Determinación de parámetros S.

Teniendo en cuenta las ecuaciones:

$$E_{r1} = f_{11}E_{i1} + f_{12}E_{i2} \quad (90)$$

$$E_{r2} = f_{21}E_{i1} + f_{22}E_{i2}$$

- S_{11} : Coeficiente de Reflexión Directa o de Entrada, con el puerto de salida terminado en una carga similar a $Z_L = Z_0$ y haciendo $a_2 = 0$ equivalente a



$$E_{i2} = 0.$$

- S_{12} : Ganancia de Voltaje inverso o Coeficiente de Transmisión Inverso (aislación) con circuito de entrada adaptado, puerto de entrada terminado en Z_0 y haciendo $a_1 = 0$ equivalente a $E_{i1} = 0$.
- S_{21} : Ganancia de Voltaje directo o Coeficiente de Transmisión Directa (ganancia o pérdida) con circuito de salida adaptado, $Z_L = Z_0$, y haciendo $a_2 = 0$ equivalente a $E_{i2} = 0$.
- S_{22} : Coeficiente de Reflexión Inversa o de Salida, con circuito de entrada adaptado, puerto de entrada terminado en Z_0 , y haciendo $a_1 = 0$ equivalente a $E_{i1} = 0$.

Partiendo de la siguiente ecuación de matrices:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (91)$$

Obtenemos que $V^- = S \times V^+$

S se conoce como matriz de dispersión y presenta una serie de propiedades interesantes para el análisis de los cuadripolos.

1. Si la red está compuesta solamente por elementos pasivos se tiene que:

$$|S_{ii}|, |S_{ij}| \geq 1$$

El módulo de los coeficientes de dispersión es ≥ 1 .

2. Si la red no tiene pérdidas:

$$S^* S = I$$

I es la matriz identidad y S^* es el conjugado complejo de la transpuesta de S.

3. Si la red tiene pérdidas:

$$I - S^* S \geq 1$$

4. Una red es recíproca (puertos reversibles) si la matriz de dispersión es simétrica:

$$S = S^T$$

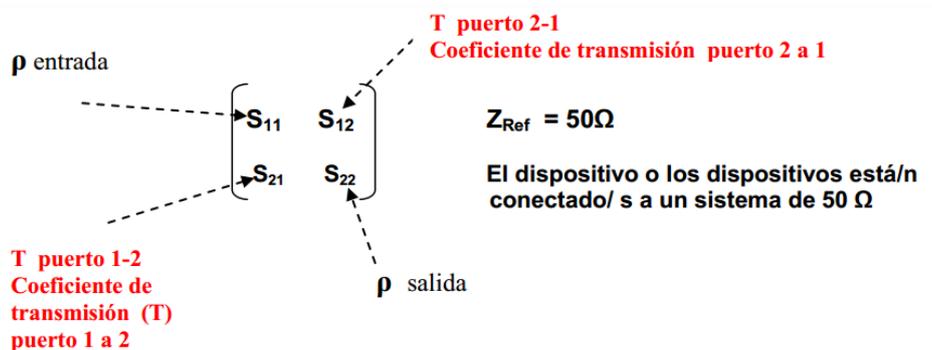


Figura 35: Parámetros de dispersión de un dispositivo conectado a un sistema de 50Ω .



2.2.2.4. Matriz multimodo.

Cuando nos encontramos en régimen multimodo se propagan varios modos TE y TM. Para caracterizar todos esos modos tendremos una matriz de dispersión o matriz S más compleja que en los apartados anteriores y que se muestra a continuación:

$$S = \begin{pmatrix} S_{11}^{11} & \cdots & S_{11}^{1s} & S_{12}^{11} & \cdots & S_{12}^{1s} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{11}^{r1} & \cdots & S_{11}^{rs} & S_{12}^{r1} & \cdots & S_{12}^{rs} \\ S_{21}^{11} & \cdots & S_{21}^{1s} & S_{22}^{11} & \cdots & S_{22}^{1s} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{21}^{r1} & \cdots & S_{21}^{rs} & S_{22}^{r1} & \cdots & S_{22}^{rs} \end{pmatrix} \quad (92)$$

Siendo 1 el puerto 1 y 2 el puerto 2 y con s modos de entrada y r modos de salida.

El subíndice indica los puertos y el superíndice indica los modos de entrada y salida.

2.2.3. Eficacia de apantallamiento.

2.2.3.1. Introducción.

Los dispositivos electrónicos están por lo general protegidos por una carcasa la cual protege al equipo frente a las interferencias radiadas que puedan incidir sobre él. Las radiaciones electromagnéticas que influyen de manera perjudicial en el funcionamiento de los equipos se denominan EMI (Electromagnetic Interference). Muchos equipos electrónicos no sólo emiten radiaciones electromagnéticas perjudiciales sino que también se ven afectados por campos electromagnéticos externos de manera negativa. Por lo tanto, todos estos equipos han de estar correctamente apantallados para asegurar su correcto funcionamiento.

Apantallar es un concepto que significa utilizar materiales conductivos para reducir las EMI mediante los mecanismos de reflexión o absorción sobre los equipos electrónicos de manera eficiente. Cualquier barrera situada entre el emisor y el receptor disminuye o atenúa la intensidad de la interferencia. El correcto diseño de dicha barrera es el principal objetivo del apantallamiento. El montaje que da lugar a este estudio, lo forman tres elementos: una fuente de interferencia, un receptor de la interferencia y un espacio que conecta al emisor con el receptor.

Llamamos interferencias a fenómenos tan comunes en el día a día como una mala recepción en la señal de televisión, pérdida de datos en un ordenador o ruido en difusión por radio.

2.2.3.2. Fundamentos.

Estudiamos el apantallamiento a través del parámetro de eficacia de apantallamiento (shielding effectiveness, SE) que se puede definir para el campo eléctrico, magnético y la potencia:

$$SE(\text{dB})_E = 20 \log_{10} \left| \frac{E_i}{E_t} \right| \quad (93)$$

$$SE(\text{dB})_H = 20 \log_{10} \left| \frac{H_i}{H_t} \right| \quad (94)$$

$$SE(\text{dB})_P = 10 \log_{10} \left| \frac{P_i}{P_t} \right| \quad (95)$$

Para una sola capa de material de apantallamiento como el que se muestra en la siguiente figura, el SE es:

$$SE(\text{dB}) = SE_A + SE_R + SE_M \quad (96)$$

Siendo el primer término (SE_A) la contribución debido a la reflexión, el segundo término (SE_R) el referente a la absorción y el tercer y último término (SE_M) el perteneciente a reflexiones múltiples como se aprecia en la figura 36.

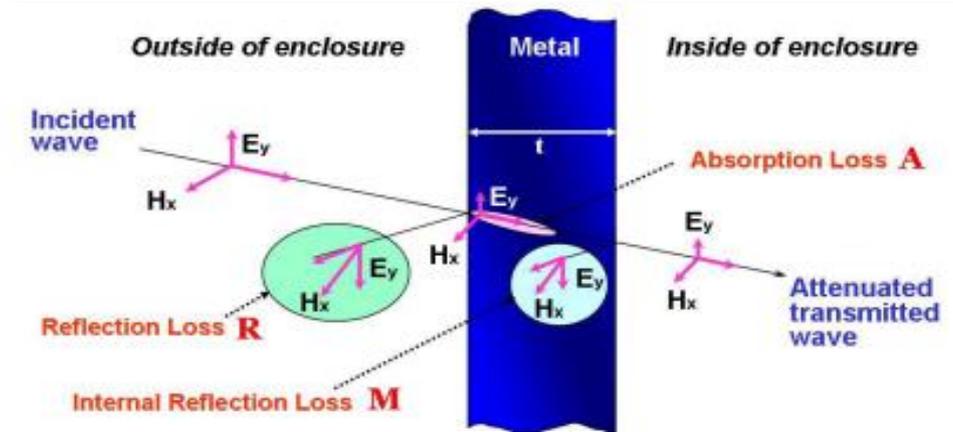


Figura 36: Onda incidente y onda atenuada antes y después de que atraviese el metal.

Donde E_i es el módulo de campo incidente en ausencia de apantallamiento y E_t es el campo que atraviesa el escudo.

La eficacia de apantallamiento depende tanto del material con que está fabricada la carcasa del equipo como del diseño de ésta, de manera que la radiación incidente sobre una pantalla es absorbida, reflejada o transmitida.

A la hora de analizar el modo en que afectan las perturbaciones electromagnéticas existen dos métodos (inmunidad y emisión) que nos proporcionan resultados recíprocos de eficacia de apantallamiento:

La inmunidad o susceptibilidad radiada es la capacidad de un equipo para no ser influido por las interferencias que inciden sobre él desde el exterior, por lo que un equipo será más inmune y menos susceptible a estas interferencias cuanto menos le perjudiquen.

La misma forma, la emisión radiada evalúa las emisiones que emite un equipo con y sin apantallamiento.

Si hacemos pruebas con carcasas metálicas, la carcasa protectora del equipo se comporta como un amplificador de perturbaciones cuando la frecuencia interferente coincide con la de un modo resonante. En la figura que se muestra a continuación se puede comprobar que existen frecuencias en las que en el interior del equipo se está originando un campo eléctrico casi 30 dB mayor que el que existiría sin apantallamiento.

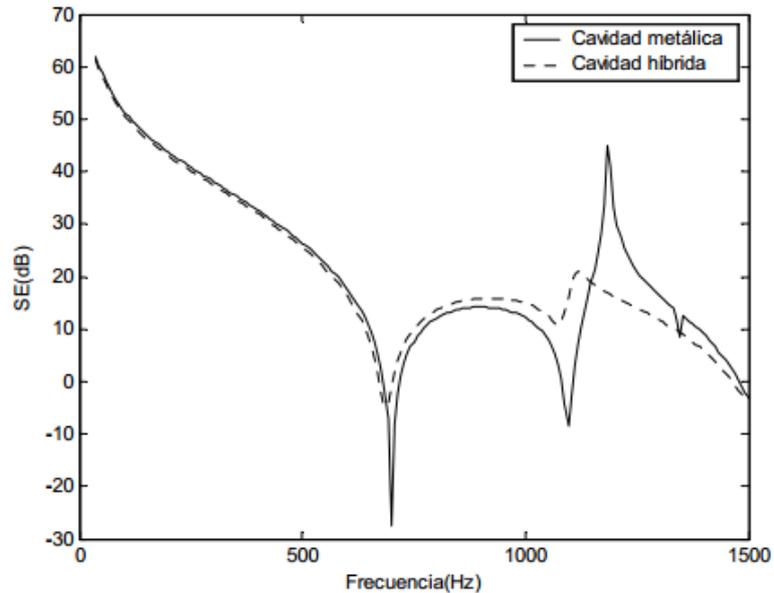


Figura 37: Campo eléctrico 30dB mayor que el que existiría sin apantallamiento.

Para evitar estos fenómenos se desarrollan soluciones a partir de nuevos materiales como los polímeros conductivos debido a sus características como su gran portabilidad, bajo coste, control de conductividad simple y resistencia a la corrosión. Se obtiene una curva suavizada, es decir, una reducción de los mínimos, que ofrece una protección eficaz en el rango de frecuencias deseado. Para la solución "híbrida" (carcasa metálica + polímero conductivo) se consigue un suavizado de resonancia de más de 20 dB mediante un polímero cuyo grosor es de 2 mm. cubierto por una capa de metal.

Para evaluar los resultados obtenidos mediante simulación de manera empírica es necesario el uso de una cámara anecoica como la que mostramos aquí.

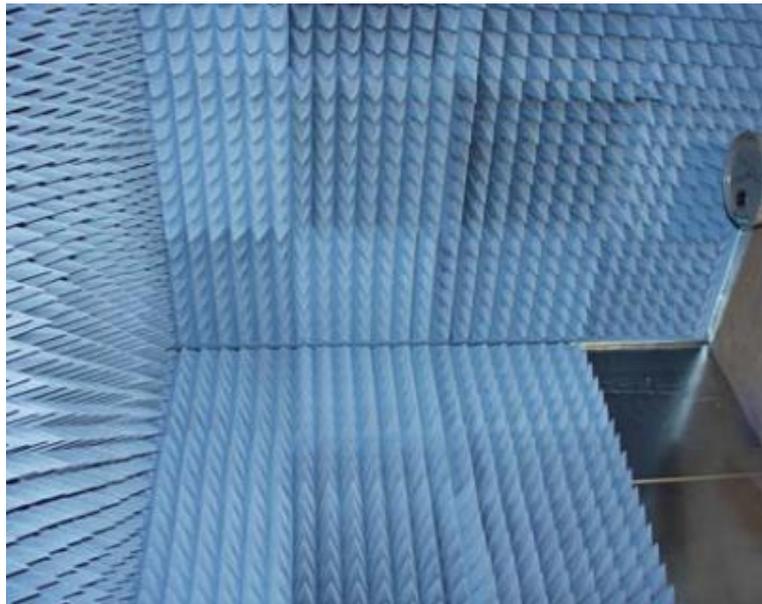


Figura 38: Cámara anecoica.



2.2.3.3. Propuesta: Definición de apantallamiento electromagnético en materiales planares en guía onda en régimen multimodal.

Como bien indica el título de este proyecto, se pretende calcular el apantallamiento a través del parámetro de eficacia de apantallamiento (shielding effectiveness, SE). Se presenta a continuación una propuesta de medida de eficacia de apantallamiento en guía de onda en régimen multimodal:

$$SE(\text{dB}) = 20 \log_{10} \left| \frac{S_{21}^{mm \text{ ref}}}{S_{21}^{mm \text{ shield}}} \right| \quad (97)$$

Siendo m el índice del modo que incide y del que traspasa la pantalla planar bajo estudio en la guía, el parámetro S_{21} aquel que denomina la onda transmitida frente a la incidente y el parámetros de eficacia 20 veces el logaritmo en base 10 de S_{21} de referencia entre S_{21} del material escudo.

2.2.3.4. Conclusiones.

Las técnicas de apantallamiento se han de tener en cuenta en el diseño para que no sea necesario una posterior rectificación en el producto.

El estudio de nuevos materiales de carácter plástico pero que presentan propiedades conductoras constituye una interesante alternativa frente a las habituales carcasas metálicas. Dichas carcasas son más ligeras y mejores para tareas de protección frente interferencias electromagnéticas. Los apantallamientos de polímero conductor están comenzando a sustituir o a complementar a los metálicos. Para el estudio del apantallamiento de estos materiales podemos emplear la nueva propuesta de definición de apantallamiento en el régimen multimodal en guía de onda. De esta manera ampliaremos el ancho de banda de trabajo de nuestro dispositivo de medida.

3. Experimentos (Montajes).

3.1. Conceptos básicos en los que se basa nuestro estudio.

La interferencia electromagnética puede definirse como una perturbación causada por una fuente externa y que puede afectar al funcionamiento adecuado de los equipos eléctricos y electrónicos a través de acoplamientos electromagnéticos o radiados. Estos acoplamientos se desean eliminar mediante escudos.

Los materiales metálicos como el cobre, la plata y el níquel se han utilizado como materiales de blindaje representativos debido a su alta eficiencia de apantallamiento (SE) derivada de su alta conductividad. Sin embargo, estos materiales de blindaje convencionales tienen desventajas considerables como su gran peso, la susceptibilidad a la corrosión, la flexibilidad física/mecánica limitada y la poca procesabilidad. Por lo tanto, se requieren estudios de materiales alternativos.

Los polímeros debido a características como su portabilidad, su bajo coste, su control de conductividad simple y su resistencia a la corrosión se han convertido en un buen sustituto de los materiales convencionales. Entre los polímeros conductores, el poliestireno negro con relleno de carbono proporciona un nivel modesto de conductividad eléctrica. Este material se utiliza para aplicaciones estructurales de baja resistencia cuando se requiere resistencia al impacto y bajo coste (Goodfellow).

Nuestro estudio se basa en observar la eficacia de apantallamiento (SE) de la lámina conductora (Goodfellow). Se realizaron mediciones en la guía de onda WR-340 y en la cámara anecoica. Se compararon la pérdida de reflexión, la pérdida de absorción y la eficacia de apantallamiento de los experimentos con los valores calculados de forma numérica mediante la matriz de líneas de transmisión.

La reflexión y la transmisión de EM para cualquier ángulo de incidencia se muestran en la figura siguiente:

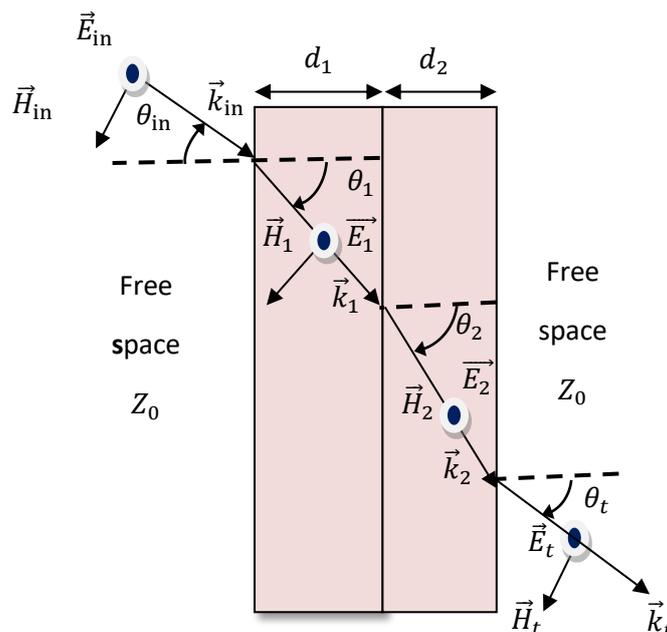


Figura 39: Representación de doble escudo electromagnético.



Cada una de las capas es homogénea e isotrópica y presenta parámetros como permitividad, permeabilidad, conductividad y espesor.

Para nuestro proyecto de estudio sobre apantallamiento electromagnético nos centraremos en distintos escenarios como bien hemos dicho anteriormente, primeramente en el apantallamiento de materiales en una cámara anecoica y posteriormente en guías de ondas.

Pero, ¿Qué es una cámara anecoica y qué es una guía de onda?

3.2. Estudio en guía de onda.

Se realizaron montajes en guía de onda rectangular WR-340 cuyas dimensiones son: $a = 8,36 \text{ cm}$ de largo y $b = \frac{a}{2} = 4,18 \text{ cm}$ de alto. El rango de frecuencias en el que trabaja dicho modelo de guía es desde los 2,2GHz a los 3,3GHz.

El objetivo es observar las pérdidas de reflexión y las pérdidas de absorción de la lámina conductora (Goodfellow) y comparar los resultados de las medidas obtenidas con los valores calculados de forma numérica mediante la matriz de líneas de transmisión.

Estos valores numéricos atienden a las siguientes fórmulas:

$$SE(dB) = 10 \log_{10} \left| \frac{1}{|S_{21}|^2} \right| \quad \text{Eficiencia de apantallamiento} \quad (98)$$

$$R(dB) = 10 \log_{10} \left| \frac{1}{1-|S_{11}|^2} \right| \quad \text{Pérdidas de reflexión} \quad (99)$$

$$A(dB) = 10 \log_{10} \left| \frac{1-|S_{11}|^2}{|S_{21}|^2} \right| \quad \text{Pérdidas de absorción} \quad (100)$$

Este experimento requirió de analizador de espectros, dos sondas de cable coaxial para el puerto 1 y para el puerto 2 y de guía de onda rectangular. Primero se tomaron las medidas para el "holder" y obtener este valor como referencia y luego se tomaron las medidas para la pieza. Fue necesario el programa "ROHDE & SCHWARZ" con el que se calibraron inicialmente los puertos para más tarde poder obtener las medidas.

El programa “ROHDE & SCHWARZ” es el que se muestra en la siguiente imagen:



Figura 40: Programa ROHDE & SCHWARZ.

El analizador de espectros y las sondas utilizadas son respectivamente:

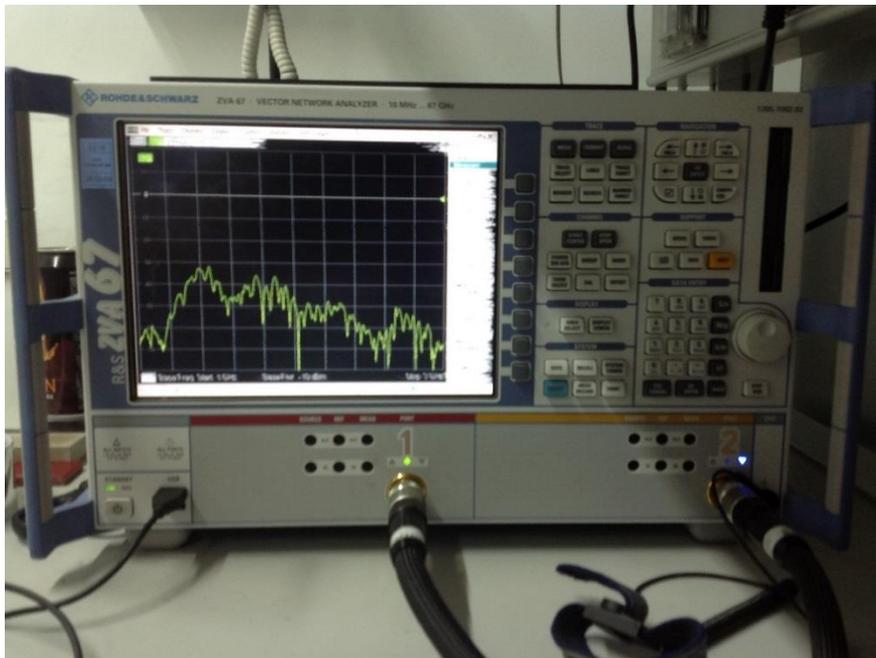


Figura 41: Analizador de espectros.



Figura 42: Sondas coaxiales en puerto 1 y puerto 2.

Finalmente el montaje completo para la lámina goodfellow de 3mm es:

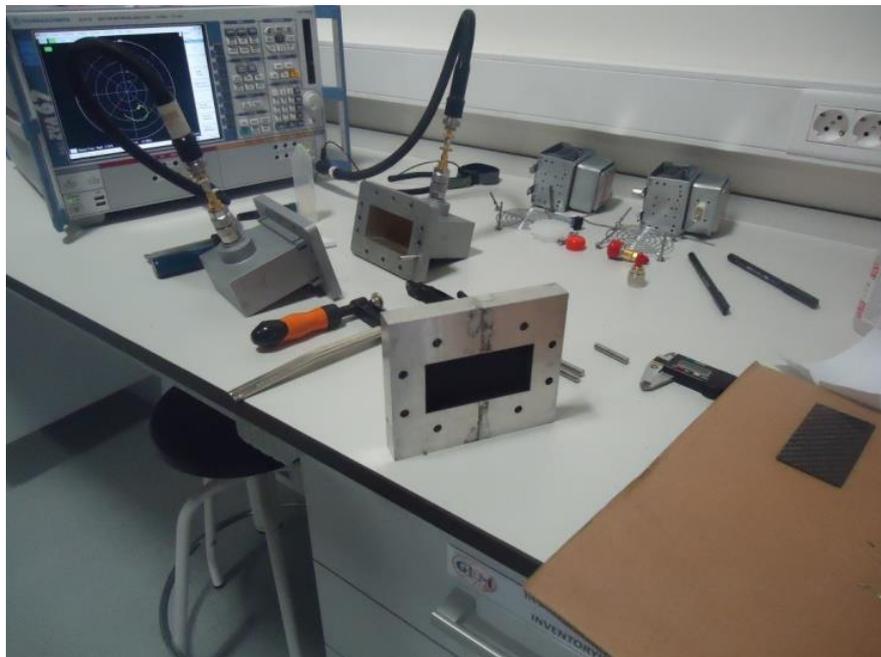


Figura 43: Montaje completo de guía de onda rectangular con lámina goodfellow.

Las medidas se tomaron para el intervalo de 2 GHz a 3 GHz. Los resultados se presentan a continuación donde vemos que los valores calculados están de acuerdo con los valores medidos, ya que tenemos ± 1 dB de incertidumbres basado en el procedimiento de calibración. En este rango de frecuencias, la pérdida de reflexión es de alrededor de 5 dB y la pérdida de absorción no excede de 3 dB.

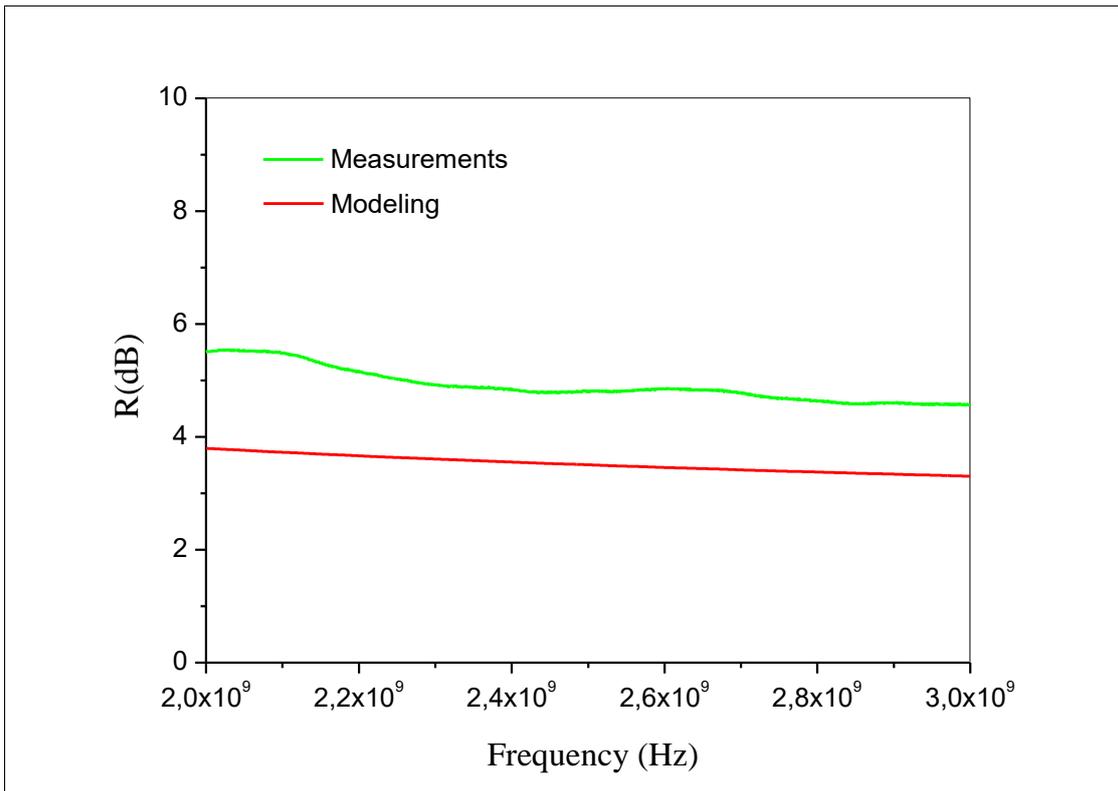


Figura 44: Pérdidas de reflexión en guía de onda rectangular de goodfellow de 300x300x3mm³.

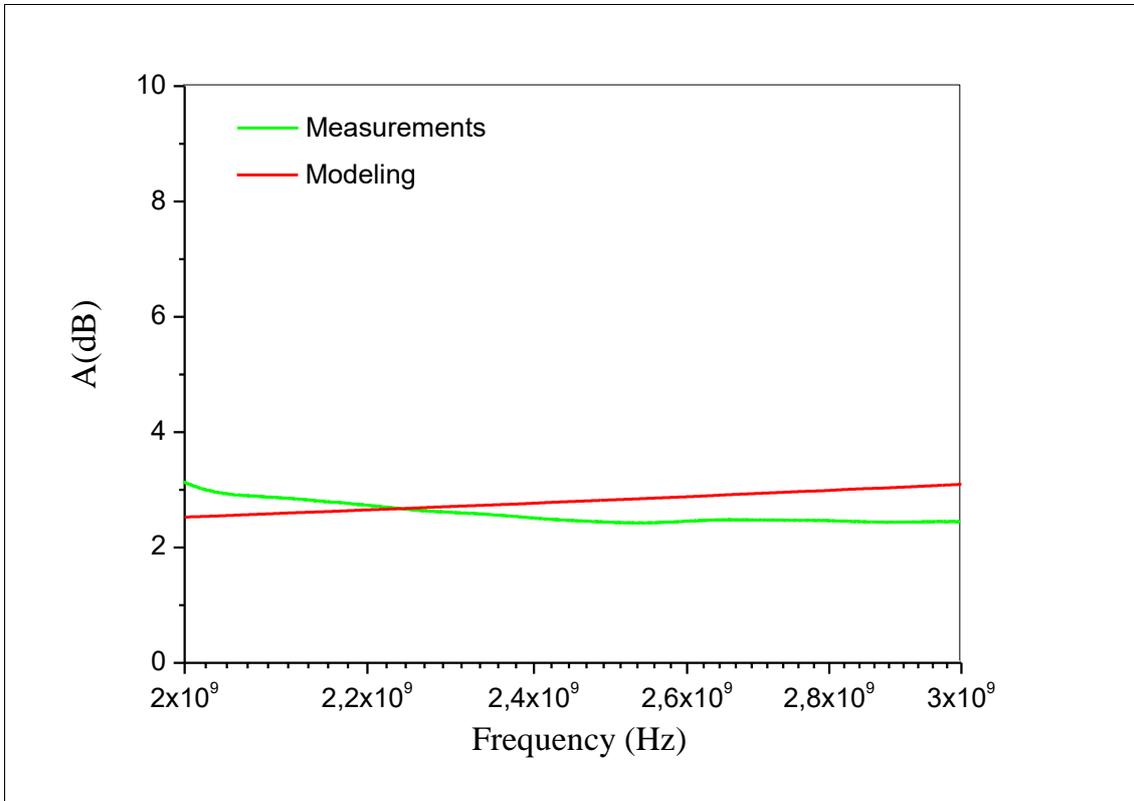


Figura 45: Pérdidas de absorción en guía de onda rectangular de goodfellow de 300x300x3mm³.

3.3. Estudio en cámara anecoica.

Se realizaron montajes en cámara anecoica con el propósito de observar la eficiencia de apantallamiento (SE) de la lámina conductora (Goodfellow) y comparar los resultados de las medidas obtenidas con los valores calculados de forma numérica mediante la matriz de líneas de transmisión.

Este experimento requirió de analizador de espectros, dos sondas de cable coaxial para el puerto 1 y para el puerto 2, de la cámara anecoica y de dos antenas (emisora-receptora). En este caso las sondas coaxiales irán conectadas a la cámara anecoica en lugar de a las guías de onda rectangulares.

Primero se tomaron las medidas para el “holder” y obtener este valor como referencia y luego se tomaron las medidas para la pieza. Fue necesario el programa “ROHDE & SCHWARZ” con el que se calibró primeramente los puertos para más tarde poder “sacar” las medidas.

Para el caso de la calibración del puerto 1 en abierto por ejemplo, tuvimos que hacer el siguiente montaje y validarlo con el programa de “ROHDE & SCHWARZ” como muestran respectivamente estas imágenes:

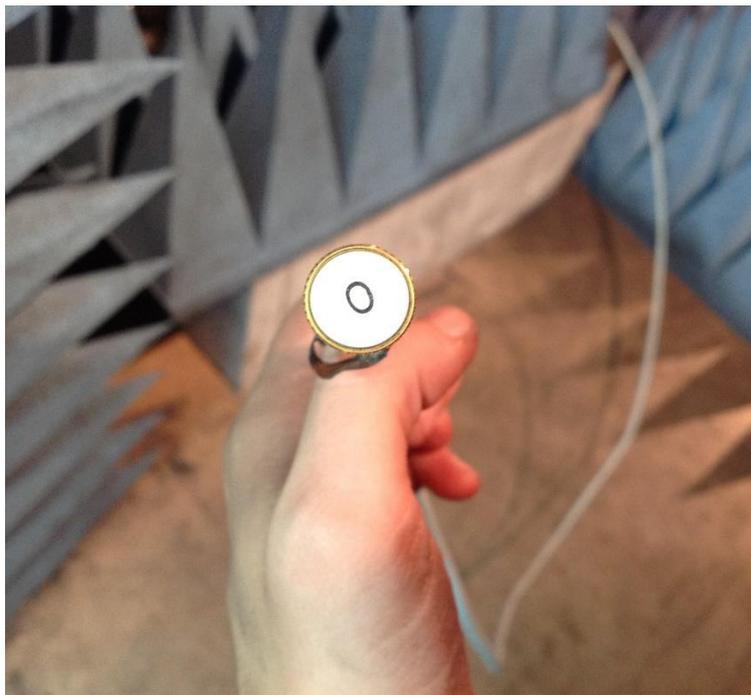


Figura 46: Puerto 1 calibrado en abierto.

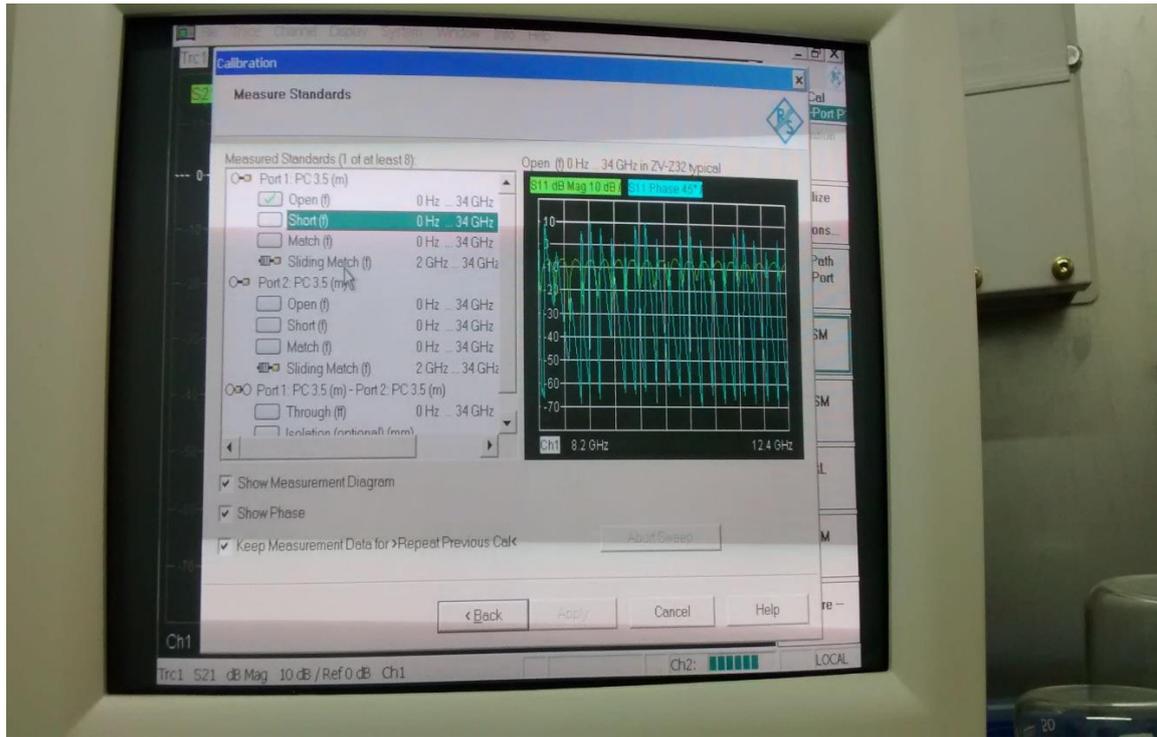


Figura 47: Validación de la calibración del puerto 1 en abierto con el programa ROHDE SCHWARZ.

Para las medidas de referencia el montaje es el siguiente:

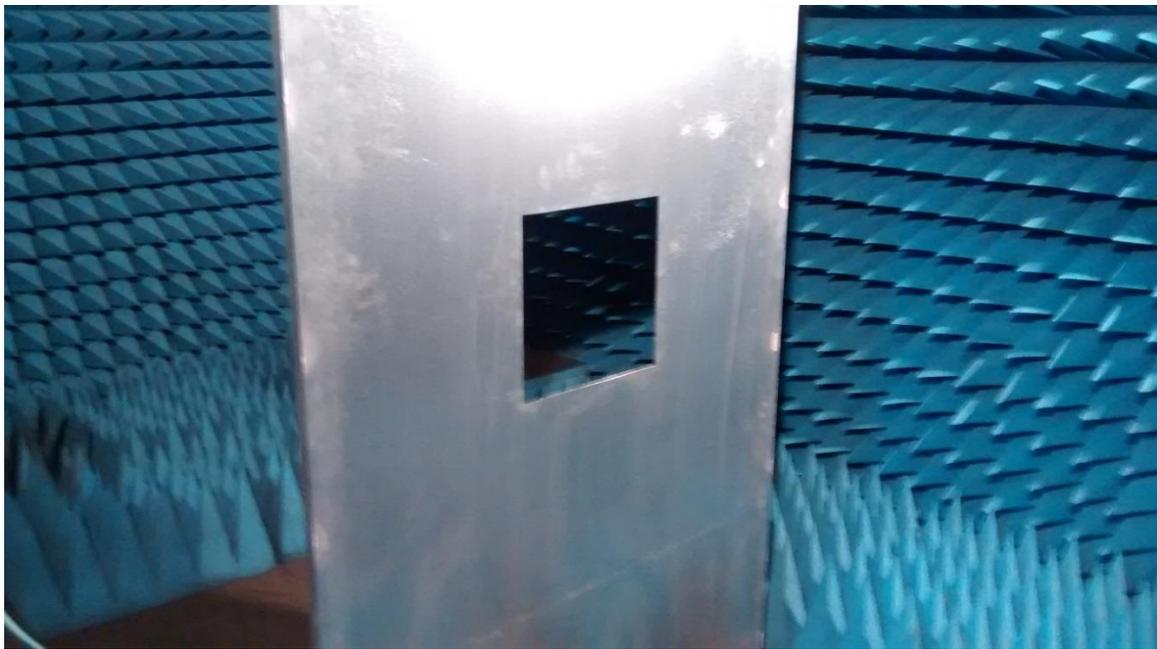


Figura 48: Medida del "holder" en cámara anecoica.

Finalmente el montaje completo para la lámina/placa goodfellow de 3mm es:

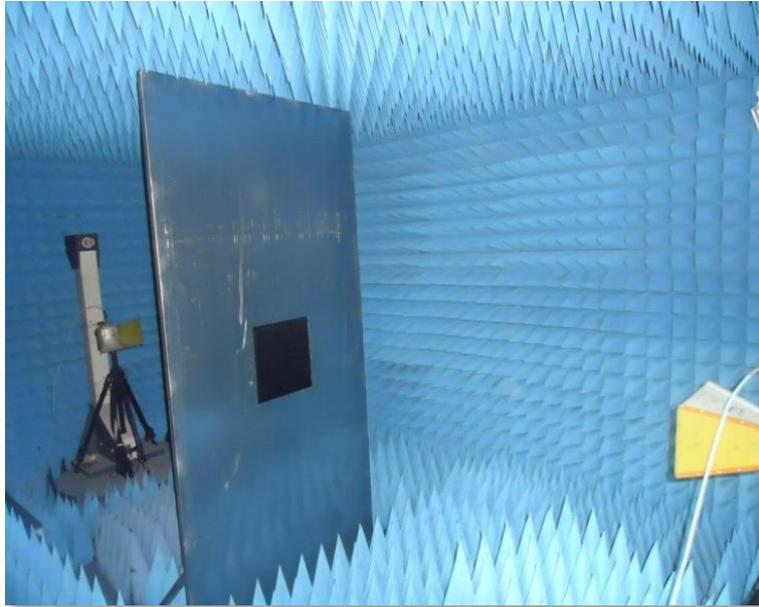


Figura 49: Montaje completo en cámara anecoica con placa goodfellow.

Las medidas se tomaron para el rango de 10MHz a 26,5GHz. Con el fin de conseguir este margen más amplio de frecuencias es por lo que se ha utilizado la cámara anecoica. La condición de campo lejano sólo se obtuvo hasta cerca de 2 GHz.

En la figura que aparece a continuación se puede ver claramente como los valores SE son de alrededor de 4 dB para las frecuencias más bajas. Este valor aumenta con la frecuencia pero se observan algunas oscilaciones debido a la existencia de resonancias internas del campo eléctrico. Los mínimos que SE muestra en estas resonancias han sido claramente amortiguados mejorando el SE a estas frecuencias. Estos datos muestran que la eficacia de apantallamiento es independiente de la frecuencia hasta cierto límite de frecuencia, después aumenta a mayor frecuencia. La capacidad de blindaje fue de 4,5 dB en 10 MHz y 12 dB en 23 GHz. El resultado de los valores calculados también se muestra. En las frecuencias bajas, la curva de modelado coincide exactamente con la curva de los valores medidos. A frecuencias más altas, aunque existe una ligera diferencia entre las dos curvas, se obtiene un buen acuerdo entre la SE medida y la SE calculada.

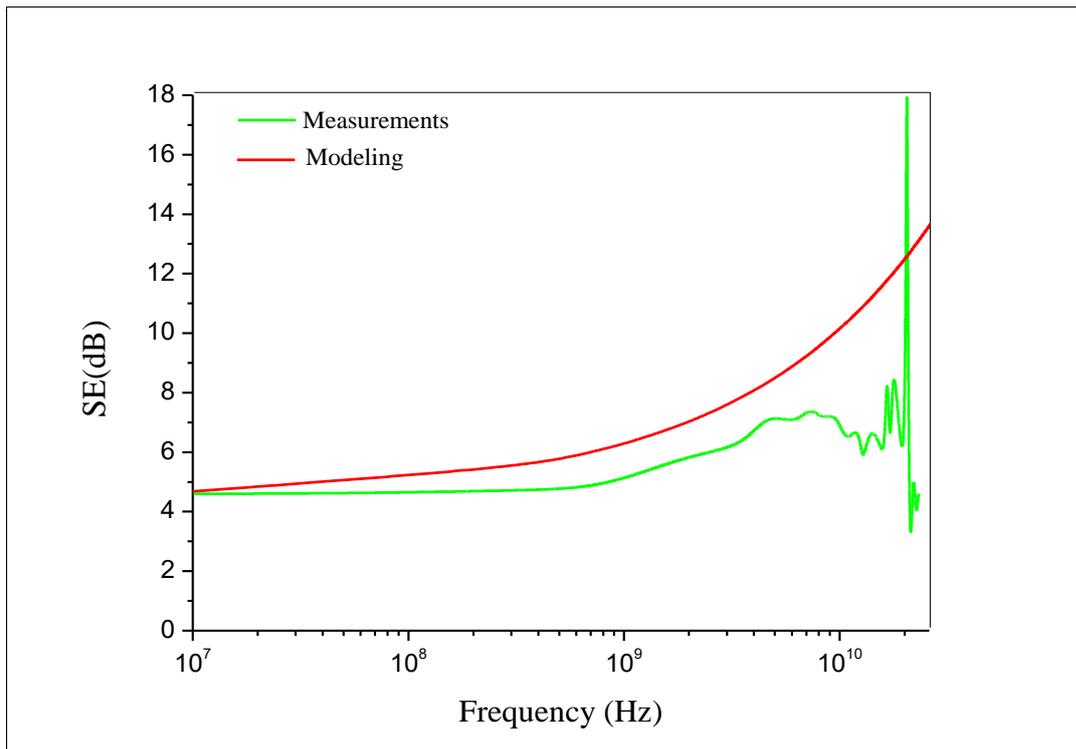


Figura 50: SE en cámara anecoica de goodfellow de 300x300x3mm³.

3.4. Conclusiones de la pieza medida.

Con estos resultados, podemos concluir que las debilidades observadas para las propiedades de blindaje electromagnético de poliestireno de alto impacto (Goodfellow), es decir, la pérdida de reflexión, la pérdida de absorción y la eficacia de apantallamiento pueden ser mejoradas.



4. Resultados.

En este apartado de resultados se muestran las distintas gráficas simuladas (apartado 4.1) que se han obtenido con el código matlab que aparece en el Anexo (programa principal) y otras funciones implementadas que se requieren para este programa principal pero que no se han copiado en esta memoria.

El código se basa en el cálculo numérico del parámetro de eficiencia de apantallamiento SE (dB) (97) en un rango de frecuencias desde los 2GHz hasta los 10 GHz. Se ha ido variando el coeficiente eléctrico y la conductividad para un mismo material (Goodfellow) con objeto de ver en cada gráfica los cambios que se producen y el motivo que da lugar a ellos (apartado 4.3).

Como bien se ve en la leyenda que acompaña a cada gráfica, este cálculo se hace para el caso de onda plana, de un solo modo, de tres, cinco, siete, ocho y diez que se diferencian claramente por los distintos colores que se han utilizado para representar cada uno de ellos.

Nos centraremos en la onda plana. El resto de modos se han calculado usando la técnica numérica “*Mode-Matching*”.

Cada uno de los modos que se propagan tiene su frecuencia de corte. En la tabla que aparece justo debajo se muestran los siete primeros modos que se propagan y sus respectivas frecuencias, que si nos fijamos coinciden con los “picos” de las gráficas. En el rango de los 1,7GHz a los 3,4GHz se propaga el modo fundamental TE_{10} y el resto de modos de los 3,4 GHz en adelante.

TABLE I
CUT-OFF FREQUENCIES OF THE FIRST SEVEN MODES IN A WR-340 WAVEGUIDE

Mode	f_c (GHz)
TE_{10}	1.7358
TE_{20}	3.4715
TE_{01}	3.4715
TE_{11}	3.8813
TM_{11}	3.8813
TE_{21}	4.9095
TM_{21}	4.9095

Figura 51: Modos y sus frecuencias de corte.

También se incluyen las medidas (apartado 4.2) que han sido tomadas en guía de onda y en cámara anecoica de la lámina de Goodfellow con dos tipos de enventanamiento: rectangular y Hanning. En la figura 76 se representa para una $\epsilon_r=15$ y $\sigma=0.039$ s/m y una banda de frecuencias de los 10MHz a los 26.5GHz el resultado mediante cálculo numérico y el obtenido con enventanamiento de Hanning.

4.1. Simulaciones.

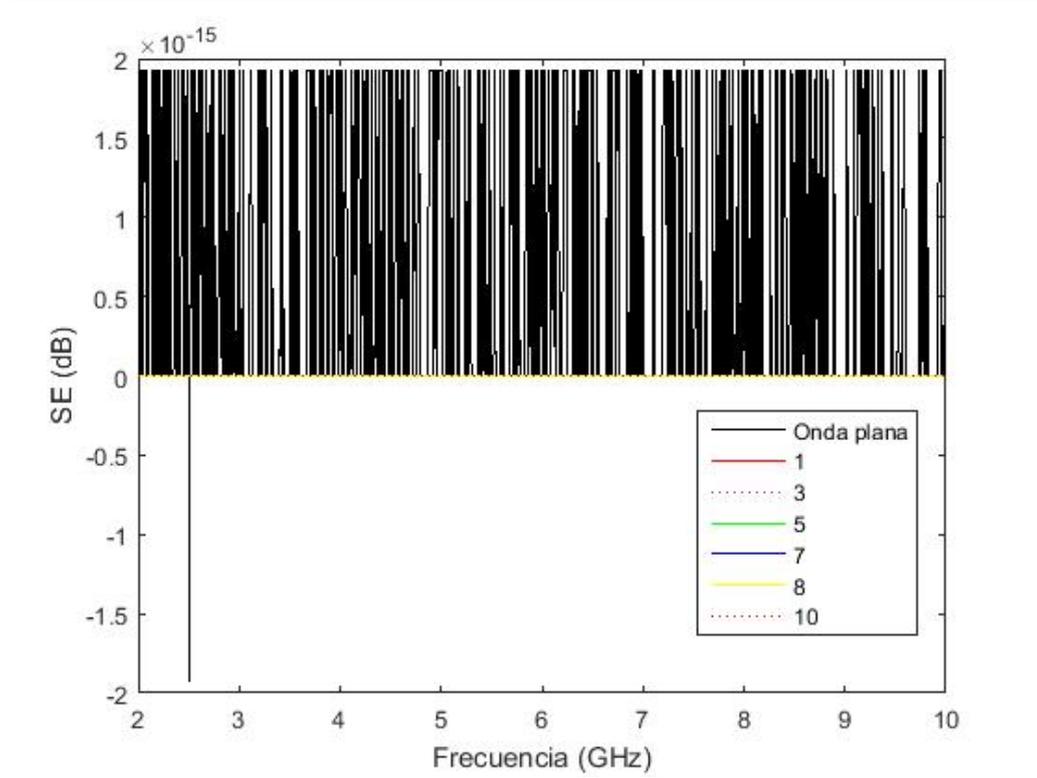


Figura 52: $\epsilon_r=1$ y $\sigma=0$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm³).

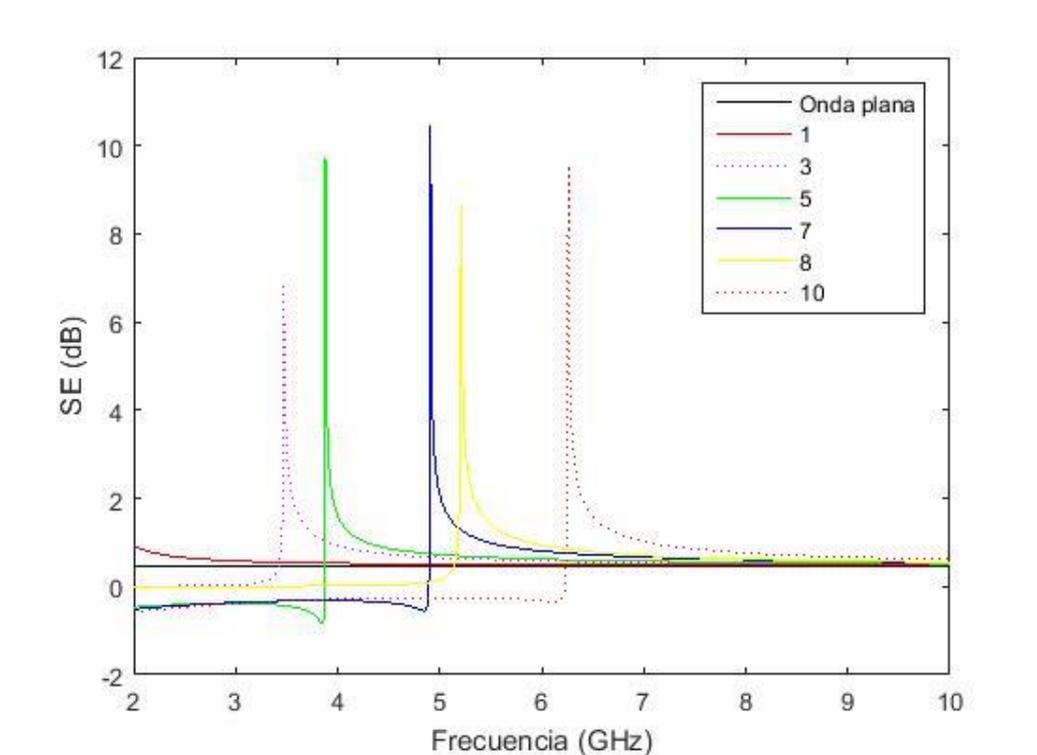


Figura 53: $\epsilon_r=1$ y $\sigma=0.1$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm³).

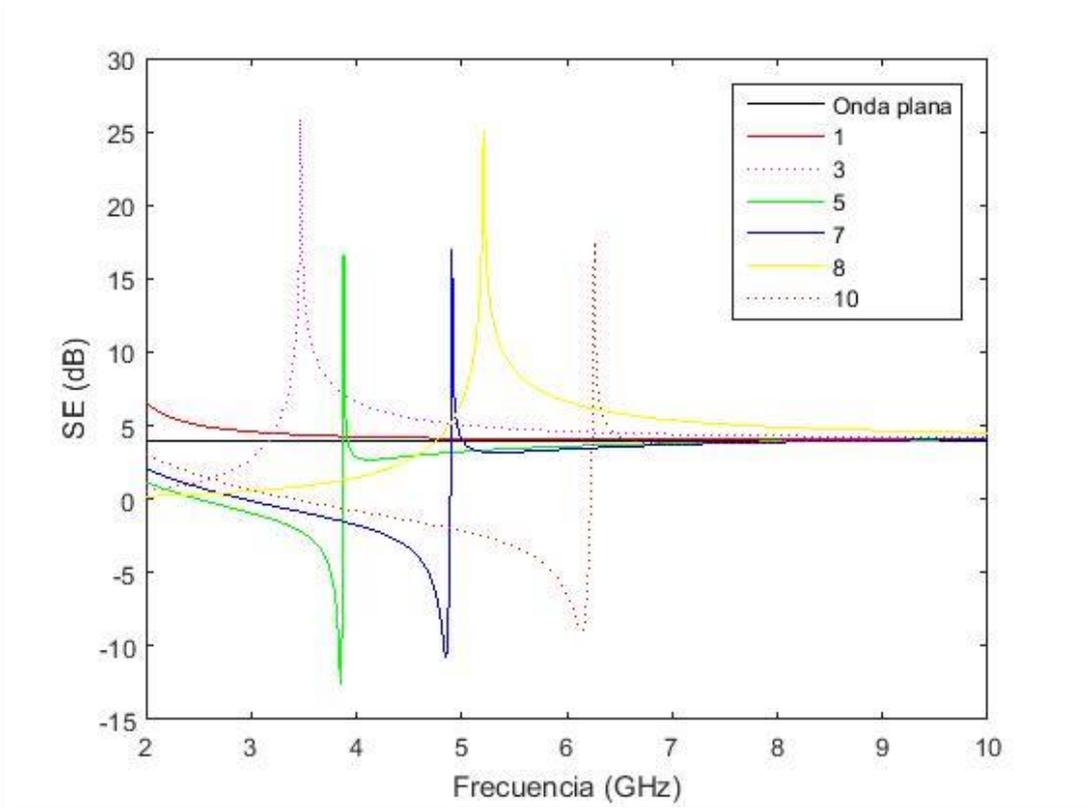


Figura 54: $\epsilon_r=1$ y $\sigma=1$ s/m (Goodfellow $300 \times 300 \times 3 \text{mm}^3$).

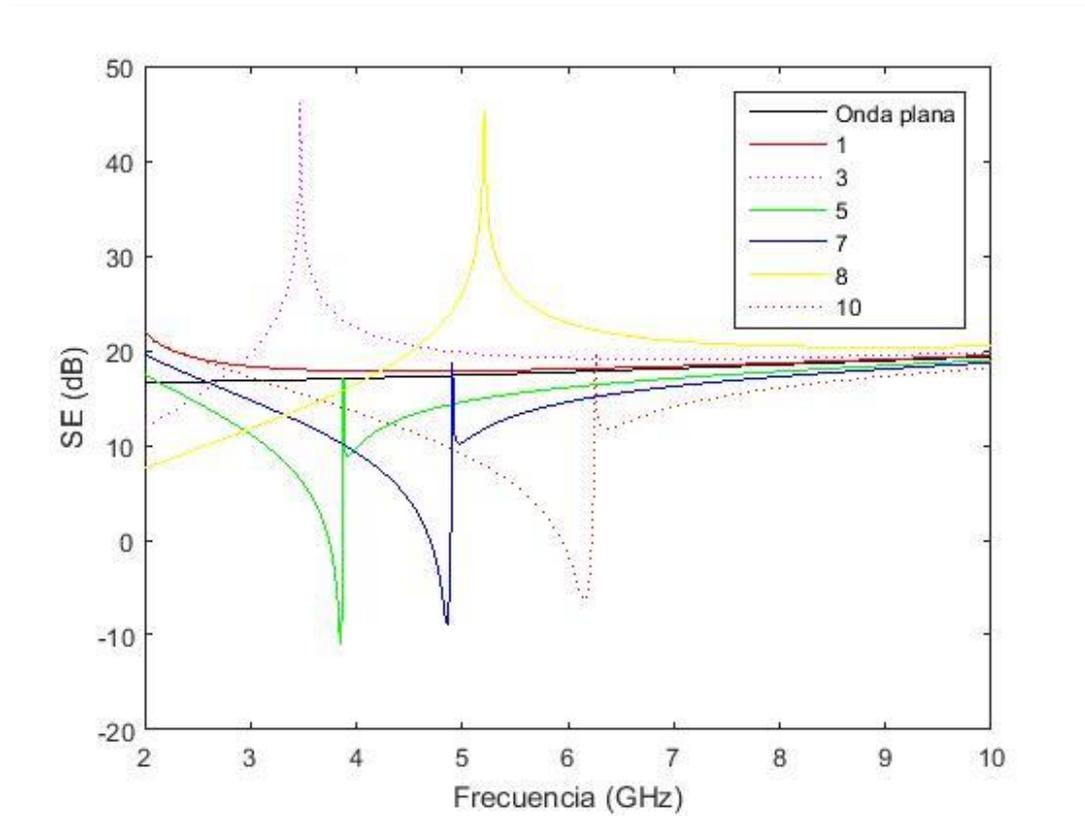


Figura 55: $\epsilon_r=1$ y $\sigma=10$ s/m (Goodfellow $300 \times 300 \times 3 \text{mm}^3$).

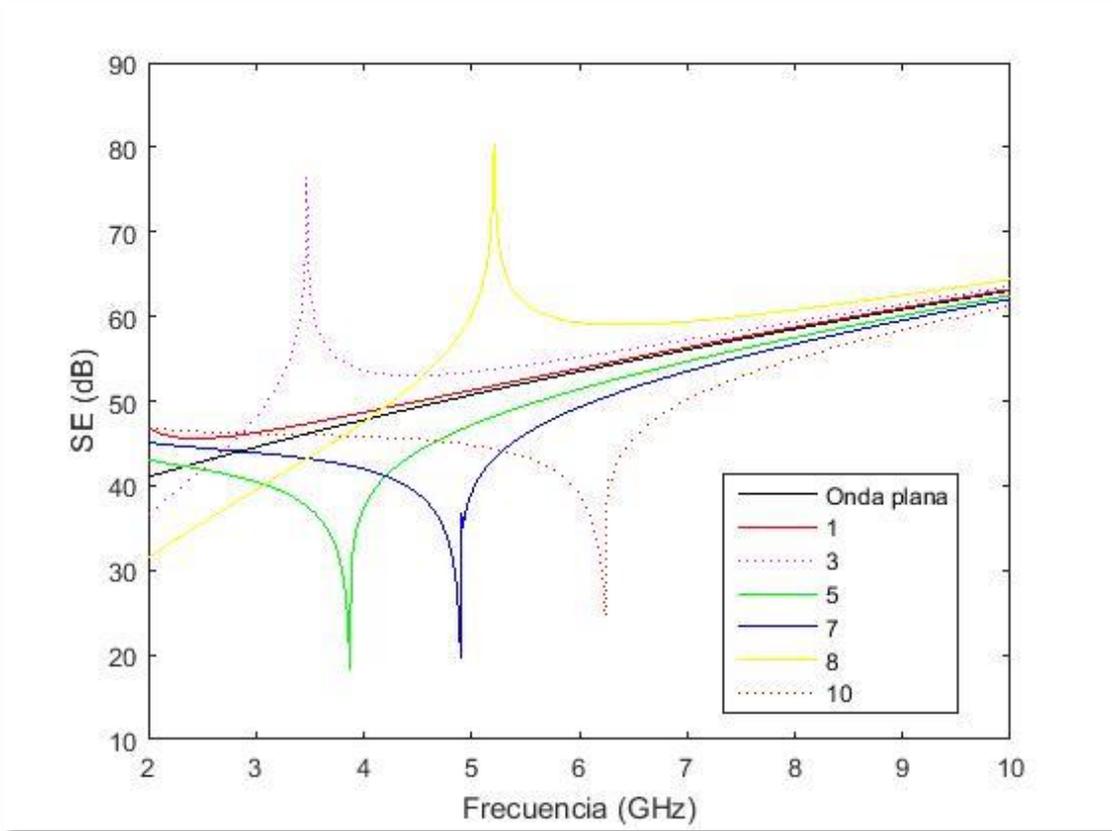


Figura 56: $\epsilon_r=1$ y $\sigma=100$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm³).

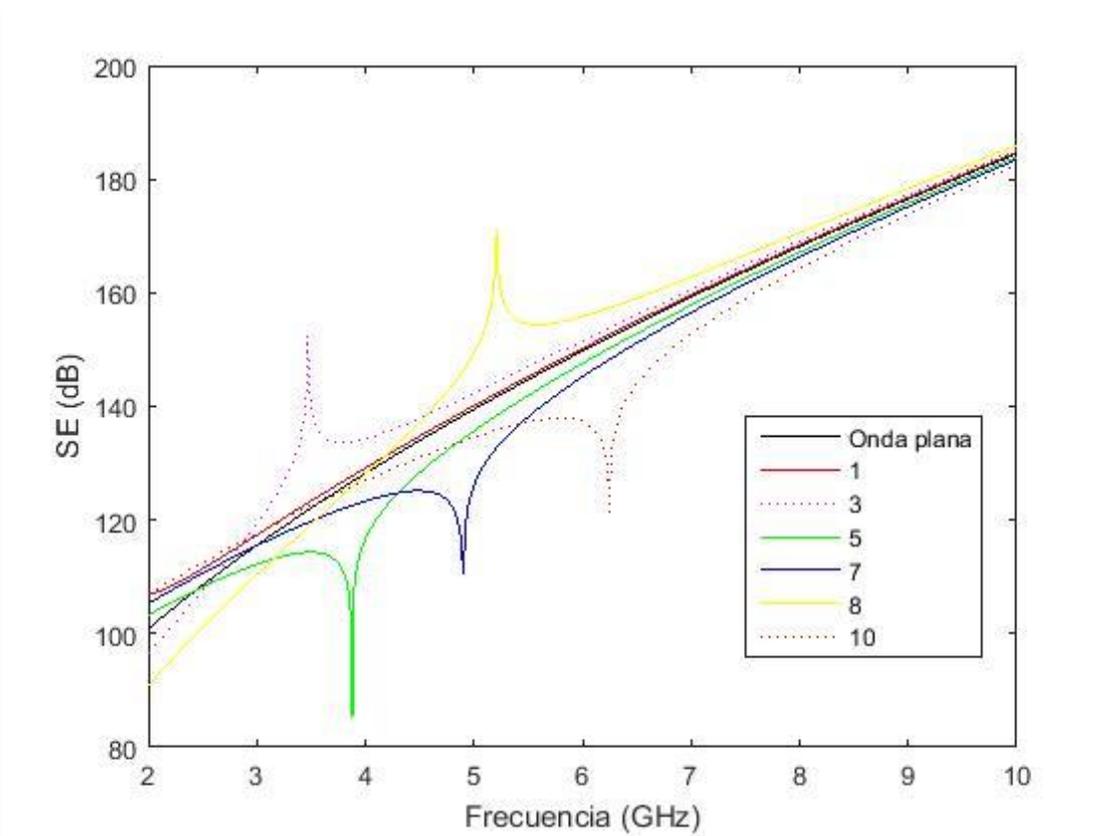


Figura 57: $\epsilon_r=1$ y $\sigma=1000$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm³).

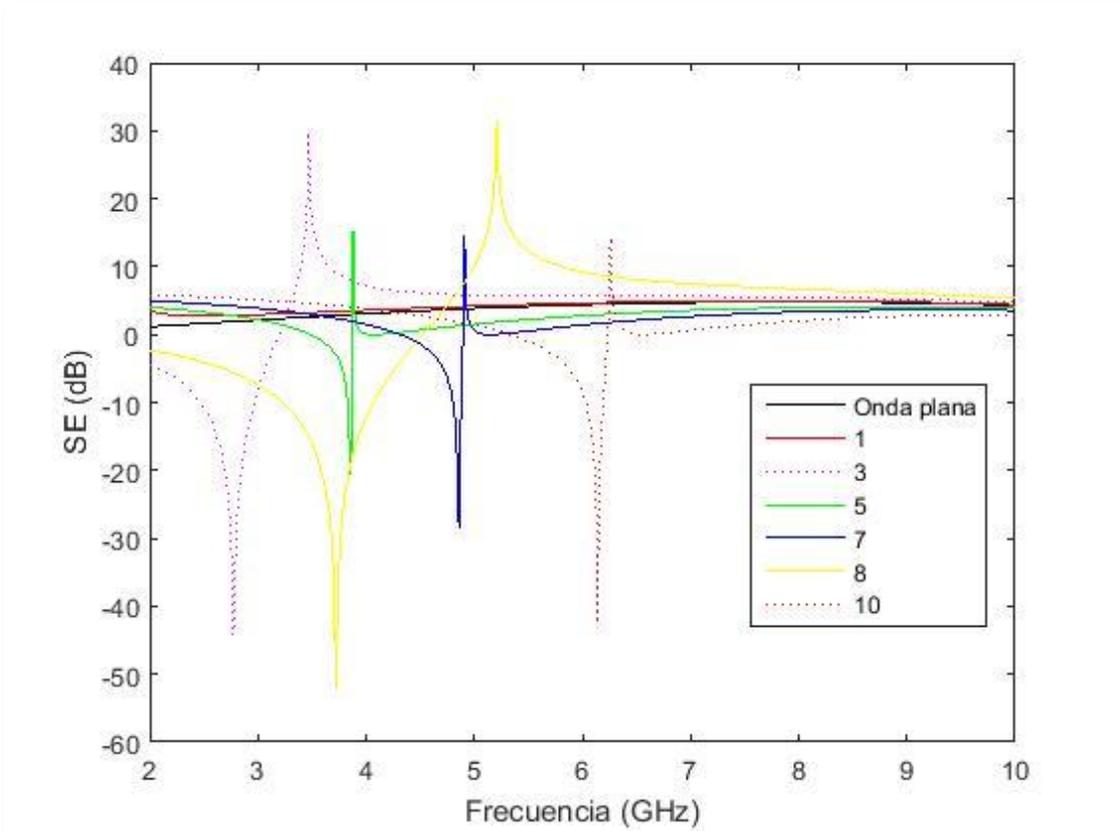


Figura 58: $\epsilon_r=10$ y $\sigma=0$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm³).

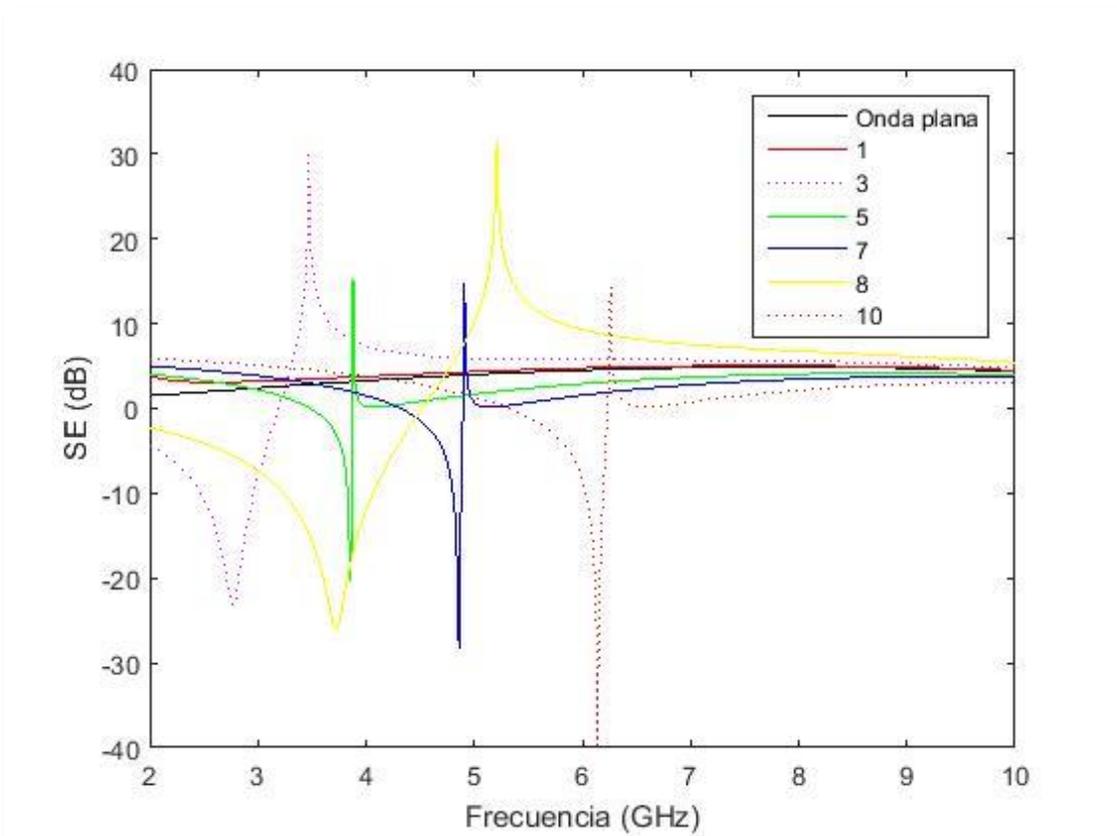


Figura 59: $\epsilon_r=10$ y $\sigma=0.1$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm³).

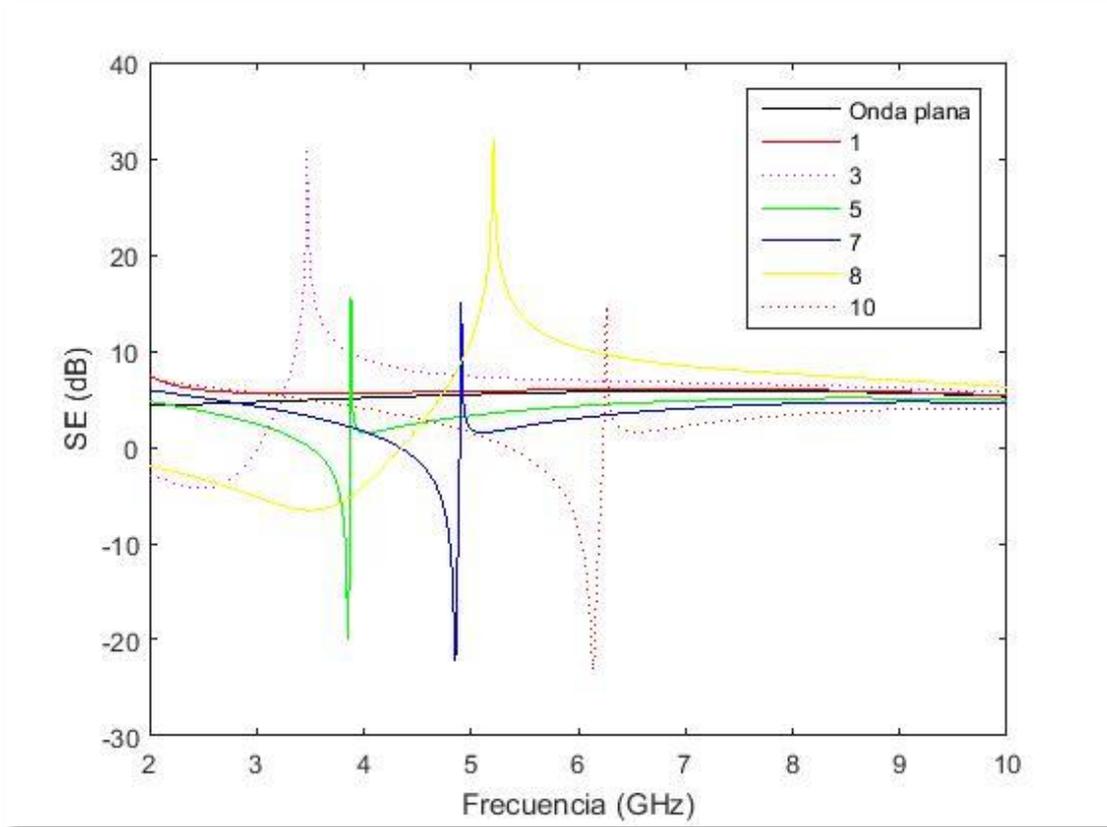


Figura 60: $\epsilon_r=10$ y $\sigma=1$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm³).

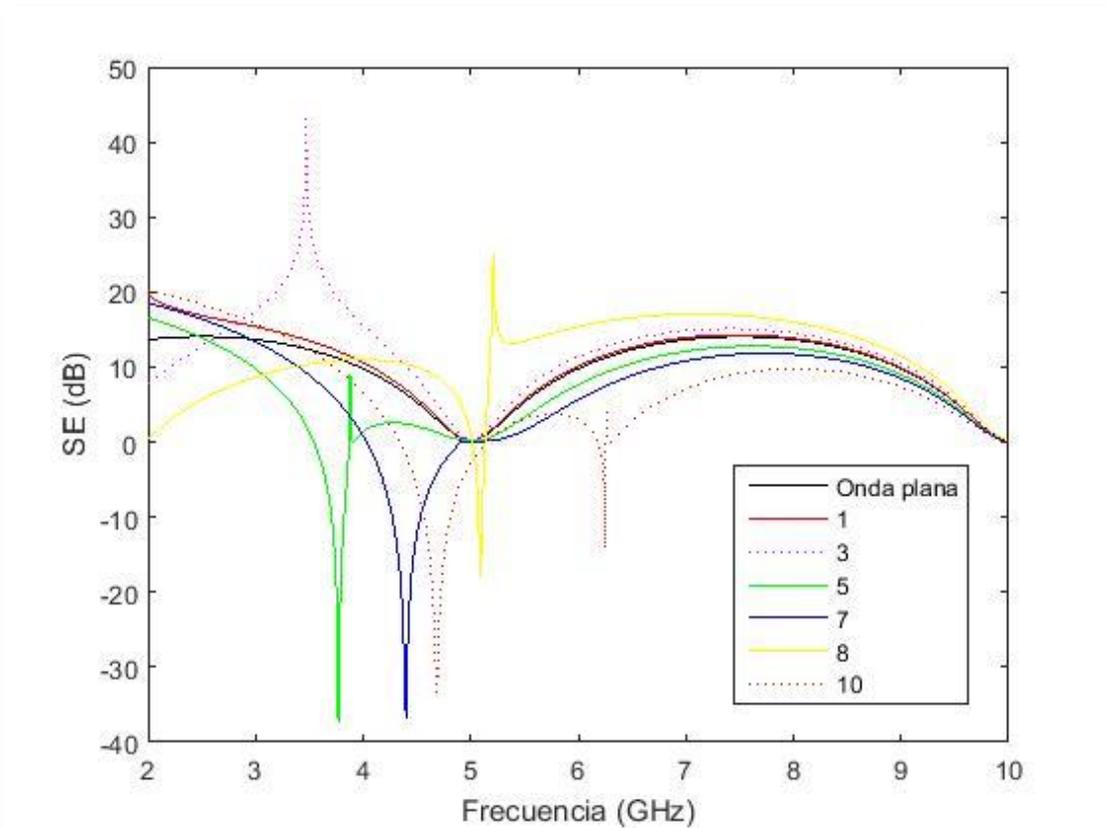


Figura 61: $\epsilon_r=10$ y $\sigma=10$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm³).

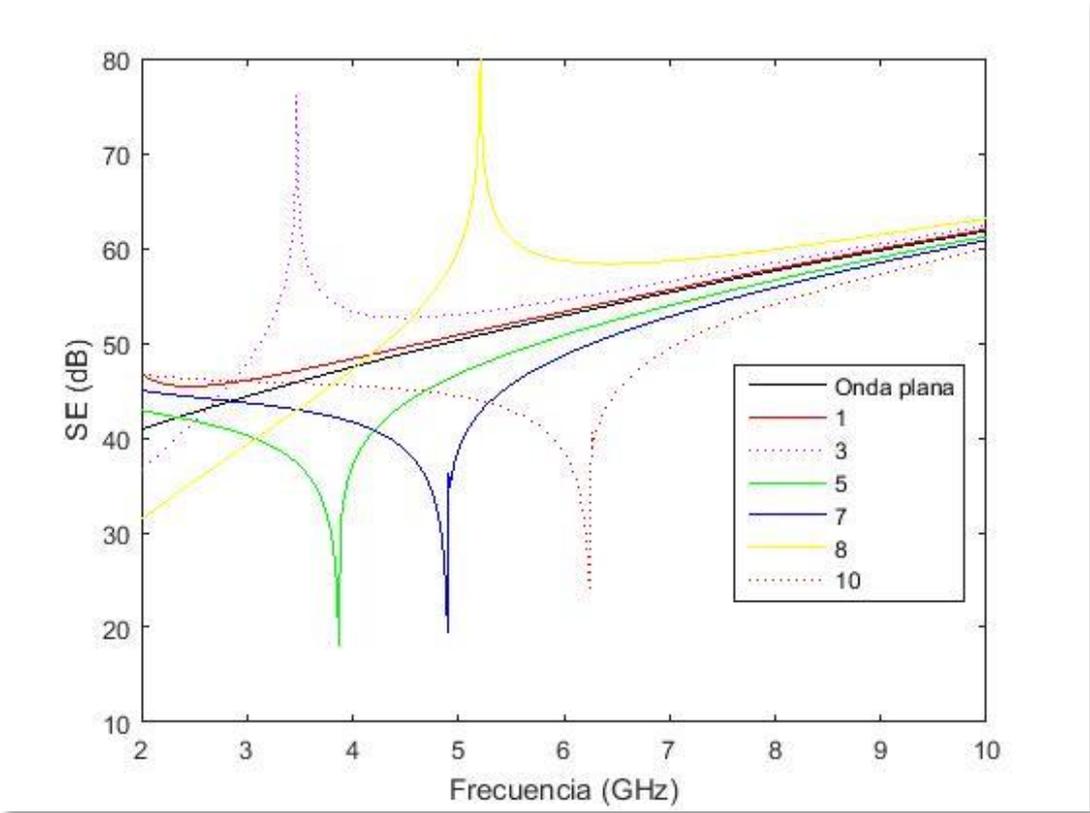


Figura 62: $\epsilon_r=10$ y $\sigma=100$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm³).

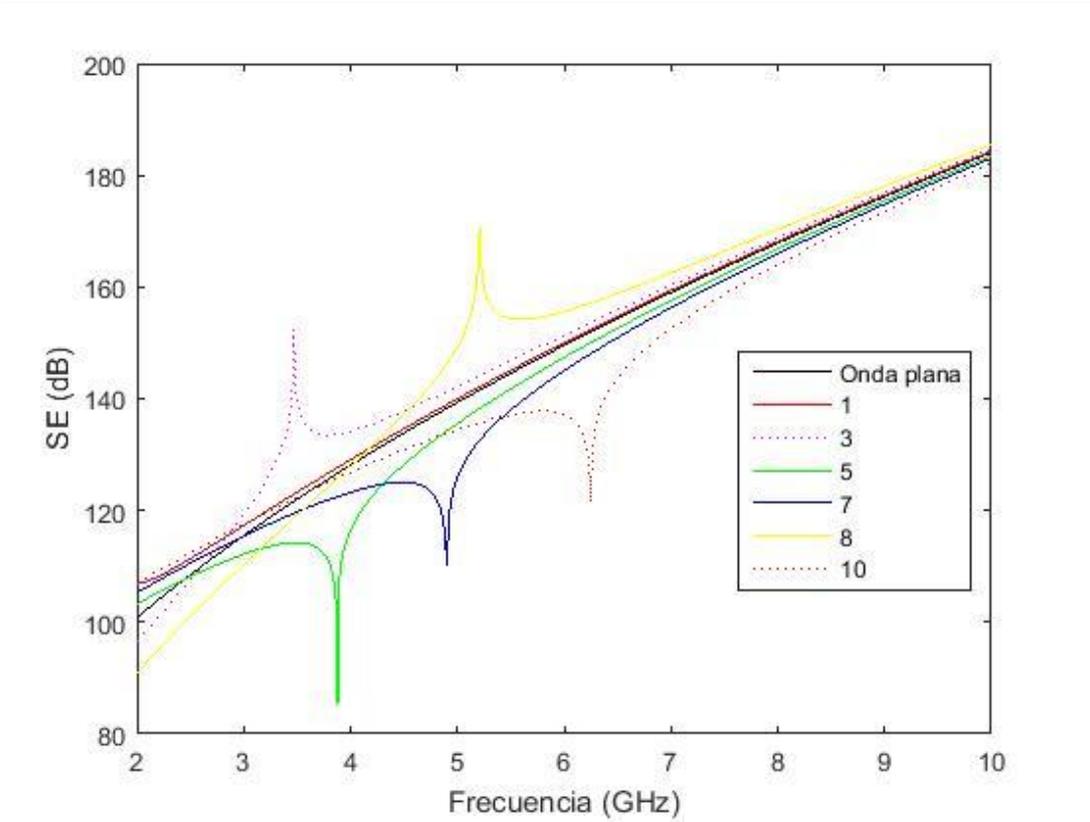


Figura 63: $\epsilon_r=10$ y $\sigma=1000$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm³).

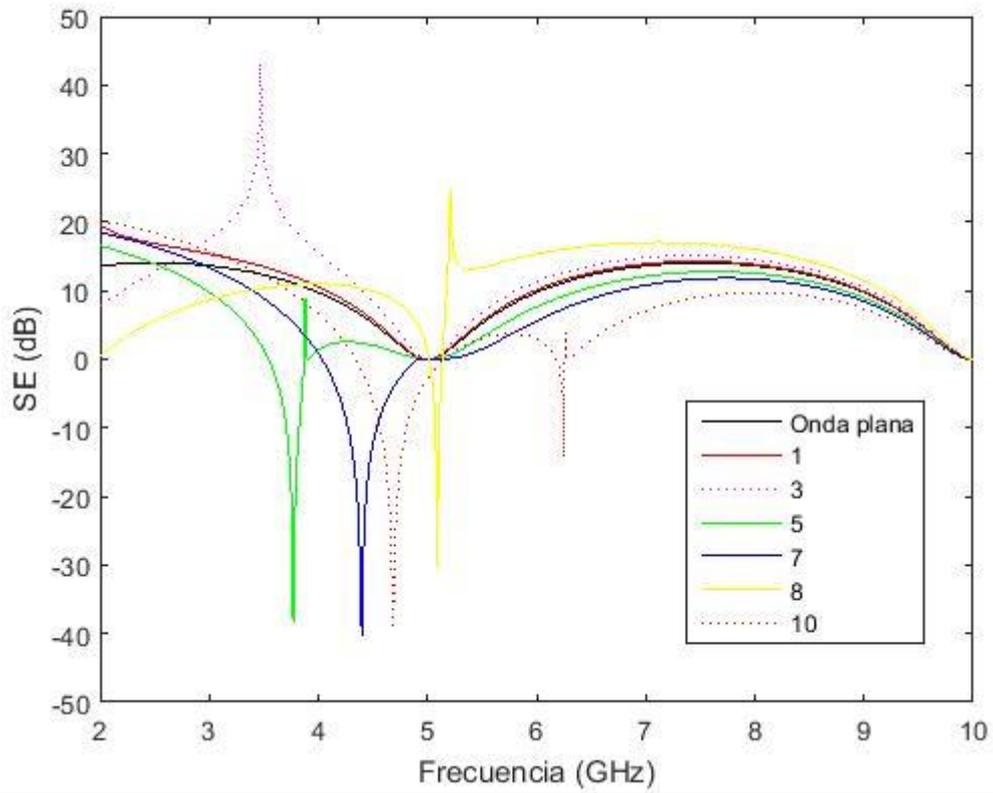


Figura 64: $\epsilon_r=100$ y $\sigma=0$ s/m (Goodfellow $300 \times 300 \times 3 \text{mm}^3$).

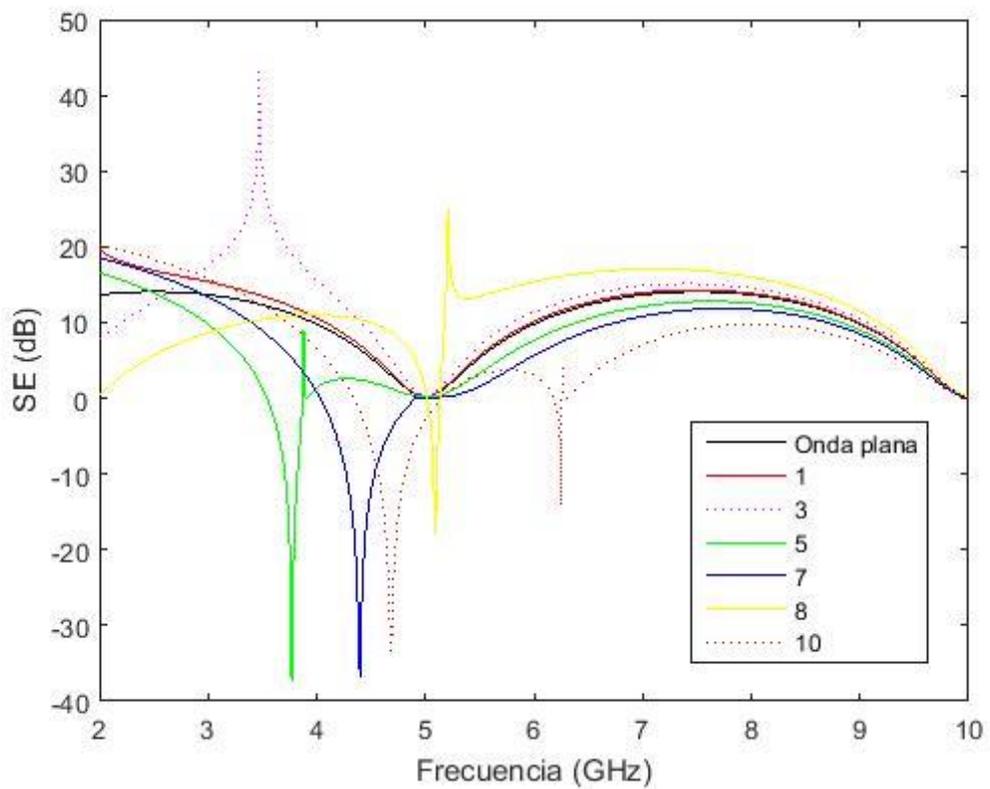


Figura 65: $\epsilon_r=100$ y $\sigma=0.1$ s/m (Goodfellow $300 \times 300 \times 3 \text{mm}^3$).

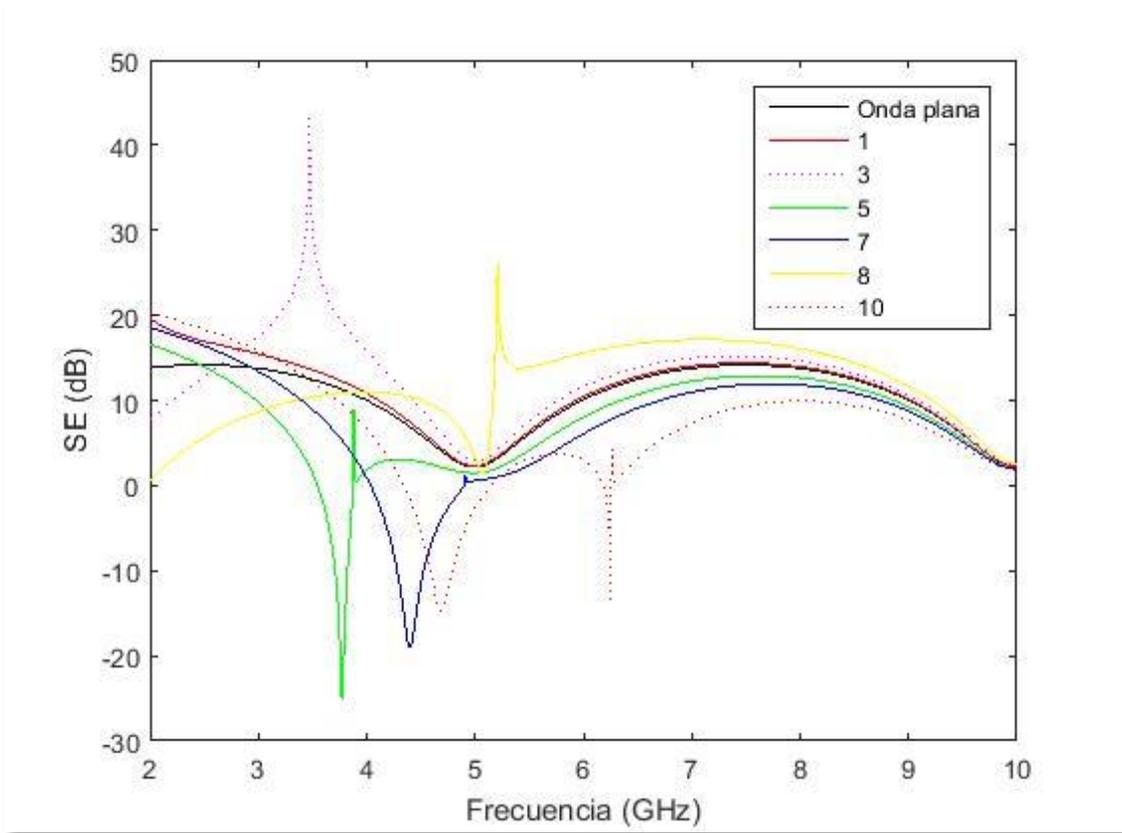


Figura 66: $\epsilon_r=100$ y $\sigma=1$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm³).

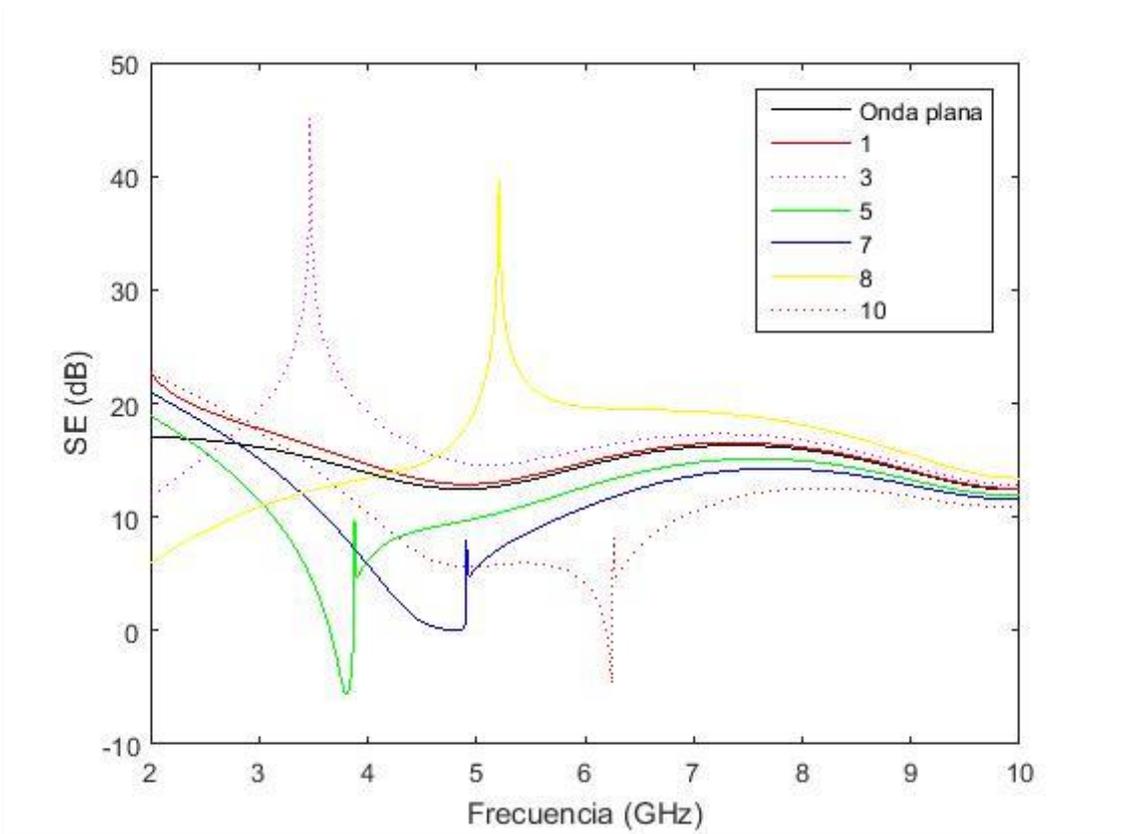


Figura 67: $\epsilon_r=100$ y $\sigma=10$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm³).

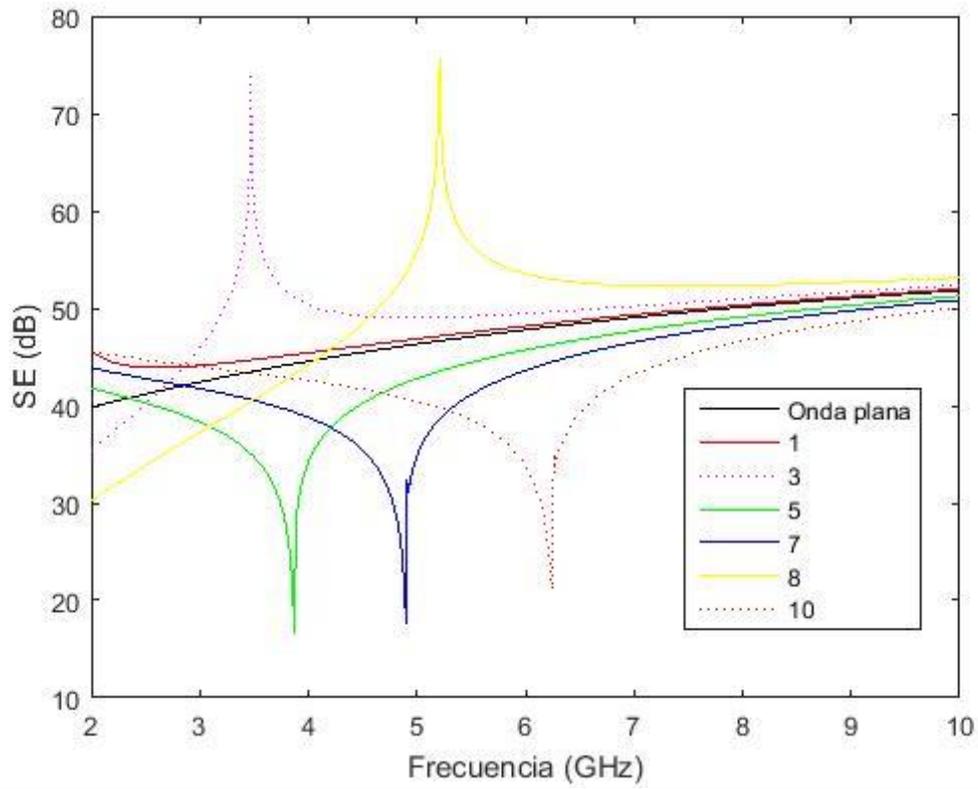


Figura 68: $\epsilon_r=100$ y $\sigma=100$ s/m (Goodfellow $300 \times 300 \times 3 \text{mm}^3$).

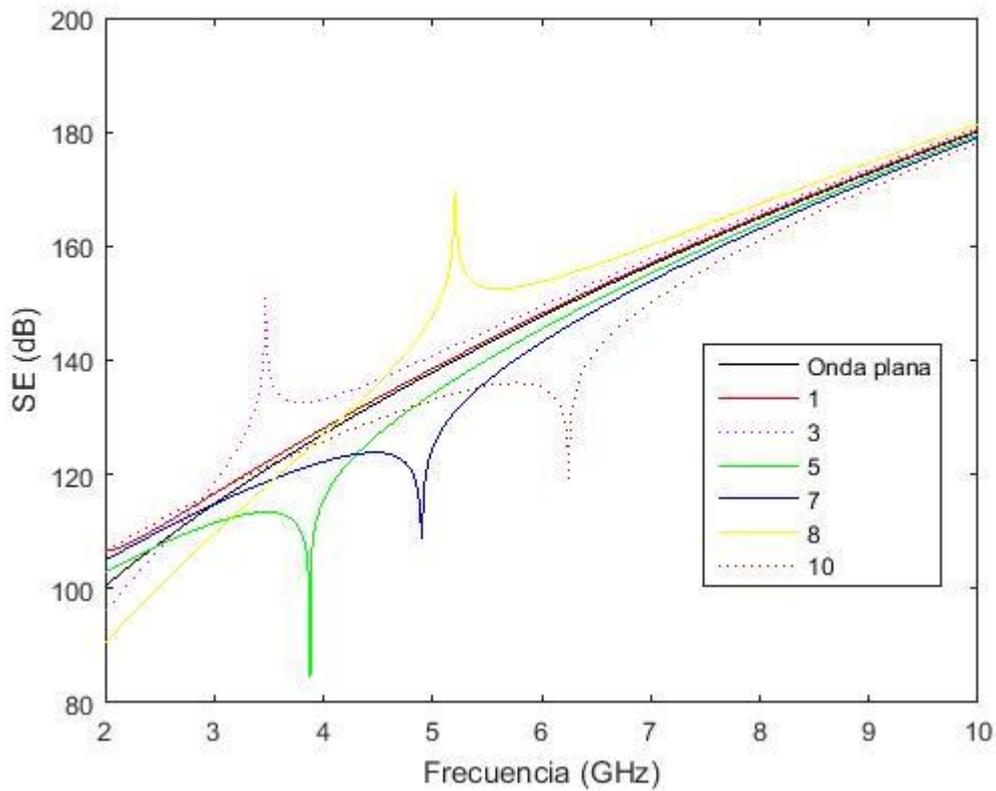


Figura 69: $\epsilon_r=100$ y $\sigma=1000$ s/m (Goodfellow $300 \times 300 \times 3 \text{mm}^3$).

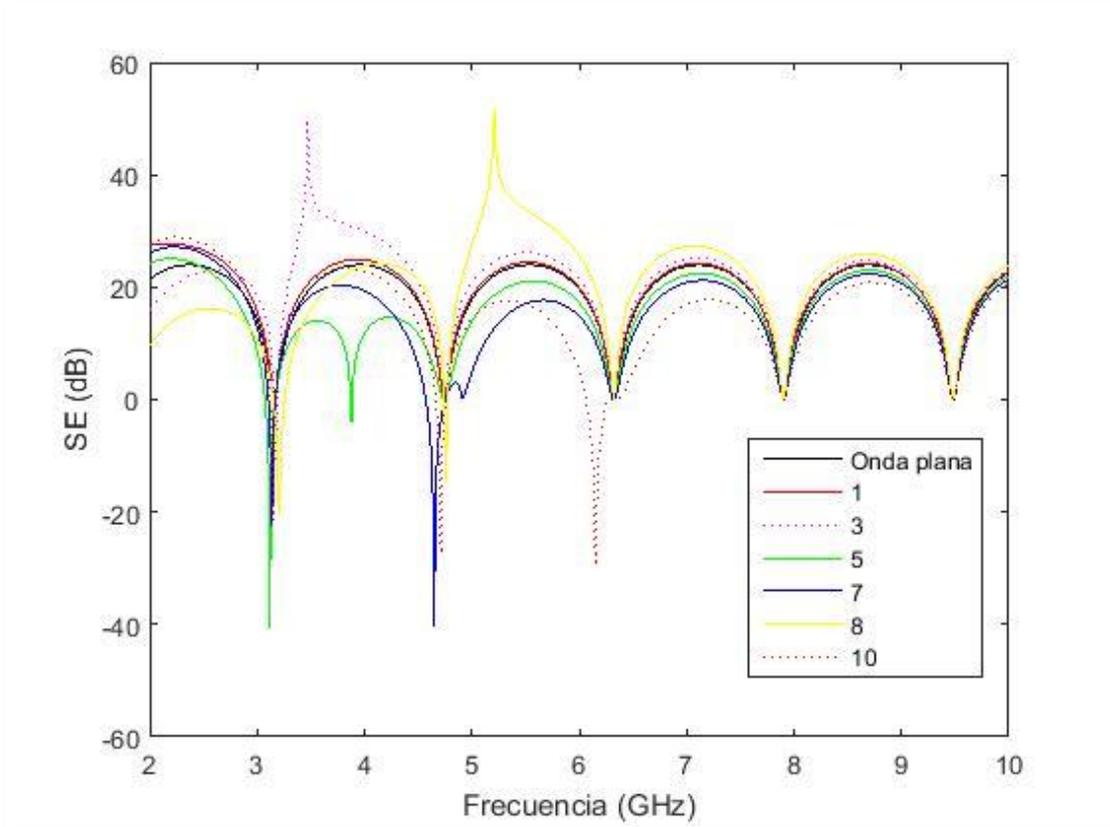


Figura 70: $\epsilon_r=1000$ y $\sigma=0$ s/m (Goodfellow $300 \times 300 \times 3 \text{mm}^3$).

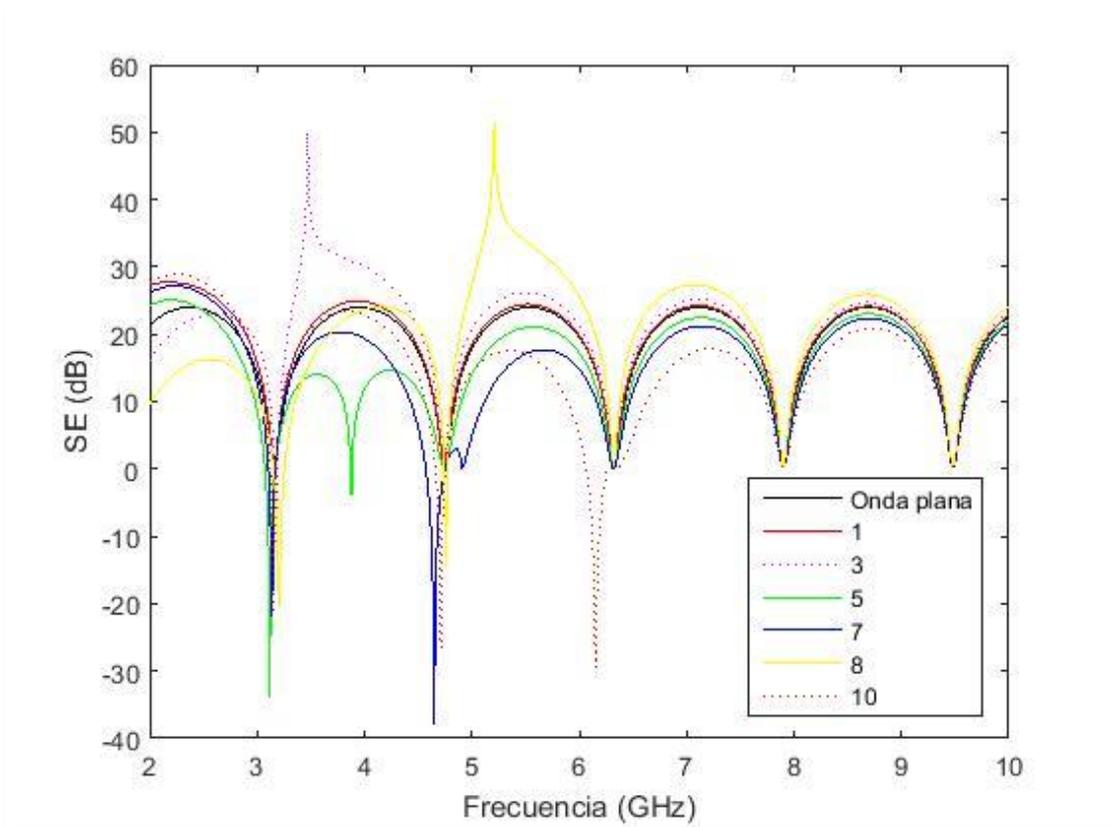


Figura 71: $\epsilon_r=1000$ y $\sigma=0.1$ s/m (Goodfellow $300 \times 300 \times 3 \text{mm}^3$).

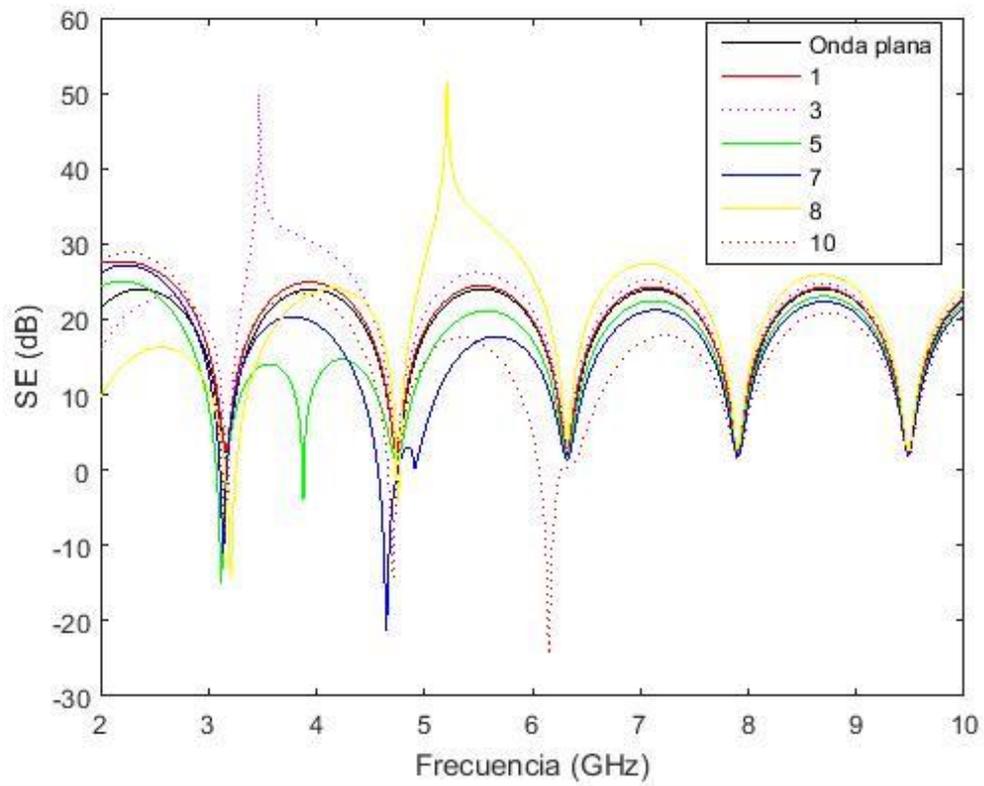


Figura 72: $\epsilon_r=1000$ y $\sigma=1$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm³).

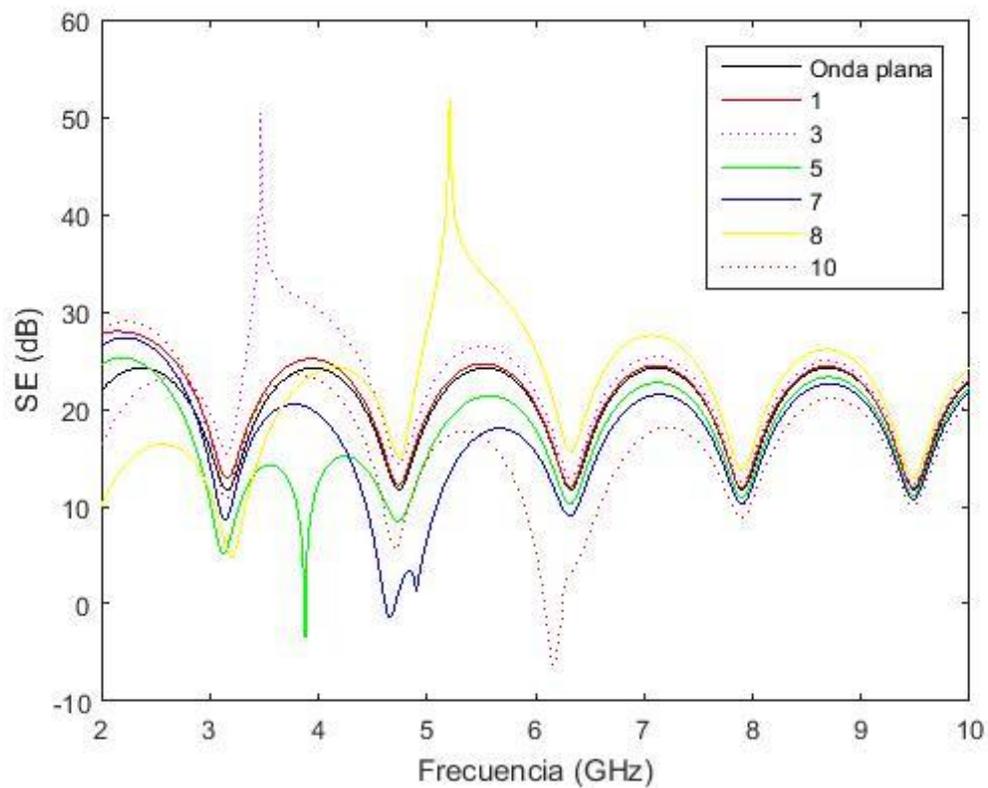


Figura 73: $\epsilon_r=1000$ y $\sigma=10$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm³).

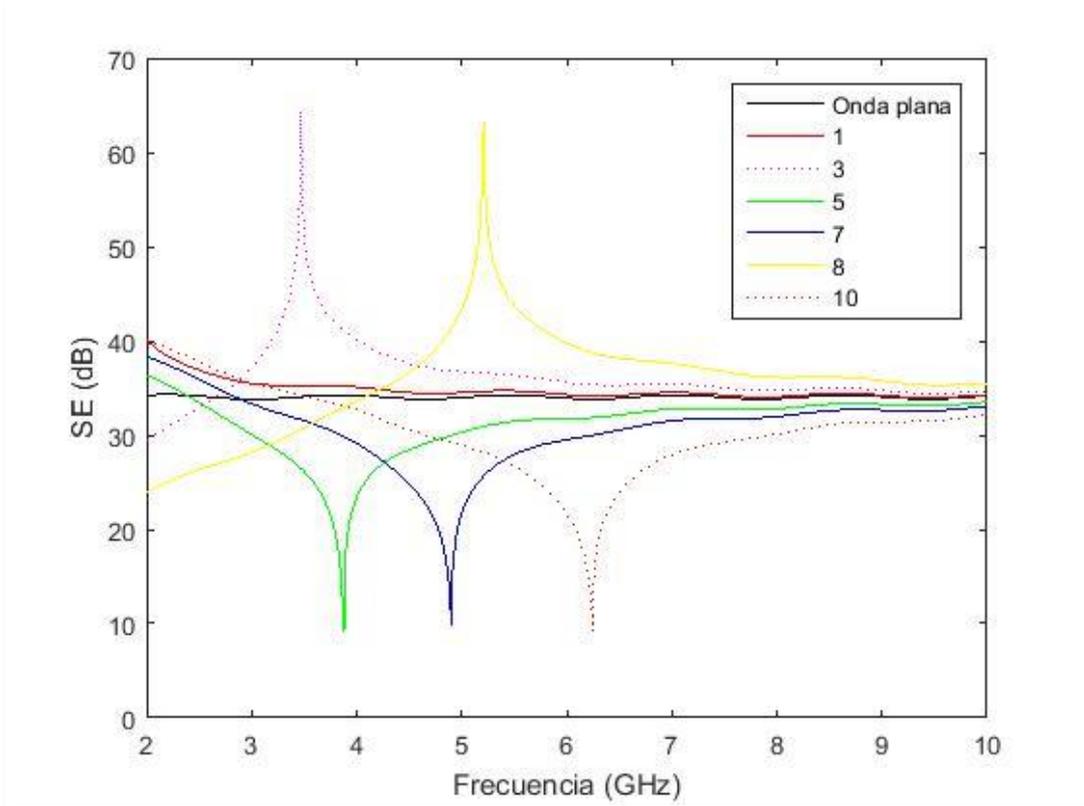


Figura 74: $\epsilon_r=1000$ y $\sigma=100$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm³).

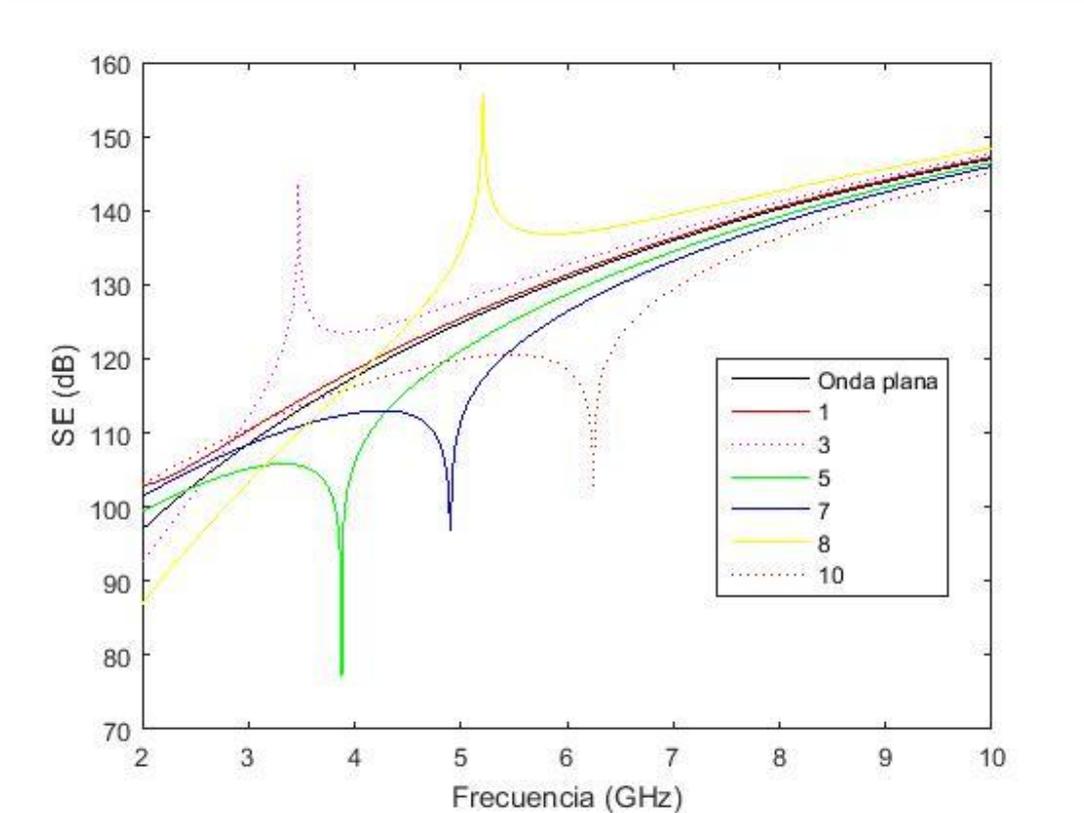


Figura 75: $\epsilon_r=1000$ y $\sigma=1000$ s/m (Goodfellow 300x300x3mm³).

4.2. Medidas.

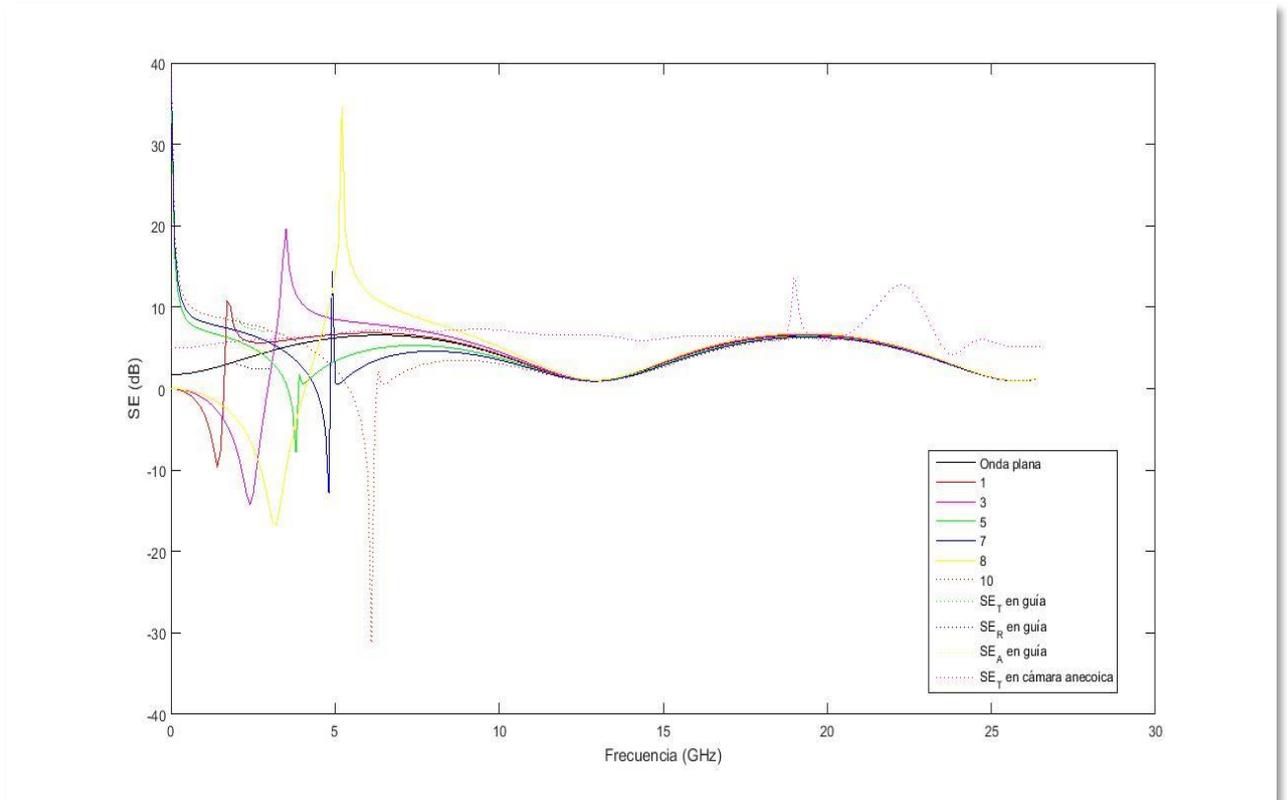


Figura 76: $\epsilon_r = 15$ y $\sigma = 0.39$ s/m, $f = 10$ MHz a 26.5 GHz. Medidas en guía de onda y cámara anecoica con enventanamiento de Hanning (Goodfellow 300x300x3mm³).

Haciendo zoom para poder apreciar claramente las medidas en guía de onda y en cámara anecoica con enventanamiento de Hanning, tenemos:

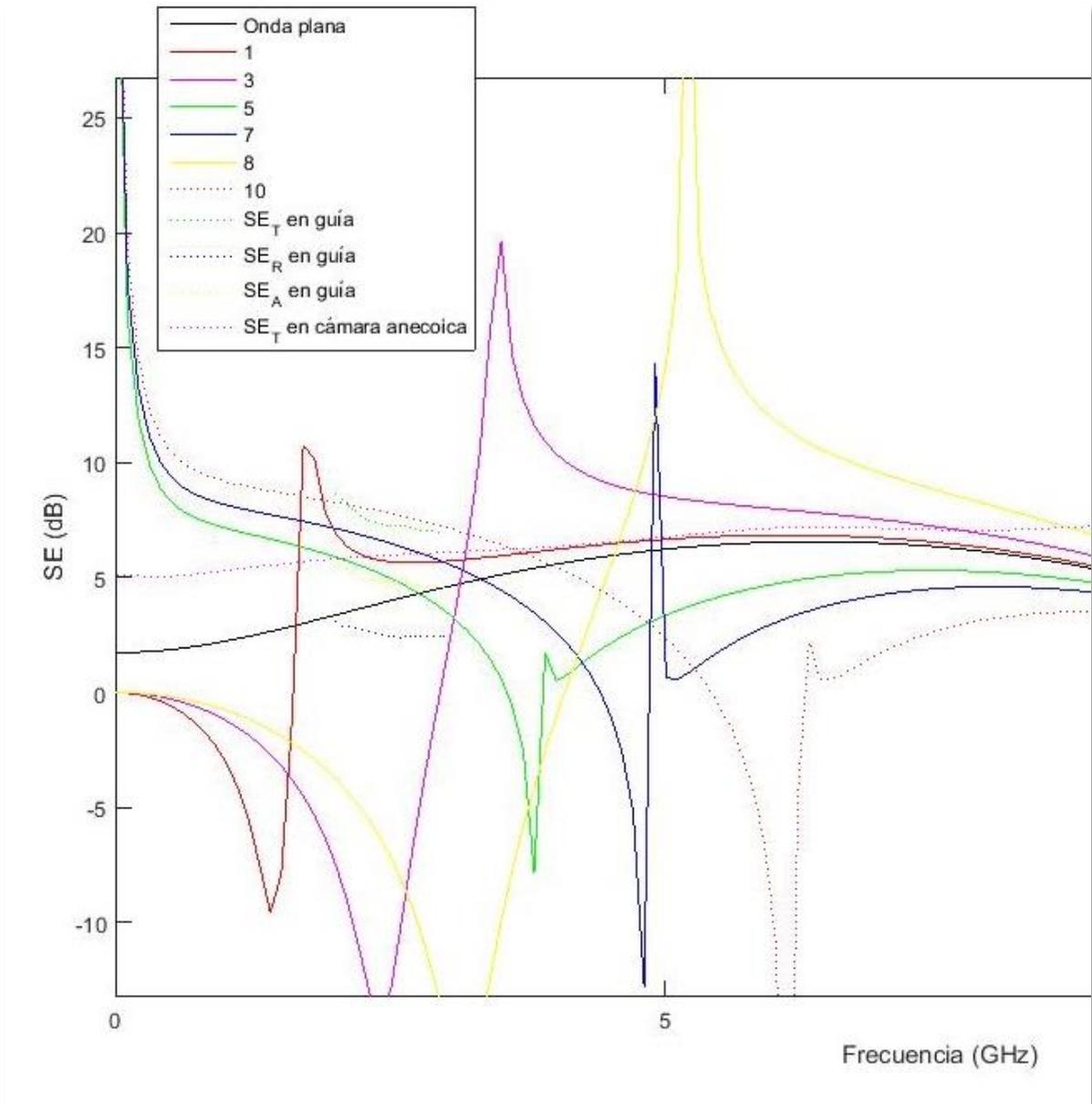


Figura 77: Eficiencia de apantallamiento total, reflejada y absorbida en guía de onda con enventanamiento de Hanning (Goodfellow 300x300x3mm³).

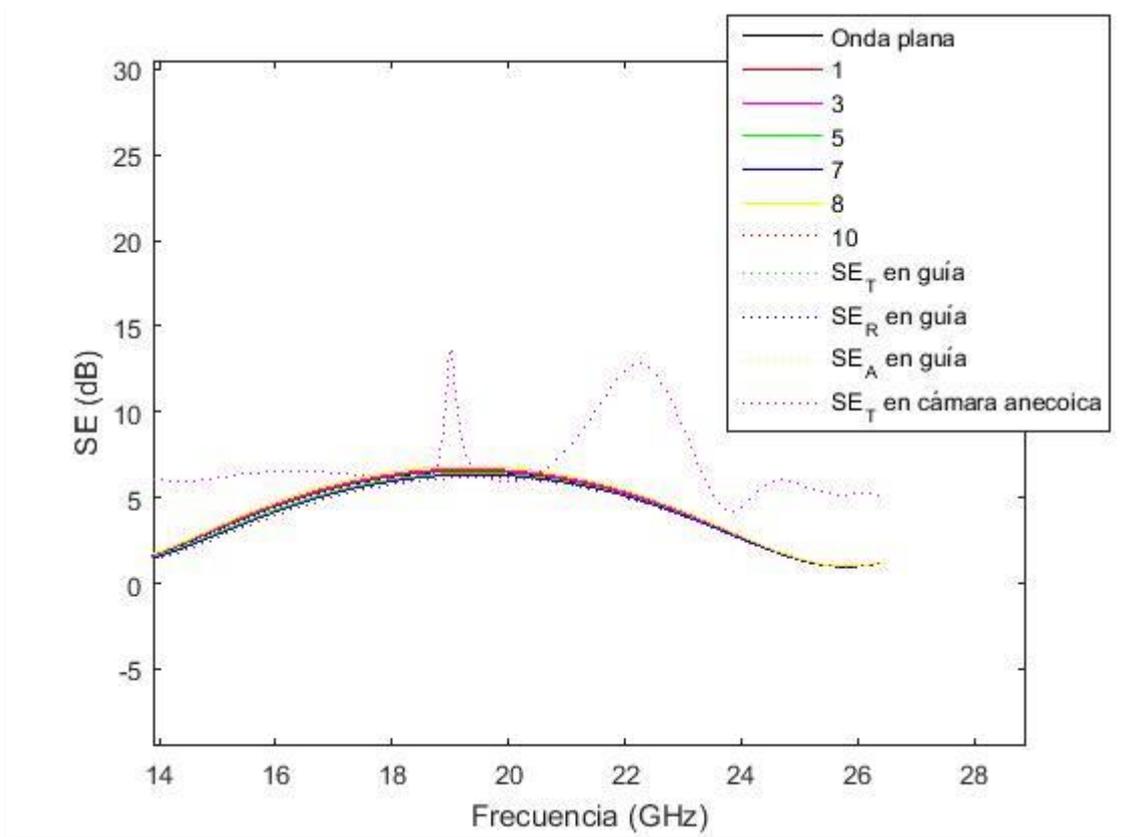


Figura 78: Eficiencia de apantallamiento total en cámara anecoica con enventanamiento de Hanning (Goodfellow $300 \times 300 \times 3 \text{ mm}^3$).

- Medidas en guía de onda y cámara anecoica con distintos enventanamientos:

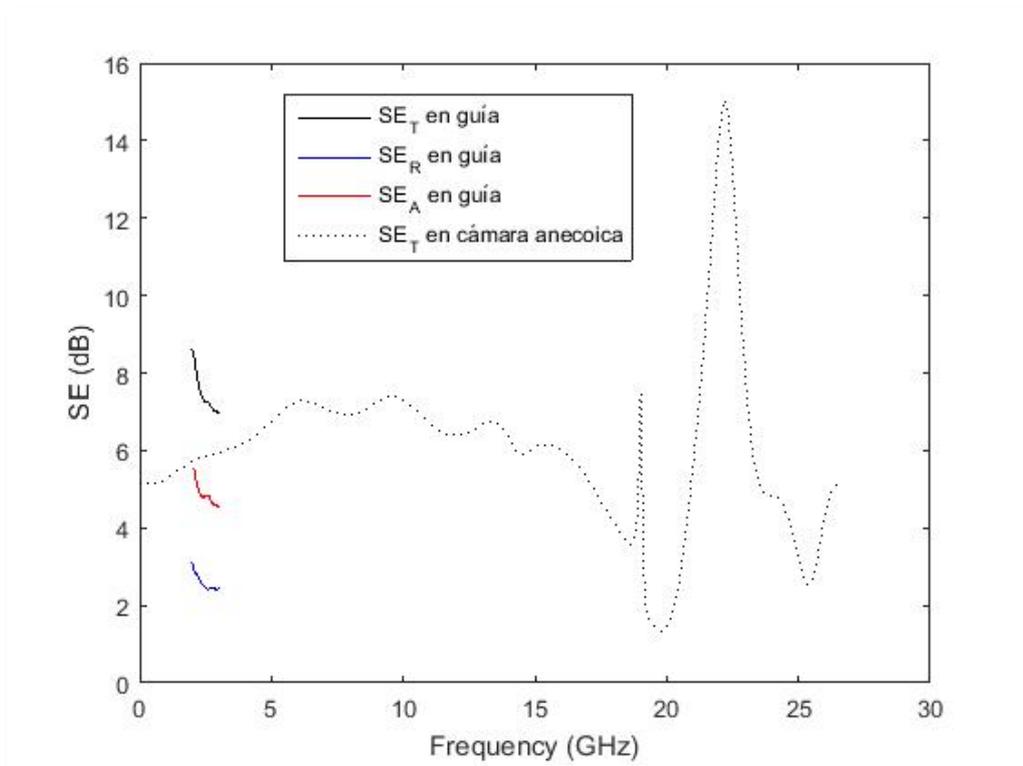


Figura 79: Con enventanamiento rectangular (Goodfellow 300x300x3mm³).

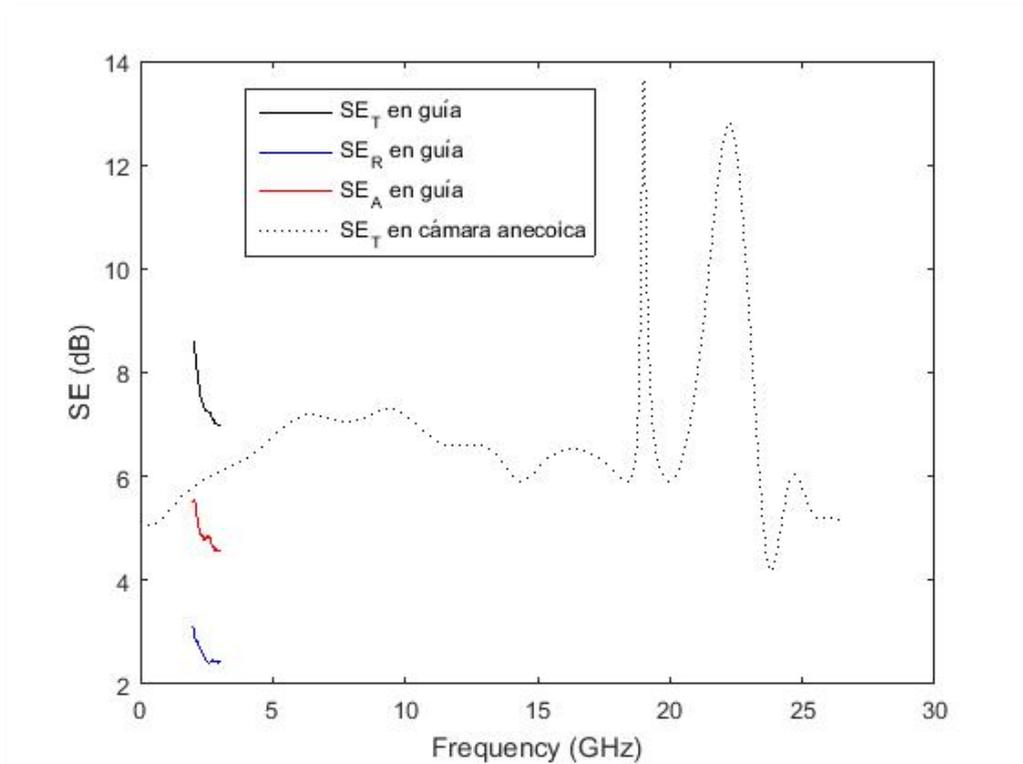


Figura 80: Con enventanamiento de Hanning (Goodfellow 300x300x3mm³).



4.3. Comentarios de los resultados.

En las figuras de la 52 a la 75 (apartado 4.1) se representan la SE para un rango de frecuencias de los 2 GHz a los 10 GHz para onda plana y para los modos 1, 3, 5, 7, 8 y 10. Irán variando la permitividad relativa ϵ_r y la conductividad σ .

En la primera gráfica ($\epsilon_r = 1$ y $\sigma = 0 S/m$) sólo podemos apreciar claramente la onda plana que oscila rápidamente en todo el rango de frecuencias para una SE comprendida entre los valores 0 y $2 * 10^{-15}$. Los distintos modos no se distinguen.

En el resto de gráficas de este apartado vemos que la onda plana conforme la conductividad es mayor, también es mayor la SE. Para los valores de $\sigma = 0, 0.1, 1$ y $10 S/m$ en el caso de $\epsilon_r = 100$, la SE es igual en todos ellos. Igual ocurre para $\epsilon_r = 1000$. Para $\sigma = 100$ y $1000 S/m$ y $\epsilon_r = 1, 10$ y 100 , la SE presenta iguales valores en los tres casos.

Si nos fijamos ahora en la permitividad relativa, vemos que a mayor ϵ_r y misma conductividad la SE aumenta, menos en el caso de $\epsilon_r = 1000$ cuando $\sigma = 100$ y $1000 S/m$ que a diferencia de para el resto de ϵ_r que tendrían los mismos valores, la SE disminuye.

En cuanto a los distintos modos se puede apreciar que para 1 modo las señales son muy parecidas a las de la onda plana. Los modos 3 y 8 también lo son entre ellos y alcanzan los valores máximos de SE e igual para los modos 5, 7 y 10 entre sí alcanzando los mínimos.

Tanto para onda plana como para los distintos modos, las gráficas obtenidas para $\epsilon_r = 1000$ presentan resonancias en la SE.

En la figura 76 (apartado 4.2) se representan además de la onda plana y los distintos modos, las medidas de la SE en guía de onda y en cámara anecoica con eventanamiento de Hanning. Se ha ampliado el rango de frecuencias con respecto a las gráficas anteriores, de los 10 MHz hasta los 26.5 GHz. En este caso la $\epsilon_r = 15$ y la $\sigma = 0.39 S/m$.

Se puede ver que la onda plana alcanza aproximadamente 1.5 dB para 0 GHz y 13 GHz y unos 6 dB para 6 GHz y 19 GHz. Para 1,3 y 8 modos la SE irá creciendo en amplitud y para 5,7 y 10 modos la amplitud también será mayor pero en sentido decreciente. Las medidas de la SE de forma experimental obtenidas en guía de onda y en cámara anecoica con eventanamiento de Hanning que aparecen representadas superpuestas a las anteriores en la misma figura se muestran más visiblemente en la figura 80.

En las figuras 79 y 80 (apartado 4.2) se muestran las medidas de la SE en guía de onda y en cámara anecoica con eventanamiento rectangular y de Hanning respectivamente.

Para el eventanamiento rectangular (figura 79) se aprecia como la SE total en guía de onda y frecuencia de los 2GHz a los 3GHz, tiene un valor de aproximadamente 8.5 dB y 7 dB en dichas frecuencias. Esta SE total es la suma de la SE reflejada y la SE absorbida. La SE reflejada tiene valores 3 dB y 2.5 dB respectivamente para esas frecuencias y la SE absorbida 5.5 dB y 4.5 dB. También podemos observar la SE total en cámara anecoica con valor de 5 dB para los 0 GHz, máximos de 7 dB y 15 dB para frecuencias de 18 GHz y 22.5 GHz y mínimos de 1 dB y 3 dB para 20 GHz y 26 GHz.

Por último, para el eventanamiento de Hanning (figura 80) la SE total en guía de onda, la reflejada y la absorbida tendrían los mismos valores que para el eventanamiento anterior. La



SE total en cámara anecoica toma el valor de 5 dB para los 0 GHz, máximos de 13.5 dB y 12.5 dB para frecuencias de 18 GHz y 22.5 GHz y mínimos de 6 dB y 4.5 dB para 20 GHz y 24 GHz.



5. Conclusiones y líneas futuras.

Las conclusiones más relevantes que se han obtenido de este trabajo son las que se detallan a continuación:

- Se ha propuesto una nueva definición de eficacia de apantallamiento en materiales planares en guía de onda en régimen multimodal que depende del modo con el que se actúe (modo que incide y traspasa la pantalla planar).
- Se puede ver el apantallamiento de las distintas polarizaciones dependiendo de la polarización de cada modo. Esto se observa con el estudio de los distintos parámetros de dispersión S (Parámetros de Scattering) que constituyen la matriz multimodo.
- Se ha establecido las diferencias con los resultados de onda plana para distintos valores de ϵ_r (permitividad) y σ (conductividad) y también se ha visto los resultados para varios modos (1, 3, 5, 7, 8 y 10).
- Se ha observado el comportamiento de polímeros conductivos como el Goodfellow de 3mm de espesor que por sus características tales como su portabilidad, su bajo coste, su control de conductividad simple y su resistencia a la corrosión son buenos candidatos para reemplazar o complementar a los materiales metálicos en lo referente a términos de eficiencia de apantallamiento.
- Se han realizado medidas en cámara anecoica y en guía de onda rectangular de dicho polímero (Goodfellow) con distintos enventanamientos: rectangular y de Hanning, pudiendo comparar ambos casos.

En cuanto a líneas futuras, se prevé ver la influencia de otros valores de la matriz de parámetros multimodal en la definición de apantallamiento teniendo en cuenta las influencias entre modos en reflexión y modos en transmisión.



6. Anexo.

Programa principal

```
f=2e9:1e7:10e9; %Frecuencia de 2GHz a 10 GHz en pasos de 10MHz.
erp=1; %Permitividad eléctrica.
cond=0.1; %Conductividad.
long=0.003 %Espesor lámina.
l1=0.1;
l2=0.1;
%Número de modos.
modos=10;

a1= 0.08636;
b1=a1/2;
fi=f(1);
ff=f(end);
nfrec=length(f);
problema=1;

eo=1e-9/(36*pi); %Permitividad en el vacío.
uo=4*pi*1e-7; %Permeabilidad en el vacío.
lambda=3e8./f; %Longitud de onda.
w=2.*pi.*f; %Frecuencia angular.

[f, se]=pantalla(long,0,f,0,1,erp,cond,1,0);
plot(f*1e-9,se,'k')

a=[a1 a1 a1];
b=[b1 b1 b1];
L=[l1 long l2];

acum=zeros(1,length(f));
acumv=zeros(1,length(f));
for i=1:length(f)
    er1(i)=1;
    er2(i)=erp-li*cond./(eo.*2*pi*f(i));
    [s11h1 s12h1 s21h1 s22h1]=mdg_gea_calculos([0.08636
0.08636],[0.08638/2 0.08638/2] , [l1 long/2],0,0,[modos
modos],f(i),f(i),1,1,er1(i),er2(i));
    [s11h2 s12h2 s21h2 s22h2]=mdg_gea_calculos([0.08636
0.08636],[0.08638/2 0.08638/2] , [long/2 l2],0,0,[modos
modos],f(i),f(i),1,1,er2(i),er1(i));

    [s11h1v s12h1v s21h1v s22h1v]=mdg_gea_calculos([0.08636
0.08636],[0.08638/2 0.08638/2] , [l1 long/2],0,0,[modos
modos],f(i),f(i),1,1,1,1);
    [s11h2v s12h2v s21h2v s22h2v]=mdg_gea_calculos([0.08636
0.08636],[0.08638/2 0.08638/2] , [long/2 l2],0,0,[modos
modos],f(i),f(i),1,1,1,1);

    SH1{1,1}=s11h1;
    SH1{1,2}=s12h1;
    SH1{2,1}=s21h1;
    SH1{2,2}=s22h1;
```



```
SH2{1,1}=s11h2;
SH2{1,2}=s12h2;
SH2{2,1}=s21h2;
SH2{2,2}=s22h2;

SH1V{1,1}=s11h1v;
SH1V{1,2}=s12h1v;
SH1V{2,1}=s21h1v;
SH1V{2,2}=s22h1v;

SH2V{1,1}=s11h2v;
SH2V{1,2}=s12h2v;
SH2V{2,1}=s21h2v;
SH2V{2,2}=s22h2v;

SHOLDER=matriz_st_mm(SH1,SH2);
SHOLDERV=matriz_st_mm(SH1V,SH2V);

S11Holder(i)=SHOLDER{1,1}(1,1);
S12Holder(i)=SHOLDER{1,2}(1,1);
S21Holder(i)=SHOLDER{2,1}(1,1);
S22Holder(i)=SHOLDER{2,2}(1,1);

S11Holderv(i)=SHOLDERV{1,1}(1,1);
S12Holderv(i)=SHOLDERV{1,2}(1,1);
S21Holderv(i)=SHOLDERV{2,1}(1,1);
S22Holderv(i)=SHOLDERV{2,2}(1,1);

S21Holder3_33(i)=SHOLDER{2,1}(3,3);
S21Holderv3_33(i)=SHOLDERV{2,1}(3,3);
S21Holder3_32(i)=SHOLDER{2,1}(3,2);
S21Holderv3_32(i)=SHOLDERV{2,1}(3,2);
S21Holder3_31(i)=SHOLDER{2,1}(3,1);
S21Holderv3_31(i)=SHOLDERV{2,1}(3,1);

%Para 5 modos.
S21Holder5_55(i)=SHOLDER{2,1}(5,5);
S21Holderv5_55(i)=SHOLDERV{2,1}(5,5);

%Para 7 modos.
S21Holder7_77(i)=SHOLDER{2,1}(7,7);
S21Holderv7_77(i)=SHOLDERV{2,1}(7,7);

%Para 8 modos.
S21Holder8_88(i)=SHOLDER{2,1}(8,8);
S21Holderv8_88(i)=SHOLDERV{2,1}(8,8);

%Para 10 modos.
S21Holder10_1010(i)=SHOLDER{2,1}(10,10);
S21Holderv10_1010(i)=SHOLDERV{2,1}(10,10);

for cont=1:modos
    acum(i)=acum(i).^2+SHOLDER{2,1}(cont,cont).^2;
    acumv(i)=acumv(i).^2+SHOLDERV{2,1}(cont,cont).^2;
end

end
```



hold on

```
plot(f*1e-9,20.*log10(abs(S21Holderv)./abs(S21Holder)), 'r')

%Para 3 modos.
%plot(f*1e-
9,10.*log10((abs(S21Holderv3_33).^2+abs(S21Holderv3_32).^2+abs(S21Holderv3_31).^2)./(abs(S21Holder3_33).^2+abs(S21Holder3_32).^2+abs(S21Holder3_31).^2)), 'c')
plot(f*1e-
9,10.*log10((abs(S21Holderv3_33).^2)./(abs(S21Holder3_33).^2)), 'm:')
%Para 5 modos.
plot(f*1e-
9,10.*log10((abs(S21Holderv5_55).^2)./(abs(S21Holder5_55).^2)), 'g')
%Para 7 modos.
plot(f*1e-
9,10.*log10((abs(S21Holderv7_77).^2)./(abs(S21Holder7_77).^2)), 'b')
%Para 8 modos.
plot(f*1e-
9,10.*log10((abs(S21Holderv8_88).^2)./(abs(S21Holder8_88).^2)), 'y')
%Para 10 modos.
plot(f*1e-
9,10.*log10((abs(S21Holderv10_1010).^2)./(abs(S21Holder10_1010).^2)), 'r:')

xlabel('Frecuencia (GHz)')
ylabel('SE (dB)')
legend('Onda plana','1','3','5','7','8','10')
% %Acumulacion de modos en lineal
% plot(f,10.*log10(abs(accumv)./abs(accum)), 'k:')

figure(2)

load goodfellow %Carga goodfellow

se=10.*log10(1./abs(s21).^2); %Eficiencia de apantallamiento total en
guía de onda.

ser=10.*log10(1./(1-abs(s11).^2)); %Eficiencia de apantallamiento
reflejada en guía de onda.
sea=10.*log10((1-abs(s11).^2)./(abs(s21).^2)); %Eficiencia de
apantallamiento absorbida en guía de onda.

plot(freq.*1e-9,se,'k')
hold on
plot(freq.*1e-9,ser,'b')
plot(freq.*1e-9,sea,'r')

xlabel('Frequency (GHz)')
ylabel('SE (dB)')

hold on

plot(f.*1e-9,20.*log10(abs(S21Holderv)./abs(S21Holder)), 'k:')
xlabel('Frecuencia (GHz)')
ylabel('SE (dB)')
legend('SE medido en guía','SE_R en guía','SE_A en guía','Onda plana
simulada')
```



7. Referencias.

- [1] Artículo sobre materiales compuestos para el apantallamiento electromagnético *'Nanostructured composite materials for electromagnetic interference shielding applications'*.
- [2] Artículo sobre el diseño de apantallamientos de sistemas electrónicos *"Diseño de Apantallamientos para Sistemas Electrónicos frente a Interferencias Radiadas"*.
- [3] Artículo sobre el desarrollo de aparatos para la eficacia de apantallamiento electromagnético a GHz de banda de frecuencias *'Development of Apparatus for Measuring Electromagnetic Shielding Effectiveness at GHz Frequency Band'*.
- [4] Artículo sobre materiales compuestos para el apantallamiento electromagnético *'Broadband Electromagnetic Absorbers Using Carbon Nanostructure-Based Composites'*.
- [5] Artículo sobre el cálculo de la eficacia de apantallamiento en cavidades rectangulares *'Calculation of Shielding Effectiveness of an Apertured Rectangular Cavity Against Planar Electromagnetic Pulses'*.
- [6] Artículo sobre medidas de eficiencia de apantallamiento utilizando una cámara de reverberación *'Shielding Effectiveness Measurements using a Reverberation Chamber'*.
- [7] Artículo sobre mediciones y análisis de propiedades de apantallamiento electromagnético de Sidi-Mohamed Benhamou, Antonio José Lozano Guerrero, Alejandro Díaz-Morcillo, Antonio Alberó Ortiz y Mohamed Hamouni *'Measurements and Analysis of Electromagnetic Shielding Properties of a Conductive Polymer Double Shield'*.
- [8] Transparencias sobre apantallamiento electromagnético en materiales planares *'Electromagnetic Shielding: Principles of Shielding of Planar Materials and Shielding of Enclosures.'*
- [9] Apuntes de apantallamiento electromagnético.
- [10] Blindaje y apantallamiento de los campos electromagnéticos.
<http://www.radiansa.com/contaminacion-electromagnetica/campos-electromagneticos/blindaje-electromagnetico.htm>
- [11] *"Apuntes de fundamentos de microondas 1,4º E.T.S.I. Telecomunicación Universidad de Málaga"* de Carlos García Argos.



[12] Libro de la asignatura “Transmisión por Soporte Físico” realizado por profesores de la UPCT”*Líneas de transmisión y circuitos pasivos de microondas*”.

[13] “*Capítulo 1. Propagación de las Ondas Planas Uniformes*”.

[14] Apuntes de Ondas planas, circulares y esféricas.

[15] Campos y ondas. Facultad de Ingeniería Universidad Nacional de la Plata Argentina “*Ondas planas*”.

[16] “*Capítulo 1. Propagación de ondas planas*”.

[17] “*Ondas Planas*” de J. E. Page de la Vega y C. Camacho Peñalosa de la Universidad Politécnica de Madrid.

[18] Velocidad de fase y velocidad de grupo

http://www.sc.ehu.es/sbweb/fisica_/ondas/interfer/dispersivo/dispersivo.html

[19] “*Tema 4. Estudio de ondas planas homogéneas*” de Miguel Ángel Solano Vérez.

[20] Apuntes de polarización.

[21] Apuntes de onda incidente en discontinuidades planas “*Incidencia normal sobre discontinuidades planas.*”

[22] “*Tema 3. Guías de Onda y Líneas de Transmisión*” de José A. Pereda del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria.

[23] “*Modos de propagación en guías de ondas circulares*”.

[24] “Análisis y mediciones de los parámetros de dispersión o Scattering parameters en un cuadripolo o en una red de n puertos (multipolo)” Ingeniero Juan C. Colombo de la Universidad Tecnológica Nacional de Tucumán. “*Medición de parámetros de dispersión “S”*”.

[25] Analizador de espectros.

https://www.rohde-schwarz.com/es/inicio_48230.html

[26] ¿Qué es una cámara anecoica?

<http://aislacustic.com/que-es-una-camara-anecoica/>



[27] Poliestireno conductor de alto impacto Goodfellow, $300 \times 300 \times 3 \text{ mm}^3$.

<http://www.goodfellow.com/sp/>