



Trabajo Fin de Máster

Diseño y construcción de un sistema de medida
de la atenuación de señales de radiofrecuencia en
vidrios de control solar

Design and construction of a measurement
system for the attenuation of RF signals through
energy efficient glass

Autora:

Rocío Chueca Lasheras

Directores:
Íñigo Salinas Áriz
Raúl Alcain Ruiz

Escuela de Ingeniería y Arquitectura
2019

Resumen

Este trabajo fin de máster se enmarca dentro del proyecto FOTOFREC del Grupo de Tecnologías Fotónicas y Ariño Duglass y pretende abordar el reto de la atenuación de señales de radiofrecuencia en vidrios de control solar y bajo emisivos.

Para solucionar este problema se propone el desarrollo de superficies selectivas en frecuencia (FSS) sobre vidrios arquitectónicos y de transporte. Para poder caracterizar este tipo de superficies, se procede a diseñar y evaluar un sistema para medir la atenuación de las señales en el rango de frecuencias de comunicaciones móviles en vidrios.

El sistema propuesto está basado en una guía de ondas rectangular con dos adaptadores coaxial-guía que actúan como transmisor y receptor. Estos adaptadores están diseñados para excitar el modo fundamental de la guía (TE_{10}), y se optimizan para el rango 800-2000 MHz mediante la variación del tamaño y posición de una sonda coaxial.

Los resultados obtenidos permiten concluir que el sistema diseñado permite caracterizar los distintos tipos de FSS consiguiéndose una mejora notable respecto al sistema de medida anterior basado en cámara anecoica.

Palabras clave: guía de ondas, vidrio de control solar, radiofrecuencia, atenuación, FSS, adaptador coaxial-guía

Abstract

This Master Thesis is part of FOTOFREC project in collaboration with the Photonic Technologies Group and Ariño Duglass that aims to deal with the challenge of the attenuation of RF signals in energy efficient glass.

To solve this problem, the development of frequency selective surfaces (FSS) in architectural and transport glass is proposed. To characterize these surfaces, we proceed to design and evaluate a system for measuring the attenuation of signals in the mobile communications frequency range.

The proposed system is based on a rectangular waveguide with two coaxial-waveguide adapters acting as transmitter and receiver. These adapters are designed to excite the fundamental mode of the waveguide (TE_{10}). They are optimized for the 800-2000 MHz range by varying the size and position of a coaxial probe.

The results obtained allow to conclude that the designed system is able to characterize different types of FSS, achieving a significant improvement with respect to the previous measurement system based on an anechoic chamber.

Keywords: waveguide, solar control glass, RF, attenuation, FSS, coax to waveguide adapter

Agradecimientos

Me gustaría dar las gracias a mis directores Íñigo Salinas y Raúl Alcain, por su paciencia y dedicación en este proyecto, por haberme ayudado a crecer y a progresar en mi forma de trabajar y de resolver los problemas que han ido surgiendo.

A Carlos Heras y a mis compañeros de laboratorio por ayudarme y apoyarme durante el desarrollo de este Trabajo Fin de Máster así como al resto de integrantes del Grupo de Tecnologías Fotonicas.

A mi familia, en especial a mis padres, por haber estado siempre a mi lado y no dejar que me desanimara. Si he llegado hasta aquí es, sobre todo, gracias a ellos.

También me gustaría acordarme de mis compañeros de Máster, por todos esos momentos que hemos compartido entre las cuatro paredes del Ada Byron que nos han hecho ser más fuertes.

A mis amigos, por estar a mi lado siempre que los he necesitado y, especialmente, a mi pareja, por su apoyo incondicional y por hacer que sonría hasta en los momentos más difíciles.

Índice

Capítulo 1. Introducción.....	1
Contexto y motivación	1
Objetivos	1
Metodología.....	2
Cronograma	2
Organización de la memoria	2
Capítulo 2. Estudio teórico del sistema de medida	3
Introducción.....	3
Análisis de las guías de onda utilizadas.....	4
Adaptador coaxial-guía	5
Sistema completo de medida	14
Capítulo 3. Sistema definitivo y medidas experimentales	23
Descripción del sistema de medida	23
Capítulo 4. Medidas de atenuación en vidrios. Comparativa con un sistema en cámara anecoica....	31
Introducción.....	31
Caracterización de las FSS	31
Caracterización de otros modelos de vidrios de control solar	36
Capítulo 5. Conclusiones y líneas futuras	39
Bibliografía	41
Anexo A: Diagrama de Gantt.....	I
Anexo B: Propiedades de las capas de control solar	III

Índice de figuras

Figura 1: Cámara anecoica	3
Figura 2: Sección guía de ondas rectangular.....	4
Figura 3: Esquema del tramo adaptador coaxial-guía	6
Figura 4: Variación de l con la frecuencia	9
Figura 5: Variación de d con la frecuencia	10
Figura 6: Modelo de Comsol del adaptador sin dieléctrico	11
Figura 7: Modelo de Comsol del adaptador con dieléctico	11
Figura 8: Campo eléctrico E_y simulado en Comsol	11
Figura 9: S_{11} para los modelos de Comsol con y sin dieléctrico ($d = 65$ mm y $l = 100$ mm) ...	12
Figura 10: S_{11} para los modelos de Comsol con y sin dieléctrico ($d = 80$ mm y $l = 120$ mm) .	12
Figura 11. Representación en diagrama de Smith de la adaptación con $l = 80$ mm y $f = 1.2$ GHz, variando los valores de d	13
Figura 12. Representación en diagrama de Smith de la adaptación con $d = 55$ mm y $l = 80$ mm, variando los valores de f	14
Figura 13: Modelo en Comsol del sistema de medida completo.....	14
Figura 14: S_{11} y S_{21} simulados en Comsol para unos valores de d y l concretos	15
Figura 15: Variación de λ_g en función de la frecuencia.....	15
Figura 16: Diagrama de reflexiones en los extremos de la guía	16
Figura 17: Variación de $ V(z) $ con respecto a distintos valores de l	17
Figura 18: Variación de $ V(z) $ con respecto a distintos valores de L	17
Figura 19: S_{21} experimental y S_{21} teórico según expresiones del diagrama de reflexiones ...	18
Figura 20: Resultado de simular en Matlab las resonancias en la guía.	18
Figura 21: Campo E_y para los modos TE_{10} , TE_{20} , TE_{01} , TE_{11} y TM_{11}	19
Figura 22: $S_{21}(\text{dB})$ experimental para los distintos modos que se propagan por la guía hasta 2 GHz	20
Figura 23: $S_{21}(\text{dB})$ simulado para $l = 60$ mm y $d = 55$ mm	20
Figura 24: $S_{21}(\text{dB})$ simulado para $l = 100$ mm y $d = 65$ mm	21
Figura 25: $S_{21}(\text{dB})$ simulado para $l = 130$ mm y $d = 75$ mm	21
Figura 26: Adaptador coaxial-guía rectangular del diseño final	23
Figura 27: Sonda coaxial del adaptador	23
Figura 28: Analizador vectorial de redes utilizado en las medidas experimentales	24
Figura 29: $S_{11}(\text{dB})$ experimental para $d = 75$ mm y distintos valores de l	24
Figura 30: $S_{11}(\text{dB})$ experimental para $d = 65$ mm y distintos valores de l	24
Figura 31: $S_{11}(\text{dB})$ experimental para $d = 55$ mm y distintos valores de l	25
Figura 32: $S_{11}(\text{dB})$ para $d = 55$ mm y $l = 60$ mm	25
Figura 33: $S_{11}(\text{dB})$ para $d = 65$ mm y $l = 95$ mm.....	26
Figura 34: $S_{11}(\text{dB})$ para $d = 75$ mm y $l = 130$ mm.....	26
Figura 35: Sistema de medida completo.....	26
Figura 36: $S_{21}(\text{dB})$ experimental para $d = 55$ mm y $l = 60$ mm	27
Figura 37: $S_{21}(\text{dB})$ experimental para $d = 65$ mm y $l = 95$ mm	27
Figura 38: $S_{21}(\text{dB})$ experimental para $d = 75$ mm y $l = 130$ mm	28

Figura 39: Posiciones de las resonancias en los parámetros S_{11} y S_{21} para el sistema experimental	28
Figura 40: S_{21} promedio de 6 valores de S_{21} con distinta longitud de guía.....	29
Figura 41: S_{21} frente a nivel de fondo	29
Figura 42: Vidrio con capa metálica completa (izda.) y vidrio con FSS con comportamiento paso banda (dcha.)	32
Figura 43: Medida de atenuación del vidrio de capa metálica continua y del vidrio con FSS respecto al vidrio sin capa para el sistema actual (guías de onda)y el anterior (cámara anechoica)	32
Figura 44: Medida de ganancia del vidrio con FSS (cruces)respecto al vidrio con capa metálica para el sistema actual (guías de onda)y el anterior (cámara anechoica).....	33
Figura 45: Vidrio con capa metálica completa (izda) y vidrio con FSS con comportamiento paso bajo (dcha).....	33
Figura 46: Medida de atenuación del vidrio de capa metálica continua y del vidrio con FSS (malla) respecto al vidrio sin capa para el sistema actual (guías de onda)y el anterior (cámara anechoica)	34
Figura 47: Medida de ganancia del vidrio con FSS (malla) respecto al vidrio con capa metálica para el sistema actual (guías de onda)y el anterior (cámara anechoica).....	34
Figura 48: Vidrio con capa metálica completa (izda) y vidrio con FSS paso bajo de líneas de 100 um dcha).....	35
Figura 49: Atenuación del vidrio de capa metálica y del vidrio con FSS de 100 um respecto al vidrio sin capa.....	35
Figura 50: Ganancia de vidrio con FSS de líneas de 100 um respecto al vidrio de capa metálica completa.	35
Figura 51: Atenuación de la FSS de líneas verticales, horizontales y de la capa metálica completa.	36
Figura 52: Atenuación respecto al vidrio convencional de los vidrios de control solar y bajo emisivos DAG70, Super E6, AZO y coloreado normal.	37
Figura 53: Atenuación respecto al vidrio convencional de los vidrios de control solar y bajo emisivos ANG2 incoloro, ANG2 gris, TS30 incoloro y TS30 verde.....	37

Capítulo 1.

Introducción

Contexto y motivación

El trabajo fin de máster (TFM) que aquí se expone se ha realizado dentro del Grupo de Tecnologías Fotónicas (GTF) de la Universidad de Zaragoza y se enmarca dentro del proyecto FOTOFREC, proyecto RETOS-Colaboración solicitado junto con la empresa Ariño Duglass.

El proyecto FOTOFREC pretende abordar dos retos: la reducción de la contaminación atmosférica y de la atenuación de señales de radiofrecuencia, mediante la investigación y desarrollo de distintos acristalamientos y sistema de medida para su caracterización.

Los vidrios de control solar son aquellos que constan de una lámina de vidrio sobre la que se depositan capas metálicas mediante tecnologías de alto vacío. Estos vidrios impiden el paso de aquellas frecuencias del espectro solar (infrarrojo) con más aporte térmico permitiendo así un mejor aislamiento térmico del habitáculo. Sin embargo, con estos vidrios también se atenúan las señales de comunicaciones móviles que ocasionan problemas de cobertura en los trenes de alta velocidad en los que se encuentran.

Como solución a este problema se realizó un diseño de superficies selectivas en frecuencia (FSS) que aumentan la transmisión de las ondas electromagnéticas de las frecuencias de interés mediante la utilización de patrones periódicos en la capa metálica [1] [2]. El diseño de estos vidrios FSS se realizó en un trabajo fin de grado anterior [3] y en colaboración también con la empresa Ariño Duglass.

En este trabajo fin de máster se pretende diseñar un sistema de medida para este tipo de vidrios con el objeto de conocer su respuesta en frecuencia en las bandas de interés para comunicaciones móviles. Para ello se propone un sistema de medida basado en guías de onda.

Objetivos

El objetivo principal de este proyecto es el diseño y la construcción de un sistema de medida de la atenuación de señales de telefonía móvil a través de vidrios de control solar como los utilizados en arquitectura y automoción. Este sistema servirá para evaluar diseños de vidrio con transparencia mejorada en esa región del espectro electromagnético.

Además, se comparará esta técnica de medida con otra en la que se contará con una cámara anecoica y dos antenas Vivaldi (sistema anterior).

Metodología

Para cumplir los objetivos del proyecto se ha realizado el diseño del sistema mediante un estudio teórico y mediante un software de simulación que posteriormente se ha contrastado con los resultados experimentales. Para ello, se han seguido las siguientes fases:

- En primer lugar, se realizará un estudio de las distintas técnicas de medida existentes y, tras seleccionar la o las más adecuadas al problema a resolver, se diseñará un sistema preliminar.
- Posteriormente se llevará a cabo un estudio teórico, incluyendo simulaciones numéricas, que permita elegir los valores más adecuados para los parámetros del diseño.
- Finalmente se construirá un sistema de medida según el diseño realizado, se utilizará para la caracterización de distintas muestras de vidrio y se comparará con las medidas obtenidas con cámara anecoica.
- El proyecto concluirá con la elaboración de la memoria final.

Cronograma

El proyecto contaba con una duración total de 16 semanas a tiempo completo y una asignación temporal concreta para cada una de las tareas que lo componen. La distribución del tiempo invertido se muestra en el diagrama de Gantt incluido en el Anexo A: Diagrama de Gantt

Organización de la memoria

La memoria, además de esta introducción, consta de cinco capítulos y dos anexos:

- Capítulo 2: Estudio teórico del sistema de medida
- Capítulo 3: Sistema definitivo y medidas experimentales
- Capítulo 4: Caracterización de vidrios y comparativa con sistema en cámara anecoica
- Capítulo 5: Conclusiones y líneas futuras
- Anexo A: Diagrama de Gantt
- Anexo B: Propiedades de las capas de control solar

Capítulo 2.

Estudio teórico del sistema de medida

Introducción

Como ya se ha mencionado en el capítulo anterior, el objetivo de este TFM es el diseño y construcción de un sistema de medida de la atenuación en vidrios de control solar.

Para realizar dichas medidas, es necesario contar con un sistema de gran estabilidad y fiabilidad, que nos permita medir vidrios de gran superficie. Existen distintos sistemas que podrían servir para la caracterización de las superficies selectivas en frecuencia.

Un sistema comúnmente utilizado es la cámara anecoica. Se trata de una sala aislada de las condiciones del exterior y recubierta de materiales absorbentes que se encargan de atenuar completamente las reflexiones de las ondas electromagnéticas. Con ello, se consigue emular las condiciones de propagación en espacio libre.

Este sistema fue utilizado para la caracterización de FSS en la realización de un proyecto anterior siguiendo la normativa existente [4]. Se trataba de una cámara anecoica de 2x1x1 metros diseñada para un rango de frecuencias superior al de interés (20 GHz). Por ello, no es adecuada para frecuencias más bajas que las de diseño y habrá reflexiones en las paredes que afectarán a las medidas.

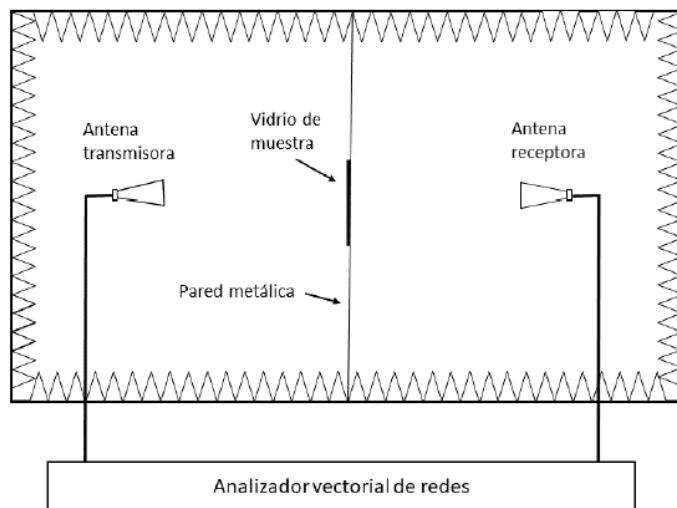


Figura 1: Cámara anecoica

El sistema a diseñar en este trabajo fin de máster pretende ser más preciso en la caracterización de las FSS que el sistema anterior. Por ello, se proponen dos soluciones:

- Un sistema basado en guías de onda donde la señal no es radiada libremente y, por tanto, no existe posibilidad de reflexiones parásitas o multicamino.
- Un sistema basado en cámara anechoica para el rango de frecuencias de 800 MHz a 5 GHz con materiales absorbentes para este rango frecuencial.

En este proyecto se estudia la primera de las dos opciones, la basada en guías de onda. Se ha comenzado por esta opción dado que es la solución más rápida, sencilla y económica. Su principal limitación es el tamaño de las muestras a medir, por lo que en un futuro puede que sea necesario analizar también la segunda posibilidad.

Análisis de las guías de onda utilizadas

Antes de describir en detalle el sistema escogido, se comienza por introducir brevemente los fundamentos teóricos de las guías de ondas rectangulares que se han necesitado para el diseño del sistema.

Se entiende por guía de ondas rectangular a un sistema invariante en dirección z cuya sección se muestra en la Figura 2. Los tipos de modos que se pueden propagar son los modos TE y TM, siendo el modo TE₁₀ el modo fundamental.

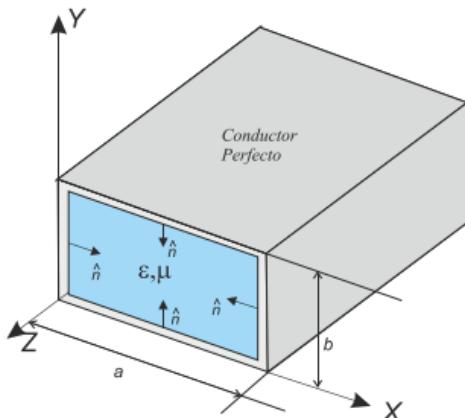


Figura 2: Sección guía de ondas rectangular

Las frecuencias de corte de los distintos modos vienen dadas por la siguiente expresión [5]:

$$f_{c,nm} = \frac{v_p}{2} \sqrt{\left(\frac{n}{a}\right)^2 + \left(\frac{m}{b}\right)^2}$$

donde v_p es la velocidad de propagación y es $v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$ del dieléctrico, en este caso aire. Para el modo fundamental (TE₁₀), la frecuencia de corte es

$$f_{c,10} = \frac{v_p}{2a}$$

que establece el punto a partir del cual la guía de ondas se comporta como tal, ya que por debajo de esta frecuencia no se propagará ningún modo.

En este tipo de estructuras hay un rango de frecuencias en el que sólo se propaga el modo fundamental, es decir, el rango en el que la guía de ondas se comporta como monomodo y, por tanto, en el que comúnmente se trabaja ($f_{c1} < f < f_{c2}$).

Por encima de este rango existen infinitos modos superiores cuyo uso trata de evitarse en aplicaciones de comunicaciones, ya que la diferencia de velocidades de propagación entre los distintos modos puede provocar dispersión en la señal.

Para cada modo, la longitud de onda efectiva en la dirección de propagación se denomina longitud de onda en la guía, y se puede calcular como:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c,nm}}{f}\right)^2}}$$

Si se eligen las dimensiones de la guía de manera que $a \geq 2b$, el segundo modo en aparecer es el TE₂₀. Esta situación es en la que el ancho de banda monomodo es el máximo posible ($\Delta f_{\text{monomodo}} = f_{c\text{TE}10}$). Además, si se escoge el caso $a=2b$, la atenuación es mínima, como se muestra en la expresión siguiente (la atenuación es menor cuanto mayor es b):

$$\alpha_{c\text{TE}10} = \frac{R_m \left[1 + \frac{2b}{a} \left(\frac{f_{c10}}{f} \right)^2 \right]}{Z_{\text{TEM}} b \sqrt{1 - \left(\frac{f_{c10}}{f} \right)^2}}$$

Para este proyecto, y dado el rango de frecuencias de interés (800-2000 MHz), se opta por una longitud a de 20 cm y b de 10 cm, es decir, cumpliendo el principio de que a sea igual a $2b$. Para estas dimensiones, la guía tendrá una frecuencia de corte para el modo fundamental de 750 MHz y será monomodo hasta 1.5 GHz. A partir de 1.5 GHz aparecerán modos superiores pero que no afectarán a las medidas si el tamaño total de la guía no es suficiente como para tener efectos de dispersión.

Adaptador coaxial-guía

Estudio teórico

Para comenzar el diseño del que será nuestro sistema de medida, debemos entender el funcionamiento del adaptador coaxial-guía. Como se pretende optimizar el diseño de dicho elemento la impedancia de la guía debe estar adaptada a la del cable coaxial para una determinada frecuencia.

De este modo el valor de la reflexión (S_{11}) es mínimo en esa frecuencia y la transmisión (S_{21}) es máxima. Cuanto mayor sea el parámetro S_{21} mayor rango dinámico tendrá el sistema de medida y mejor se podrá medir la atenuación de las muestras.

El adaptador consiste en un tramo de guía terminado en cortocircuito (una pared metálica) en el que se inserta una sonda conductora en forma de hilo, orientada en la dirección y . Esta orientación se debe a que el campo eléctrico del modo fundamental está polarizado en esta dirección y , por tanto, es la más adecuada para excitarlo.

La impedancia equivalente del tramo adaptador depende de dos parámetros: la distancia de la sonda al cortocircuito/pared trasera (l) y la parte de la sonda que entra en la guía (d). Para calcular cómo es la relación con estos parámetros se procede al análisis de los campos electromagnéticos en la guía [6] [7] [8] [9].

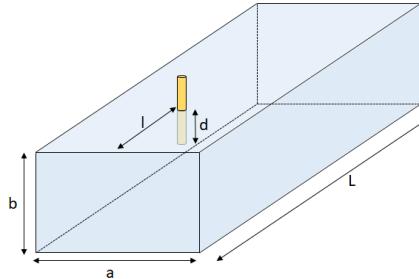


Figura 3: Esquema del tramo adaptador coaxial-guía

Aplicando el teorema de reciprocidad de Lorentz al paralelepípedo de la Figura 3 tenemos que:

$$\int_{S_1+S_2} (E^a \times H^b - E^b \times H^a) \cdot dS + \int_{S_3} (E^a \times H^b - E^b \times H^a) \cdot dS_3 = \int_V (E^b \cdot J^a) \cdot dV$$

Se supone conductor perfecto y que la integración en S_3 puede ser ignorada ya que sólo afectaría la pequeña superficie de la abertura para cada antena. Por ello,

$$\begin{aligned} \int_{S_1} (E^a \times H^b - E^b \times H^a) (-\hat{z}) \cdot dS_1 + \int_{S_2} (E^a \times H^b - E^b \times H^a) \hat{z} \cdot dS_2 \\ = \int_V (E^b \cdot J^a) \cdot dV \end{aligned} \quad (1)$$

Para que este análisis sea más sencillo se supone un diámetro de la sonda infinitesimal y, por tanto, se pasa de una integral de volumen a una integral de línea a lo largo del eje y. Además, suponemos que sólo tenemos el modo fundamental TE_{10} .

Se parte de la idea de que el fragmento de cable actúa como un monopolo $\lambda/4$ cuya distribución de corriente viene dada por la siguiente expresión:

$$I = I_0 \cdot \operatorname{sen}(k_0(y))$$

Con el objetivo de analizar mejor este elemento aplicamos la conocida teoría de imágenes. El método de las imágenes implica la conversión de un campo eléctrico en otro equivalente más fácil de calcular. En este caso tenemos una antena que genera un campo a una distancia l de un plano conductor. Esto es equivalente a dos antenas de distribución de corriente opuesta a la misma distancia de este plano, una en $z = l$, y otra en $z = -l$.

Según esta teoría, la distribución de corriente del monopolo en $z = l$ es:

$$J(y) = I_0 \operatorname{sen}(k_0(d - y))$$

y la del de $z = -l$

$$J(y) = -I_0 \operatorname{sen}(k_0(d - y))$$

Si se sustituye la expresión de corriente de los monopolos en la expresión (1),

$$\begin{aligned} & \int_V (E^b \cdot J^a) \cdot dV = \\ & = \int_0^d E_y^b(y, l) \cdot I_0 \operatorname{sen}(k_0(d - y)) dy - \int_0^d E_y^b(y, -l) \cdot I_0 \operatorname{sen}(k_0(d - y)) dy \end{aligned}$$

Como $E_y^b(y, l) = \frac{\omega\mu_0}{\frac{\pi}{a}} e^{-j\beta l}$ y $E_y^b(y, -l) = \frac{\omega\mu_0}{\frac{\pi}{a}} e^{j\beta l}$ tenemos:

$$\begin{aligned} & \int_V (E^b \cdot J^a) \cdot dV \\ & = I_0 \int_0^d \frac{\omega\mu_0}{\frac{\pi}{a}} \cdot \operatorname{sen}(k_0(d - y)) e^{-j\beta l} dy \\ & \quad - I_0 \int_0^d \frac{\omega\mu_0}{\frac{\pi}{a}} \operatorname{sen}(k_0(d - y)) e^{j\beta l} dy \end{aligned} \quad (2)$$

Si se desarrolla por separado la expresión $\operatorname{sen}(k_0(d - y))$ y aplicamos la identidad trigonométrica de seno de la diferencia ($\operatorname{sen}(a - b) = \operatorname{sen}(a)\cos(b) - \cos(a)\operatorname{sen}(b)$), se obtiene,

$$\operatorname{sen}(k_0(d - y)) = \operatorname{sen}(k_0d - k_0y) = \operatorname{sen}(k_0d)\cos(k_0y) - \cos(k_0d)\operatorname{sen}(k_0y)$$

y, al sustituir en la expresión (2) e integrar entre 0 y d:

$$\int_V (E^b \cdot J^a) \cdot dV = I_0 \frac{\omega\mu_0}{k_0 \frac{\pi}{a}} [1 - \cos(k_0d)] e^{-j\beta l} - I_0 \frac{\omega\mu_0}{k_0 \frac{\pi}{a}} [1 - \cos(k_0d)] e^{j\beta l}$$

Dado que $\operatorname{sen}(x) = \frac{e^{jx} - e^{-jx}}{2j}$, la expresión resultante es:

$$\int_V (E^b \cdot J^a) \cdot dV = \frac{-2jI_0\omega\mu_0}{k_0 \frac{\pi}{a}} [1 - \cos(k_0d)] \operatorname{sen}(\beta l)$$

Por otro lado, se sabe que las expresiones de los campos eléctricos y magnéticos son:

$$E_y^a = \frac{\omega\mu_0}{\frac{\pi}{a}} B^a \operatorname{sen}\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{j\beta_{10} z_1}$$

$$H_x^a = \frac{\beta_{10}}{\frac{\pi}{a}} B^a \operatorname{sen}\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{j\beta_{10} z_1}$$

$$E_y^a = \frac{\omega\mu_0}{\frac{\pi}{a}} C^a \operatorname{sen}\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\beta_{10} z_2}$$

$$H_x^a = \frac{-\beta_{10}}{\frac{\pi}{a}} C^a \operatorname{sen}\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\beta_{10} z_2}$$

$$E_y^b = \frac{\omega\mu_0}{\frac{\pi}{a}} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{j\beta_{10}z_1}$$

$$H_x^b = \frac{\beta_{10}}{\frac{\pi}{a}} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{j\beta_{10}z_2}$$

Si se sustituyen en la primera parte de la expresión (1):

$$\begin{aligned} & \int_{S_1} (E^a \times H^b - E^b \times H^a) (-\hat{z}) \cdot dS_1 \\ & + \int_{S_2} (E^a \times H^b - E^b \times H^a) \hat{z} \cdot dS_2 \\ & = \int_{S_1} \frac{\omega\mu_0}{\frac{\pi}{a}} \frac{\beta_{10}}{\frac{\pi}{a}} B^a \sin^2\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{j\beta_{10}(z_1+z_2)} (-\hat{z}) \cdot dS_1 \\ & - \int_{S_1} \frac{\omega\mu_0}{\frac{\pi}{a}} \frac{\beta_{10}}{\frac{\pi}{a}} B^a \sin^2\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{j\beta_{10}(z_1+z_2)} (-\hat{z}) \cdot dS_1 \\ & + \int_{S_2} \frac{\omega\mu_0}{\frac{\pi}{a}} \frac{\beta_{10}}{\frac{\pi}{a}} C^a \sin^2\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{j\beta_{10}(z_2-z_2)} (\hat{z}) \cdot dS_2 \\ & + \int_{S_2} \frac{\omega\mu_0}{\frac{\pi}{a}} \frac{\beta_{10}}{\frac{\pi}{a}} C^a \sin^2\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{j\beta_{10}(z_2-z_2)} (\hat{z}) \cdot dS_2 \end{aligned}$$

La integral en la superficie S_1 se anula y se obtiene:

$$\begin{aligned} & \int_{S_1} (E^a \times H^b - E^b \times H^a) (-\hat{z}) \cdot dS_1 + \int_{S_2} (E^a \times H^b - E^b \times H^a) \hat{z} \cdot dS_2 \\ & = 2 \int_{S_2} \frac{\omega\mu_0\beta_{10}}{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2} C^a \sin^2\left(\frac{\pi x}{a}\right) (\hat{z}) \cdot dS_2 \\ & = 2 \int_0^a \int_0^b \frac{\omega\mu_0\beta_{10}}{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2} C^a \sin^2\left(\frac{\pi x}{a}\right) (\hat{z}) dx dy \\ & = 2 \frac{\omega\mu_0\beta_{10}}{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2} C^a b \int_0^a \sin^2\left(\frac{\pi x}{a}\right) dx \end{aligned}$$

Si aplicamos las propiedades del ángulo doble $\sin^2(a) = \frac{1-\cos(2a)}{2}$ y resolvemos la segunda integral, el resultado es:

$$\begin{aligned} & \int_{S_1} (E^a \times H^b - E^b \times H^a) (-\hat{z}) \cdot dS_1 + \int_{S_2} (E^a \times H^b - E^b \times H^a) \hat{z} \cdot dS_2 \\ & = 2 \frac{\omega\mu_0\beta_{10}}{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2} C^a b \int_0^a \left[\frac{1 - \cos\left(\frac{2\pi x}{a}\right)}{2} \right] dx = \frac{ab\omega\mu_0\beta_{10}C^a}{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \end{aligned}$$

Al unir las dos partes de la expresión inicial (1) que hemos desarrollado por separado, obtenemos:

$$\frac{ab\beta_{10}C^a}{\left(\frac{\pi}{a}\right)} = -\frac{2jI_o}{k_0}(1 - \cos(k_0d))\sin(\beta l) \quad (3)$$

Por otro lado, si calculamos la potencia asociada a la onda de amplitud C^a tenemos que, por definición,

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \int_0^a \int_0^b \mathbf{E}^a \times \mathbf{H}^{a*} \cdot \hat{\mathbf{z}} \, dx dy \right\} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \int_0^a \frac{\omega\mu_0\beta_{10}}{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2} |C^a|^2 \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right)^2 \, dx dy \right\} \\ &= \frac{\omega\mu_0\beta_{10}ab|C^a|^2}{4\left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \end{aligned}$$

Dado que Z_{in} es

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} = \frac{P + j2\omega(W_m - W_e)}{\frac{1}{2}II^*}$$

y $W_m - W_e$ es la energía reactiva almacenada y P la potencia radiada en la guía, si despejamos $|C^a|$ de la expresión (3) y la sustituimos en la expresión anterior, se obtiene la siguiente expresión para la resistencia de entrada:

$$R_{in} = \frac{Z_0\lambda\lambda_g}{2\pi^2ab} \sin^2\left(\frac{2\pi l}{\lambda_g}\right) \tan^2\left(\frac{\pi d}{\lambda}\right)$$

Seguidamente, pasamos a calcular la parte reactiva de la impedancia (X_{in}) de entrada debida a la inductancia correspondiente a la cara metálica trasera al ser desplaza l y a la conductancia formada entre el extremo del monopolo con la pared de la guía.

$$X_{in} = \frac{2\omega(W_m - W_e)}{\frac{1}{2}II^*} = \frac{P\sin(2\beta_{10}l)}{\frac{1}{2}I_o^2 \sin^2(k_0d)} = \frac{Z_0\lambda\lambda_g}{2\pi^2ab} \sin^2\left(\frac{2\pi l}{\lambda_g}\right) \tan^2\left(\frac{\pi d}{\lambda}\right) \sin\left(\frac{4\pi l}{\lambda_g}\right)$$

En este modelo, la condición de adaptación considerando los elementos ideales es que $l = \frac{\lambda_g}{4}$ y, por tanto, $d = \frac{\lambda}{\pi} \cdot \operatorname{atan}\left(\sqrt{\frac{2 \cdot R_{in} \cdot a \cdot b \cdot \pi^2}{Z_0 \cdot \lambda \cdot \lambda_g}}\right)$.

La dependencia de estos parámetros con la frecuencia se muestra en las siguientes gráficas:

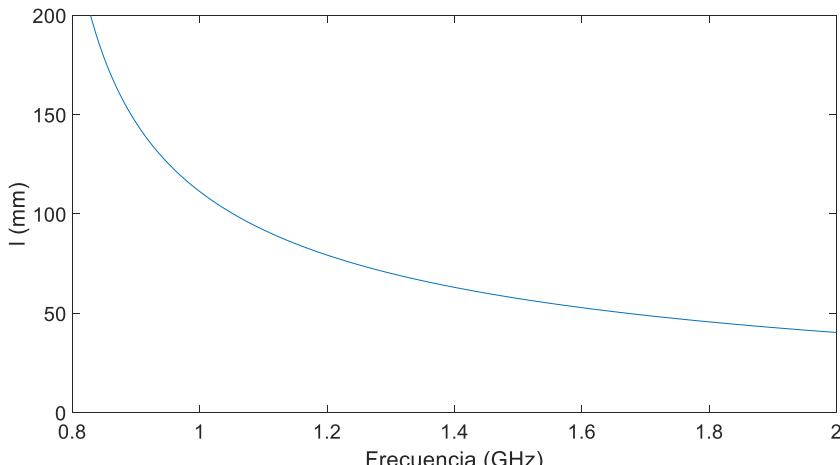


Figura 4: Variación de l con la frecuencia

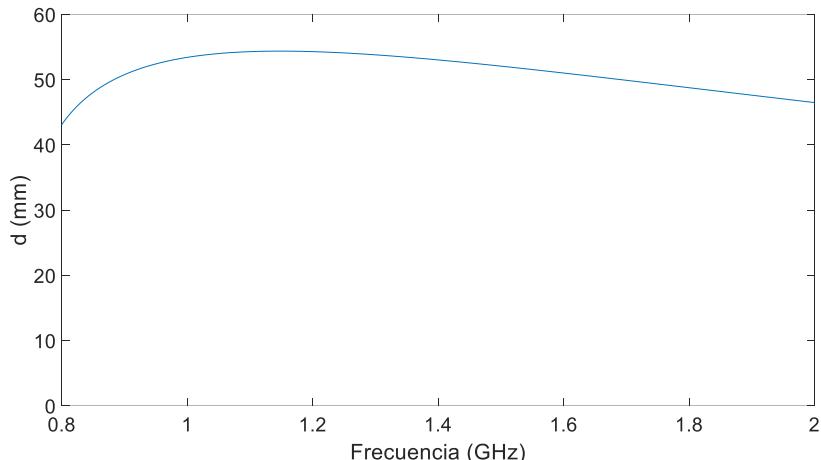


Figura 5: Variación de d con la frecuencia

Estas ecuaciones sólo son aplicables a partir de 1 GHz, porque para frecuencias menores la longitud de onda es tan grande que no tenemos longitud suficiente como para que el máximo del campo eléctrico se encuentre en la posición de la sonda coaxial.

Por un lado, en la Figura 4 puede observarse que conforme aumenta la frecuencia disminuye l , es decir, la distancia necesaria entre la antena y la pared trasera de la guía para conseguir la adaptación es menor.

Por otro lado, en la Figura 5 puede observarse que a partir de 1 GHz la relación entre el tamaño de la sonda (d) y la frecuencia es también inversamente proporcional. Esta variación es muy pequeña y en torno a 50 mm, que es la mitad del lado menor de la guía (b). Esto suele ser un criterio de diseño típico para los adaptadores comerciales.

El hecho de que la variación de d con la frecuencia sea tan pequeña es debido a que se trata de una aproximación teórica que solo considera la antena como elemento infinitesimal con longitud d y no como un cilindro de radio r y longitud d .

Esta aproximación teórica se comparará a continuación con los resultados obtenidos de la simulación del conjunto mediante la técnica de elementos finitos.

Simulación en Comsol Multiphysics

Comsol es un software de análisis y resolución por elementos finitos para varias aplicaciones físicas y de ingeniería, especialmente fenómenos acoplados, o multifísicos. En este caso, utilizaremos el módulo de radiofrecuencia, que permite caracterizar campos electromagnéticos, corrientes y ondas para RF, microondas, óptica y otros dispositivos de alta frecuencia. Además, permite realizar el cálculo de parámetros S, que resulta fundamental para nuestra aplicación.

Se parte de un modelo de acoplador coaxial-guía de la librería propia del programa [10], que se modifica hasta adaptarse a las características de nuestro sistema. Se realizan dos modelos, uno con la antena sólo con el conductor (Figura 6) y otro con la antena rodeada con dieléctrico (Figura 7), ya que según la teoría revisada al respecto [11], la adaptación es mejor con dieléctrico.

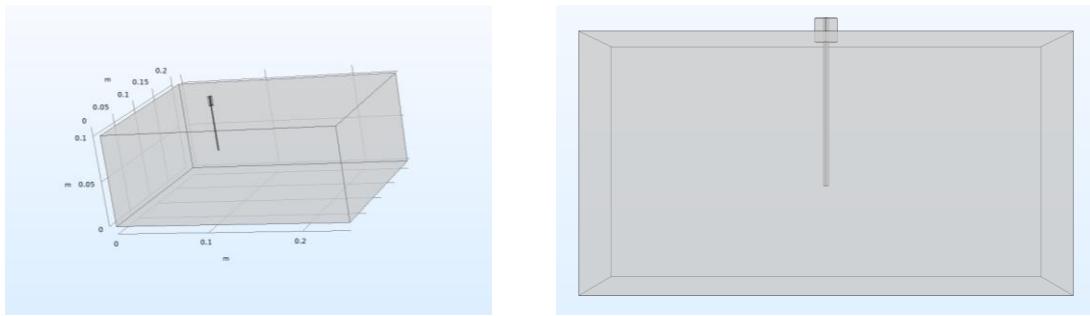


Figura 6: Modelo de Comsol del adaptador sin dieléctrico

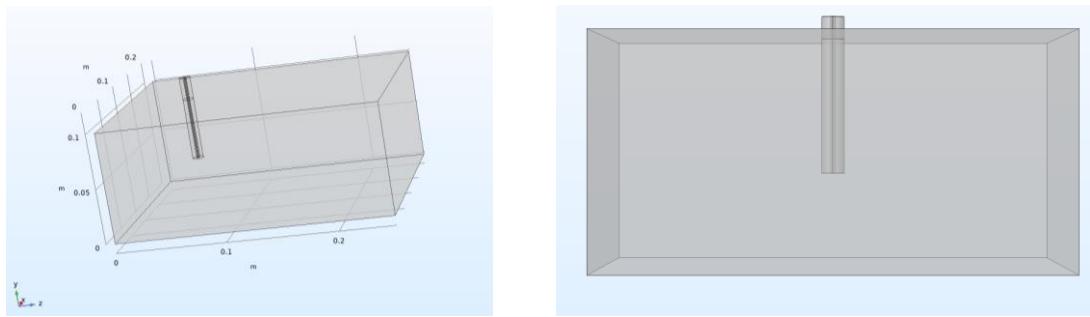


Figura 7: Modelo de Comsol del adaptador con dieléctrico

Una vez que se han simulado los modelos citados anteriormente, se analizan los resultados obtenidos. Por un lado, en la Figura 8 se puede ver el campo eléctrico E_y , considerando sólo el modo fundamental TE_{10} .

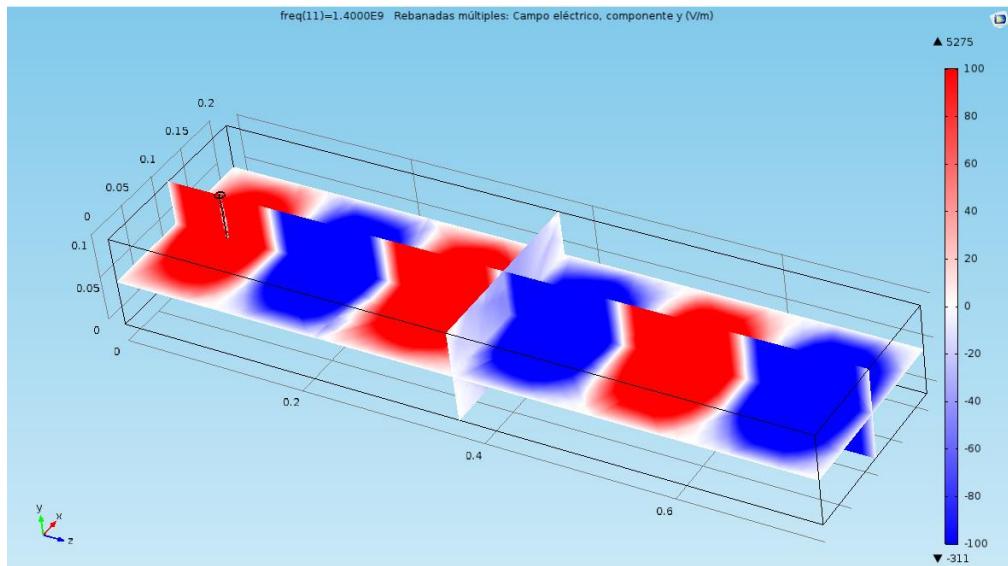


Figura 8: Campo eléctrico E_y simulado en Comsol

Se puede apreciar que el máximo del campo coincide con la posición de la sonda coaxial y, por tanto, los valores teóricos son fiables en cuanto a la distancia l entre la sonda y la pared. En lo referente a la longitud de la sonda (d), el modelo no se ajusta tanto a la teoría y, dado que están relacionados, se realizará un barrido de ambos parámetros en Comsol.

En lo referente a los parámetros S del sistema, al comparar los valores de S_{11} (Figura 9 y Figura 10) de ambos modelos (con y sin dieléctrico en la sonda) se demuestra que, para los dos casos, se produce la adaptación a la misma frecuencia. Sin embargo, con el modelo con dieléctrico se consigue una mejor adaptación de impedancias entre el coaxial y la guía y, por tanto, será el que se escoja a partir de ahora.

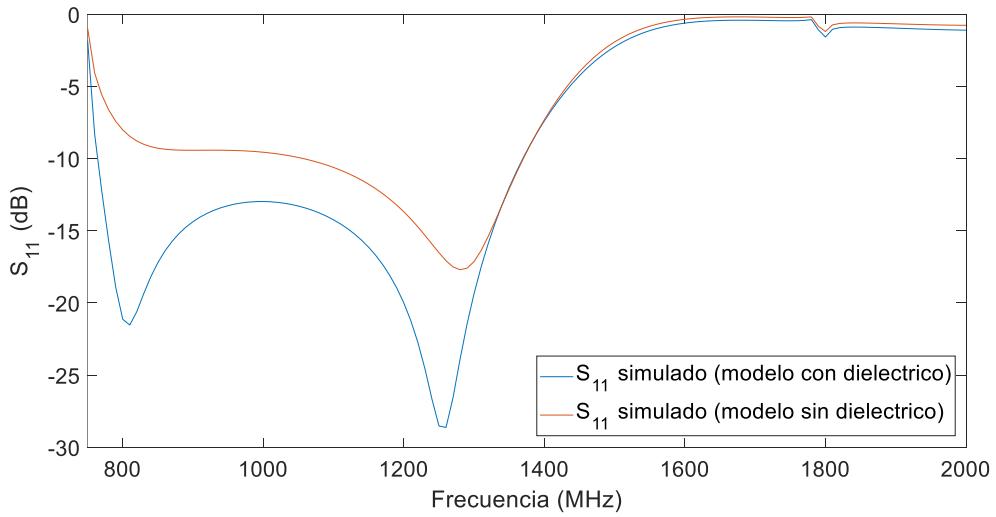


Figura 9: S_{11} para los modelos de Comsol con y sin dieléctrico ($d = 65 \text{ mm}$ y $l = 100 \text{ mm}$)

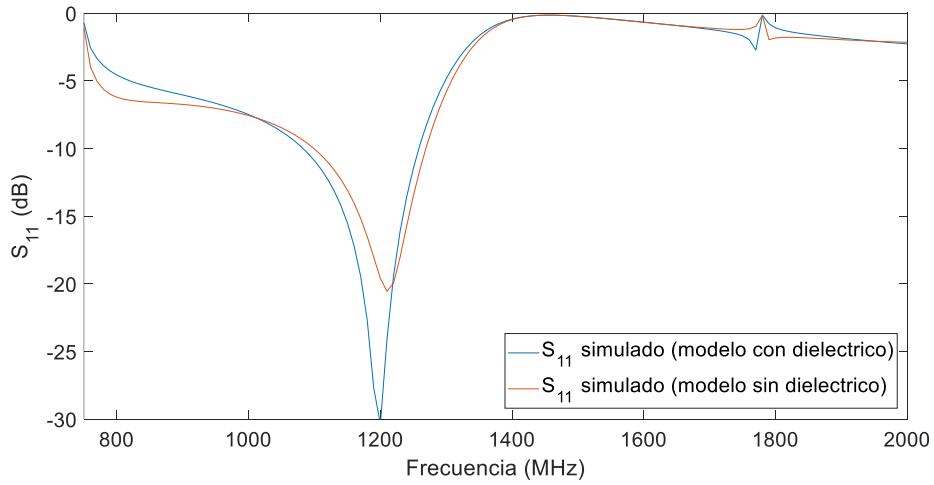


Figura 10: S_{11} para los modelos de Comsol con y sin dieléctrico ($d = 80 \text{ mm}$ y $l = 120 \text{ mm}$)

En este modelo se fija el valor de l a una distancia que sea igual a $\lambda_g/4$ para la frecuencia deseada, donde λ_g es la longitud de onda en la dirección de propagación. Se realiza un barrido paramétrico de valores de d apoyándonos en los valores teóricos. También se realizan barridos de l usando el valor de $\lambda_g/4$ como referencia por ser el teórico ya que es donde se encuentra el valor máximo de la componente y del campo eléctrico.

Se busca que la adaptación coaxial-guía sea lo mejor posible. Por ello, habrá que fijarse en el valor de S_{11} en la frecuencia escogida, para comprobar que lo calculado teóricamente coincide con la simulación. Dado que nos interesa medir en todo el rango de frecuencias móviles, buscamos una buena adaptación al menos en la banda 800 MHz - 2 GHz.

Apoyándonos en los resultados teóricos, se fija el valor de l y realizamos un barrido en d entre 30 y 80 mm para distintas frecuencias.

Una vez acabada la simulación y obtenidos los datos de los barridos paramétricos para las distintas frecuencias se procede al análisis de los resultados obtenidos. Si se representa el valor de S_{11} en el diagrama de Smith para una frecuencia dada y distintos valores de d , se obtiene el gráfico de la Figura 11.

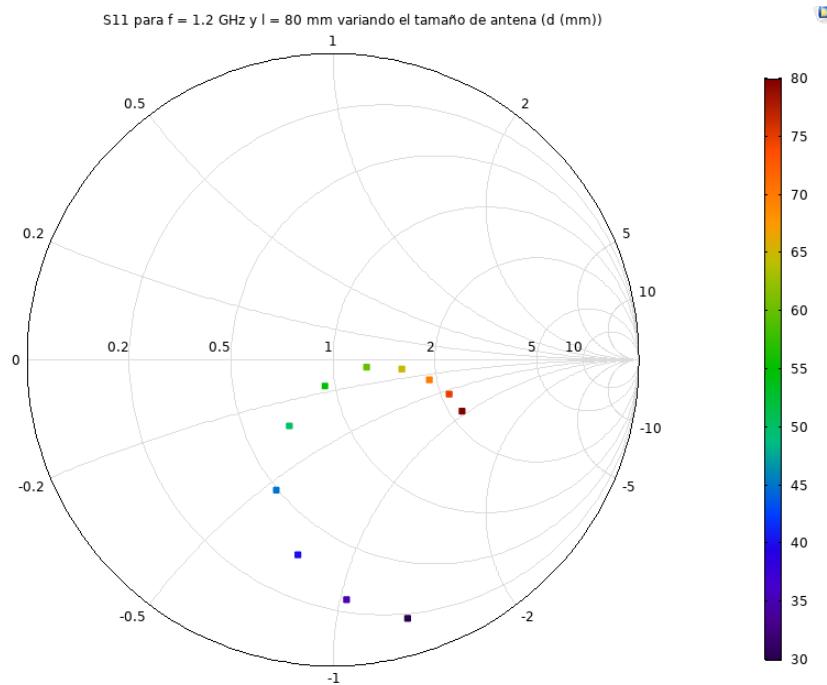


Figura 11. Representación en diagrama de Smith de la adaptación con $l = 80$ mm y $f = 1.2$ GHz, variando los valores de d .

Otra manera de interpretar los resultados de los distintos barridos paramétricos es representar el parámetro S_{11} para unos valores de d y l fijos y distintos valores de frecuencia (Figura 12).

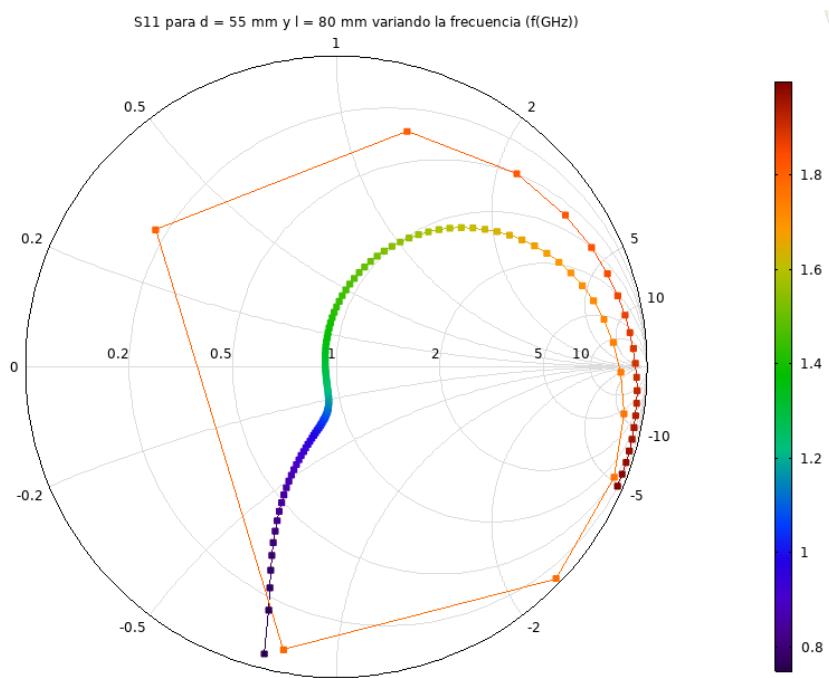


Figura 12. Representación en diagrama de Smith de la adaptación con $d = 55$ mm y $l = 80$ mm, variando los valores de f

Sistema completo de medida

Una vez diseñado con éxito el adaptador coaxial-guía se procede a realizar el estudio y diseño del sistema completo de medida.

Este sistema está formado por dos tramos adaptadores de 20x10x25 cm y dos tramos de guía de ondas de 20x10x50 cm. A la hora de realizar el modelo de Comsol de este sistema se opta por dos tramos adaptadores de 75 cm para que sea más sencillo (Figura 13).

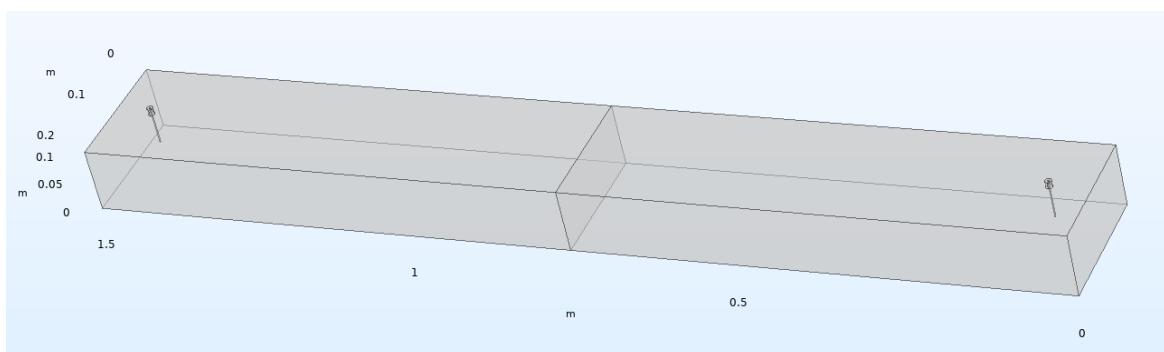


Figura 13: Modelo en Comsol del sistema de medida completo

Si simulamos el sistema completo en *Comsol* obtenemos gráficas como las que se muestran a continuación:

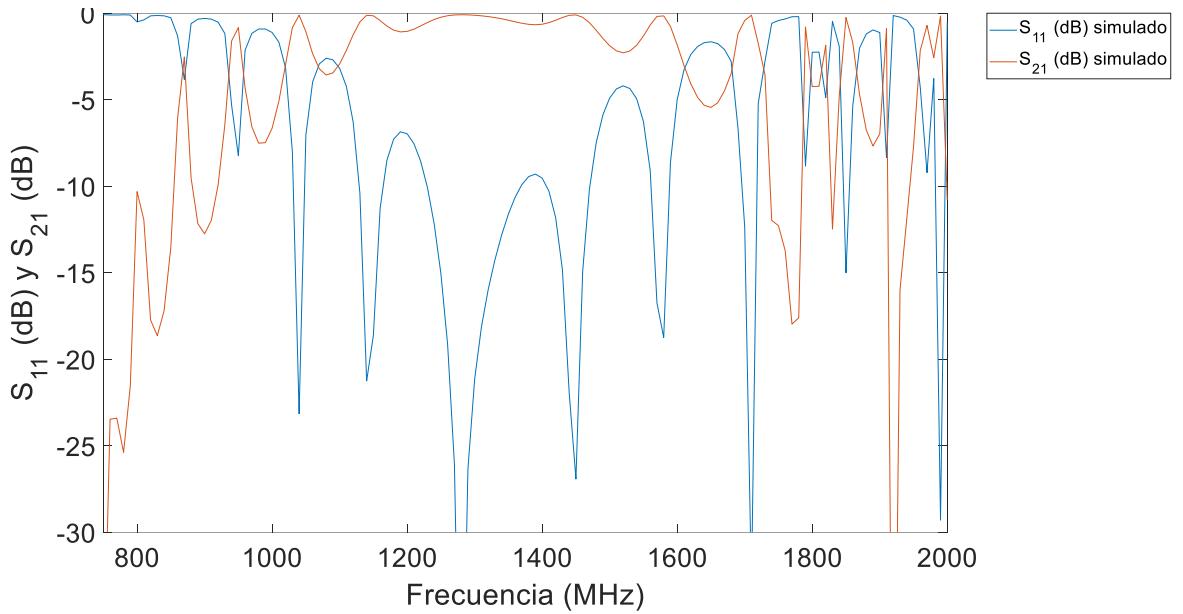


Figura 14: S_{11} y S_{21} simulados en Comsol para unos valores de d y l concretos

En estas medidas destaca la presencia de máximos y mínimos en los valores de S_{11} y S_{21} . Se trata de resonancias que aparecen cuando la longitud total de la guía es un número entero de $\frac{\lambda_g}{2}$. Dado que la relación entre λ_g y f no es lineal (Figura 15), la separación entre éstas no es siempre la misma.

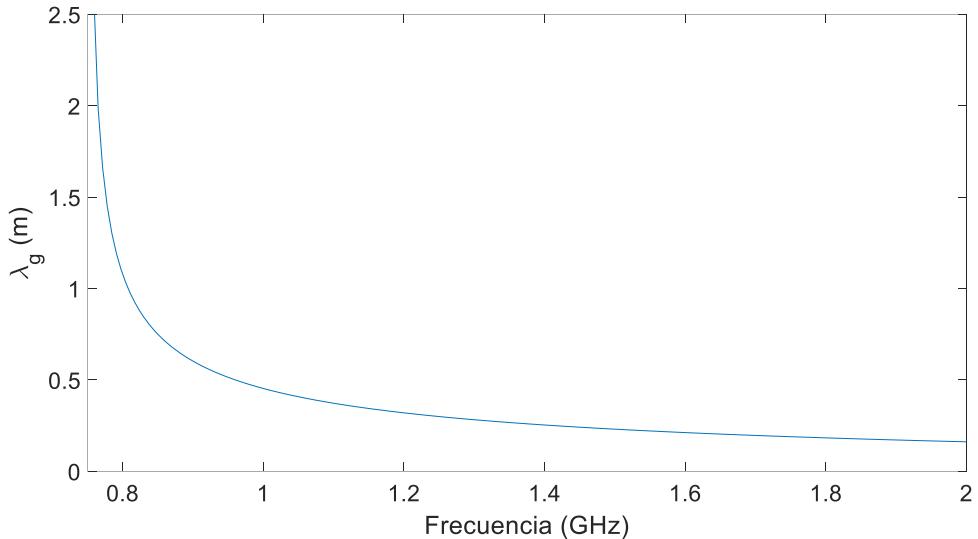


Figura 15: Variación de λ_g en función de la frecuencia

Estudio de las resonancias

Para estudiar más en detalle estas resonancias se calcula teóricamente la onda de voltaje que viaja por la guía y sus reflexiones. Se parte del diagrama de la Figura 16, donde se muestran las distintas reflexiones de las ondas en la guía. La tensión inicial a lo largo de la línea se supone una onda senoidal de amplitud unidad ($V_0^+ = 1$) propagándose en el sentido negativo de z' ($V^+(z') = e^{+j\beta z'}$).

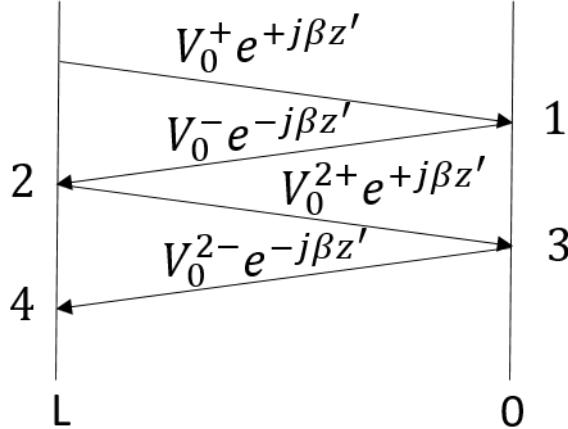


Figura 16: Diagrama de reflexiones en los extremos de la guía

En los puntos indicados en el diagrama se producen reflexiones en los extremos de la guía, con un coeficiente de reflexión Γ , de manera que:

1. $V^-(0) = \Gamma V^+(0) \rightarrow V^-(z') = \Gamma e^{-j\beta z'}$
2. $V^{2+}(L) = \Gamma V^-(L) \rightarrow V_0^{2+} e^{j\beta L} = \Gamma^2 e^{-j\beta L} \rightarrow V^{2+}(z') = \Gamma^2 e^{-j2\beta L} e^{j\beta z'}$
3. $V^{2-}(0) = \Gamma V^{2+}(0) \rightarrow V^{2-} = \Gamma^3 e^{-2j\beta L} \rightarrow V^{2-}(z') = \Gamma^3 e^{-2j\beta L} e^{-j\beta z'}$
4. $V^{3+}(L) = \Gamma V^{2-}(L) \rightarrow V_0^{3+} = \Gamma^4 e^{-4j\beta L}$

Por tanto, para infinitas reflexiones, la onda resultante en el punto z' es igual a:

$$V(z') = (1 + \Gamma^2 e^{-2j\beta L} + \Gamma^4 e^{-4j\beta L} + \dots) e^{+j\beta z'} + \Gamma(1 + \Gamma^2 e^{-2j\beta L} + \Gamma^4 e^{-4j\beta L} + \dots) e^{-j\beta z'}$$

$$V(z') = \frac{e^{j\beta z'} (1 + \Gamma e^{-j2\beta z'})}{(1 - \Gamma^2 e^{-j2\beta L})}$$

Así, para $L = n \frac{\lambda_g}{2}$ existe un máximo de tensión y para $L = (2n + 1) \frac{\lambda_g}{4}$ un mínimo.

Puede apreciarse que tanto la posición como el tamaño de dichas resonancias depende del tamaño de la guía (L) y de la posición de la antena ($z' = l$).

Si dejamos la longitud total fija y variamos l , se obtiene la gráfica de la Figura 17. Puede comprobarse que la variación en l afecta fundamentalmente a las amplitudes de las resonancias. Por el contrario, las variaciones de L producen cambios en la posición de las mismas (Figura 18).

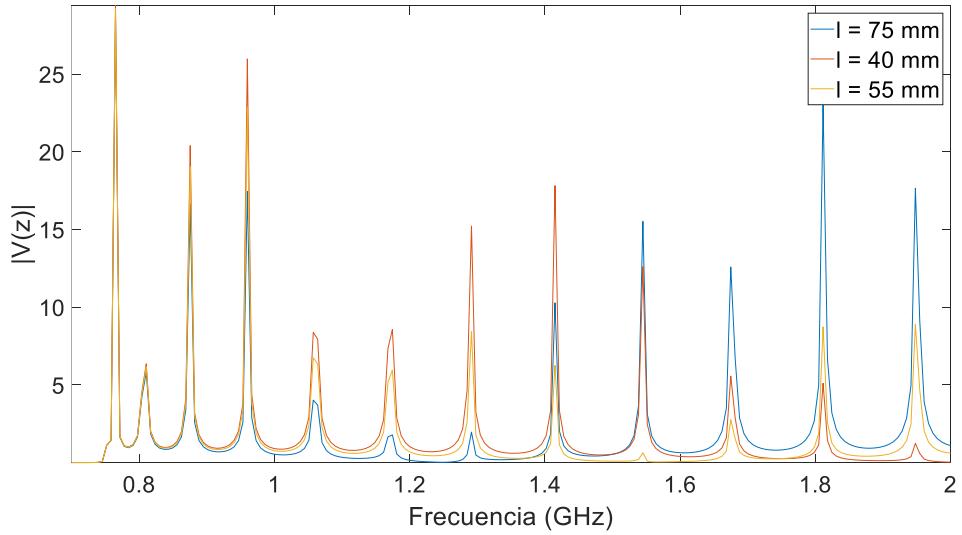


Figura 17: Variación de $|V(z)|$ con respecto a distintos valores de I

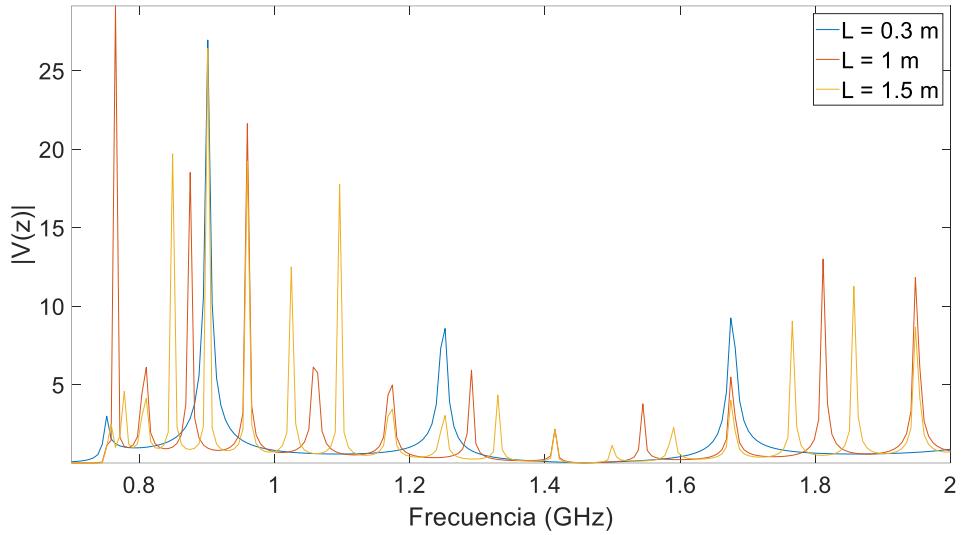


Figura 18: Variación de $|V(z)|$ con respecto a distintos valores de L

Además, la relación entre el parámetro S_{21} y el voltaje $V(z')$ es

$$S_{21}(dB) = 20 \log_{10} \frac{V(z')}{V_0}$$

A continuación, se representa en la Figura 19 el valor de S_{21} para $d = 75$ mm, $I = 100$ m y $L = 1.5$ m. En ella, se puede observar que las posiciones de las resonancias coinciden aunque en el caso experimental son mucho menores.

Sin embargo, esta función es teórica y dado que nuestros elementos no son ideales no se puede usar para corregir los efectos de las resonancias. Se opta por solucionarlo experimentalmente.

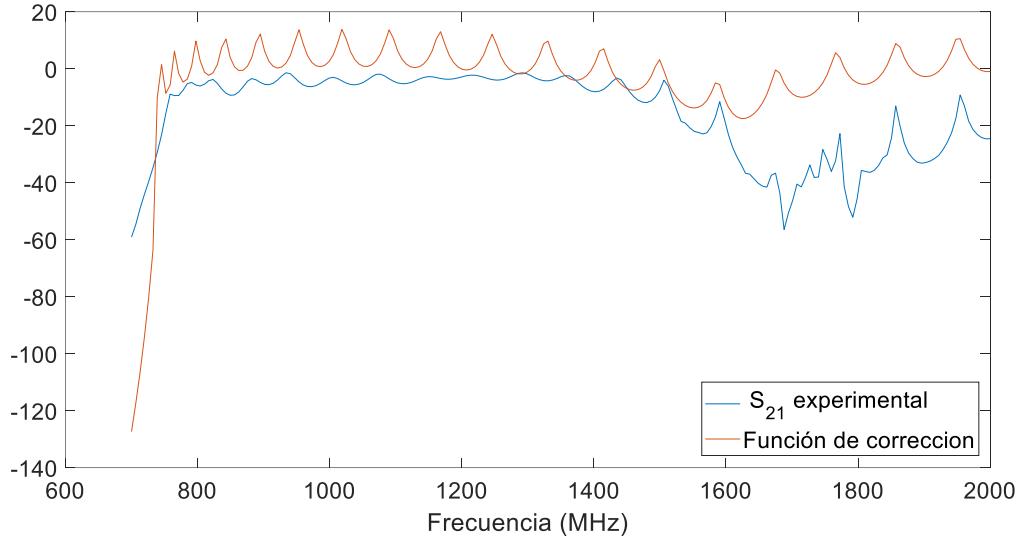


Figura 19: S_{21} experimental y S_{21} teórico según expresiones del diagrama de reflexiones

Para ello, se calcula previamente con Matlab las posiciones de dichas resonancias para distintos tamaños de guía.

Considerando que la guía no es ideal, se considera que hay resonancia cuando la longitud total de la guía dividida por $\frac{\lambda_g}{2}$, es un número entero ± 0.001 . Tras varias simulaciones, se escogen los valores de longitud que se muestran a continuación:

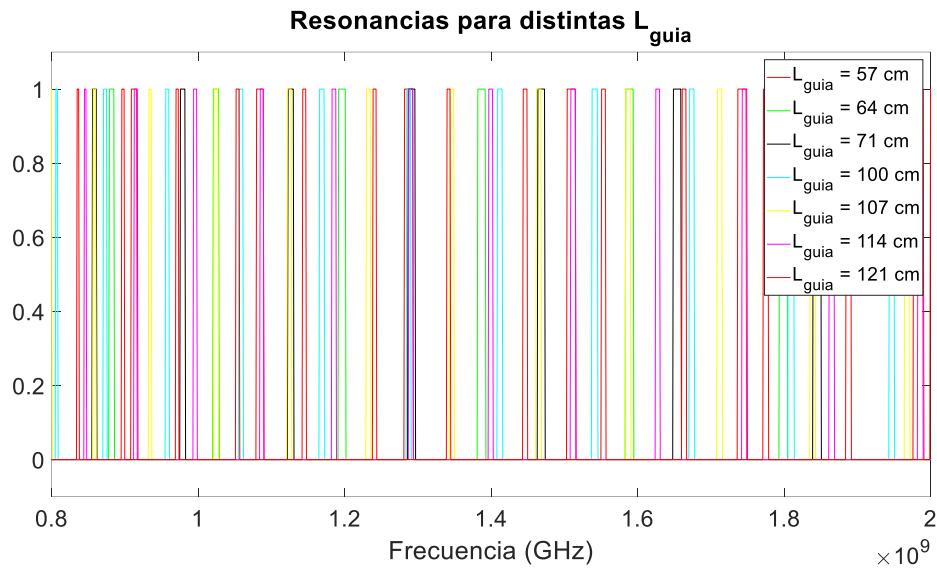


Figura 20: Resultado de simular en Matlab las resonancias en la guía.

Estos valores servirán para realizar medidas con distintas longitudes de guía y cancelar las resonancias mediante el promediado de varias medidas experimentales, como se discutirá en el capítulo siguiente.

Estudio de los modos superiores

A continuación, se analiza el comportamiento de los modos que se propagan por la guía en el rango 800-2000 MHz. Estos modos se excitan en mayor o menor grado en función de su geometría y la posición de los máximos respecto a la de la sonda coaxial. La forma del campo eléctrico E_y para estos modos se muestra en la Figura 21.

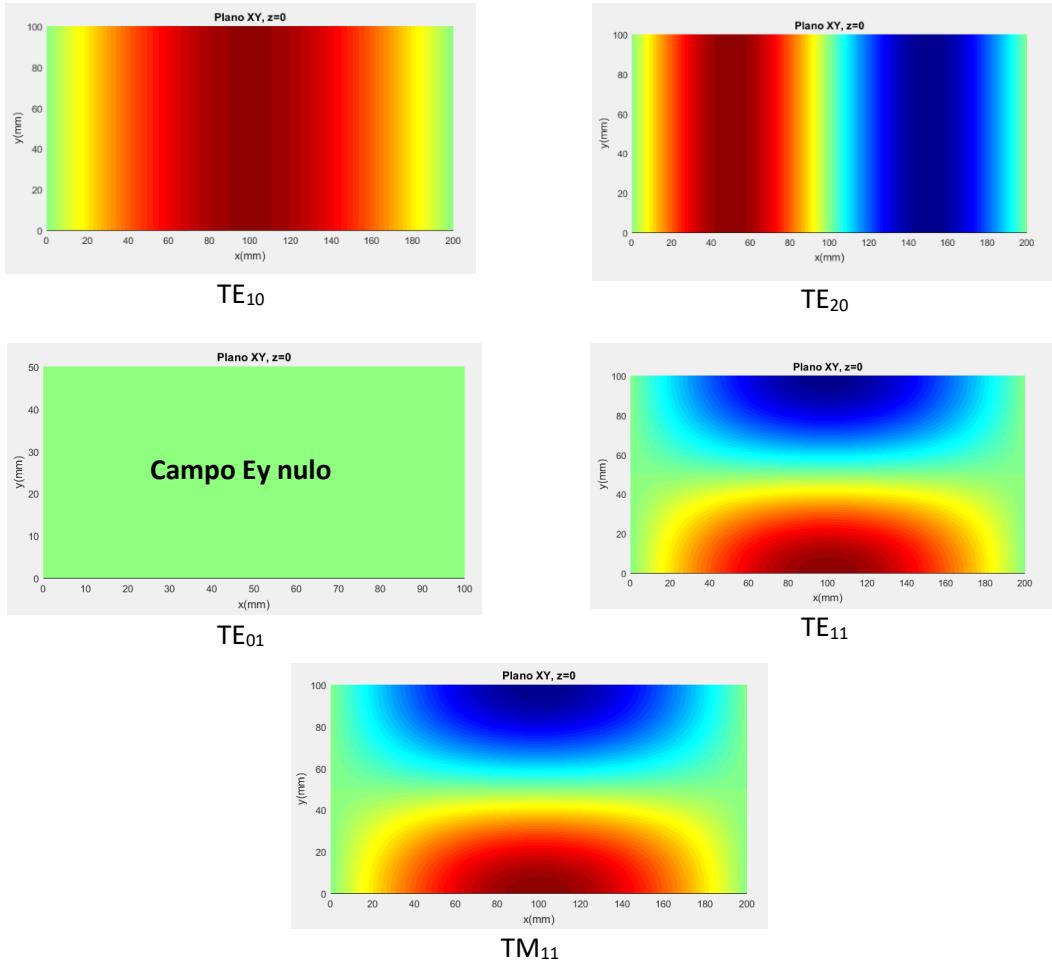


Figura 21: Campo E_y para los modos TE_{10} , TE_{20} , TE_{01} , TE_{11} y TM_{11}

En la Figura 22 se observa como en 1.5 GHz aparecen los modos TE_{01} y TE_{20} . Sin embargo, dada la geometría de éstos y la orientación de la sonda coaxial, estos modos no se excitarán ni interferirán en las medidas. Por el contrario, los modo TE_{11} y TM_{11} (que aparece en 1.68 GHz) se excita con la sonda y la potencia se repartirá entre estos modos y el fundamental.

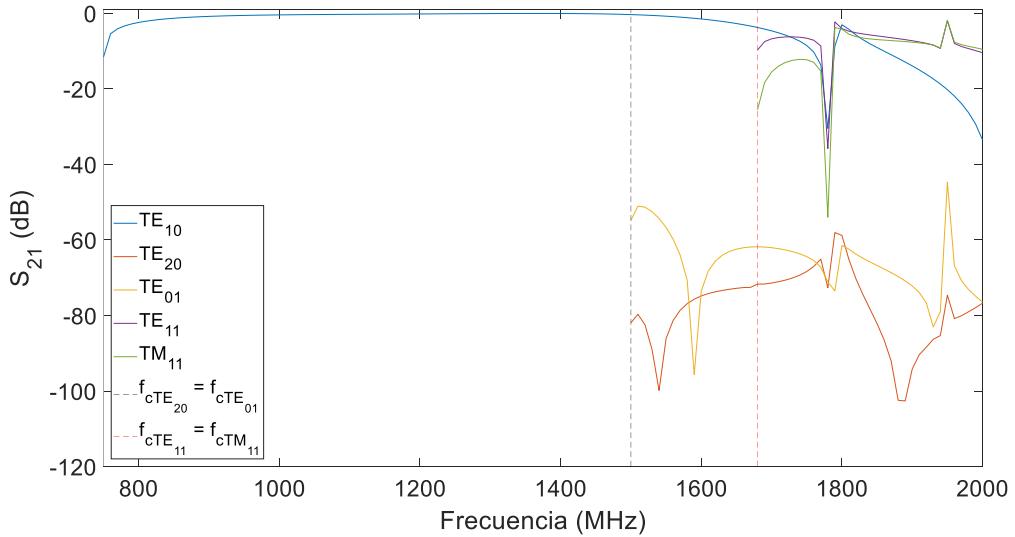


Figura 22: S_{21} (dB) experimental para los distintos modos que se propagan por la guía hasta 2 GHz

Diseño final

Una vez solventado el problema de las resonancias, se realiza un barrido paramétrico para determinar las dimensiones más adecuadas. Partiendo del valor óptimo para el caso del adaptador se estudia el valor de S_{21} para el sistema completo ya que nos interesa que sea lo más plano posible en la banda de interés ya que el objetivo es medir lo mejor posible la transmitancia de los vidrios FSS, en función de los valores de d y l que proporcionaban mejores S_{11} .

En las figuras siguientes (Figura 23, Figura 24 y Figura 25), se muestran los resultados de la simulación para aquellas combinaciones de d y l que optimizaban el adaptador. Puede observarse que los valores de S_{21} para valores de l mayores de 9 cm empeoran considerablemente, ya que $\lambda_g/2$ coincide con la posición de la sonda en alguna de las frecuencias del rango de medida.

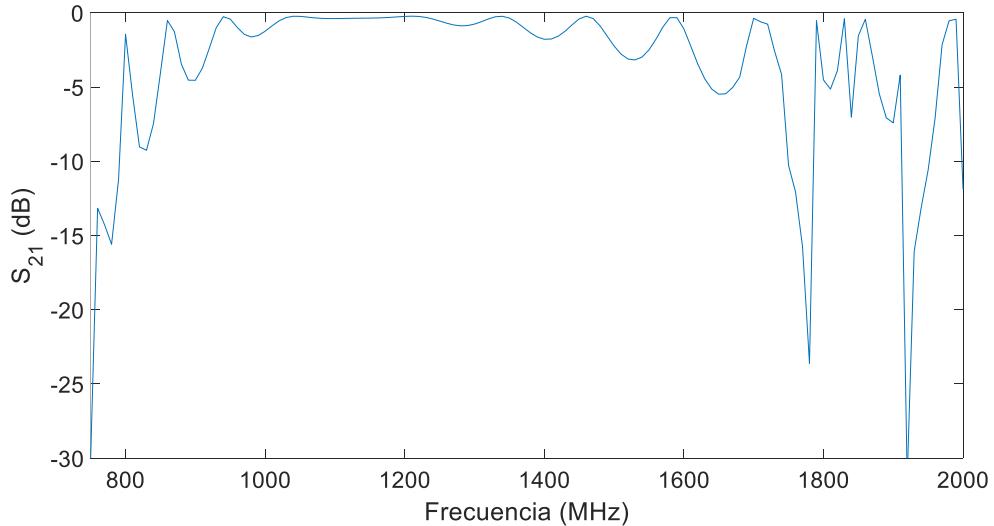
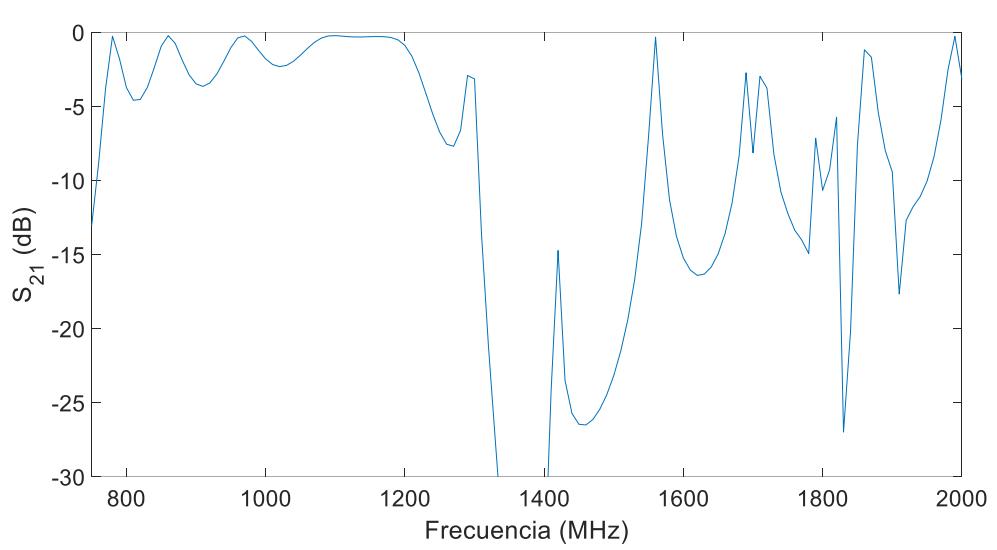
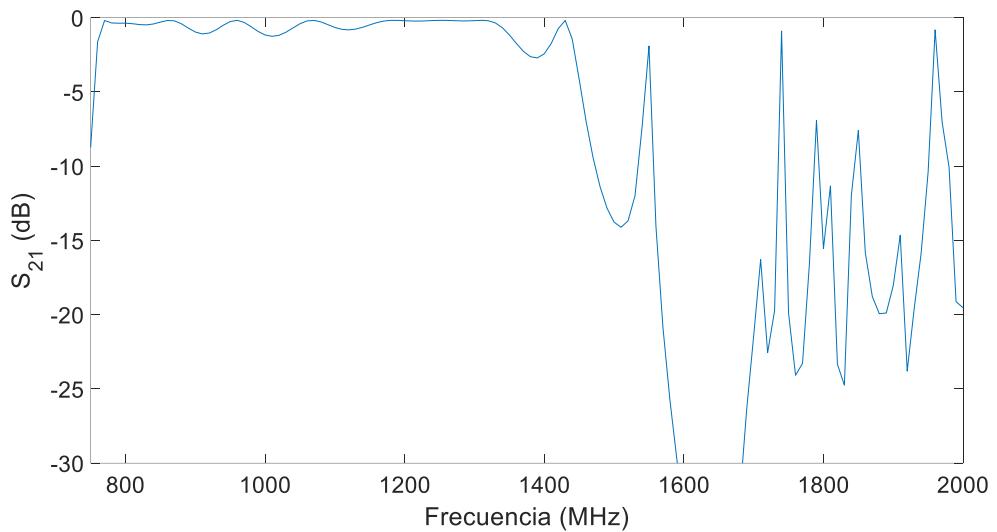


Figura 23: S_{21} (dB) simulado para $l = 60$ mm y $d = 55$ mm



Por tanto, para el sistema final que utilizaremos para medir los vidrios FSS se utilizarán los valores de $d = 55 \text{ mm}$ y $l = 60 \text{ mm}$.

Capítulo 3.

Sistema definitivo y medidas experimentales

Descripción del sistema de medida

Adaptador coaxial-guía

Se ha fabricado en aluminio el tramo adaptador coaxial-guía de 20x10x25 cm con una ranura en su cara superior que permita realizar un barrido de los parámetros del diseño (Figura 26). Se han utilizado planchas de aluminio de 1.5 mm de espesor (muy superior al espesor pelicular para las frecuencias que van a utilizarse, 2.6 um a 1 GHz). Tres de las caras se han realizado mediante plegado, y la última se ha fijado con un pegamento específico para metales (Pattex).

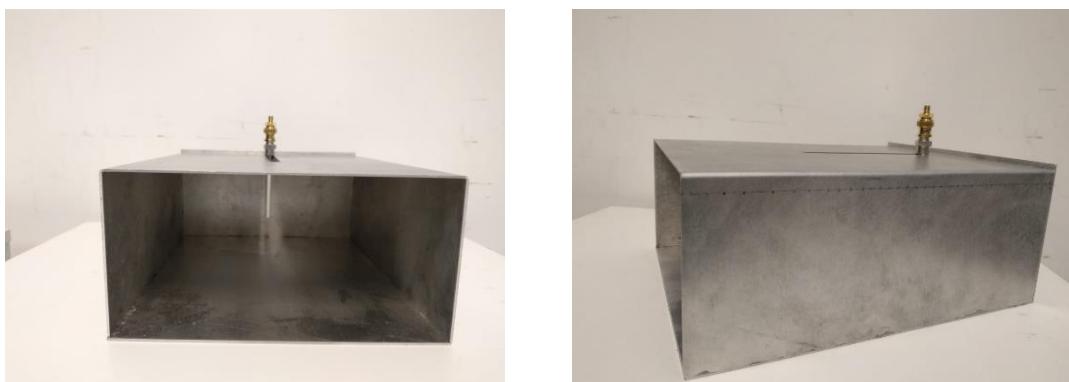


Figura 26: Adaptador coaxial-guía rectangular del diseño final

Para fabricar esta sonda se utiliza un cable coaxial al que se le quita el conductor externo, de forma que quede el conductor interno recubierto del dieléctrico. Este fragmento hará de monopolo y excitará los distintos modos de la guía rectangular, fundamentalmente el modo TE_{10} . Se introduce la antena en la abertura de la cara y se empalma a un conector tipo BNC que, posteriormente, se conectará al analizador de redes mediante un conector BNC-SMA.



Figura 27: Sonda coaxial del adaptador

Para realizar las medidas, se ha conectado el adaptador a un analizador vectorial de redes PicoVNA 6 GHz de Pico Technology calibrado en el rango de 300 KHz a 6 GHz (Figura 28). Se han realizado pruebas con valores de l de 30 a 150 mm, en pasos de 5 mm y tamaños de antena d de 30 a 80 mm también en pasos de 5 mm.



Figura 28: Analizador vectorial de redes utilizado en las medidas experimentales

Si representamos gráficamente las medidas para un tamaño de antena fijo (d) y distintos valores de distancia a la tapa trasera (l) obtenemos los siguientes resultados:

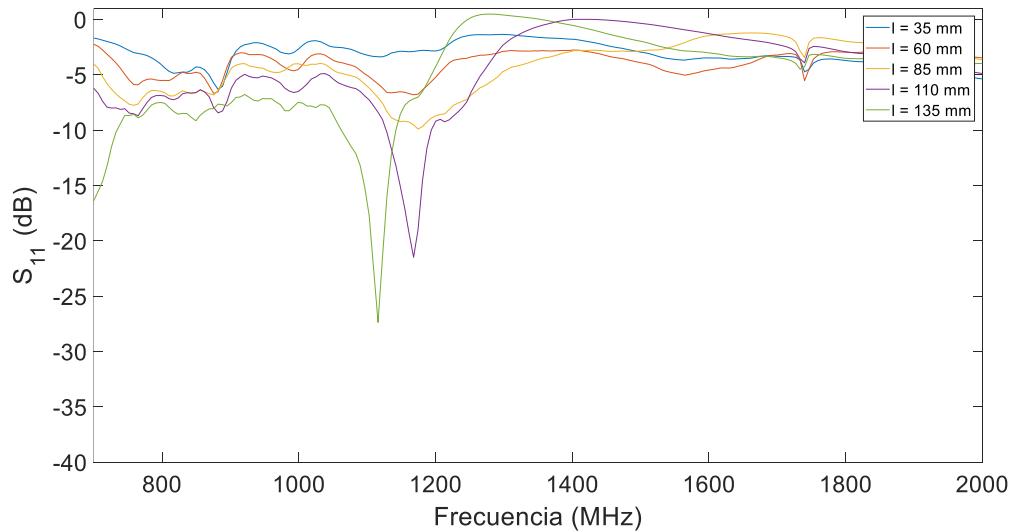


Figura 29: $S_{11}(\text{dB})$ experimental para $d = 75 \text{ mm}$ y distintos valores de l

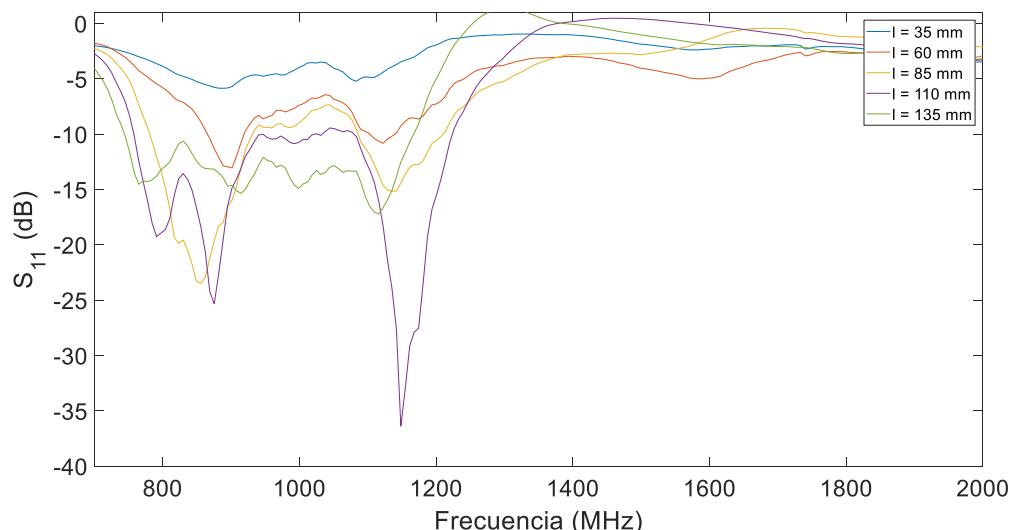


Figura 30: $S_{11}(\text{dB})$ experimental para $d = 65 \text{ mm}$ y distintos valores de l

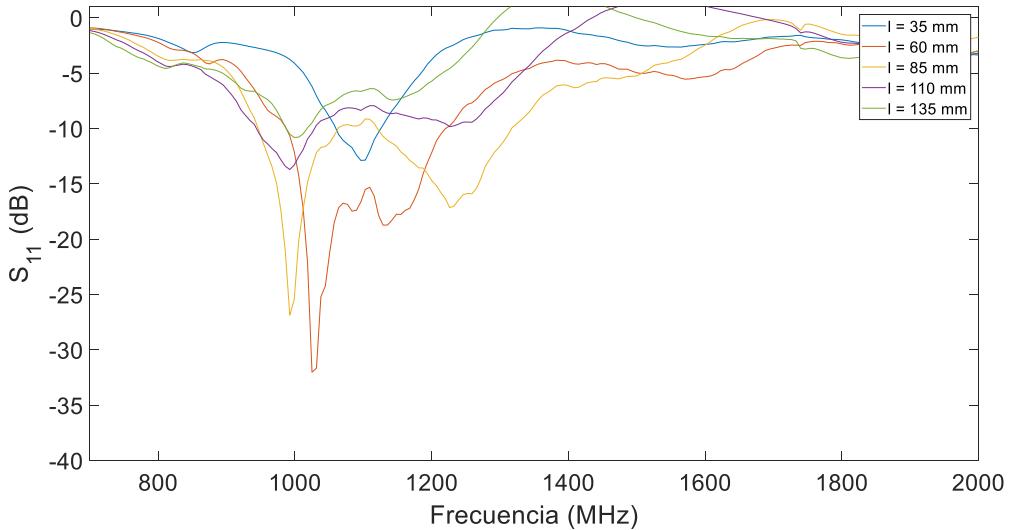


Figura 31: $S_{11}(\text{dB})$ experimental para $d = 55 \text{ mm}$ y distintos valores de l

Si se comparan el resultado experimental y la simulación se observa una fuerte similitud entre ellos, especialmente para tamaños de antena (d) entre 50 y 80 mm. Para tamaños menores de antena, hay mayores diferencias debido a que la simulación de COMSOL no es capaz de resolver el modelo con la precisión necesaria al ser el tamaño de antena muy pequeño.

A partir de los resultados experimentales y apoyándonos en la simulación y en el estudio teórico, optamos por tres conjuntos de valores de d y l que nos permiten tener condición de adaptación en el centro de la banda de interés (Tabla 1).

d (mm)	l (mm)
55	60
65	95
75	130

Tabla 1: Valores de d y l escogidos tras el estudio del adaptador

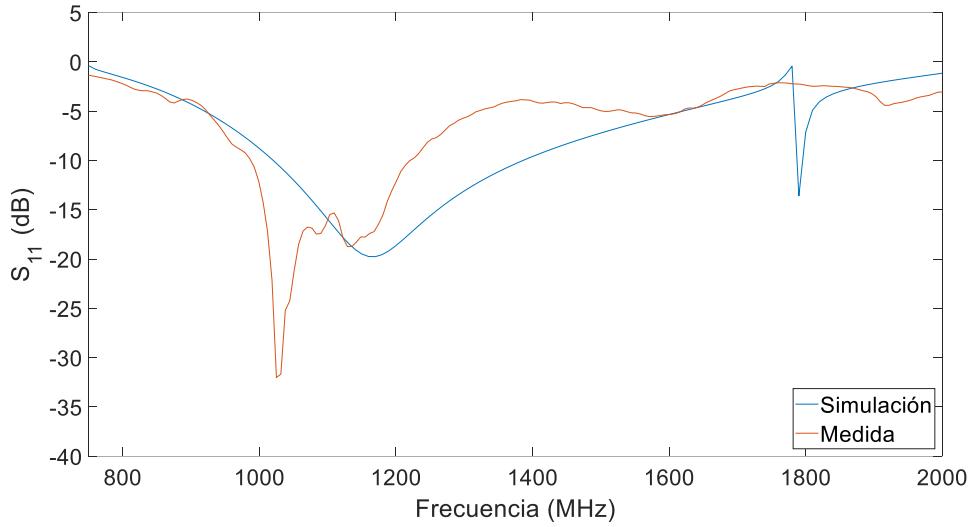


Figura 32: $S_{11}(\text{dB})$ para $d = 55 \text{ mm}$ y $l = 60 \text{ mm}$

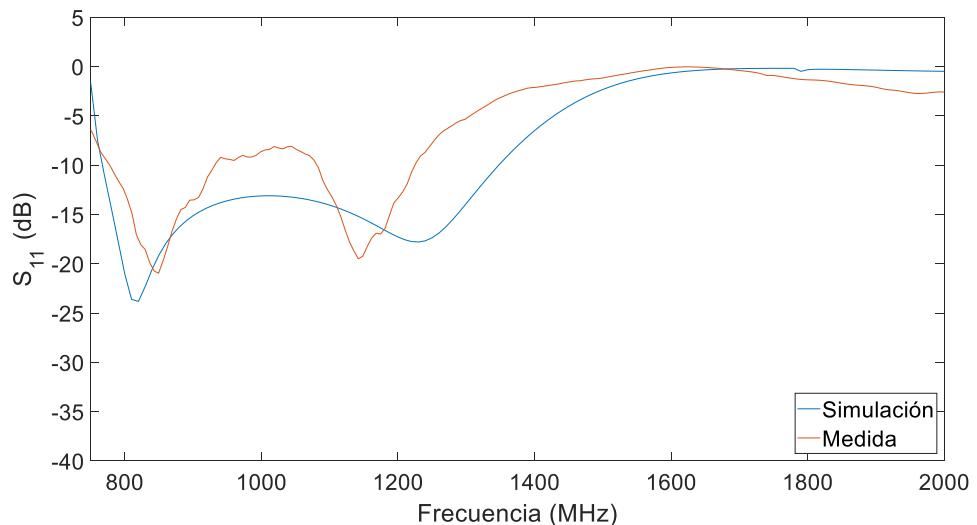


Figura 33: S_{11} (dB) para $d = 65$ mm y $l = 95$ mm

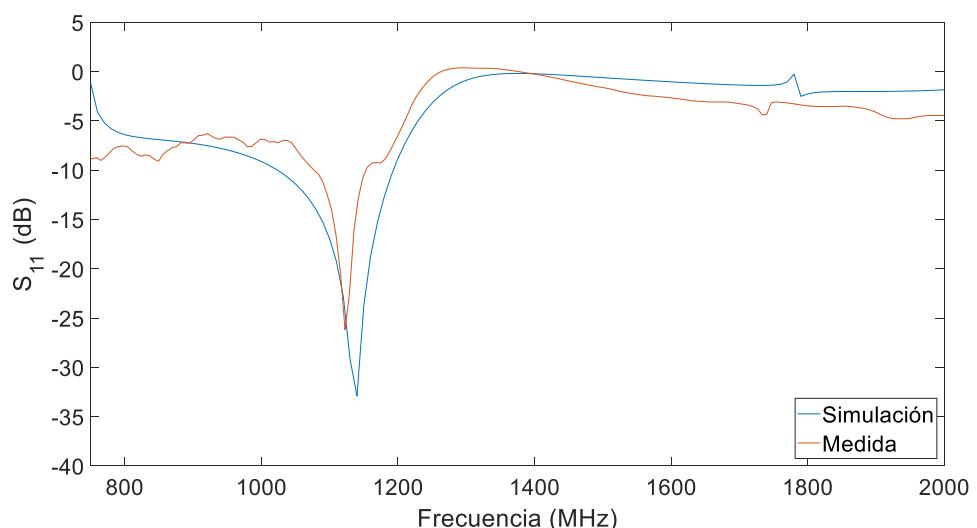


Figura 34: S_{11} (dB) para $d = 75$ mm y $l = 130$ mm

Sistema de medida completo

El sistema de medida está formado por dos tramos de guía de 20x10x50 cm y por dos tramos adaptadores de 20x10x25 cm de aluminio (Figura 35), para una longitud total de 150 cm.

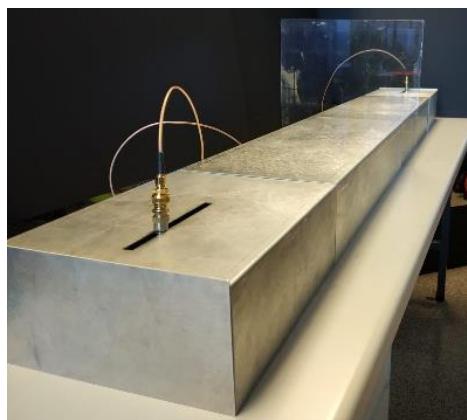


Figura 35: Sistema de medida completo

Como se ha mencionado anteriormente, los tramos adaptadores contienen una ranura en la mitad de la cara superior que permite que la sonda ocupe distintas posiciones respecto a la cara trasera de la guía. Ello permite un barrido en l de 3 a 15 cm. También se prueban distintos tamaños de la sonda en el interior de la guía (d).

El objetivo de este experimento es optimizar el valor de S_{21} en la banda de interés con el objetivo de medir lo mejor posible la atenuación de los vidrios FSS, en función de los valores de d y l que proporcionaban mejores S_{11} .

En las figuras siguientes se muestran algunos resultados experimentales:

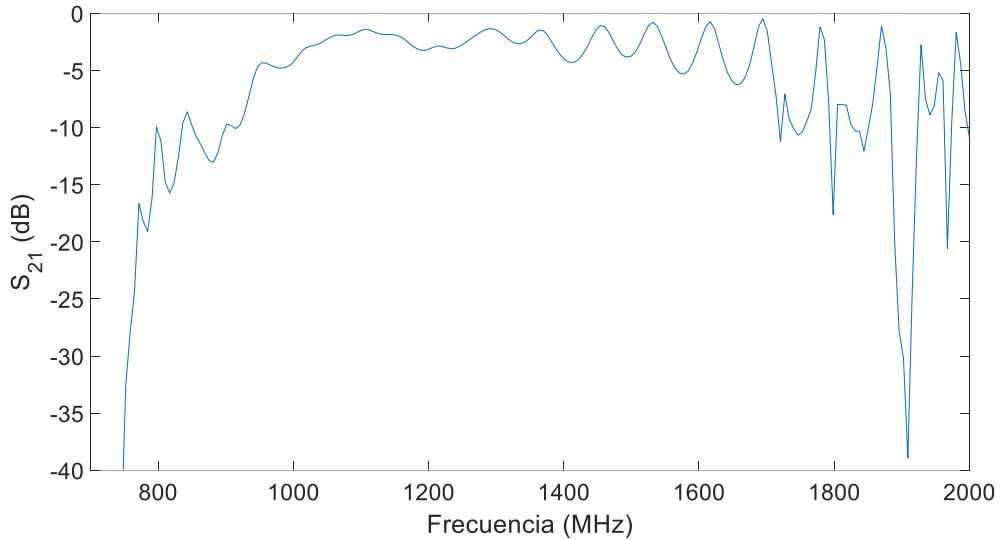


Figura 36: S_{21} (dB) experimental para $d = 55$ mm y $l = 60$ mm

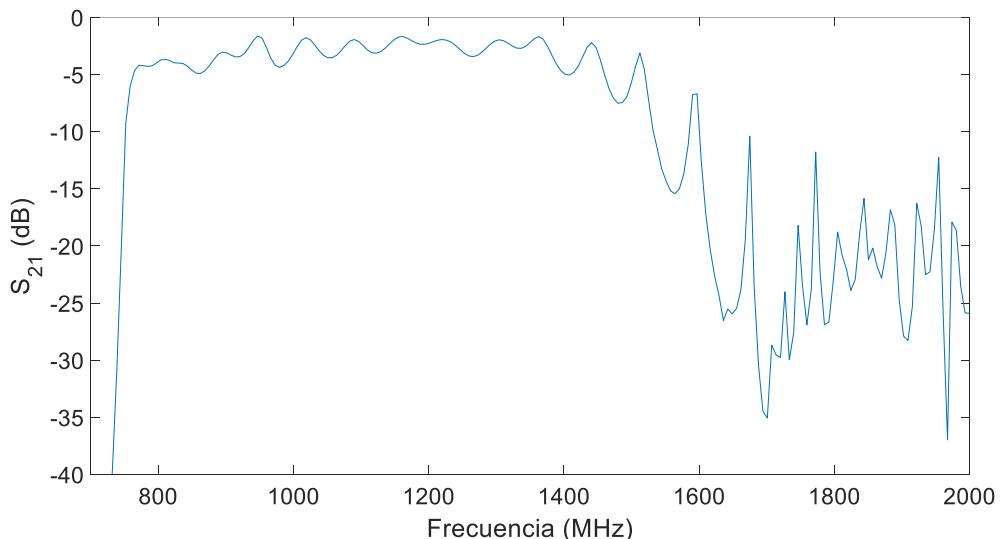


Figura 37: S_{21} (dB) experimental para $d = 65$ mm y $l = 95$ mm

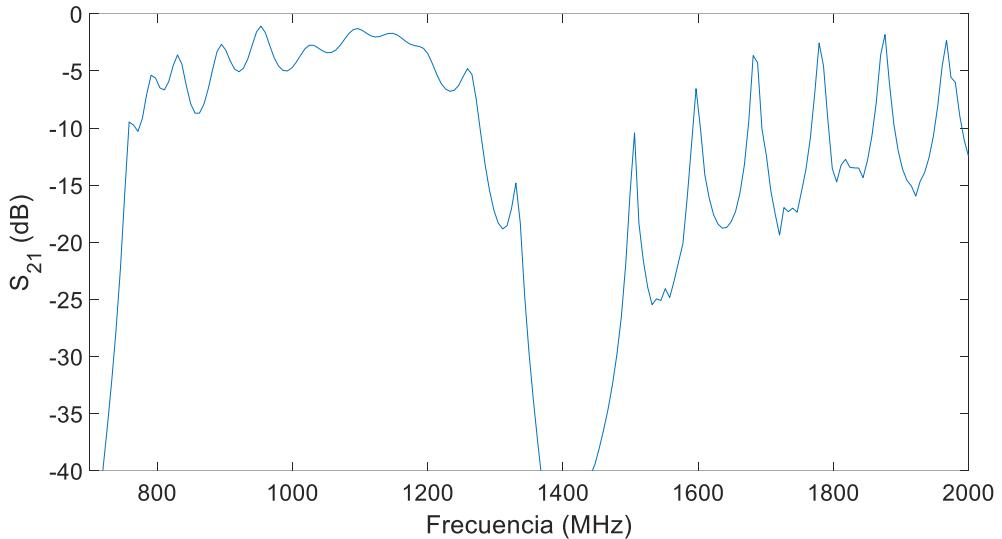


Figura 38: S_{21} (dB) experimental para $d = 75$ mm y $l = 130$ mm

Además, en estas medidas puede apreciarse que, a pesar de que partir de 1.5 GHz la guía no se comporta como monomodo, los modos superiores no afectan a los resultados, como ya se había adelantado en el estudio teórico del sistema. También puede apreciarse el efecto de las resonancias estudiadas en el capítulo anterior.

De forma experimental, se comprueba que estas resonancias son debidas a la relación entre el tamaño de la guía y la longitud de onda en la guía. Para ello, se coloca una placa conductora en el extremo abierto de la guía. La guía pasa a ser una cavidad resonante en la que el valor de S_{11} tendrá mínimos y el S_{21} máximos en aquellas frecuencias cuya longitud de onda en la guía en relación al tamaño de la guía sea un número entero de $\frac{\lambda_g}{2}$.

Si colocamos una placa metálica como las de las paredes de la guía a 1 metro de la cara delantera, observamos el siguiente resultado:

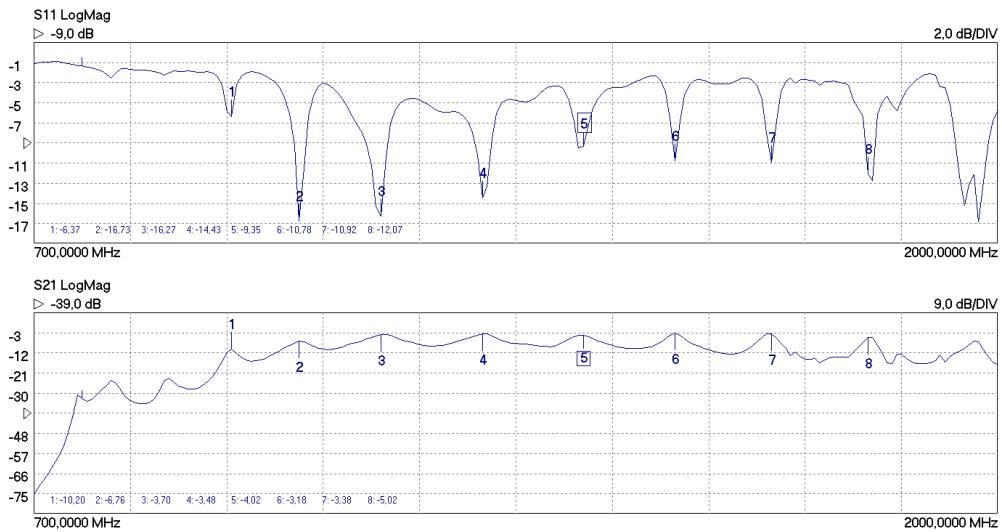


Figura 39: Posiciones de las resonancias en los parámetros S_{11} y S_{21} para el sistema experimental

Por ello, se procede a realizar las medidas de las FSS con distintos tamaños de guía de forma que en el promedio entre las distintas medidas se cancelen estos máximos de S_{21} . Es preferible escoger tamaños para los cuales la posición de los máximos no coincida entre distintas medidas, evitando, por tanto, aquellos tamaños que sean múltiplos unos de otros.

Apoyándonos en los resultados obtenidos con Matlab (recogidos en el capítulo anterior), se fabrican 3 fragmentos de guía de 7 cm de longitud con los que se podrán realizar las distintas combinaciones para realizar las medidas necesarias para la cancelación de las resonancias. El resultado se muestra en la Figura 40.

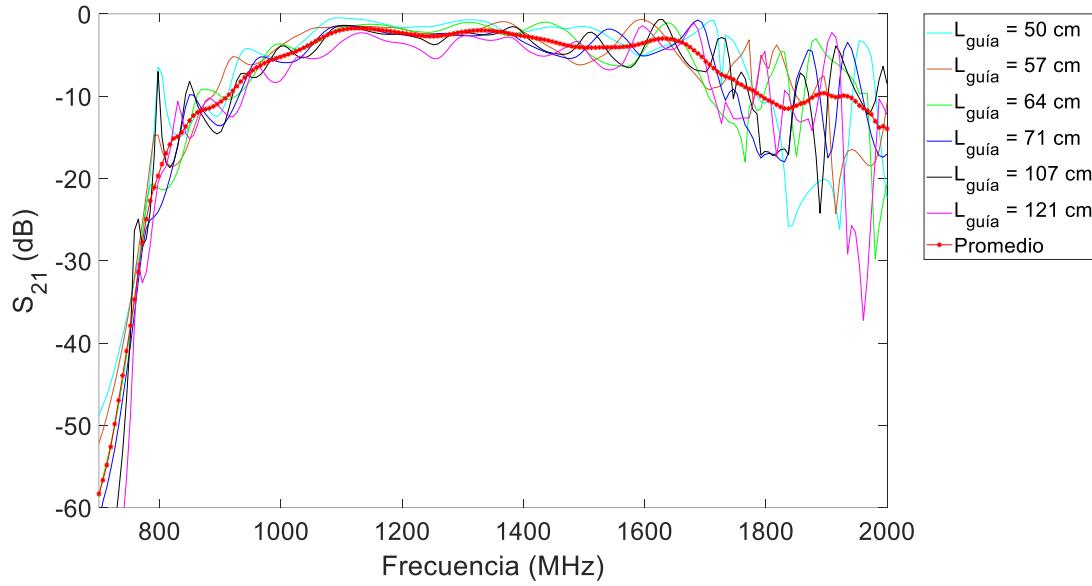


Figura 40: S_{21} promedio de 6 valores de S_{21} con distinta longitud de guía.

Con esta configuración, se obtiene un sistema de medida con un rango dinámico en torno a 70 dB en prácticamente toda la banda de medida, como se muestra en la Figura 41.

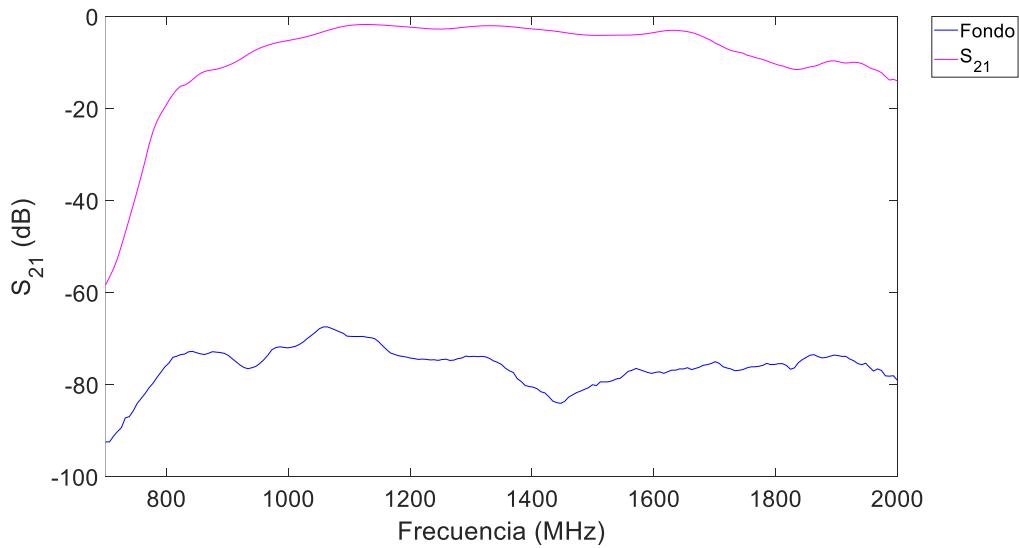


Figura 41: S_{21} frente a nivel de fondo

Capítulo 4.

Medidas de atenuación en vidrios. Comparativa con un sistema en cámara anechoica

Introducción

En este capítulo se recoge la descripción detallada del proceso de medidas y los resultados obtenidos para distintas muestras de vidrios de control solar. Por un lado, se miden muestras de vidrios de control solar con distintos tipos de capa y, por otro, distintas superficies selectivas en frecuencia.

Como ya se ha descrito anteriormente, el sistema de medida está formado por dos tramos adaptadores guía-coaxial de 25 cm de longitud y dos tramos de guía de 50 cm. Además, debido a las resonancias que se han estudiado en el capítulo 3, se han fabricado 3 tramos de 20x10x7cm para realizar las medidas de los vidrios con distintos tamaños de guía.

Las distintas longitudes no afectan apreciablemente a la potencia que llega a la antena receptora y, por tanto, ésta es una forma adecuada de eliminar el efecto de las resonancias y obtener una caracterización fiable de los distintos vidrios.

Caracterización de las FSS

En este apartado se procede a medir la atenuación para señales de radiofrecuencia de una serie de vidrios con superficies selectivas en frecuencia, cuya respuesta espectral depende del patrón definido sobre las capas depositadas y su periodicidad.

Para la caracterización de las distintas FSS se utilizará como referencia un vidrio sin capa (atenuación 0) para la medida de la atenuación y un vidrio con capa completa y sin FSS (ganancia 0) para la medida de ganancia.

Filtro paso banda ($f_c = 2.5$ GHz)

En este experimento, se utilizan dos modelos de vidrios con una capa de plata de unos 25 nm de espesor. El primero de ellos es un vidrio con capa metálica completa, que servirá como referencia. El segundo es un modelo de cruces de 12 mm de grosor y separadas 10 mm que se comporta como filtro paso banda centrado en 2.5 GHz (Figura 42).



Figura 42: Vidrio con capa metálica completa (izda.) y vidrio con FSS con comportamiento paso banda (dcha.)

Se realizan las medidas de los vidrios utilizando los valores de l y d óptimos y se comparan dichos resultados con los obtenidos con un sistema basado en cámara anechoica.

En la Figura 43, se pueden observar las medidas de atenuación de los vidrios en el rango de 800 a 4000 MHz. La curva continua representa el resultado con nuestro sistema y la discontinua con el sistema utilizado anteriormente.

El sistema basado en guías se comporta mucho mejor que el de cámara anechoica para los casos en los que la atenuación es alta, como el vidrio de capa metálica completa (Figura 43, línea azul). Esto se debe a que en la cámara anechoica es difícil evitar que reflexiones secundarias alcancen el detector, con lo que la sensibilidad del sistema es mucho peor.

Así, la medida de la ganancia obtenida con la FSS con respecto al vidrio de capa metálica completa (Figura 44) es mucho más precisa con el sistema basado en guías de ondas.

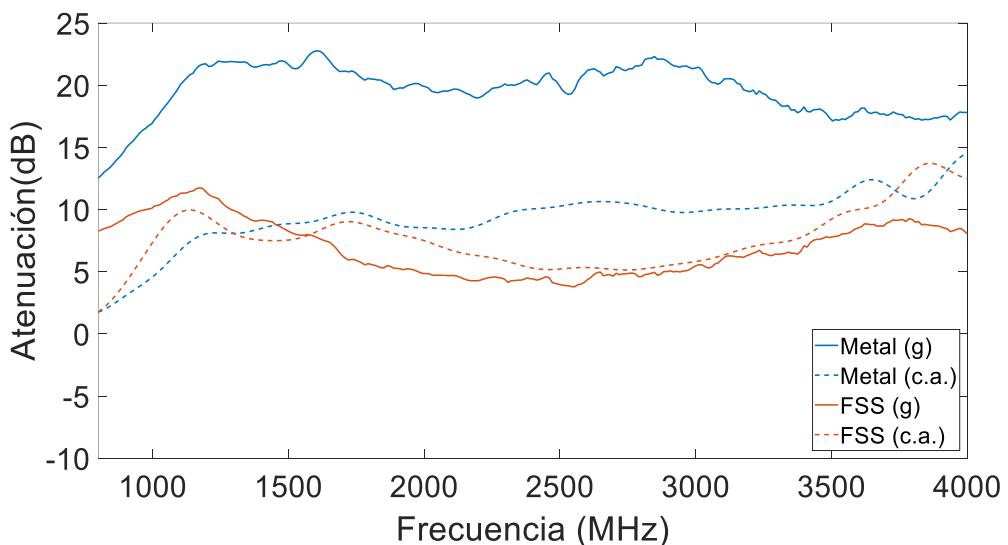


Figura 43: Medida de atenuación del vidrio de capa metálica continua y del vidrio con FSS respecto al vidrio sin capa para el sistema actual (guías de onda) y el anterior (cámara anechoica)

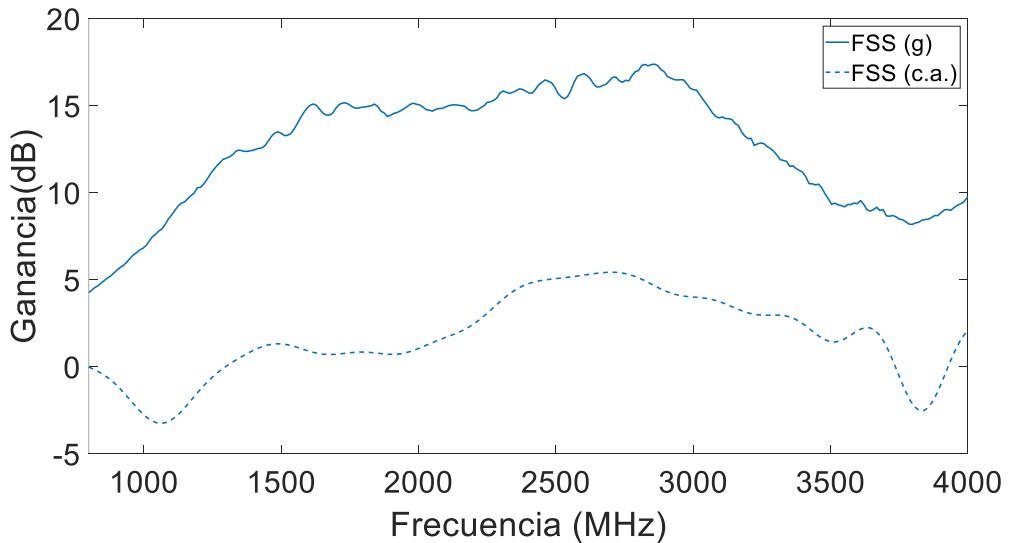


Figura 44: Medida de ganancia del vidrio con FSS (cruces) respecto al vidrio con capa metálica para el sistema actual (guías de onda) y el anterior (cámara anechoica)

Filtro paso bajo ($f_c = 900$ MHz)

En este caso, se utilizan dos modelos de vidrios con una capa de plata de unos 10 nm de espesor. El primero de ellos es un vidrio con capa metálica completa, que servirá como referencia. El segundo es un modelo de líneas verticales y horizontales (malla) de 2 mm de grosor y separadas 40 mm que se comporta como filtro paso bajo hasta los 900 MHz (Figura 45).

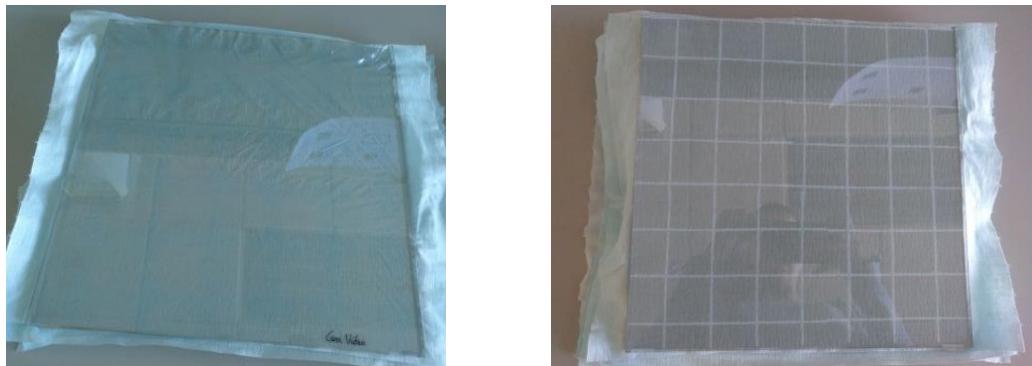


Figura 45: Vidrio con capa metálica completa (izda) y vidrio con FSS con comportamiento paso bajo (dcha)

Si comparamos la medida de la atenuación respecto al vidrio normal y la ganancia del vidrio con FSS respecto al vidrio con capa metálica con ambos sistemas se observa una gran diferencia entre ellas.

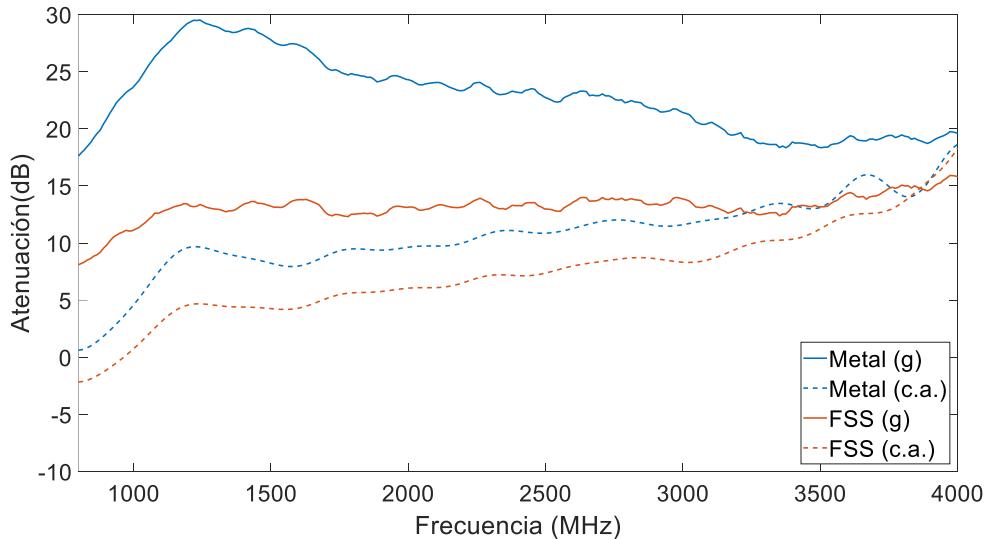


Figura 46: Medida de atenuación del vidrio de capa metálica continua y del vidrio con FSS (malla) respecto al vidrio sin capa para el sistema actual (guías de onda) y el anterior (cámara anechoica)

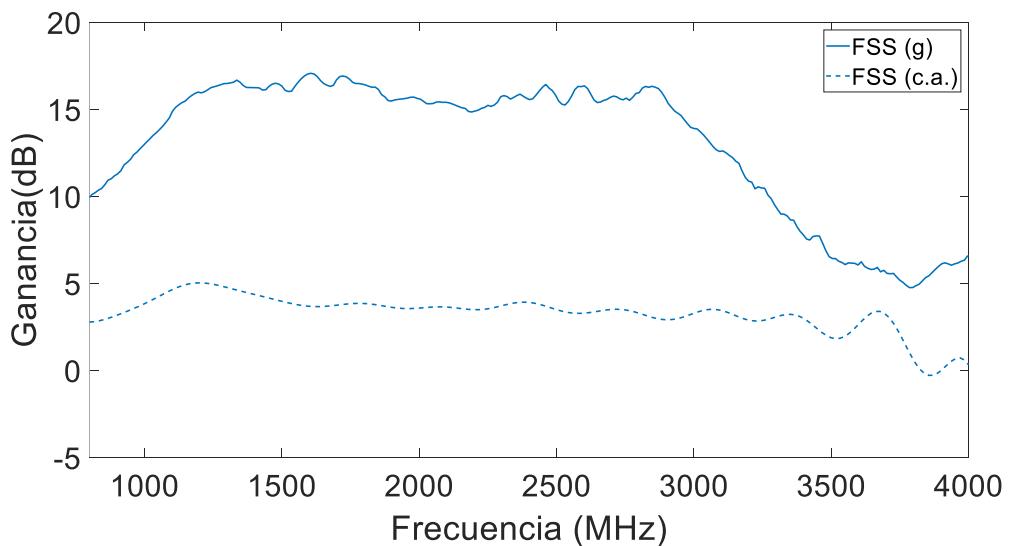


Figura 47: Medida de ganancia del vidrio con FSS (malla) respecto al vidrio con capa metálica para el sistema actual (guías de onda) y el anterior (cámara anechoica)

Filtro paso bajo ($f_c = 100$ GHz)

Se utilizan dos modelos de vidrios con doble capa de plata, una de 10 nm y otra de 14 nm, separadas mediante una capa de óxido de estaño. El primero es un vidrio con capa metálica completa, que servirá como referencia. El segundo es un modelo de líneas de 100 μ m de grosor y separadas 1 mm, que se comporta como filtro paso bajo hasta los 100 GHz (Figura 48).

Para conseguir patrones tan pequeños se hace uso de un láser pulsado de estado sólido (de Neodimio) de 35 W y longitud de onda de 1064 nm. Con este diseño se ha buscado que el resultado final sea más estético que el anterior, de forma que sólo se aprecian las líneas para determinados ángulos de incidencia de la luz [12].



Figura 48: Vidrio con capa metálica completa (izda) y vidrio con FSS paso bajo de líneas de 100 um dcha)

Con este tipo de patrones, retirando solamente el 9% de la superficie metálica se consigue prácticamente la misma respuesta en frecuencia que con el vidrio sin capa (Figura 49). Si lo comparamos con el nivel de atenuación con el del vidrio de capa continua, se aprecia una mejora de aproximadamente 20 dB.

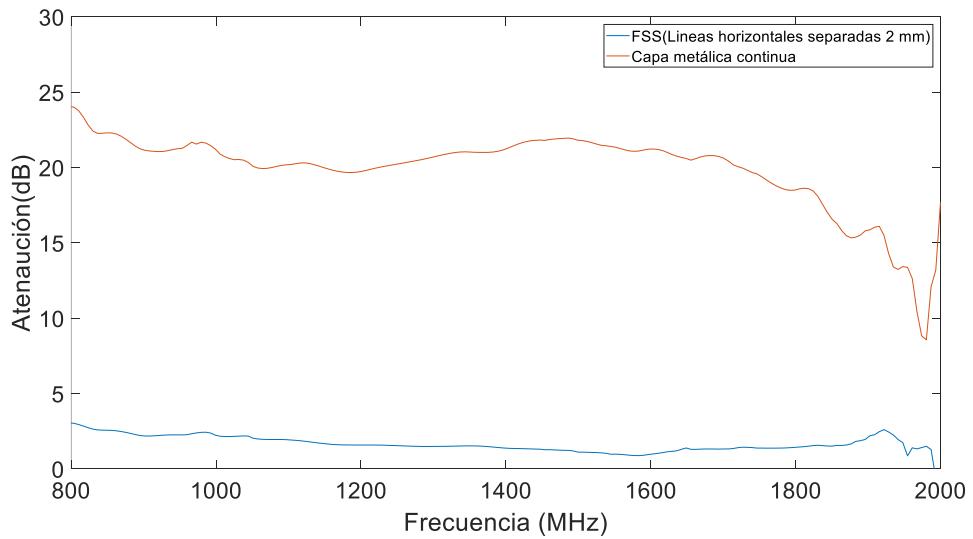


Figura 49: Atenuación del vidrio de capa metálica y del vidrio con FSS de 100 um respecto al vidrio sin capa.

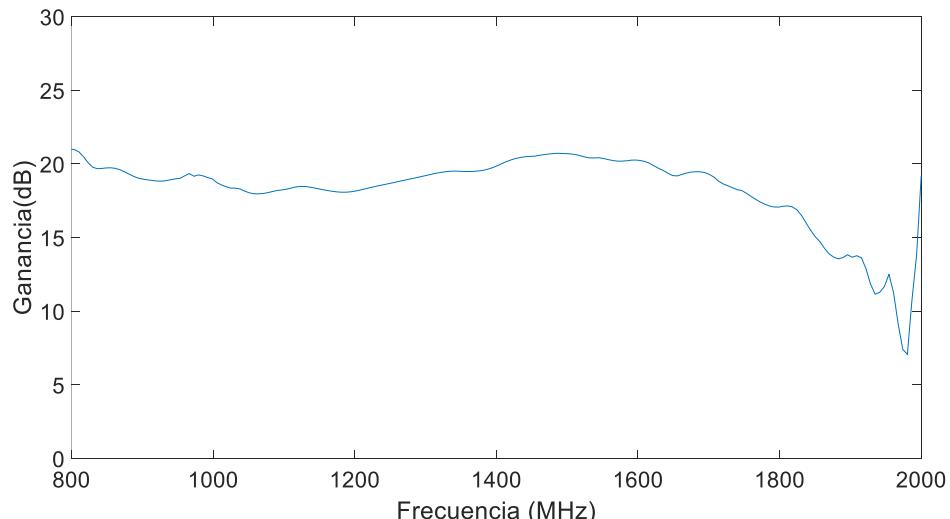


Figura 50: Ganancia de vidrio con FSS de líneas de 100 um respecto al vidrio de capa metálica completa.

Dado que se trata de un vidrio con líneas solo en una dirección (en lugar de mallado) se comportará como filtro paso bajo sólo en una orientación, debido a la polarización de la onda electromagnética. Cuando las líneas se coloquen en posición horizontal el vidrio tendrá el comportamiento de paso bajo ya que el vector de campo eléctrico (Y) será perpendicular a la posición de las líneas (paralelas al eje X). Por el contrario, si se coloca el vidrio con las líneas en posición vertical el comportamiento será el mismo que el de capa metálica continua y, por tanto, la señal se atenuará aproximadamente 40 dB (Figura 51).

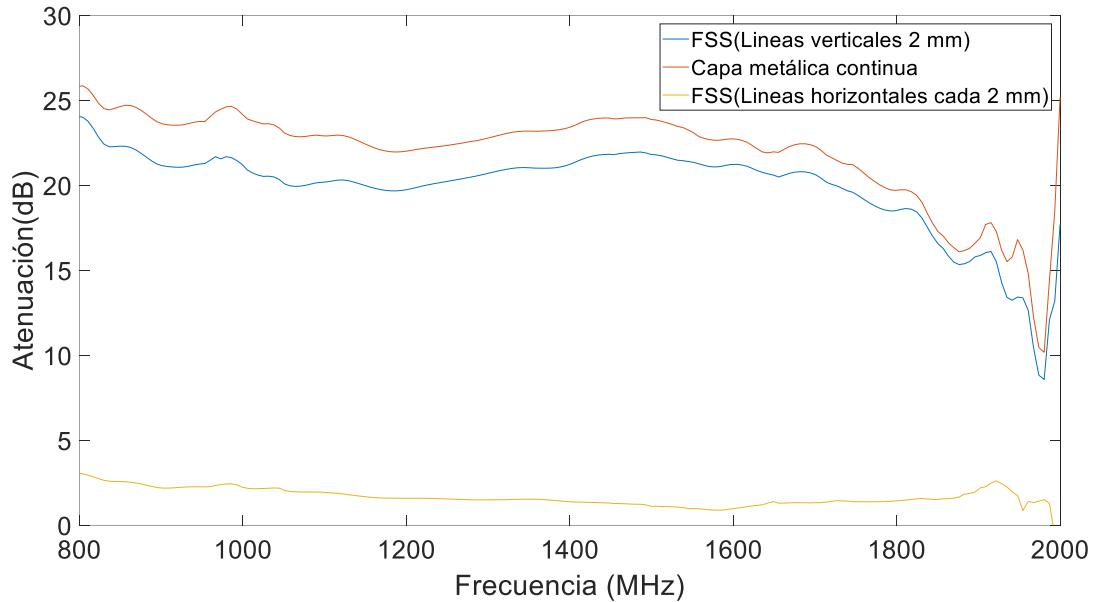


Figura 51: Atenuación de la FSS de líneas verticales, horizontales y de la capa metálica completa.

Caracterización de otros modelos de vidrios de control solar

Aunque este sistema ha sido diseñado con el objetivo de caracterizar las superficies selectivas en frecuencia, permite también medir distintos tipos de vidrios comerciales para conocer el nivel de atenuación en RF de éstos de cara a utilizarlos en edificios o vehículos.

Estos vidrios están fabricados con diferentes tecnologías para conseguir disminuir la cantidad de radiación solar que los atraviesa (pirolíticos, bajo emisivos, etc.), por lo que su efecto en las ondas de radiofrecuencia puede ser también diferente. Las características de los vidrios medidos en este apartado se recogen en el anexo B.

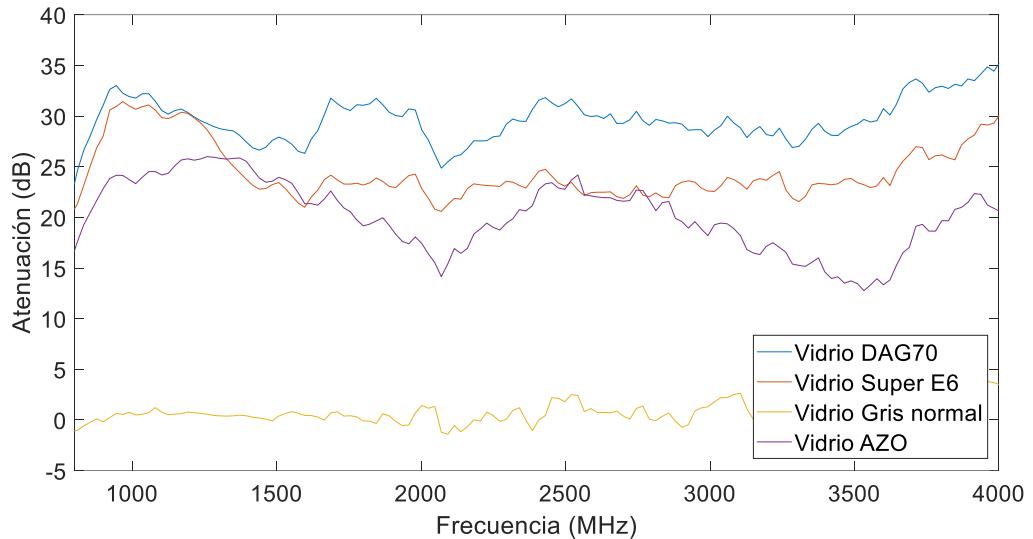


Figura 52: Atenuación respecto al vidrio convencional de los vidrios de control solar y bajo emisivos DAG70, Super E6, AZO y coloreado normal.

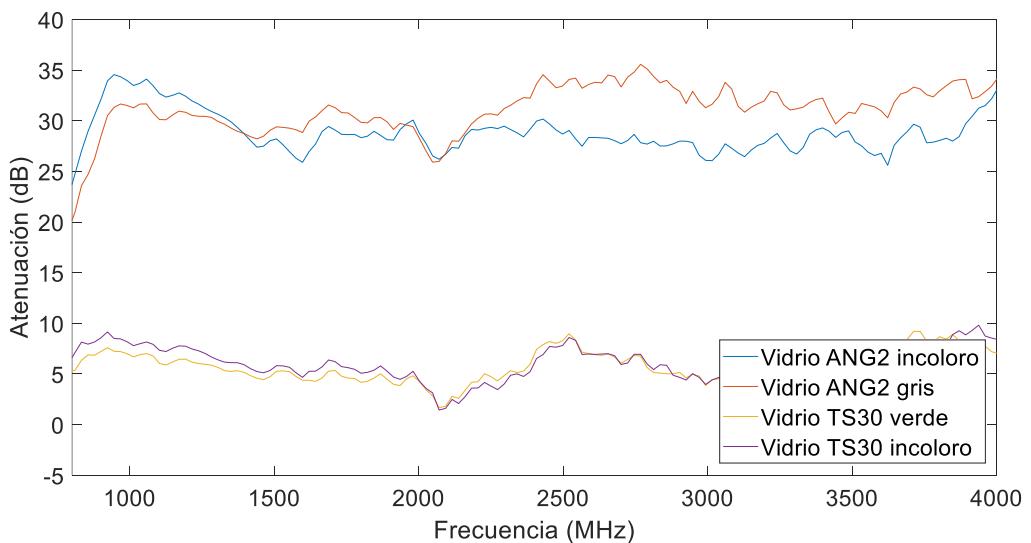


Figura 53: Atenuación respecto al vidrio convencional de los vidrios de control solar y bajo emisivos ANG2 incoloro, ANG2 gris, TS30 incoloro y TS30 verde

Con estas medidas, encargadas por la empresa Ariño Duglass para una caracterización completa de los vidrios y recubrimientos que comercializan, se demuestra la capacidad del sistema de medida para determinar la atenuación de señales de radiofrecuencia en vidrios.

Capítulo 5.

Conclusiones y líneas futuras

En este proyecto se ha cumplido el objetivo principal, el diseño y la construcción de un sistema de medida de la atenuación de señales de telefonía móvil a través de vidrios de control solar.

Se ha diseñado un sistema de medida basado en guías de onda que permite medir la transmitancia de vidrios. Para ello, se ha optimizado el diseño mediante el estudio por separado del adaptador coaxial-guía para conseguir el mejor valor de S_{11} y también el mejor S_{21} con el sistema completo para toda la banda de frecuencias móviles de interés.

El sistema diseñado es adecuado para medir la atenuación en vidrios de control solar, así como para caracterizar la respuesta de las superficies selectivas en frecuencia (FSS). Se consigue una sensibilidad muy superior (en torno a 10 dB) a la conseguida con un sistema basado en cámara anecoica.

Como continuación a este proyecto se podría llevar a cabo el rediseño de la actual cámara anecoica para hacerla adecuada para el rango de frecuencias de interés, con el objetivo de poder caracterizar vidrios de mayor tamaño.

Además, este sistema se utilizará para la caracterización de nuevos diseños de FSS en el proyecto FOTOFREC.

Bibliografía

- [1] G.I.Kiani, «Transmission of infrared and visible wavelengths through energy-saving glass due to etching of frequency-selective surfaces,» *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2009.
- [2] B. Hooberman, «Everything you ever wanted to know about frequency-selective surface filters but were afraid to ask,» Columnia University .
- [3] P. Castillo, «Estudio teórico y experimental del apantallamiento electromagnético de acristalamientos bajo emisivos en las bandas de telefonía móvil. Propuestas de estructuras paso banda,» *Trabajo Fin de Grado*, 2017.
- [4] IEEE, «IEEE Standard Method for Measuring the Effectiveness of Electromagnetic: Shielding Enclosures,» *IEEE*, 1997.
- [5] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, Peter Peregrinus Ltd, 1986.
- [6] D. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley, 1997.
- [7] R. E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, John Wiley, 1990.
- [8] R. Elliot, *An Introduction to Guided Waves and Microwave Circuits*, 1993: Pearson.
- [9] P. Delmotte, «Waveguide-Coaxial Line Transitions,» *Belgian Microwave Roundtable*, 2001.
- [10] COMSOL, «Coaxial to Waveguide Coupling,» COMSOL Application Gallery, [En línea]. Available: <https://www.comsol.com/model/coaxial-to-waveguide-coupling-1863>.
- [11] P. Wade, «Rectangular Waveguide to Coax Transition Design,» *QEX*, 2006.
- [12] O. Bouvard, «Structured transparent low emissivity coating with high microwave transmission,» *Springer-Verlag Berlin Heidelberg*, 2016.

Anexo A:

Diagrama de Gantt

	FEBRERO				MARZO				ABRIL				MAYO				JUNIO			
	SEMANAS																			
	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4
ESTUDIO DE LAS DISTINTAS TÉCNICAS DE MEDIDA Y DISEÑO DE UN SISTEMA PRELIMINAR	1	2																		
ESTUDIO TEÓRICO DEL SISTEMA			1	2	3	4	1	2												
SIMULACIÓN EN COMSOL DE LOS MODELOS							1	2	3	4	1	2	3	4	1	2				
CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA FINAL Y MEDIDA DE LA ATENUACIÓN DE DISTINTOS MODELOS DE VIDRIOS																	1	2	3	
ELABORACIÓN DE LA MEMORIA FINAL																	1	2	3	4

Anexo B:

Propiedades de las capas de control solar

En este anexo se incluyen las hojas de características de las capas de control solar de los vidrios comerciales de la empresa Ariño Duglass. Algunos de ellos se han medido en el capítulo 5 con el sistema diseñado durante este proyecto.

Ariplak Solar

Capas de control solar

El vidrio Ariplak Solar consta de una luna de vidrio, incolora o coloreada en masa, sobre la que se depositan mediante tecnologías de alto vacío capas metálicas que le aportan prestaciones de control solar y luminoso.

Propiedades

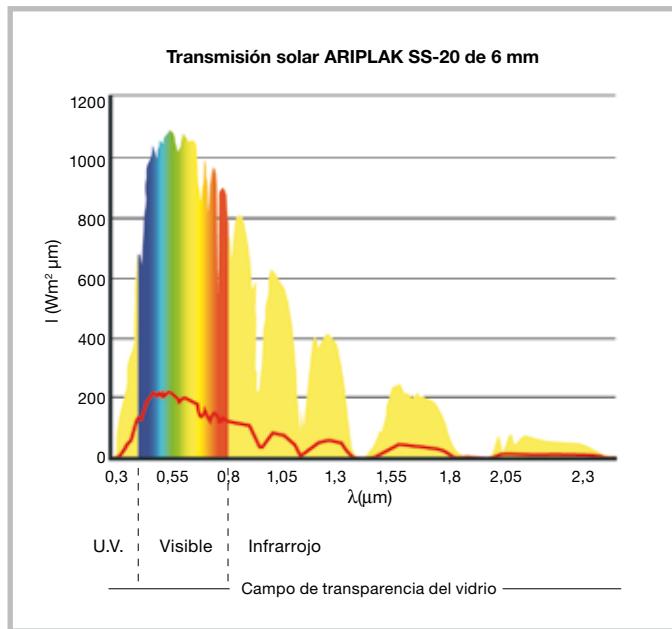
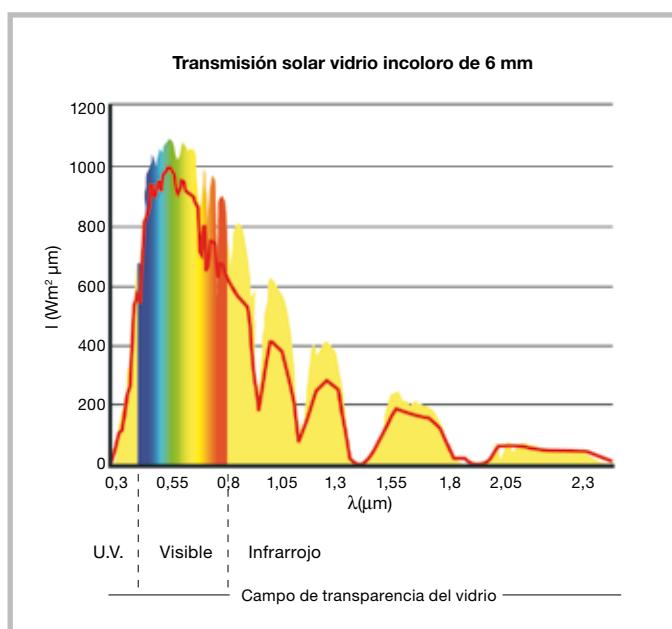
La gama Ariplak Solar actúa directamente sobre la radiación solar reduciendo en gran medida el aporte energético al interior del edificio. Esta propiedad es fundamental para alcanzar los requisitos de ahorro energético y sostenibilidad exigidos a los edificios, ya que mejorando las prestaciones de protección solar reduciremos la energía necesaria para la climatización del espacio interior, reduciendo de esta manera el uso de combustibles fósiles y la emisión de gases de efecto invernadero a nuestra atmósfera.

El espectro de radiación emitido por el sol se distribuye básicamente en tres diferentes rangos:

- Radiación ultravioleta, con longitudes de onda comprendidas entre 280 y 380 nm, y que representa entre el 1 y el 3% de la energía total incidente.
- Luz visible (380-780 nm), con un aporte energético en torno al 54% del total.
- Radiación infrarroja de onda corta (780-2500 nm). Parte invisible del espectro con un aporte energético cercano al 45%.

Teniendo en cuenta que sobre la fachada, dependiendo de la orientación, situación geográfica y época del año, se producen irradiancias de 800 W/m², una correcta elección tanto de la transmisión luminosa como del factor solar es imprescindible para optimizar el balance energético del edificio.

Además con el vidrio Ariplak Solar se pueden conseguir diferentes aspectos estéticos variando las propiedades de transmisión y reflexión de luz, más aun si se combinan estos tipos de capas con vidrios coloreados en masa o vidrios laminados de color.



Ariplak Solar

Capas de control solar

Propiedades fotoenergéticas

de Ariplak Solar

Las propiedades fotoenergéticas de los vidrios Ariplak Solar dependen del tipo de recubrimiento utilizado, del espesor y de la coloración del vidrio base.

Las prestaciones de los vidrios Ariplak Solar en vidrio monolítico y doble acristalamiento se muestran en las siguientes tablas. Consulte con nuestro Departamento técnico para otras composiciones o espesores.

Los datos que aparecen en estas tablas son valores nominales basados en las informaciones disponibles en el momento de la preparación de este documento y están sujetos a tolerancias comerciales. Las características pueden variar en aplicaciones particulares. Ariño Du-glass se reserva el derecho a revisar las especificaciones de sus productos y estándares sin notificación.

ARIPLAK CONTROL SOLAR - Vidrio monolítico incoloro de 6 mm									
TIPO DE CAPA	LUZ VISIBLE			ENERGÍA SOLAR				VALOR U (W/m ² °C)	
	Transmisión T.L. (%)	Reflexión		Transmisión T.E. (%)	Reflexión R.E. (%)	Absorción A.E. (%)	Factor Solar		
		R.L. ext. (%)	R.L. int. (%)					ISO 9050	EN 410
Espía	3	47	59	4	37	58	17	17	4,9
SS-08	8	41	34	7	33	60	20	20	4,9
SS-14	15	26	36	12	23	65	26	26	5,0
SS-20	20	20	32	16	18	66	31	31	5,1
SS-32	32	12	27	27	10	63	42	42	5,2
SS-40	38	8	21	35	7	58	49	49	5,4
SS-50	50	5	15	46	5	49	58	58	5,5
SS-60	61	13	4	56	13	31	64	64	5,5
TE-15	15	24	27	10	27	63	25	25	5,2
TS-20	20	21	29	14	23	63	28	29	5,2
TBC-20	21	18	34	20	17	63	32	32	5,4
TS-30	30	13	25	23	13	64	39	39	5,4
TS-40	40	9	21	31	9	60	47	47	5,4
TS-55	57	6	15	49	5	46	59	60	5,4
SA-45+	42	19	40	46	17	37	56	56	5,7
ORO-35	32	30	19	29	29	41	39	39	5,6
Ariplak Dark Silver 34/46	38	27	34	46	21	33	54	54	5,7
Ariplak Dark Bronce 19/34	21	11	34	29	10	61	44	44	5,7
Ariplak Dark Gris 16/32	18	10	34	26	9	65	43	43	5,7
Ariplak Dark Verde 28/28	31	19	34	21	11	68	39	39	5,7
Ariplak Dark Azul 23/23	26	8	26	15	7	78	35	35	5,7
Ariplak light Neutral 72/61	81	11	12	68	10	22	71	69	3,7
Ariplak light Neutral 61/50	68	9	10	52	10	38	58	60	4,2
Ariplak light Verde 50/32	55	7	10	29	6	65	41	42	4,2
Ariplak light Azul 50/35	56	7	10	32	7	61	43	45	4,2

Ariplak Solar

Capas de control solar

ARIPLAK CONTROL SOLAR - Ambience incoloro 6 mm/CA 12/6 mm										
TIPO DE CAPA	LUZ VISIBLE			ENERGÍA SOLAR				VALOR U (W/m ² °C)		
	Transmisión	Reflexión		Transmisión	Reflexión	Absorción	Factor Solar	ISO 9050	EN 410	Aire
SS-08	8	41	35	5	33	62	13	13	2,5	2,3
SS-14	14	26	37	10	23	67	18	18	2,6	2,4
SS-20	18	21	34	13	18	69	22	22	2,6	2,4
SS-32	29	12	30	22	11	67	32	32	2,7	2,5
SS-40	35	9	24	28	8	63	38	38	2,7	2,5
SS-50	46	7	20	37	6	57	47	47	2,8	2,6
SS-60	54	16	11	45	15	40	54	53	2,8	2,6
TE-15	14	24	30	9	26	65	17	17	2,7	2,5
TS-20	18	21	31	12	23	66	20	20	2,7	2,5
TBC-20	20	18	35	16	17	67	24	24	2,3	2,1
TS-30	29	14	28	19	14	67	29	29	2,7	2,5
TS-40	36	10	25	25	10	65	35	35	2,7	2,5
TS-55	51	8	20	40	7	53	49	49	2,7	2,5
SA-45+	39	21	41	37	18	45	47	47	2,8	2,6
ORO-35	28	30	24	22	27	51	30	30	2,8	2,6

Consejos para su utilización

Cuando se utilizan vidrios de control solar, es conveniente tener en cuenta las posibilidades de choque térmico debido a la absorción energética elevada que pueden tener estos vidrios (sobre todo si son coloreados en masa). Las causas principales que pueden provocar estos contrastes térmicos son:

- Factores exteriores al edificio: localización geográfica, orientación, inclinación, posibles sombras proyectadas, etc.
- Factores interiores al edificio: aire acondicionado orientado al vidrio, protecciones solares interiores (cortinas, etc.).
- Factores de la carpintería: material, forma, color, tipo de encastre, etc.
- Propiedades del acristalamiento: tipo de vidrio, factores de absorción y transmisión, espesor, dimensión, estado de los cantos, etc.

Ariplak Low E-SP

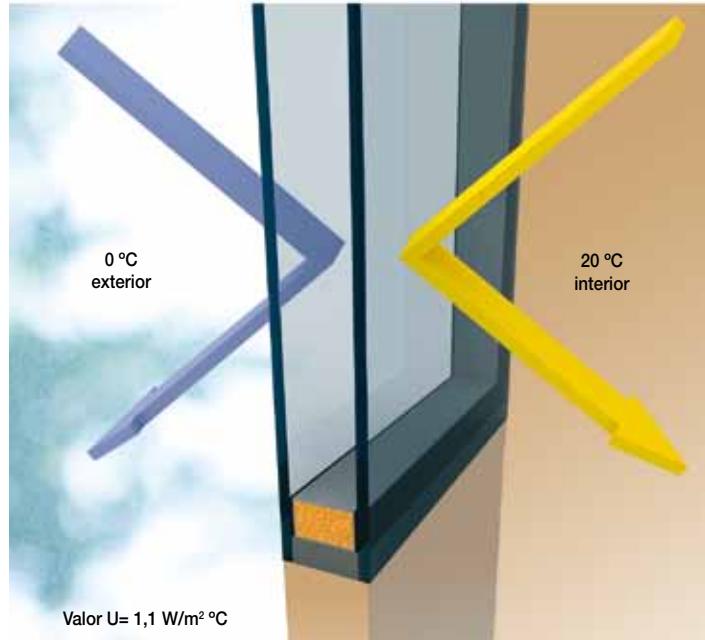
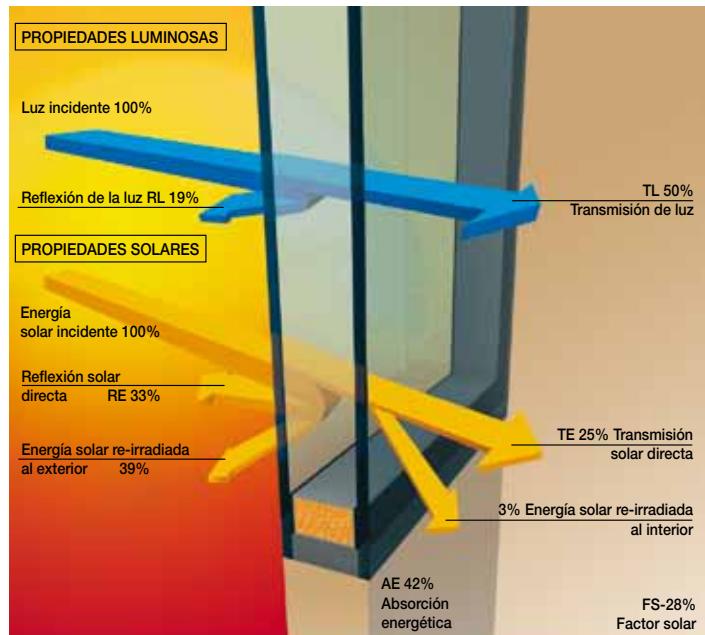
Capas de Altas Prestaciones

Propiedades

Gracias a la utilización de plata en su estructura los recubrimientos Ariplak Low E-SP poseen baja emisividad mejorando directamente el Valor-U del acristalamiento, pudiendo alcanzar valores de aislamiento térmico de 1,1 W/m²K (con argón).

Por otra parte estas capas poseen una gran selectividad entre visible e infrarrojo, siendo muy transparentes para la luz visible reflejando en cambio buena parte de la radiación infrarroja, esto permite reducir de forma importante la ganancia solar manteniendo una alta transmisión de luz. Gracias a esta propiedad se consiguen alcanzar los requisitos de protección solar y ahorro energético exigidos en la actualidad, contribuyendo de esta forma a una edificación más sostenible.

Ariplak DAG 50/28



Ariplak Low E-SP

Capas de Altas Prestaciones

Propiedades fotoenergéticas de Ariplak Low E-SP

Las prestaciones de los vidrios Ariplak Low E-SP en doble acristalamiento y vidrio incoloro se muestran en la tabla siguiente. Consulte con nuestro Departamento técnico para otras composiciones o espesores.

Los datos que aparecen en estas tablas son valores nominales basados en las informaciones disponibles en el momento de la preparación de este documento y están sujetos a tolerancias comerciales. Las características pueden variar en aplicaciones particulares. Ariño Du-glass se reserva el derecho a revisar las especificaciones de sus productos y estándares sin notificación.

Los valores fotoenergéticos se han medido y calculado en conformidad con las normas EN 410 e ISO 9050. El Valor-U se ha calculado siguiendo el procedimiento descrito en la norma EN 673.

ARIPLAK LowE-SP - Ambience 6 mm/CA 16/6 mm

TIPO DE CAPA	LUZ VISIBLE			ENERGÍA SOLAR					VALOR U (W/m ² °C)	
	Transmisión T.L. (%)	Reflexión		Transmisión T.E. (%)	Reflexión R.E. (%)	Absorción A.E. (%)	FACTOR SOLAR		Aire	Argón
		R.L. ext. (%)	R.L. int. (%)				ISO 9050	EN 410		
DAG 70/40	68	11	13	37	24	39	39	42	1,4	1,2
DAG 66/38	65	9	11	36	24	40	38	41	1,4	1,2
DAG 60/33	58	14	17	32	26	42	34	36	1,4	1,2
DAG 50/28	49	15	21	25	28	47	28	30	1,3	1,1
DAG 30/16	27	18	33	13	33	54	16	17	1,3	1,1
AN 62	62	22	19	37	27	36	40	43	1,4	1,2
AN 50	53	12	11	34	20	46	38	40	1,5	1,3
AB 54	52	24	12	36	24	40	41	42	1,5	1,3
AS 44	41	44	41	26	40	34	29	31	1,5	1,3
SuperE	73	14	13	49	20	31	53	55	1,5	1,3

