UNIVERSIDAD
COMPLUTENSE
MADRID

Proyecto de Innovación

Convocatoria 2021/2022

Nº de proyecto: 242

Introducción de prácticas con software CAD profesional en la Ingeniería Electrónica de Comunicaciones

Responsable del proyecto:

Luis Angel Tejedor Alvarez

Facultad de Ciencias Físicas

Departamento:

Estructura de la Materia, Física Térmica y Electrónica

1. Objetivos propuestos

El objetivo principal de este proyecto ha sido proporcionar a los estudiantes del Grado en Ingeniería Electrónica de Comunicaciones (GIEC) experiencia en la utilización de software profesional de diseño y simulación electrónica y electromagnética. Para ello se propuso crear prácticas para las siguientes asignaturas:

- Radiofrecuencia: 3 prácticas con el software de diseño y simulación de circuitos de microondas Cadence/AWR Design Environment.
- Compatibilidad Electromagnética: 2 prácticas con el software de simulación electromagnética ANSYS HFSS.
- Sistemas Radiantes: 6 prácticas con la toolbox de antenas de Matlab.
- Electromagnetismo 1: 2 prácticas con Matlab.
- Electromagnetismo 2: 2 prácticas con Matlab y 1 práctica de simulación de una antena dipolo con Ansys HFSS.

Asimismo, la idea ha sido utilizar también estos paquetes de software para proponer y realizar Trabajos de Fin de Grado, Trabajos de Fin de Máster, tesis doctorales e investigación en otras titulaciones, de la Facultad de Ciencias Físicas o de otras que pudieran estar interesadas.

Además del objetivo principal, se cubrían también otros objetivos secundarios dentro de las líneas de la convocatoria:

- Disponer de algunas prácticas que pudieran ser realizadas virtualmente, en condiciones de semipresencialidad o completamente on-line.
- Fomentar la internacionalización, ya que disponer de este tipo de software nos permite participar en los programas educativos internacionales promovidos por los diferentes fabricantes, tales como Ansys Academic, o Cadence AWR University Program. Participar en estos programas permite disponer de múltiples recursos como ejemplos y videotutoriales en inglés, desarrollados por la comunidad internacional.
- Mejorar la formación del profesorado en el uso de estos programas.

2. Objetivos alcanzados

En cuanto al objetivo principal, se ha conseguido introducir el uso de los diferentes programas informáticos propuestos entre las competencias de los estudiantes del Grado en Ingeniería Electrónica de Comunicaciones. Para ello, se han creado diferentes prácticas, tal como se proponía:

- 3 prácticas para la asignatura de Radiofrecuencia, utilizando el software Cadence AWR Design Environment. Los títulos han sido:
  - Práctica 1: Introducción a Microwave Office
  - Práctica 2: Diseño de Circuitos Reales con Microwave Office
  - Práctica 3: MW Office: Librerías, Parásitos, Análisis de Tolerancias y Medidas
- 2 prácticas para la asignatura Compatibilidad Electromagnética, usando el software ANSYS HFSS. Los títulos han sido:
  - Práctica 1: Simulación de una Antena de Bocina
  - Práctica 2: Simulación de Apantallamientos
- 6 prácticas para la asignatura de Sistemas Radiantes, utilizando la toolbox de antenas de Matlab. Los títulos han sido:
  - Práctica 1: Polarización
  - Práctica 2: Difracción
  - Práctica 3: Diagrama de radiación
  - Práctica 4: Antenas de bocina
  - Práctica 5: Agrupaciones de antenas
  - Práctica 6: Diseño de antenas
- Un entregable de la asignatura Electromagnetismo I, usando Matlab.
  - Entregable 2
- Tres entregables de la asignatura Electromagnetismo II, utilizando simulaciones en Matlab:
  - Entregable 1
  - Entregable 2
  - Entregable 3

Todos los enunciados de las prácticas y entregables creados se incluyen al final de esta memoria como Anexos.

Merece la pena comentar que en Electromagnetismo I se propusieron 2 trabajos, pero finalmente se ha realizado sólo uno. Esto ha sido así porque, al tratarse de la primera asignatura de Electromagnetismo del grado, se trata de una asignatura más teórica y básica, para la que son menos interesantes las aportaciones de los programas de simulación. Por otro lado, el Entregable 3 de Electromagnetismo II incluye una simulación de una antena dipolo, tal como estaba previsto. Sin embargo, dada la mayor familiaridad de los alumnos con el entorno de Matlab, se ha preferido realizar esta simulación con el paquete de antenas de Matlab en vez de con el software Ansys HFSS que les era desconocido.

Además de en el GIEC, las 2 prácticas de simulación con Ansys HFSS se han utilizado también en la asignatura de Compatibilidad Electromagnética del Máster en Nuevas Tecnologías Electrónicas y Fotónicas. Por otro lado, los entregables de Electromagnetismo 1 y 2 que hacen uso de Matlab, también se han empleado en las asignaturas equivalentes del Grado en Física. Así que se da por cumplido el objetivo de emplear los materiales creados en más titulaciones aparte del GIEC. En cuanto los usos

en TFGs y TFM, no es posible reportar todos en el momento de escribir esta memoria porque la mayoría de los trabajos suelen presentarse en la convocatoria de julio. No obstante, se pueden mencionar algunos títulos del GIEC:

- Diseño de una red de distribución de señal para un array de antenas reconfigurable. Este TFG hace uso de AWR Design Environment.
- Diseño, construcción y pruebas de un sensor de electroencefalografía de bajo coste. Este TFG hace uso de Matlab.
- Análisis, diseño, simulación, construcción y medidas de una guía de onda integrada en sustrato (SIW). Este TFG hace uso de Ansys HFSS.
- Subsistema o unidad para pequeño satélite académico. Este utiliza Matlab.
- …

Las licencias disponibles de los 3 paquetes de software utilizados permiten su utilización fuera de la UCM, de modo que las prácticas y entregables pueden realizarse remotamente. Si a ello se une la utilización de herramientas como Microsoft Teams o Google Meet, de uso común en la comunidad universitaria desde la pandemia de Covid 19, es posible la realización de sesiones de prácticas semipresenciales o completamente telemáticas. Concretamente las condiciones de las licencias son:

- Cadence/AWR Design Environment proporciona una licencia para un ordenador por cada dirección de correo @ucm.es que se registra en su web. Las licencias son válidas durante 6 meses, pero renovables. Se han elaborado unas instrucciones de instalación disponibles en este enlace.
- Disponemos de 25 licencias flotantes para el software Ansys Electronics Desktop, que incluye el conocido simulador electromagnético HFSS. El servidor de licencias (inveslic.ucm.es) está gestionado por el centro de proceso de datos, que garantiza su disponibilidad 24/7. Los estudiantes pueden descargarse el software y acceder a las licencias a través de la VPN a la UCM. 25 licencias son suficientes para hacer sesiones síncronas con un número razonable de alumnos, y suficientes también para que sea improbable que un estudiante que quiera utilizar el software desde su casa para resolver un ejercicio no pueda hacerlo. Se han elaborado unas instrucciones de instalación disponibles aquí: link
- La UCM cuenta con una licencia Campus Wide Suite de Matlab, que permite la utilización de Matlab en equipos tanto de la Universidad como personales.

Estas condiciones de acceso al software permiten que las prácticas y ejercicios creados se puedan realizar sin ningún problema de forma telemática.

El objetivo de mejorar la internacionalización sólo se ha alcanzado parcialmente. Mientras que se ha podido participar activamente en las comunidades de usuarios de Matlab y AWR Design Environment; no ha ocurrido lo mismo con Ansys. Esto se ha debido a que la financiación de este proyecto, 525 €, no ha sido suficiente para renovar el mantenimiento del software de Ansys (690 €). Las licencias para utilizar el software han seguido funcionando, porque son permanentes, pero no se ha podido acceder al material disponible para la comunidad.

En cuanto a colaboración internacional, es destacable el acuerdo alcanzado con la empresa Modelithics, para participar en su programa universitario y acceder así a sus librerías de simulación de componentes para AWR Design Environment.

Por último, todos los profesores participantes en este proyecto han tenido la oportunidad de prácticas con los diferentes paquetes de software, mejorando sus habilidades.

3. Metodología empleada en el proyecto

Se han seguido de forma aproximada las fases descritas en la petición del proyecto:

En la primera fase, entre el 1 y el 15 de julio de 2021, los profesores pensaron qué objetos y situaciones podría ser interesante simular en sus asignaturas. Después se realizaron ese tipo de simulaciones en los ordenadores de los profesores. En esta fase la colaboración entre profesores y con la técnica de informática fue intensa, para compartir conocimientos y forma de solucionar problemas con el software.

En las primeras semanas de septiembre, la actividad se centró en crear los guiones de las asignaturas del primer cuatrimestre, mientras la técnica de informática se encargó de instalar el software en las aulas de informática. Una vez instalado el software, los profesores realizaron las prácticas propuestas en las aulas de informática correspondientes. Los problemas detectados se solucionaron, y los estudiantes pudieron realizar sus prácticas con normalidad.

El tiempo para preparar las prácticas del primer cuatrimestre fue relativamente escaso y hubo cierto estrés. En cambio, los profesores de asignaturas del segundo cuatrimestre disfrutaron de más tiempo para preparar sus guiones, mientras se realizaban las prácticas del primer cuatrimestre. Así, una vez llegado el periodo de exámenes del primer cuatrimestre, fue posible empezar con la instalación del software del segundo cuatrimestre en las aulas de informática, e inmediatamente después, con las pruebas de las prácticas. Las prácticas correspondientes a asignaturas del segundo cuatrimestre se realizaron con normalidad.

Es de destacar que sólo fueron necesarias 2 reuniones formales al principio del proyecto. Durante el resto del desarrollo del mismo fueron mucho más útiles las colaboraciones informales de un despacho a otro o por Google Meet.

4. Recursos humanos

El equipo del proyecto ha estado compuesto por:

- 5 profesores
    - Luis Angel Tejedor Alvarez
    - Pedro Antoranz Canales
    - Ricardo Bajo Bretón
    - Oibar Martínez Vílchez
    - Gianluca Susi
- 1 investigadora experta en simulación
    - Clara Oliver García
- 1 técnica de informática
    - Esther Sanz García
- 3 estudiantes
    - Mariano Cabello Sánchez
    - María Molina Delicado
    - Adrián Muñoz Villalón

La composición del equipo fue adecuada, siendo especialmente crítica la aportación de Esther Sanz en la instalación del software en los ordenadores de las aulas de informática. La opinión de los estudiantes también tuvo un peso importante a la hora de clarificar y optimizar los guiones.

5. Desarrollo de las actividades

En líneas generales, las actividades se desarrollaron como estaba previsto en la planificación. Se comenta a continuación el desarrollo de las diferentes fases.

1. **Diseño conceptual de las prácticas**

En esta fase cada profesor debía proponer ideas para desarrollar en las prácticas y así se hizo. Cabe destacar las dificultades encontradas para proponer dos ejercicios en la asignatura de Electromagnetismo 1, lo que llevó a la decisión de proponer solamente uno. Se organizó una reunión presencial que fue de gran ayuda para terminar de perfilar las ideas, sobre todo en las asignaturas que proponían un mayor número de actividades.

2. **Simulación de las ideas de prácticas en los equipos de los profesores**

En esta fase se vivieron varios problemas técnicos, especialmente con la instalación de Ansys HFSS en los equipos de los profesores. En unos equipos funcionaba fácilmente, mientras que en otros hubo problemas. Afortunadamente, en esta fase todavía disponíamos de asistencia técnica del fabricante, y pudimos resolverlo con facilidad. Después los problemas ya estuvieron más relacionados con las características de cada simulación.

3. **Elaboración de los guiones de las prácticas de asignaturas del primer cuatrimestre e instalación del software en las aulas de informática**

Esta fase fue relativamente estresante, ya que se realizó en septiembre y los profesores con asignaturas en el primer cuatrimestre tenían clases prácticamente desde el principio. En cuanto a la instalación del software en las aulas de informática, hubo algunos problemas porque en una de las aulas aún existían ordenadores con sistemas operativos de 32 bits, pero se solucionó correctamente.

4. **Prueba de las prácticas en entorno de producción**

Los estudiantes probaron las prácticas preparadas en las aulas de informática y explicaron a los creadores de los guiones los problemas que encontraron. No se detectaron problemas graves.

5. **Solución de problemas y optimización**

Lo único que fue necesario solucionar fue explicar mejor algunos de los pasos explicados en los guiones.

6. **Realización de las prácticas**

Las prácticas se realizaron con normalidad. Algunos estudiantes instalaron los programas en sus ordenadores y tuvieron algunos problemas con el AWR Design Environment. El programa sólo está disponible para Windows, y los usuarios de MAC tuvieron que ejecutarlo en una máquina virtual.

7. **Prueba de las prácticas en el entorno de producción**

Los estudiantes probaron las prácticas preparadas en las aulas de informática. En este caso se observó que algunas simulaciones tardaban demasiado tiempo en ejecutarse.

8. **Solución de problemas y optimización**

Se solucionó el problema del tiempo excesivo reduciendo el espacio a simular y optimizando el mallado. También se clarificaron algunos pasos de los guiones.

9. Realización de las prácticas

No hubo mayores problemas en las prácticas realizadas con los ordenadores de las aulas de informática. Algunos alumnos tuvieron dificultades para instalar el software en sus ordenadores, pero supimos solucionarlos gracias a las experiencias previas.

10. Recolección de resultados y justificación del proyecto

Se recopilaron todas las prácticas y se escribió la presente memoria.

6. Anexos

En las siguientes páginas se incluyen los enunciados de las prácticas preparadas para las diferentes asignaturas.

Práctica 1

Introducción a Microwave Office

Hoy en día es impensable el diseño de circuitos sin recurrir a software CAD para el diseño y la simulación de los mismos. El uso de software reduce el tiempo necesario para diseñar y la simulación, si bien no garantiza que el circuito vaya a funcionar si no se hace con cuidado, sí que aumenta las posibilidades de éxito.

Existen múltiples programas para diseño de circuitos, desde software libre hasta programas cuyas licencias cuestan muchos miles de euros. Entre los diferentes programas para diseño de circuitos que nos pueden interesar en algún momento están:

- Programas de simulación circuital basados en Spice, como ORCAD (gratuito) o Proteus
- Programas de diseño genérico de PCBs, como Altium Designer, Cadence Allegro o Eagle (gratuito)
- Programas de simulación electromagnética como CST Microwave Studio o HFSS
- Programas de diseño de circuitos de microondas como Microwave Office o ADS

En esta asignatura el software que utilizaremos será Microwave Office, de National Instruments, por su simplicidad de manejo y por el hecho de que disponemos de licencias gratuitas para uso educativo.

Para familiarizarnos con las principales funciones de AWR Microwave Office vamos a comenzar con un ejemplo sencillo: Simularemos un acoplador branch-line de 3dB. Como es sabido, este acoplador está formado por 4 tramos de línea de transmisión de longitud $\lambda/4$ e impedancias Z_0 o $Z_0/\sqrt{2}$ tal como se muestra en la siguiente figura:

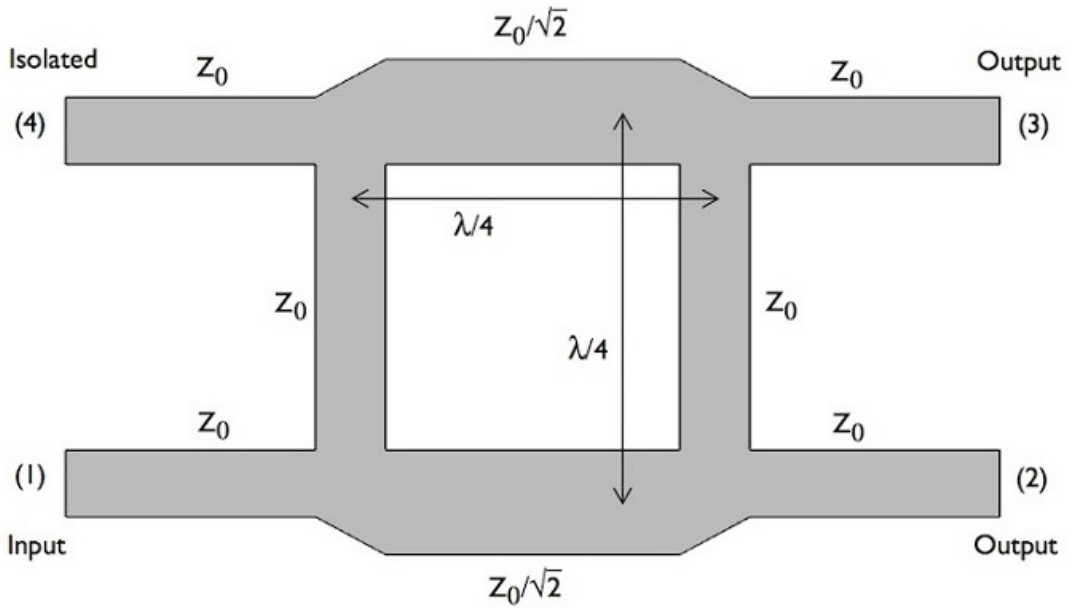


Figura 1: Esquema de un acoplador branch-line de 3dB

Para ello seguiremos los siguientes pasos:

1. Crear un esquemático:
   Pestaña *Project*, *Circuit Schematics*, botón derecho, *new schematic*

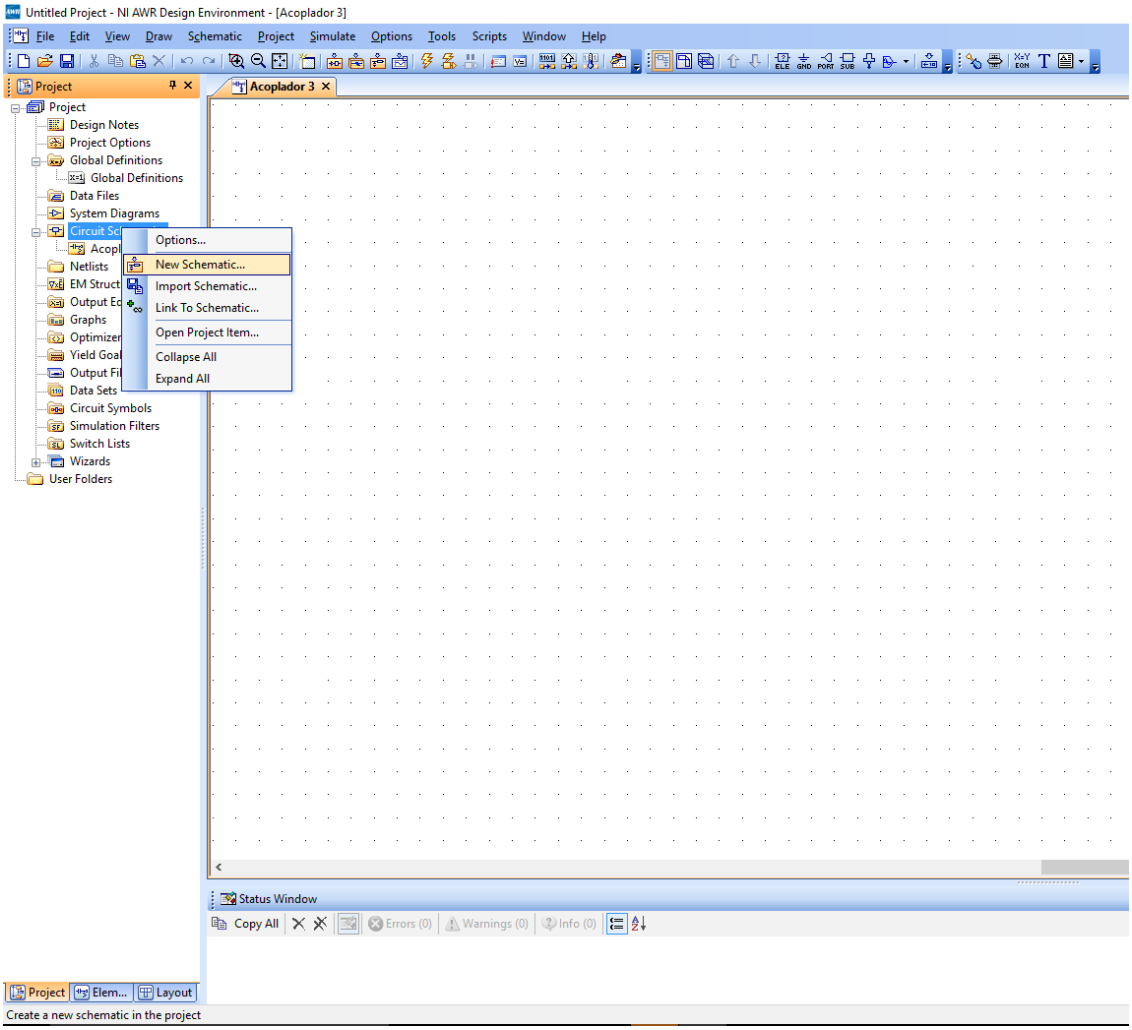


Figura 2: Nuevo Esquemático

2. Añadir componentes ideales:
   Pestaña *Elements, Transmission Lines, Phase*
   Seleccionar *TLIN*. Colocar en el esquema 2 líneas de estas características:
   - Z0=50/√2=35,35 ohmios
   - EL=90
   - F0=5 GHz

   Y otras 2 TLIN de λ/4 y 50 Ω:
   - Z0=50
   - EL=90
   - F0=5GHz

   Botón derecho para girar. Se pueden utilizar las combinaciones típicas Ctrl+C, Ctrl+x y Ctrl+V para copiar, cortar y pegar.

Si la frecuencia aparece en MHz y se prefiere trabajar en GHz, puede cambiarse en el menú *Options*, *Project Options*, pestaña *Global Units, Edit Units*. También es recomendable seleccionar pF como unidad de capacidad y nH como unidad para la inductancia.

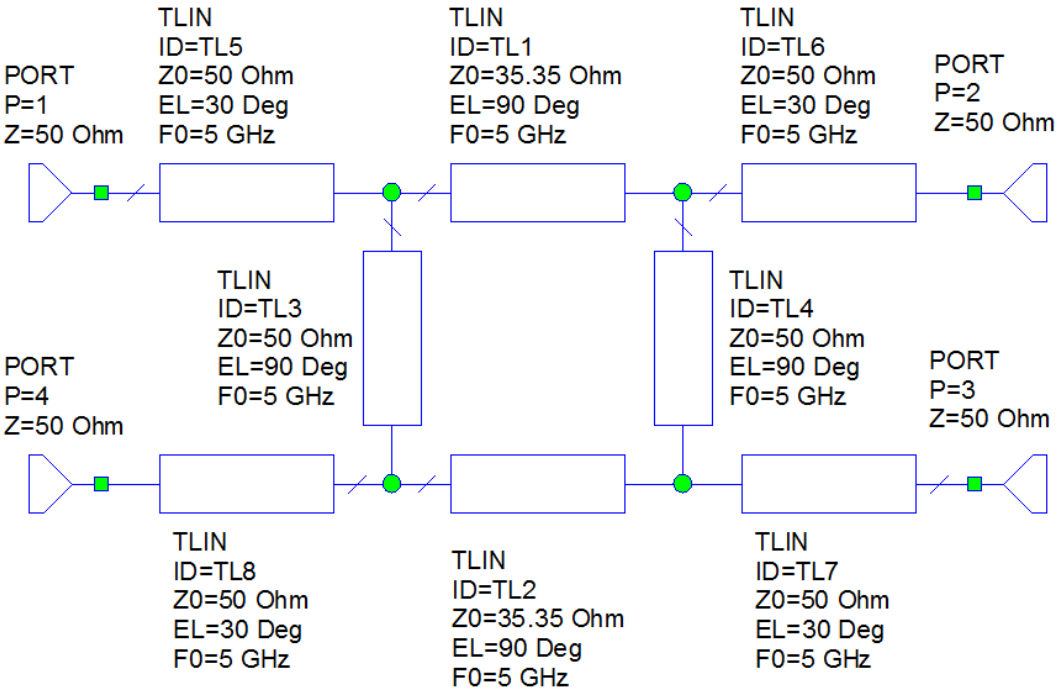


Figura 3: 4 TLIN del acoplador Branch-Line

3. Unir las líneas. Al pasar el ratón sobre los bordes de las líneas nos aparece la opción de unirlas idealmente.
4. Añadir líneas de 50 Ω de longitud 30° para las entradas y las salidas.
5. Añadir puertos en los 4 terminales con impedancia 50 Ω (por defecto). Barra de herramientas → *Port*.

Ya tenemos terminado el esquema circuital con líneas ideales. Es buen momento para guardar el proyecto:

6. *File, Save Project As*… practica1_nombre_del_alumno.

Ahora vamos a preparar nuestra primera simulación. Para ello:

7. Configuramos las frecuencias a las que vamos a simular el circuito. *Options, Project Options*, pestaña *frequencies.* Aquí seleccionamos:
   - Frecuencia inicial 0.1 GHz
   - Frecuencia Final 10 GHz
   - Step 0.01 GHz

   Marcamos *Replace* y hacemos clic en *Apply*. Lógicamente, cuantos más puntos simulemos, más esfuerzo le costará al ordenador realizar la simulación. No obstante, al tratarse ahora de una única simulación de un circuito ideal, no hay ningún problema en usar 1000 puntos o incluso más.

   Es recomendable echar un vistazo a las otras pestañas del menú *Project Options* ya que contienen opciones interesantes. Cerrar dando a Aceptar.

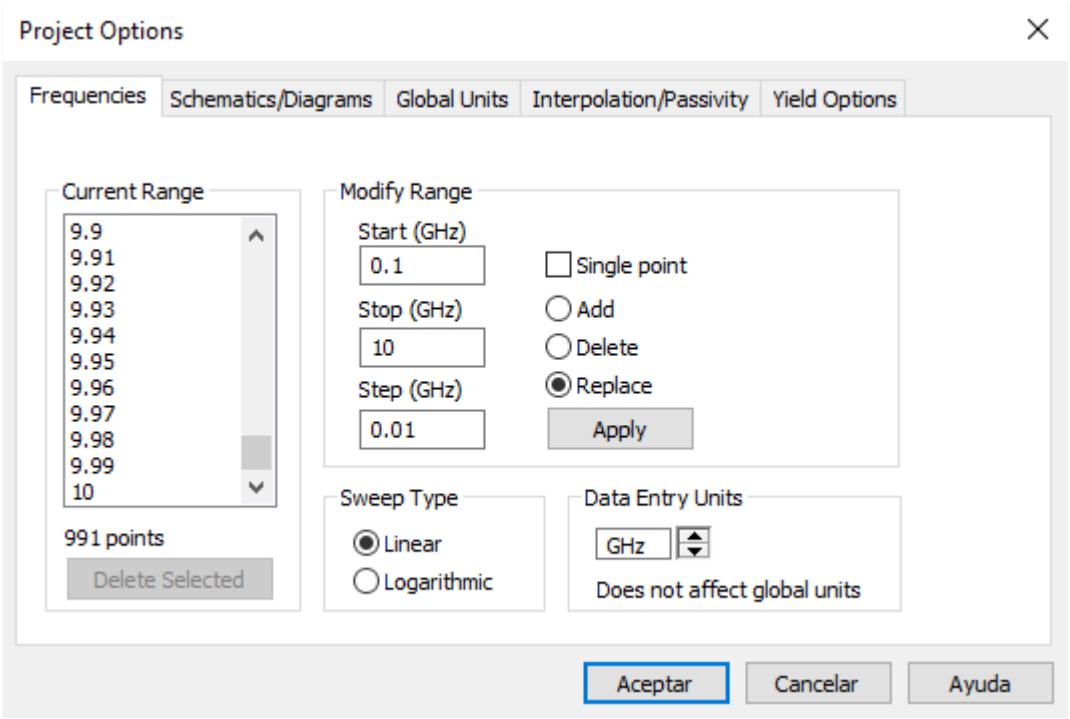


Figura 4: Menú "Project Options"

8. El siguiente paso es añadir una gráfica a nuestro proyecto. Para ello, en la pestaña *Project*, hacer clic con el botón derecho en *Graphs*, *New Graph*. Seleccionamos una gráfica rectangular y la llamamos BranchLineMod.
9. Ahora añadiremos las medidas que queremos representar en la gráfica que acabamos de crear. Para ello hacemos clic con el botón derecho del ratón en cualquier punto de la gráfica y seleccionamos *Add New Measurement*.
10. Nos encontramos con el menú medidas. Seleccionamos, como primera medida:
    - Measurement Type: Port Parameters
    - Measurement: S
    - Data source Name: Nuestro esquemático.
    - From Port Index: 1
    - To Port Index: 1
    - Sweep Freq: Use for x-axis (los puntos de frecuencia que definimos en *Project Options*.
    - Complex Modifier: Mag. dB

    De esta forma habremos seleccionado representar 10 log $|S_{11}|^2$ entre 100 MHz y 10 GHz. Nótese que cuando se selecciona la Magnitud, en realidad MW Office nos da el módulo al cuadrado. Seleccionamos esta configuración haciendo clic en *Apply*.

    Añadimos, de la misma manera 10 log $|S_{21}|^2$, 10 log $|S_{31}|^2$ y 10 log $|S_{41}|^2$. Aceptamos.

    El menú *Add Measurement* es muy potente, permitiendo representar prácticamente cualquier parámetro interesante en un circuito de microondas.

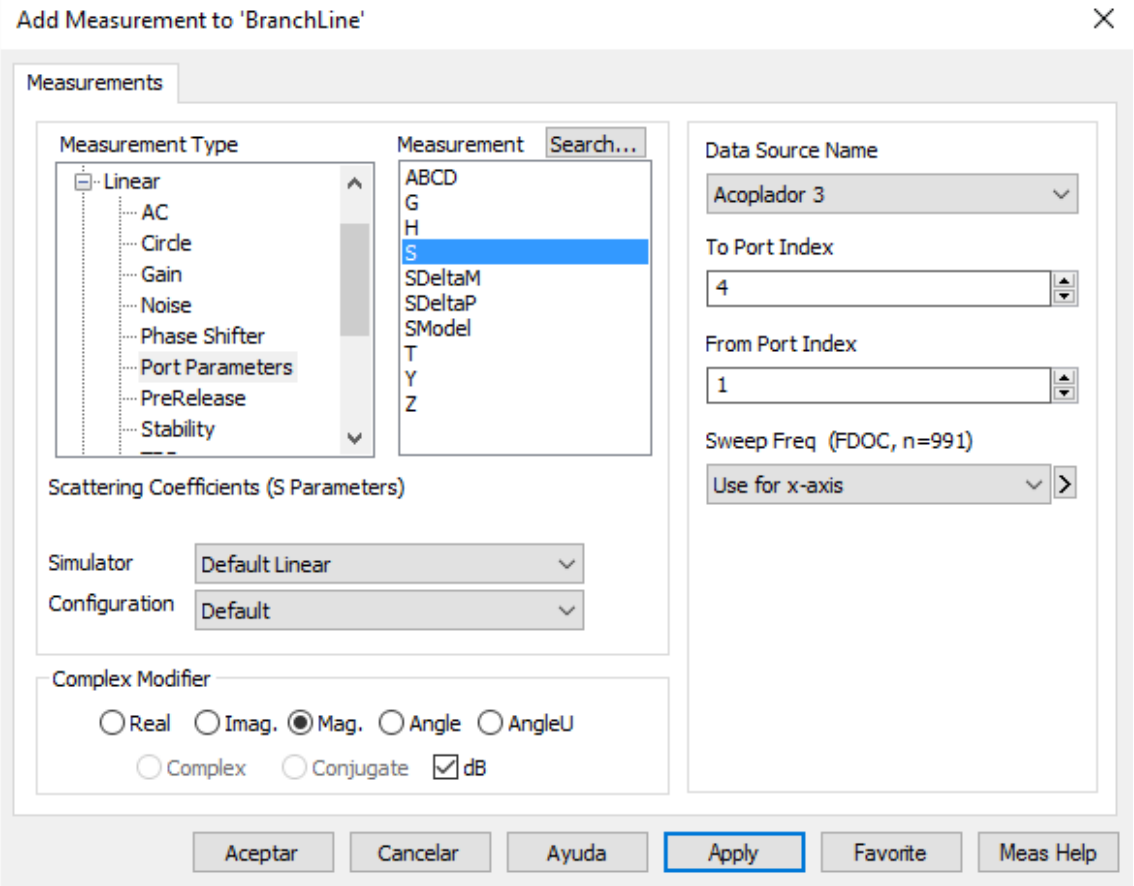


Figura 5: Menú Add Measurment

11. Ya tenemos configurado todo lo necesario. Para realizar la simulación hacemos clic en el icono del rayo en la barra de herramientas. Deberíamos obtener algo como esto:

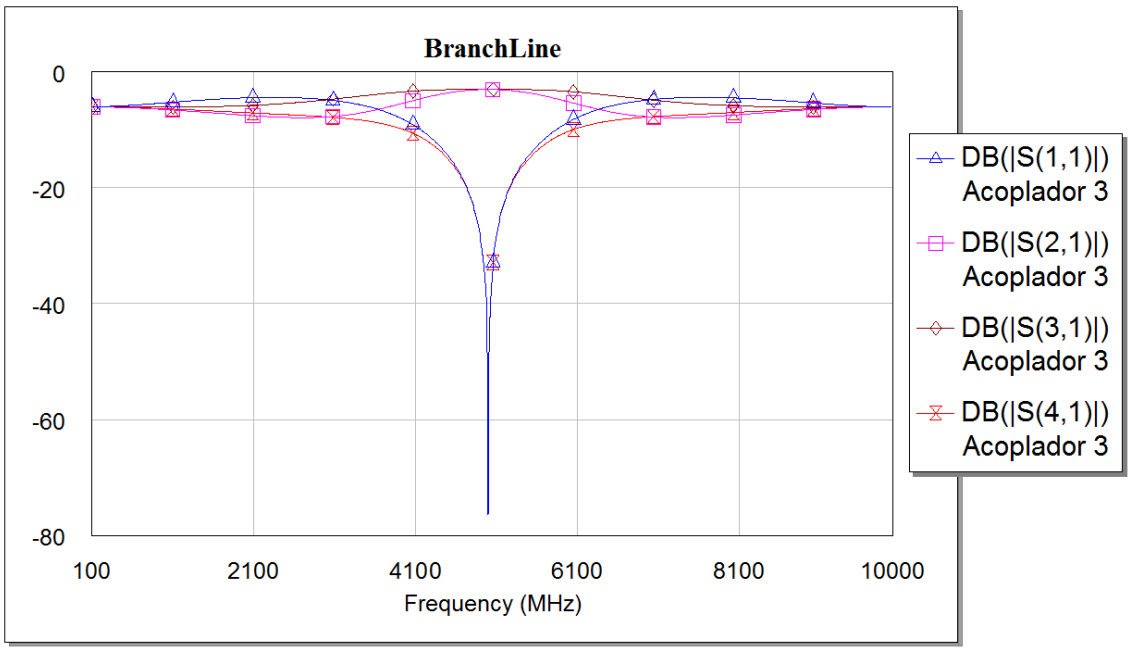


Figura 6: Primera simulación del acoplador Branch Line con elementos ideales

12. El resultado de la simulación parece bueno, pero no se ve demasiado bien. Para mejorar la vista, hacemos clic con el botón derecho en la gráfica, y seleccionamos *Options*:
    - vamos a hacer que la escala del S_{11} y del S_{41} esté en el eje derecho (pestaña *Measurements*).
    - En el eje X vamos a seleccionar un tamaño de división de 1000 MHz (pestaña *Axis*).
    - Clic OK.
    - Vamos a colocar un marcador en el punto en que la adaptación es óptima, para comprobar que está centrado en 5GHz. Botón derecho, *add marker*.

    El resultado ahora se ve mucho mejor:

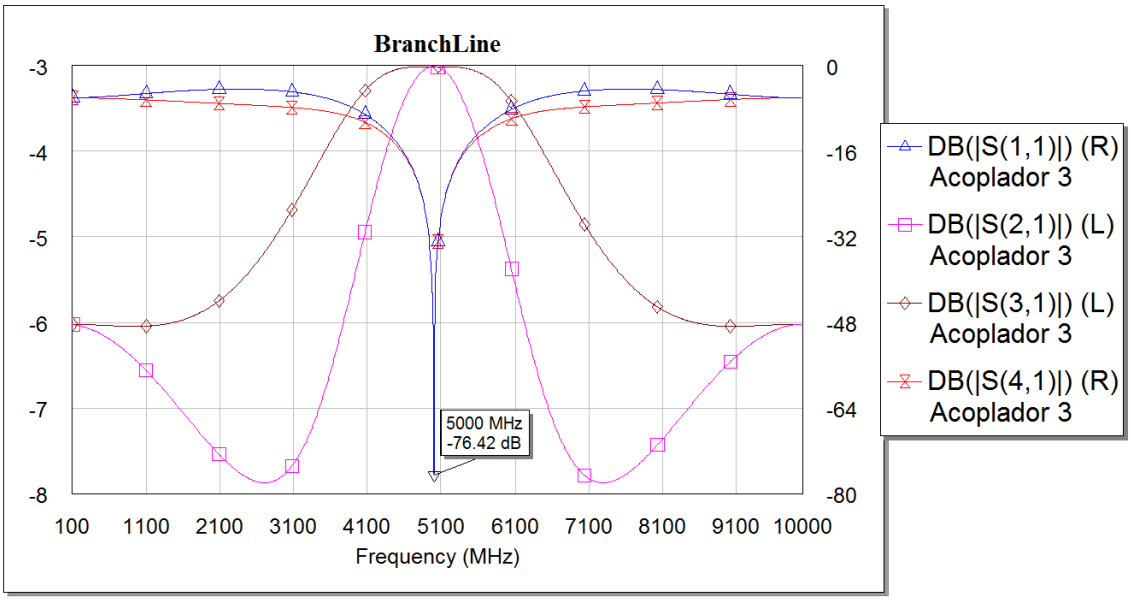


Figura 7: Primera Simulación del Branch Line, con el formato adecuado

Ahora podemos ver que hemos diseñado un perfecto acoplador branch-line que divide la potencia que entra por el puerto 1 entre el puerto 2 y el puerto 3 sin pérdidas (-3dB en cada una). La adaptación a la frecuencia de diseño es muy buena. Todo esto lo sabemos a partir de la gráfica con el módulo en dB, pero como bien sabemos, los parámetros S también tienen fase. Veamos que ocurre con la fase:

13. Creamos una nueva gráfica, rectangular, la llamamos BranchLinePhase y añadimos los mismos parámetros S que antes, pero seleccionando AngleU en vez de Mag y desmarcando "dB". La diferencia entre Angle y AngleU es que con Angle la fase está "enrollada" entre -180º y 180º (probar).
14. Colocar 2 marcadores en S_{21} y S_{31} a 5 GHz exactos. Para afinar, se puede colocar mal y después hacer clic en el marcador con el botón derecho y seleccionar *Marker search*. Observamos que la diferencia de fase entre la salida 2 y la salida 3 es de exactamente 90º, como debe ser.

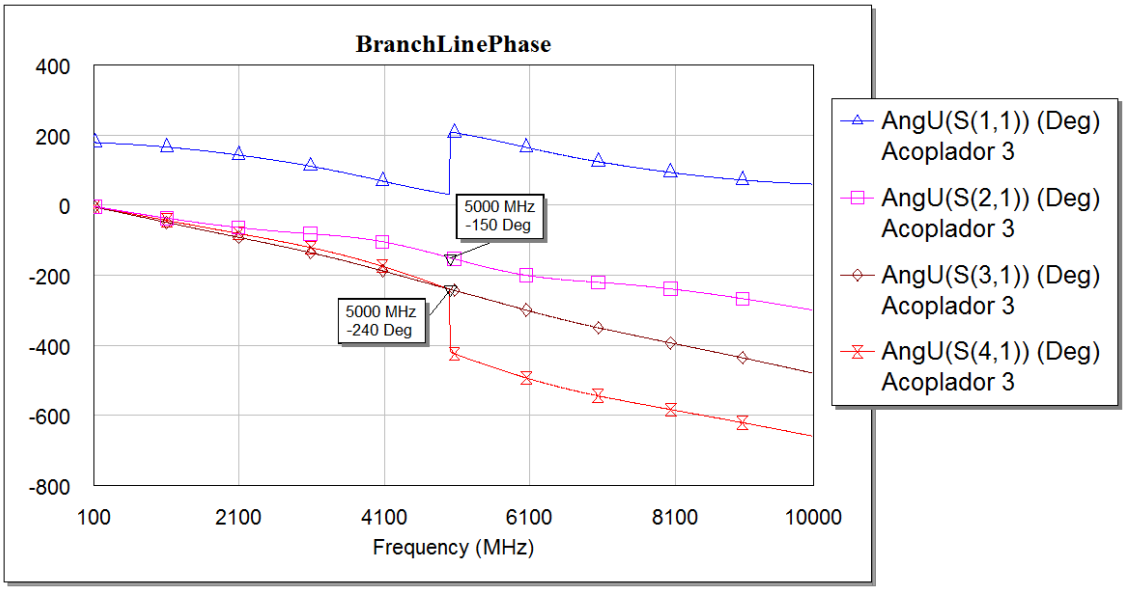


Figura 8: Fase del acoplador Branch Line ideal.

Del bajísimo valor obtenido para el $|S_{11}|$ se deduce que el puerto 1 está muy bien adaptado, al menos ahora que tenemos todos los puertos cargados con 50 Ω (obsérvese en el esquemático). ¿Cómo será la impedancia de entrada que ve el puerto 1 hacia el circuito a las diferentes frecuencias? ¡Representémosla!

15. Creamos una nueva gráfica, tipo carta de Smith y la llamamos Z_{in1}. Seleccionamos la medida:
    - Measurement Type: *Linear*
    - Measurement: *Zin*
    - Data Source Name: Nuestro esquemático
    - Port index: 1
    - Sweep Freq: *use for x-axis*
    - Complex Modifier: *Complex*
16. Aplicar, aceptar, simular. Poner un marcador en 5 GHz, otro en 4 GHz y otro en 6 GHz
17. Para ver un poco más del potencial de las Cartas de Smith:
    - Desnormalizamos los marcadores: botón derecho en cualquier marcador, opciones, marcadores, "*denormalized to 50 Ohms*".
    - Representamos el marcador de 6 GHz en módulo y fase: botón derecho en el marcador, opciones, marcadores, marcamos "*Magnitude/Angle*" en vez de "*Real/Imaginary*".

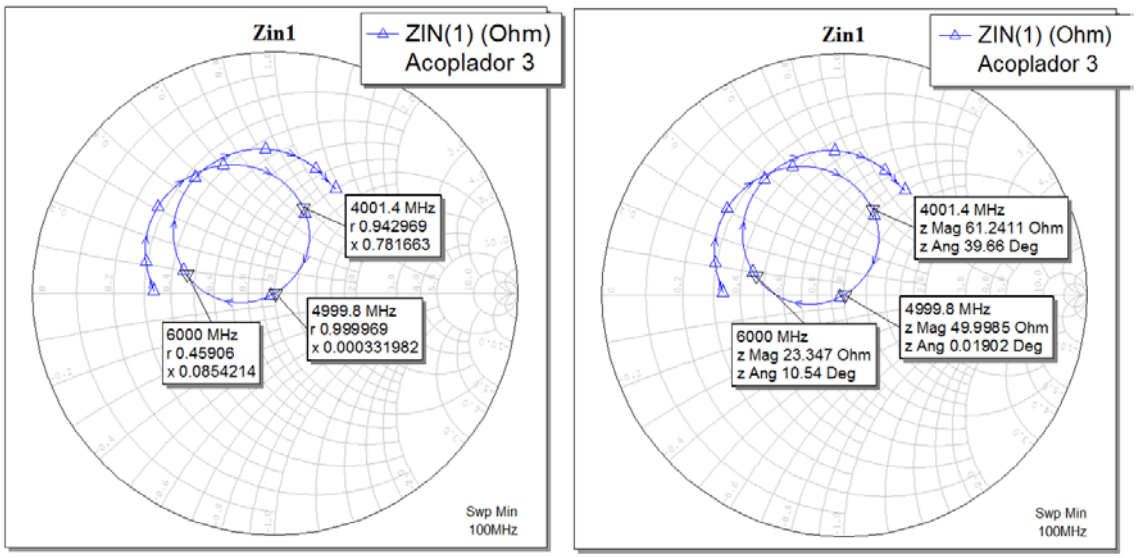


Figura 9: Zin1, normalizada y en formato Re/im y desnormalizada y en formato Mod/Fase

Hay que observar que el ancho de banda en el que el comportamiento es ideal, la impedancia está adaptada, los puertos 2 y 3 reciben cada uno la mitad de la potencia y el puerto 4 queda aislado es limitado. Ello es debido a que las líneas sólo son λ/4 a 5GHz. ¿Qué pasa si cambiamos la longitud?

Tuning:

Microwave Office nos permite ver cómo cambia la respuesta en frecuencia cuando variamos algún parámetro de forma muy directa:

18. Primero marcamos qué parámetro queremos variar. Para ello vamos al esquemático y hacemos clic en la barra de herramientas en el símbolo del destornillador. Marcamos la longitud eléctrica EL=90 Deg de la línea de 35,35 Ω de arriba, que se pondrá en azul.
    Para quitar el destornillador pulsamos escape.
19. Abrimos la gráfica BranchLineMod. Hacemos clic en *Window, Cascade* y colocamos las gráficas de forma que podamos ver a la vez la variación en módulo y fase. Hacemos clic en icono de ajuste en la barra de herramientas, junto al destornillador. Aparece en pantalla una barra de ajuste para el parámetro EL de TL1, con valores
    - Nominal: 90
    - Max: 180
    - Min: 45
    - Step: 1

    Probando a variar la longitud se puede ver cómo cambia la respuesta en módulo y fase, empeora la adaptación, cambia la frecuencia para la que está adaptado y se desequilibra la potencia que va a cada salida. La Figura 11 muestra cómo se ha deformado la respuesta si aumentamos la longitud eléctrica a 150º

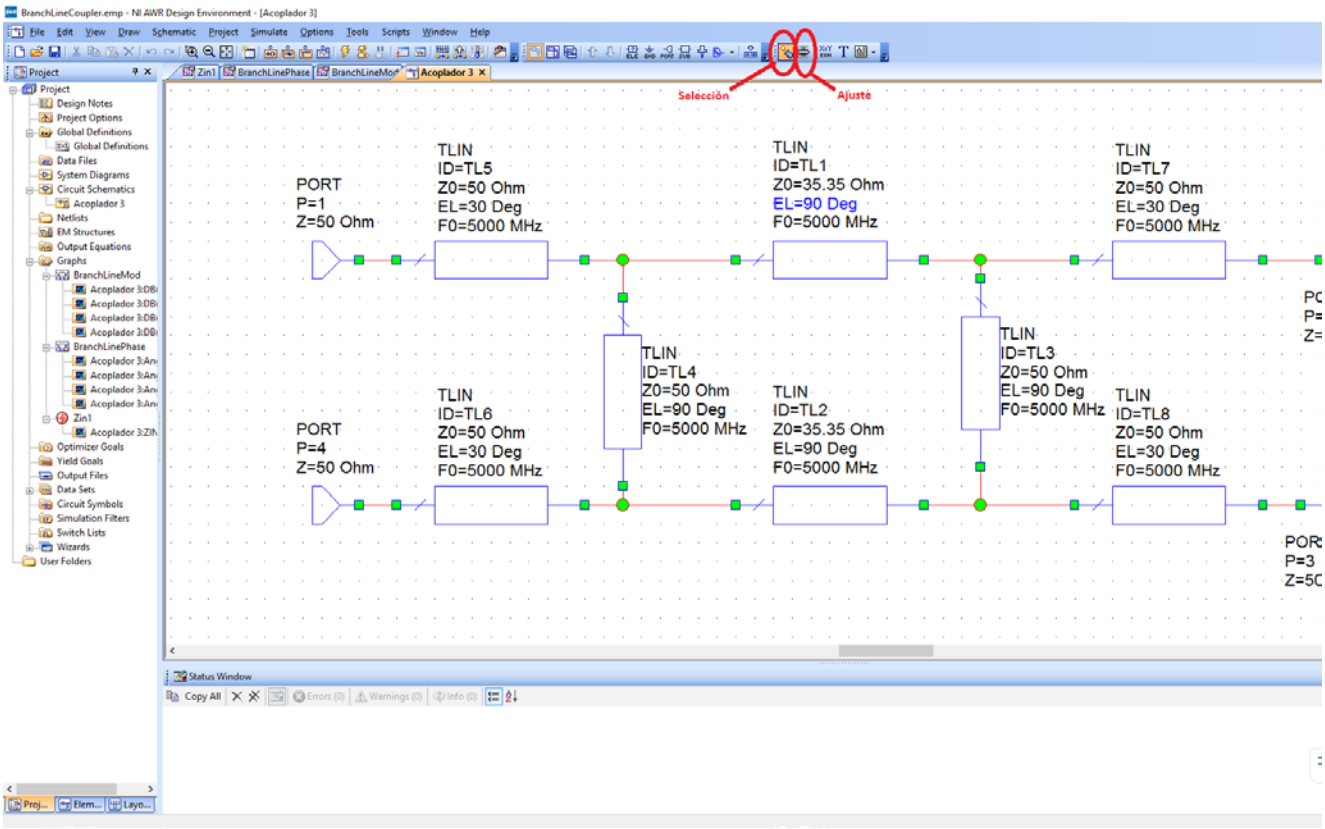


Figura 10: Selección del parámetro a ajustar

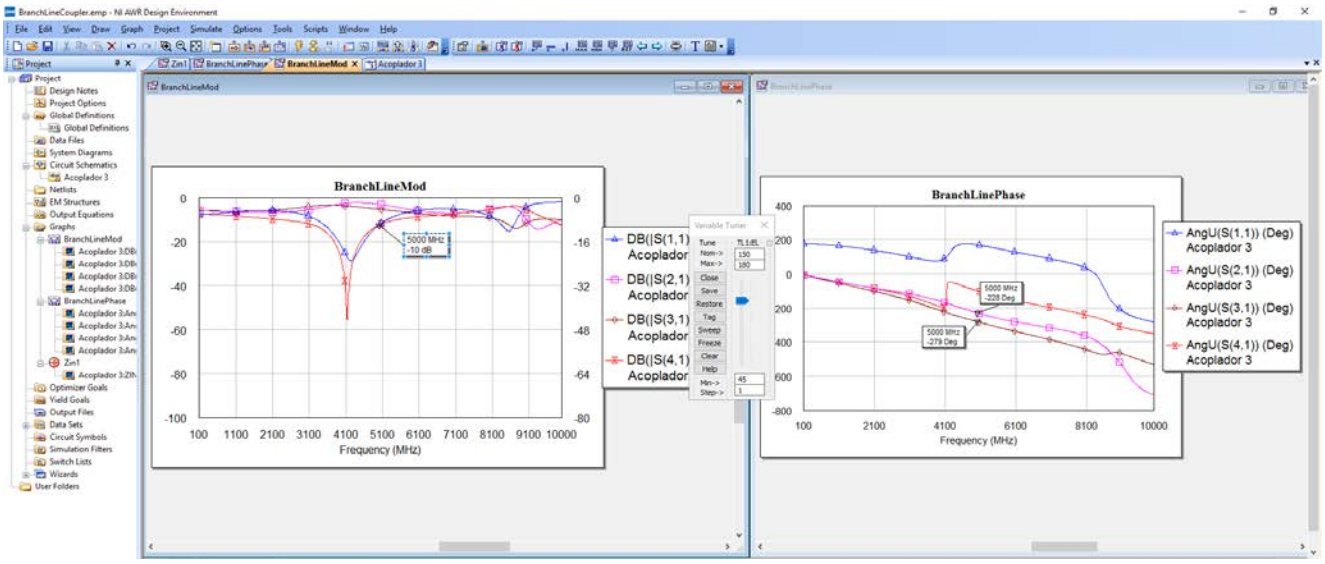


Figura 11: Respuesta con una longitud eléctrica de 150° en TL1

La degradación de la respuesta se debe, lógicamente, a que en un acoplador branch-line todas las líneas deben medir λ/4. Sería más interesante ver qué ocurre si modificamos las longitudes de las 4 líneas a la vez. Esto puede hacerse marcando con el destornillador las longitudes de las 4 líneas, pero es un poco incómodo. La forma elegante de hacerlo es crear un parámetro.

20. Para crear un parámetro hacemos clic en el botón X=Y en la barra de herramientas y colocamos la ecuación en el esquemático. Escribimos en la ecuación l=90.
21. Desmarcamos con el destornillador la longitud eléctrica de TL1 que teníamos marcada de antes y, en su lugar, marcamos la ecuación l=90.
22. Configuramos las 4 líneas que forman el acoplador, seleccionando EL=l. El resultado puede verse en la Figura 12.

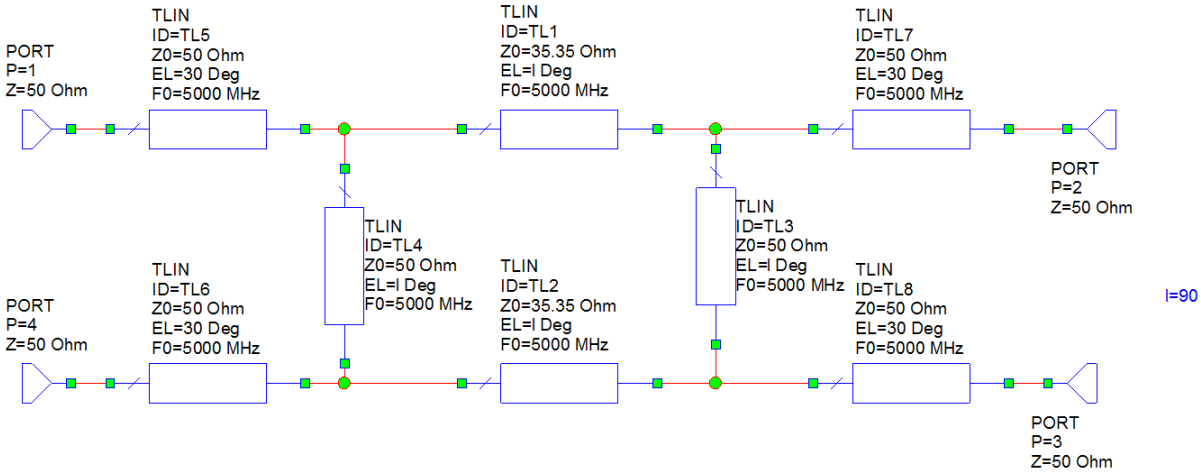


Figura 12: Esquema del acoplador Branch-Line parametrizado

23. Simulamos, abrimos las gráficas BranchLineMod y BranchLinePhase como antes, y abrimos la barra de ajuste. Si probamos a cambiar el valor de l, ahora podemos ver que el comportamiento sigue siendo el de un acoplador Branch-line, sólo que cambiando la frecuencia de diseño. Más aún, si aumentamos la longitud hasta 180º, observamos que la respuesta se vuelve periódica, y que el acoplador funcionaría como tal a 2,5 GHz y a 7,5 GHz. Explique por qué en el informe.

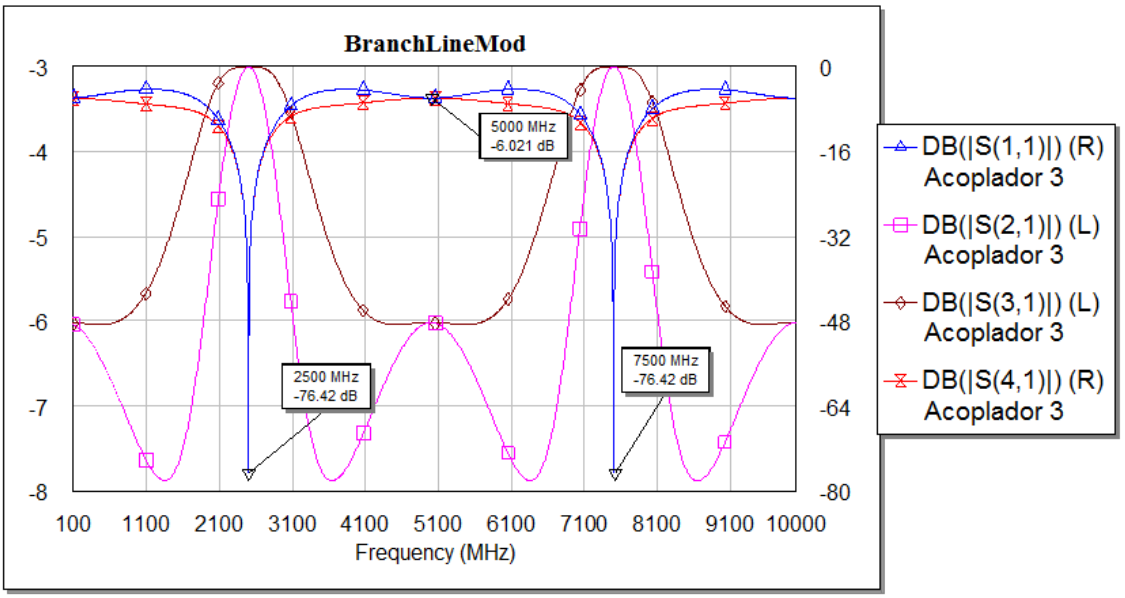


Figura 13: Respuesta en módulo del acoplador Branch-Line modificando su longitud eléctrica a 180º

Elementos Concentrados:

Hasta ahora, en toda la práctica sólo hemos utilizado líneas de transmisión, pero Microwave Office también nos permite incluir muy fácilmente otros elementos. Para ilustrar cómo se hace, vamos a cerrar todas las ventanas del acoplador branch-line y vamos a crear un nuevo esquema llamado FiltroPasoBajo.

24. En la pestaña *elements, Lumped Element* se encuentran los componentes concentrados básicos. Vamos a incluir en el circuito un condensador de 10^{-6} μF del modelo más sencillo *CAP* en paralelo, una bobina de 10 nH también del modelo más sencillo *IND*, además de una línea de transmisión de 50 Ω de longitud λ/4 a 10 GHz entre 2 puertos también de 50 Ω, tal como se indica en la Figura 14.

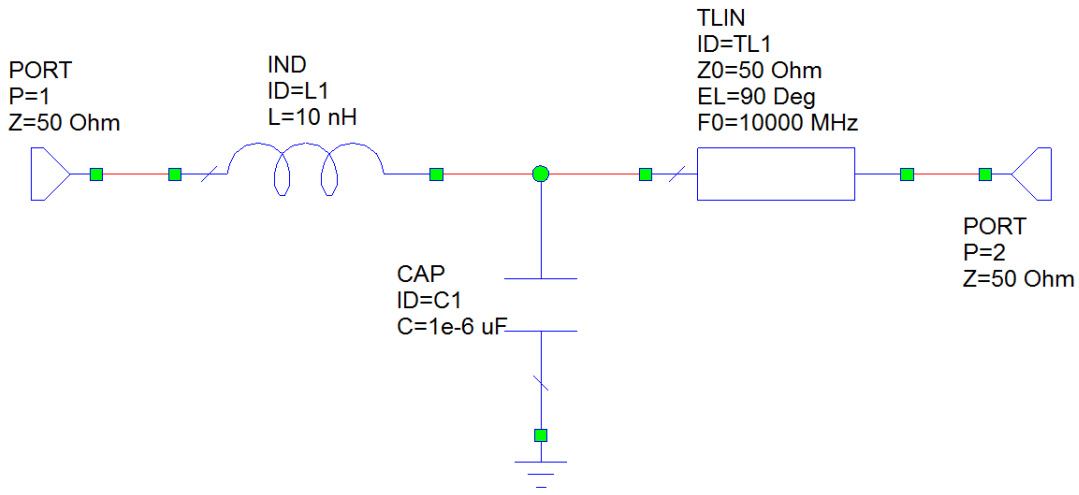


Figura 14: Filtro Paso Bajo

25. Creamos una nueva gráfica rectangular con $|S_{11}|^2$ y $|S_{21}|^2$ en dB indicado en el eje izquierdo, y φS_{21} en grados sin enrollar en el eje derecho. Simulamos:

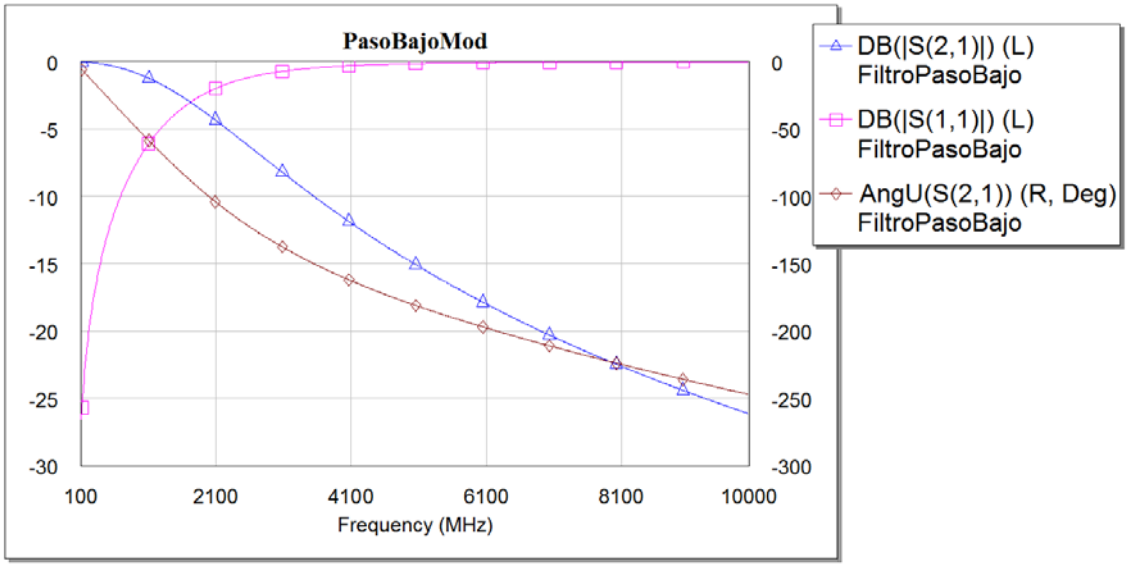


Figura 15: Respuesta del filtro paso bajo

26. ¿Cuánto es el ancho de banda a 3 dB? Usa un marcador para saberlo con exactitud.

En la banda de paso, es importante que todas las frecuencias se transmitan a la misma velocidad para evitar distorsión. El retardo de grupo es la derivada de la respuesta en fase, lo que implica que, para tener un retardo de grupo constante en la banda de paso, necesitamos una respuesta en fase lineal.

27. Para saber cómo distorsiona nuestro filtro la señal, vamos a representar en otra gráfica lineal el retardo de grupo. *Add Measurement, Linear, GD, S21* ¿Cuál es la máxima diferencia de retardo entre 100 MHz y la frecuencia de corte a 3 dB? ¿Y entre 0 y la frecuencia de corte a 3 dB? (no es necesaria ninguna simulación nueva para responder a esto). ¿A qué se deben los 150 ps de retardo de grupo que se observan a 100 MHz?

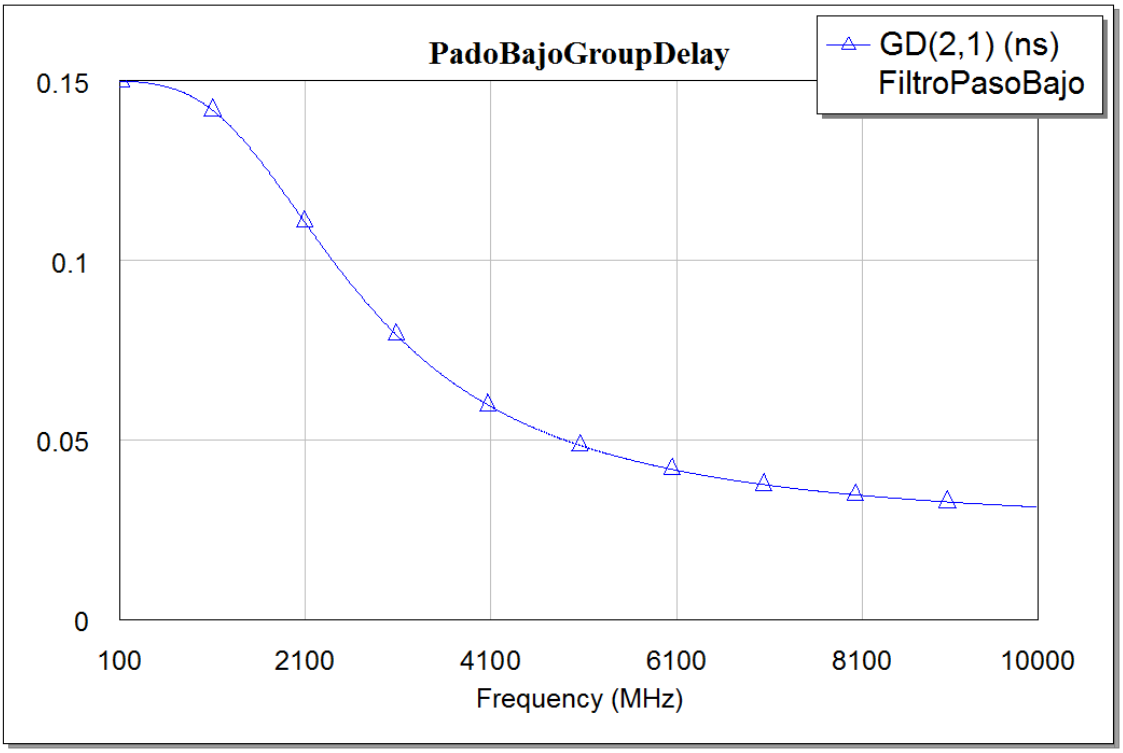


Figura 16: Retardo de grupo del filtro paso bajo

Cuestiones:

Genere un pequeño informe en el que responda a las siguientes cuestiones:

1. ¿Por qué tras el paso 23 el acoplador funcionaría correctamente a 2.5 GHz y a 7.5 GHz?
2. En la gráfica obtenida tras el paso 25, ¿cuál es el ancho de banda a 3 dB?
3. Tras el paso 27, ¿cuál la máxima diferencia de retardo entre 100 MHz y la frecuencia de corte a 3 dB? ¿Y entre 0 y la frecuencia de corte a 3 dB? ¿A qué se deben los 150 ps de retardo de grupo que se observan a 100 MHz?
4. Otro elemento concentrado interesante que no hemos visto es la carga compleja genérica. Esta puede encontrarse en *Elements, General, Passive, Other, IMPED*. Sitúela en un esquema nuevo. IMPED permite configurar directamente la parte real y la parte imaginaria. Configúrela:
    - Como parte real con tantos Ω como resulten de multiplicar por 2 la posición en el abecedario de la primera letra de su nombre. Es decir que si te llamas Manuel debes escribir M = 13 x 2 = 26 Ω.
    - Para la parte imaginaria igual, pero con el primer apellido.
    - Conecte el lado derecho a masa (puede encontrar la masa en la barra de herramientas).

    Ahora, coloca una línea ideal TLIN en serie con la carga.

    Hallar los valores para adaptar la carga a un puerto de 50 Ω, con la longitud de línea más corta posible, a 3 GHz, utilizando la carta de Smith y la función tuning:

- Con la línea y una bobina en serie (longitud eléctrica de la línea e inductancia). En este caso se recomienda comenzar ajustando la línea a 0° y la inductancia a 0 nH, ajustar la longitud de la línea hasta conseguir Re[Z] = 50 Ω y, finalmente compensar la parte imaginaria con la inductancia.
- Con línea y un condensador en serie (longitud eléctrica y capacidad). En este caso es conveniente expresar la capacidad en pF (en *Options, Project Options, Global Units*), comenzar con una capacidad grande y la línea en 0°. Ajuste primero la longitud de la línea hasta la parte real de la impedancia normalizada igual a 1, y después cancele la parte imaginaria con el condensador.

Utilice 2 esquemáticos diferentes y 2 gráficas diferentes, uno para cada caso.

5. Guarde el proyecto y entregue, a través del campus virtual:
    - Un informe en pdf con, al menos, las respuestas a todas las preguntas, los valores de las longitudes de líneas, inductancia y capacidad que consiguen adaptar la impedancia genérica IMPED en los dos casos pedidos, y las dos cartas de Smith que muestran la impedancia de entrada de los dos circuitos una vez adaptados, entre 0.01 y 6 GHz.
    - el archivo .emp que contiene el trabajo realizado en clase y el ejercicio de adaptación.

Práctica 2

Diseño de Circuitos reales con Microwave Office

En la práctica 1 se vieron las principales funciones de simulación y representación de Microwave Office, pero se usaron siempre líneas y elementos concentrados ideales. En esta práctica vamos a ver cómo diseñar y simular circuitos reales.

1. Como punto de partida vamos a abrir el proyecto de la práctica 1 y vamos a copiar el esquemático del acoplador BranchLine ideal (simplemente seleccionar todos los elementos y pulsar Ctrl+c).
2. Creamos un nuevo proyecto, un nuevo esquema llamado BranchLine ideal y pegamos el circuito copiado en el paso anterior. Configuramos l=90° si no estaba ajustado a este valor. Guardamos el proyecto con el nombre del alumno seguido de "*practica2"*.
3. Ajustamos las frecuencias entre 0 y 10 GHz con un paso de 0.01 GHz
4. Simulamos el BranchLine ideal y representamos el módulo de S_{11}, S_{21}, S_{31} y S_{41} en dB para ver que está todo configurado correctamente. Configure la escala de S_{21} y S_{31} en el eje izquierdo y la escala de S_{11} y S_{41} en el eje derecho, para mayor claridad.

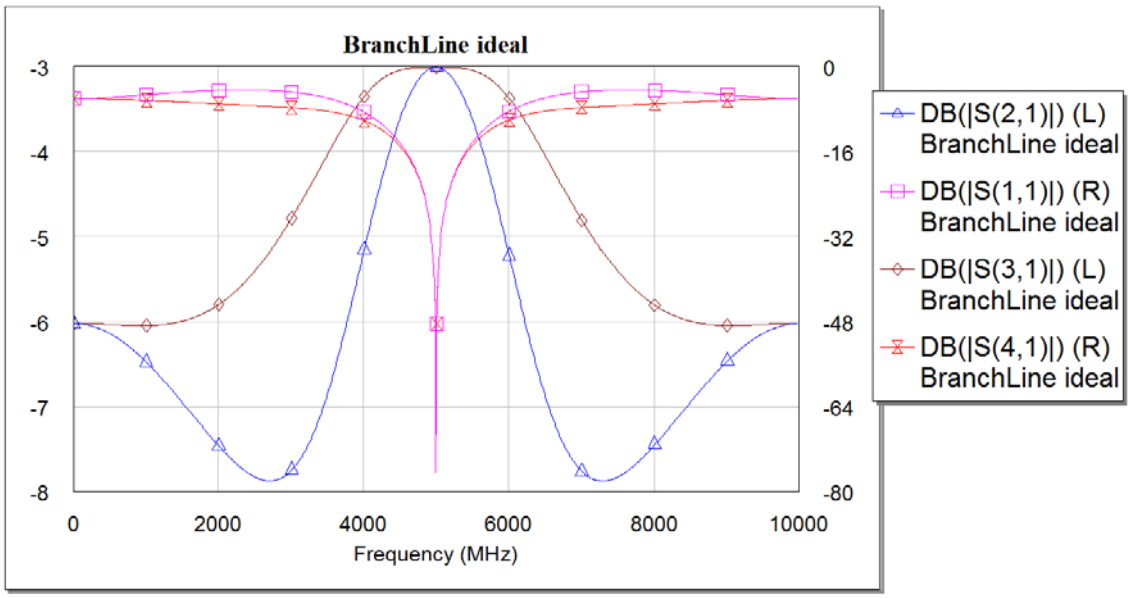


Figura 17: Respuesta del acoplador Branch Line ideal

Teniendo en cuenta esta respuesta ideal que deseamos conseguir, vamos a crear otro esquemático en el que en esta ocasión colocaremos los elementos reales.

5. Crear un nuevo esquemático llamado Branch Line microstrip.
6. Seleccionar el sustrato que vamos a utilizar. Para ello ir a *elements, Substrates*, seleccionar *MSUB* y colocarlo en el nuevo esquema.
7. Configurar el sustrato con los siguientes valores:
   - Er = 4.5 → ε_r de la fibra de vidrio FR4
   - H = 1.6 mm → Espesor típico de sustrato FR4
   - T = 0.025 mm → Espesor típico de la metalización
   - Rho = 1 → Suponemos que el metal es oro.

- Tand = 0 → Suponemos que no hay pérdidas en el dieléctrico
- ErNom = 4.5 → Igual que Er, se usa en vez de Er para simular con ciertos modelos.

Si a la hora de configurar algún sustrato no entendemos el significado físico de algún parámetro, pueden verse haciendo doble clic en el sustrato.

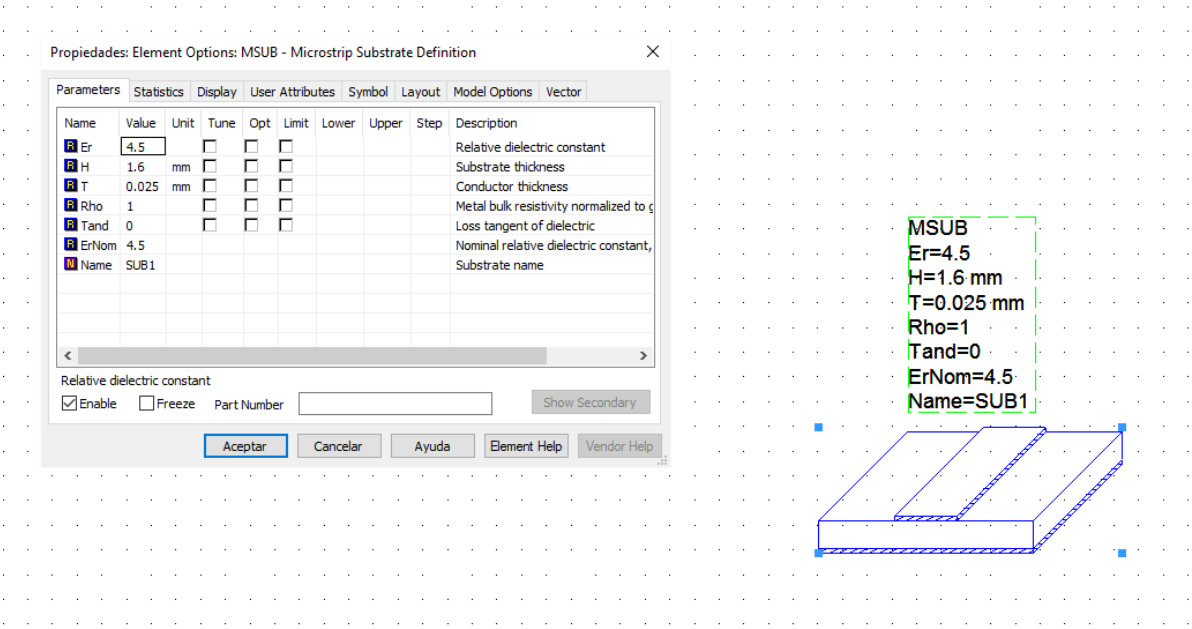


Figura 18: Configuración del sustrato

8. Añadir los tramos de línea microstrip necesarios. Se encuentran en *elements, Microstrip*. Utilizar el modelo MLIN para las líneas, que es el más sencillo. Unir las líneas y colocar los puertos como en el caso ideal.

Las líneas MLIN requieren como parámetros la anchura y la longitud de cada pista que, para este sustrato, forman las líneas de 50 Ω o 35,35 Ω y λ/4 de longitud eléctrica a 5 GHz. ¿Cómo los calculamos? En general, la impedancia y la constante dieléctrica efectiva dependen de la relación W/h según algún modelo más o menos complejo. Uno de los más sencillos es este [1]:

$$\left.\begin{aligned} \varepsilon_{eff}(0) &= \frac{\varepsilon_r+1}{2}+\frac{\varepsilon_r-1}{2}\cdot\left[\left(1+12\cdot\frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}}+0.04\cdot\left(1-\frac{W}{h}\right)^2\right] \\ Z_0(0) &= \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}(0)}}\cdot\ln\left(\frac{8\cdot h}{W}+\frac{W}{4\cdot h}\right) \end{aligned}\right\} \text{ si } \frac{W}{h}\le 1$$

$$\left.\begin{aligned} \varepsilon_{eff}(0) &= \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \cdot \frac{h}{W}}} \\ Z_0(0) &= \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}(0)} \cdot \left[W/h + 1{,}393 + 0{,}667 \cdot \ln\left(W/h + 1{,}444\right)\right]} \end{aligned}\right\} \text{ Si } \frac{W}{h} \geq 1$$

Como puede verse, es bastante aparatoso. Afortunadamente MW Office tiene buenos modelos ya programados para diferentes tipos de líneas de transmisión.

9. Abrir *Tools, TXLINE*. Seleccionar la pestaña *Microstrip*:
    - *Material Parameters:*
        - Ninguno de los dieléctricos es el que queremos, pero no importa porque especificaremos el valor de ε_r. Dejamos el que esté por defecto.
        - Como conductor, elegimos oro. Todos los conductores entre los que se puede elegir son buenos conductores, de modo que no hay gran diferencia entre ellos salvo que las líneas sean muy largas y se empiecen a notar las pérdidas.
        - *Dielectric Constant:* 4.5
        - *Loss Tangent:* De nuevo las pérdidas no van a influir mucho. Podemos dejar lo que está o poner un valor aún más pequeño.
    - *Electrical Characteristics:*
        - *Impedance:* Primero lo haremos con 50 Ω y después con 35,35 Ω.
        - *Frequency:* La frecuencia de diseño, 5 GHz.
        - *Electrical Lenght:* 90º

        Los demás parámetros aparecen oscurecidos porque no se pueden configurar en el caso de la línea microstrip.

    - *Physical Characteristics:*
        i. *Physical Length:* Aquí aparecerá la longitud física de la línea cuando hagamos clic en la flecha →. Conviene expresarlo en mm.
        ii. *Width:* Aquí aparecerá el ancho de pista cuando hagamos clic en la flecha →. También conviene expresarlo en mm.
        iii. *Heigh:* Este es el grosor del sustrato, que habíamos escogido de 1,6 mm. Configurarlo.
        iv. *Thickness:* El espesor del metal, que habíamos configurado como 25 µm al especificar el sustrato en el esquemático.

    Una vez está todo especificado hacemos clic en la flecha hacia la derecha, para calcular los parámetros físicos en función de los eléctricos. Para la línea de 50 Ω se obtienen los resultados de la Figura 3:

    - L = 7,992 mm
    - W = 3.028 mm

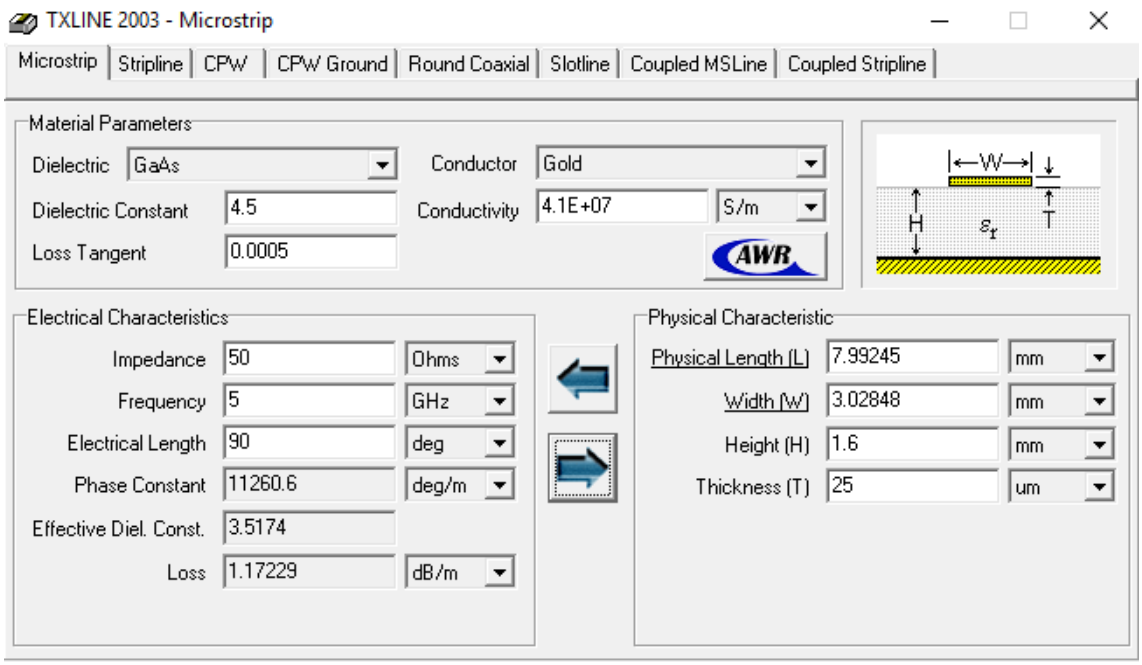


Figura 19: Resultado de calcular la línea de 90º y 50 ohmios con TXLINE

Por otro lado, para la línea de 35.35 Ω tenemos:

- L = 7,764 mm
- W = 5,207 mm

Como es lógico, cambiar la impedancia afecta fundamentalmente a la anchura de la línea.

10. Introducimos los valores calculados en las líneas MLIN. Como hay 2 valores de L y 2 de W es mejor que definamos variables:
    - L1 = 7,992 mm
    - L2 = 7,764 mm
    - W1 = 3,028 mm
    - W2 = 5.207 mm

    Las líneas que van a los puertos deben ser de 50 Ω, es decir W=W1 y L cualquiera, por ejemplo los 10 mm que vienen por defecto. Así el circuito que vamos a simular es el que puede verse en la Figura 4.

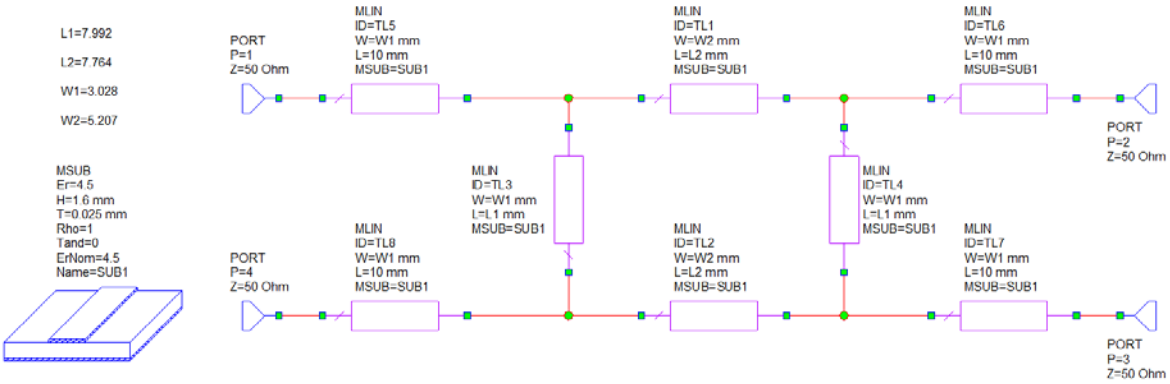


Figura 20: Branch Line con líneas MLIN de longitudes y anchuras adecuadas

11. Creamos una nueva gráfica “BranchLine Microstrip”, rectangular, con el módulo de S_{11}, S_{21}, S_{31} y S_{41} en dB, y con los ejes configurados como se indicaba en el punto 4. Representamos los parámetros con los mismos colores que en el caso del circuito ideal para comparar fácilmente con el resultado ideal.

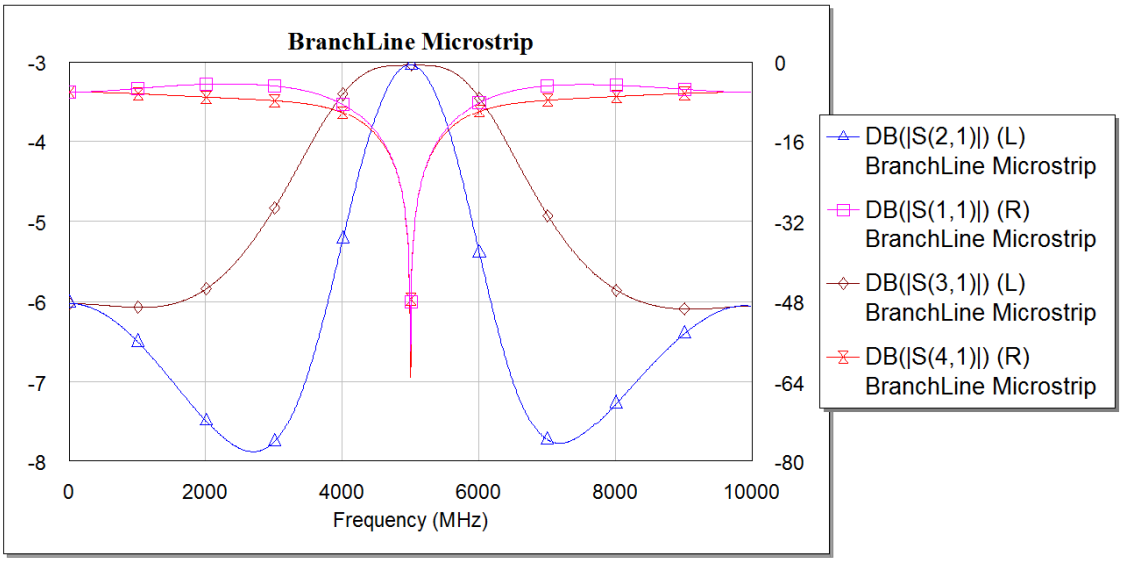


Figura 21: Respuesta del acoplador Branch Line con líneas MLIN

Como se observa en la Figura 5 la respuesta es muy parecida a la ideal, pero ya aparecen unas pérdidas ligeramente más altas, y la adaptación es menos perfecta. Sin embargo, todavía estamos obviando un efecto parásito muy importante: las uniones entre líneas.

12. Para incluir las uniones entre líneas, vamos a crear un nuevo esquema que llamaremos “BranchLine uniones”. Copiamos el circuito que tenemos en el esquema BranchLine Microstrip (incluyendo sustrato y variables L1, L2, W1, W2) y, en el lugar de las uniones ideales, colocaremos un elemento circuital nuevo: *Elements, Microstrip, Junctions, MTEE.* En este punto vemos que es muy práctico haber definido las variables anteriormente.

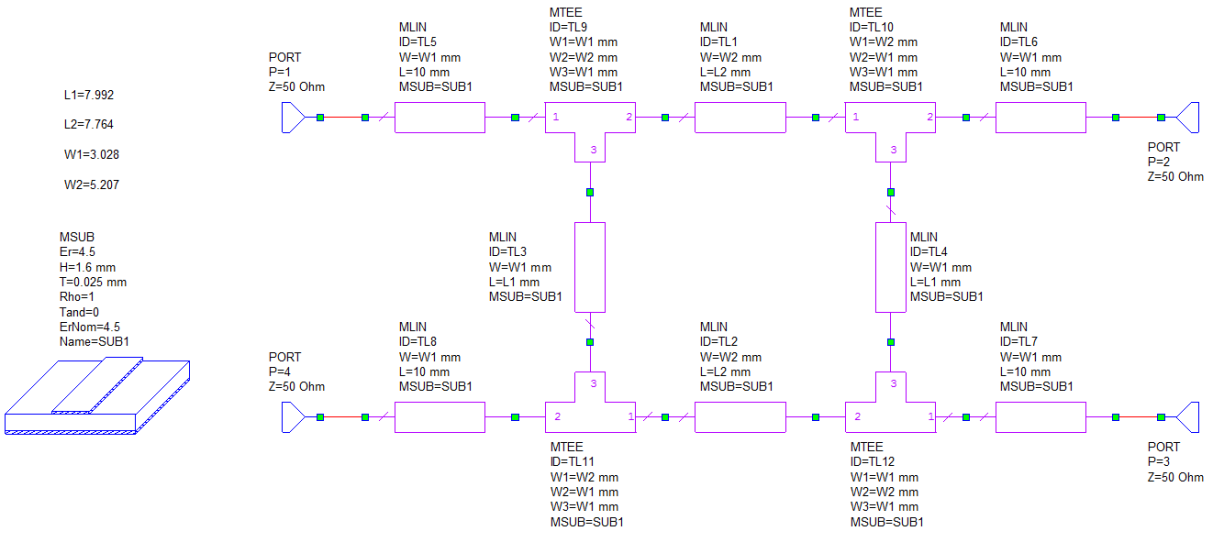


Figura 22: Esquema del acoplador Branch Line con líneas MLIN y uniones MTEE

13. Representamos de nuevo el módulo de S_{11}, S_{21}, S_{31} y S_{41} en dB, en una gráfica rectangular como las usadas anteriormente, que llamaremos “BranchLine uniones”.

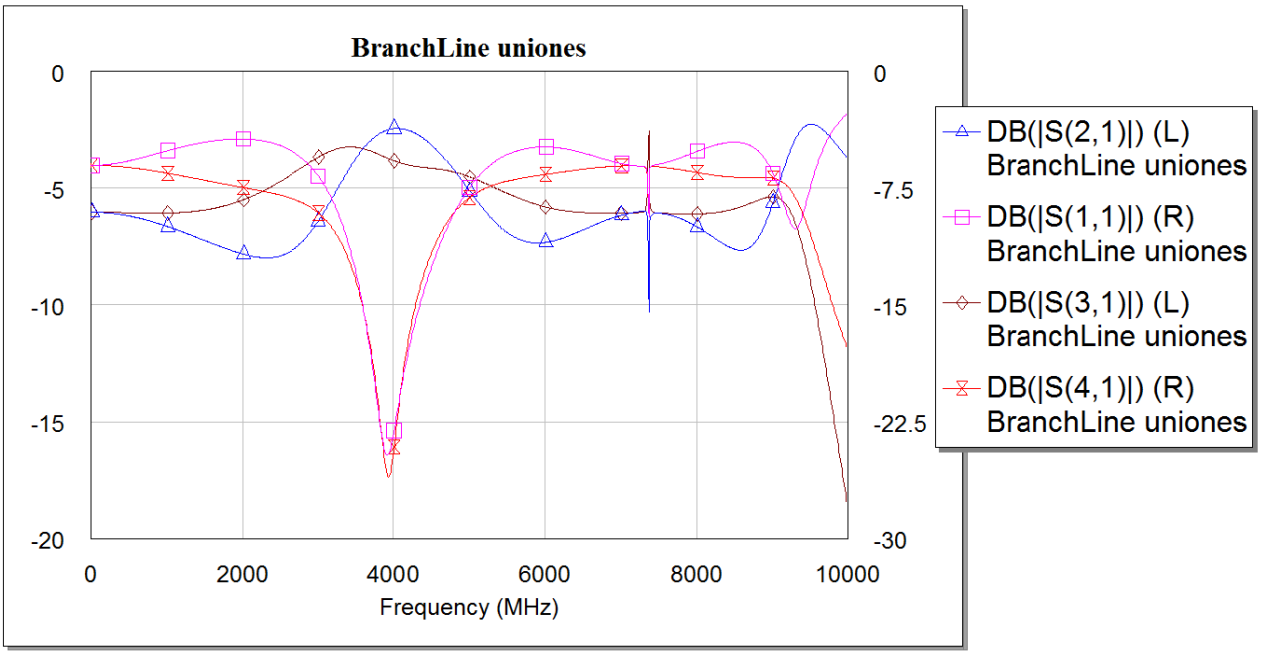


Figura 23: Respuesta del acoplador Branch Line con líneas MLIN y uniones MTEE

Como puede verse en la Figura 7, la respuesta se ha degradado mucho, llamando especialmente la atención que la frecuencia a la que se produce la mejor adaptación y las menores pérdidas en el puerto 2 se ha desplazado de 5 a 4 GHz. Esto es así porque las uniones tienen cierto tamaño que se suma al de las líneas. Y unas líneas más largas físicamente, implica que tendrán la longitud eléctrica λ/4 a una frecuencia inferior.

14. Para arreglar en parte el problema, podemos intentar a hacer tuning con las longitudes de las líneas L1 y L2. Si fijamos L1 y L2 a 5,4 mm, la situación mejora algo, como puede verse en la Figura 8. Ahora la frecuencia de mejor adaptación

en el puerto 1, mejor aislamiento en el puerto 4 y menores pérdidas en el puerto 2 vuelve a ser 5 GHz. Sin embargo, la potencia que saldrá por el puerto 3 será inferior a la que tendremos en el puerto 2.

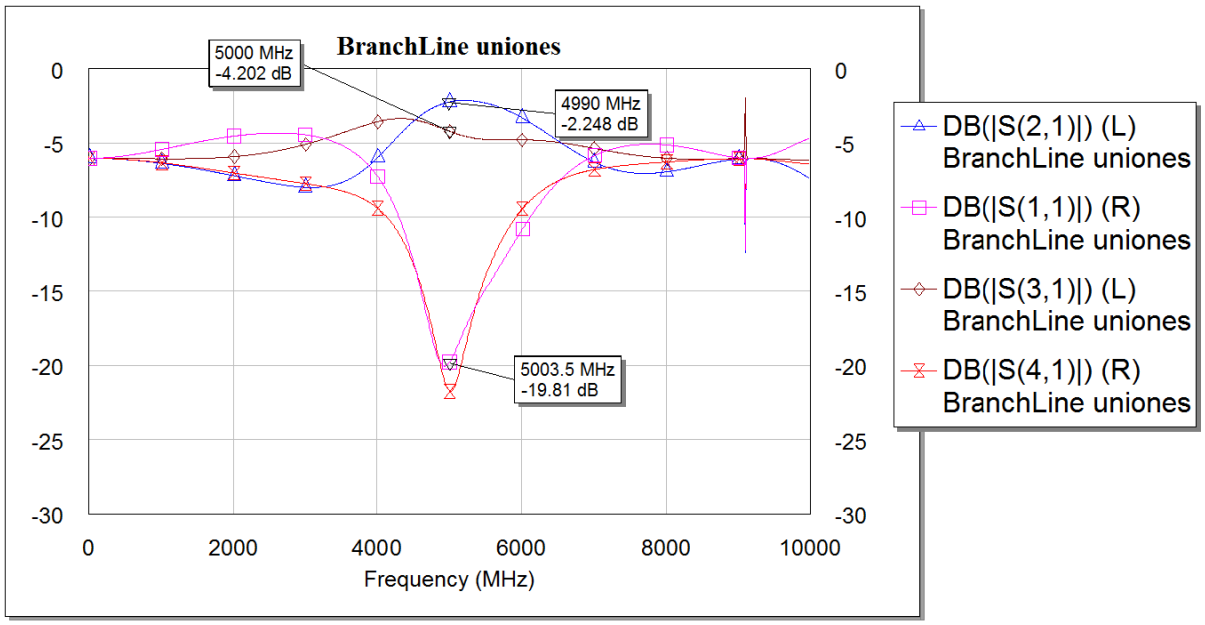


Figura 24: Respuesta del acoplador Branch Line con líneas MLIN y uniones MTEE tras ajuste manual

Optimización:

La respuesta de la Figura 8 no es muy buena a pesar de nuestros esfuerzos de ajuste. Tratar de encontrar los valores de longitud óptimos teniendo en cuenta que las variaciones afectan a 4 parámetros diferentes no es tarea fácil. ¿Tiene Microwave Office alguna herramienta que nos ayude a hacer este tipo de ajustes? La respuesta es sí, el optimizador.

15. Para usar el optimizador, lo primero que hay que hacer es seleccionar las variables que queremos optimizar. Para ello hacemos clic en cada una de ellas con el botón derecho, *properties* y en *Tuning/Optimization* marcamos *Optimize* y *Constrain*. Por ejemplo, para L1 y L2, inicialmente fijada en 5,4 mm, vamos a restringir su variación entre 3 y 9 mm, con un paso de 0,01 mm. Vamos a marcar para optimizar también W1 y W2, entre 0.5 y 6 mm, con un paso de 0.01 mm. También pueden optimizarse directamente parámetros de los diferentes componentes haciendo clic con el botón derecho en el componente, seleccionando *Properties* y marcando para el parámetro en cuestión las casillas *Opt*, *Limit*, *Lower*, *Upper* y *Step*.

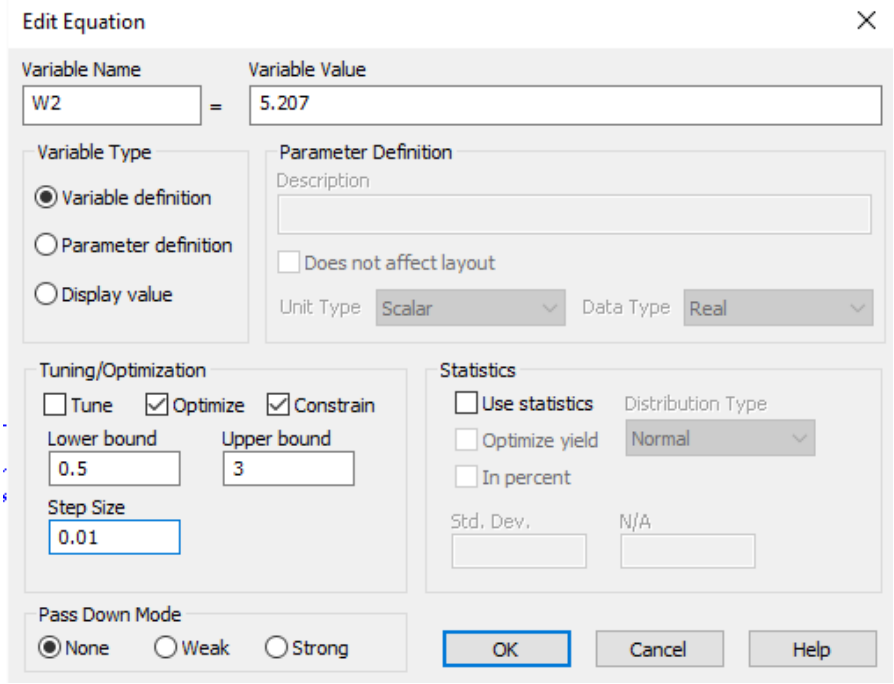


Figura 25: Configuración de W2 para ser optimizada

16. Lo siguiente es definir los objetivos de la optimización o *Goals*. Para ello hacemos clic con el botón derecho en una de las medidas incluidas en la gráfica BranchLine uniones, por ejemplo en *Project, Graphs, BranchLine uniones: BranchLine uniones:DB(|S21|), Add Optimization Goal*. Aparece el cuadro de diálogo *New Optimization Goal* que puede verse en la Figura 10, que puede utilizarse para marcar todos los objetivos de optimización. Elegiremos:
    - Para el S21:
        - Meas = Goal
        - Range entre 4.9 y 5.1 GHz (puestos a pedir, que tenga banda ancha)
        - Goal Start = -3 (que salgan 3 dB menos que lo que entra)
        - Weight = 1
    - Para el S31:
        - Meas = Goal
        - Range entre 4.9 y 5.1 GHz
        - Goal Start = -3
        - Weight = 1
    - Para el S11:
        - Meas < Goal (en este caso no nos importa si la adaptación es aún mejor)
        - Range entre 4.9 y 5.1 GHz
        - Goal Start = -20
        - Weight = 1
    - Para el S41:
        - Meas < Goal
        - Range entre 4.9 y 5.1 GHz
        - Goal Start = -20
        - Weight = 1

Los parámetros Weight sirven para indicarle al optimizador qué objetivos nos importa más que se cumplan. En este caso, queremos que se cumpla todo por igual.

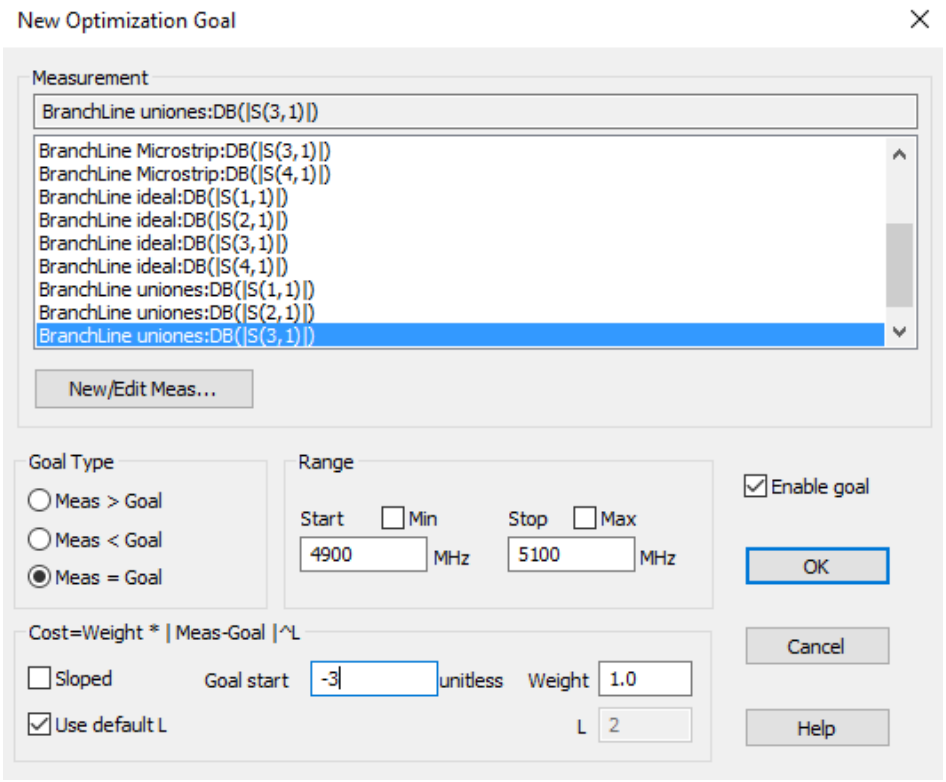


Figura 26: Cuadro de diálogo "New Optimization Goal"

17. Para optimizar hacemos clic en *Simulate, Optimize.* Aparece una ventana como la de la Figura 11, que nos muestra una gráfica en la que cada barra representa lo lejos que estamos de cumplir cada objetivo.
    En la parte superior izquierda de esta ventana de optimización aparece un desplegable que nos permite elegir el algoritmo de optimización que utilizaremos y el número máximo de iteraciones. Si no se conoce lo suficiente de algoritmos de optimización, el algoritmo llamado *Pointer – Robust Optimization* es una buena opción. 1000 iteraciones serán suficientes.
    En la parte inferior izquierda aparecen varias casillas que se pueden marcar o desmarcar. Son bastante autoexplicativas. Marcamos todas.
    Por último, en la parte inferior de la ventana hay varias pestañas en las que podemos ver más información.

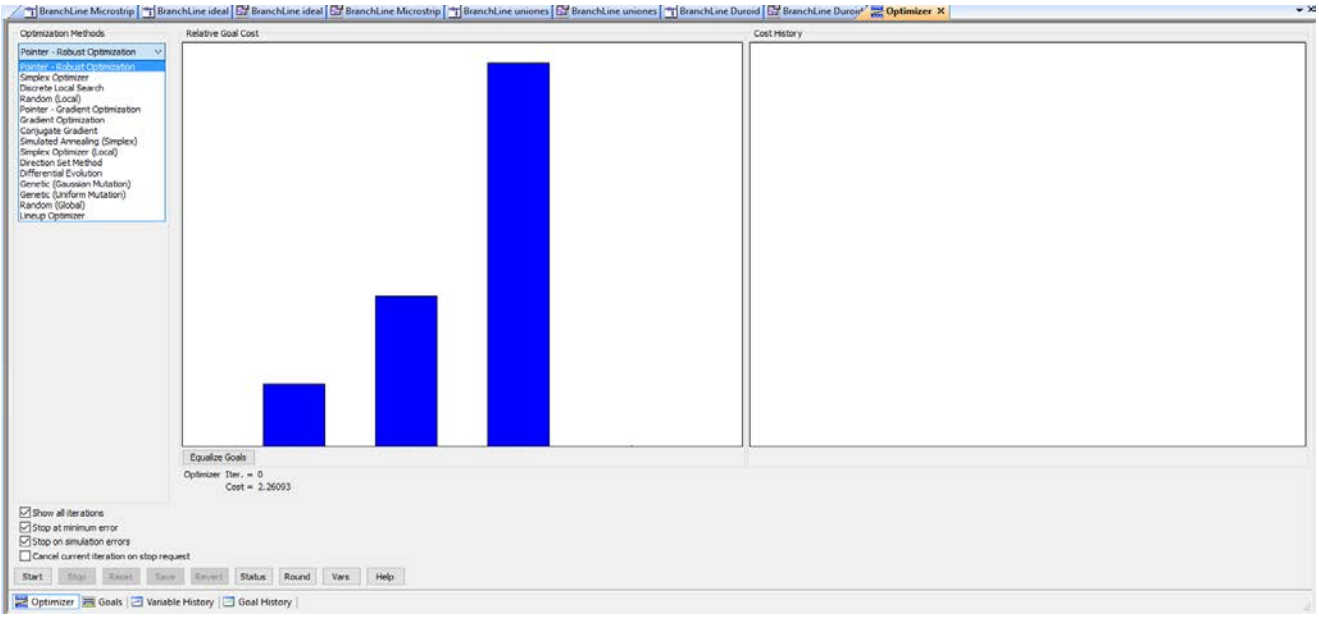


Figura 27: Ventana Optimizer

18. Con todo ya configurado correctamente, colocamos las ventanas en cascada para ver a la vez la gráfica BranchLine uniones y Optimizer. Hacemos clic en el botón *Start* de la ventana del optimizador. Vemos como la gráfica va cambiando con cada iteración.

    El proceso de optimización es lento, ya que hay que hacer una simulación por cada una de las combinaciones de parámetros que se van probando. Aquí es donde una adecuada selección de los puntos de frecuencia en *Project Options* o la elección de componentes con modelos matemáticamente sencillos como MLIN y MTEE es más crítica.

    Al terminar la optimización, vemos que la respuesta ha mejorado bastante:

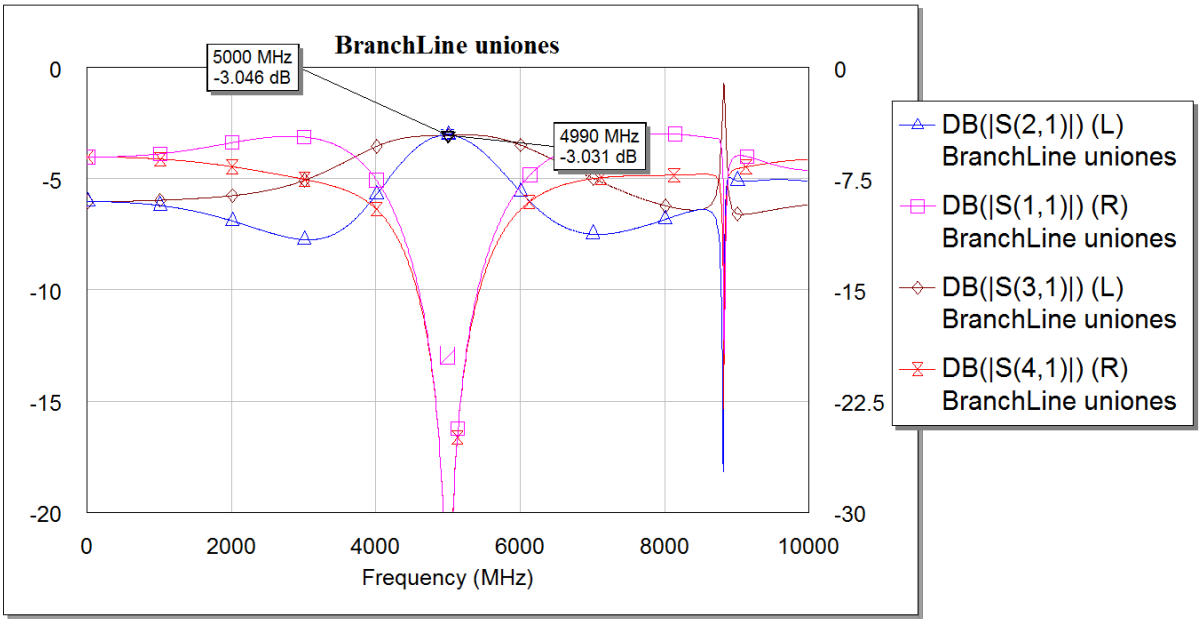


Figura 28: Respuesta del acoplador Branch Line líneas MLIN y MTEE tras la optimización

Los valores para los que se ha conseguido la respuesta optimizada han sido:

- L1 = 7,579 mm
- L2 = 5,065 mm
- W1 = 2,685 mm
- W2 = 4,119 mm

Los valores optimizados pueden variar ligeramente de un intento a otro, ya que el optimizador genera las diferentes combinaciones de forma aleatoria. Por otro lado, los parámetros optimizados suelen tener muchos decimales, sin embargo, las tecnologías de fabricación hacen absurdo dar precisiones más allá de 1 µm.

Layout:

Ahora que ya estamos contentos con la respuesta obtenida, veamos cómo llegar a los archivos de fabricación.

19. Para obtener el layout abrimos el esquema BranchLine Uniones y hacemos clic en el botón *View Layout* en la barra de herramientas. Aparece en pantalla una especie de puzle con los diferentes tramos de línea, parecido a lo que se muestra en la Figura 13:

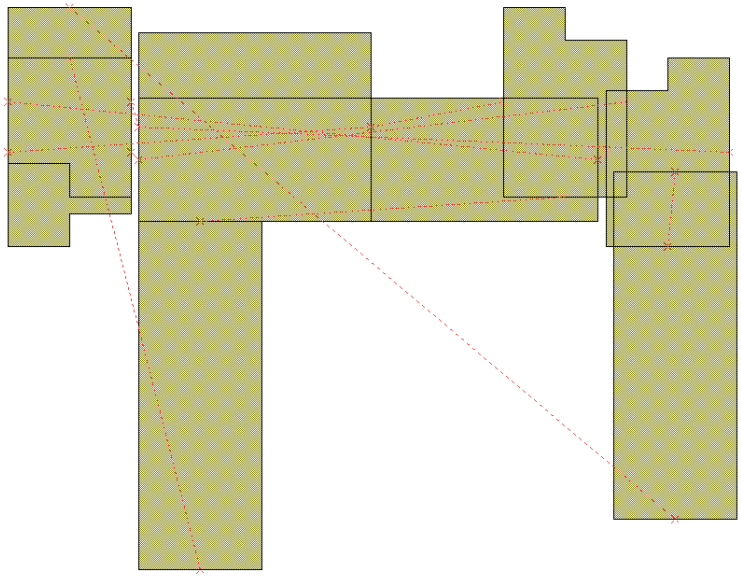


Figura 29: Layout del acoplador Branch Line sin ordenar

20. Montamos el puzle. Las líneas rojas indican las conexiones. La Figura 14 muestra el resultado.

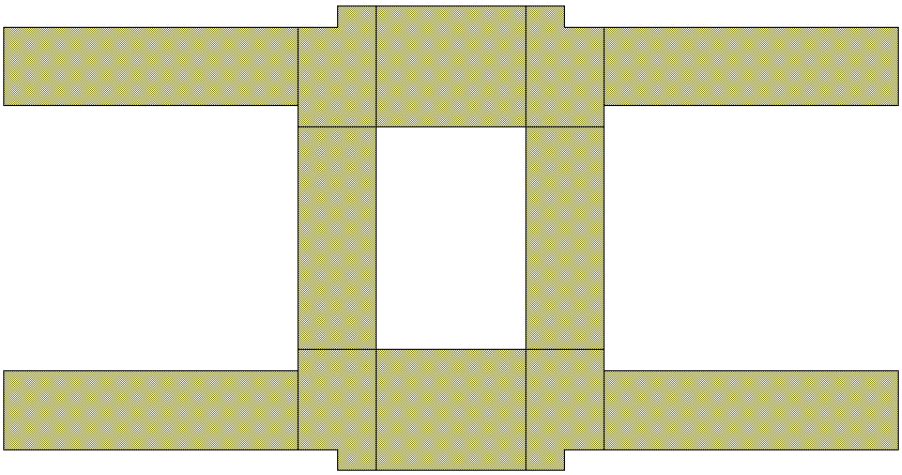


Figura 30: Layout del acoplador Branch Line ordenado

21. En la industria las PCBs se fabrican a partir de lo que se llaman archivos Gerber. Estos archivos contienen el layout en un formato vectorial estándar que entienden las máquinas de los fabricantes. Para generar el único archivo Gerber que necesitamos (ya que sólo tenemos una capa), hacemos clic en el menú *Layout*, *Export Layout* y elegimos el formato Gerber (.ger). Llamamos al archivo con el nombre del alumno seguido de "*practica2*". Después de exportar aparece un resumen de la operación. En la carpeta del proyecto debe estar el archivo .ger que acabamos de crear.
    Si no aparece el formato gerber como una alternativa para exportar, ir a *Options, Drawing Layers*, hacer clic con el botón derecho en la carpeta *File Export Mappings, New Gerber File Export Mapping*, cambiar el nombre a Gerber y hacer clic en OK. Con esto ya debería aparecer el formato Gerber en *Layout, Export Layout*.

<u>Cuestiones:</u>

1. La respuesta de la Figura 8 demuestra la dificultad de construir un buen acoplador a 5 GHz con el esquema Branch Line en microstrip con este sustrato. Si lo pensamos, tiene lógica que las uniones degraden mucho la respuesta, ya que el ancho de las pistas (3 y 5 mm) es comparable a su longitud (5,4 mm después de ajustar). La solución sería utilizar un sustrato especial para circuitos de microondas, como por ejemplo un Duroid 5880, con ε_r=2.2 y un espesor de sustrato de 0.2 mm. ¿Cuánto serían en este caso las longitudes de $\lambda/4$ y los anchos de pista para 50 y 35,35 Ω?
2. Complete el circuito para sustrato Duroid 5880 con las uniones entre líneas y represente la respuesta en frecuencia en una gráfica similar a la de la Figura 8. Guarde la gráfica. Optimícelo si la respuesta se ha degradado y vuelva a guardar la gráfica tras la optimización.
3. Obtenga el layout y el archivo gerber. Llámelo con su nombre seguido de "*practica2Duroid*".
4. Guarde el proyecto de MW Office y entregue a través del campus virtual:
    - El archivo .emp
    - Los 2 archivos gerber generados (el correspondiente a FR4 y el correspondiente a Duroid)

- Un pequeño informe en pdf respondiendo a las cuestiones y explicando lo que ha hecho para diseñar el acoplador Branch Line en sustrato Duroid.

Bibliografía:

[1] E.O. Hammerstad, “Equations for Microstrip Circuit Design”, Proc European Microwave Conference, Hamburg (Germany), pp. 268-272, September 1975

Práctica 3

MW Office: Librerías, Parásitos, Análisis de Tolerancias y Medidas

Hasta ahora hemos utilizado MW Office con elementos concentrados ideales o con líneas de transmisión modeladas de una u otra manera. Sin embargo, los elementos concentrados reales distan mucho de ser ideales sobre todo cuando la frecuencia aumenta y los efectos parásitos debidos a los pads y a las soldaduras comienzan a ser importantes.

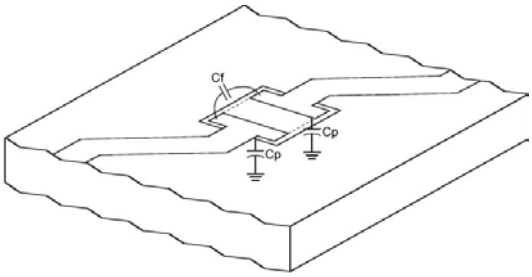


Figura 31: Capacidades debidas a los pads

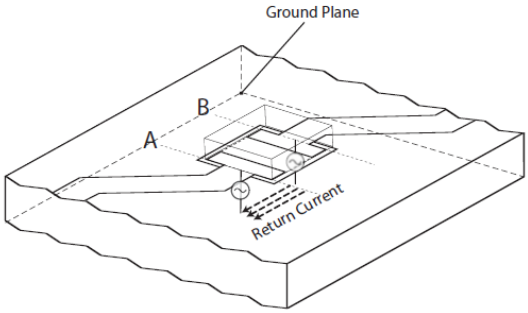


Figura 32: Resistencia parásita

Así, por ejemplo:

- Las resistencias muestran una capacidad parásita en paralelo entre los 2 pads, una inductancia serie debida a las soldaduras y dos capacidades a masa debidas a las capacidades parásitas entre los pads y el plano de masa.

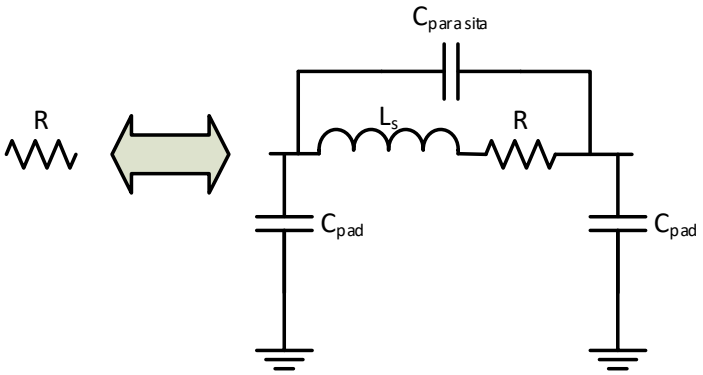


Figura 33: Circuito equivalente de una resistencia en alta frecuencia

- Las bobinas tienen una resistencia serie incluso en continua y una capacidad parásita entre los terminales, lo que puede dar lugar a resonancias, además del efecto de filtro paso bajo de los pads.

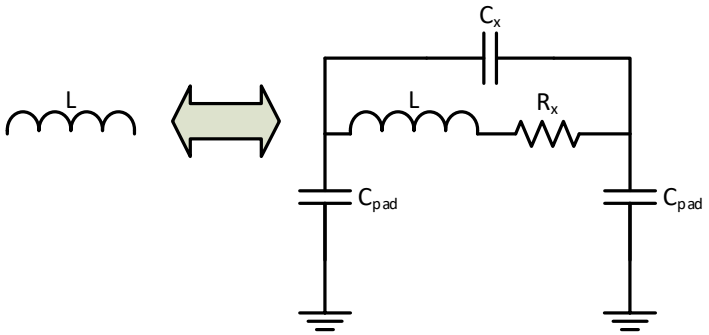


Figura 34: Circuito equivalente de la bobina en alta frecuencia

- En los condensadores empiezan a cobrar importancia las capacidades debidas a los pads, la inductancia debida a la soldadura y las resistencias debidas a las pérdidas en conductores y dieléctrico (fugas). La inductancia serie da lugar a resonancias.

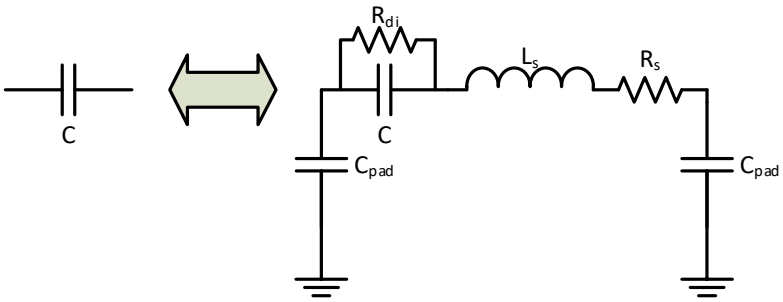


Figura 35: Circuito equivalente del condensador en alta frecuencia

Estos efectos parásitos hacen que, cuando sea posible, es más barato y más seguro utilizar componentes distribuidos. Sin embargo, si queremos utilizar componentes concentrados con seguridad, lo más cómodo es utilizar las librerías de componentes reales disponibles para Microwave Office. Vamos a realizar un ejemplo con el diseño de un filtro paso banda de orden 3 centrado en 1.1 GHz.

1. Creamos un nuevo proyecto llamado Practica3 y un nuevo circuito llamado *Filter ideal elements* de acuerdo al esquema de la Figura 6.

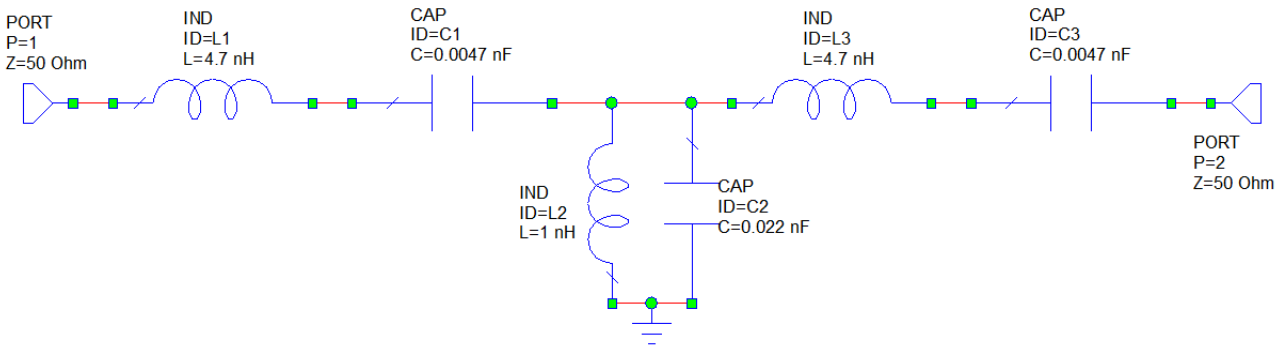


Figura 36: Filtro paso banda a 1,1 GHz con componentes ideales

2. Ajustamos las frecuencias del proyecto de 0 a 40 GHz con una resolución de 0,01 GHz
3. Representamos $20\log_{10}|S_{21}|$ y $20\log_{10}|S_{11}|$ en dB en una gráfica rectangular hasta 3 GHz.

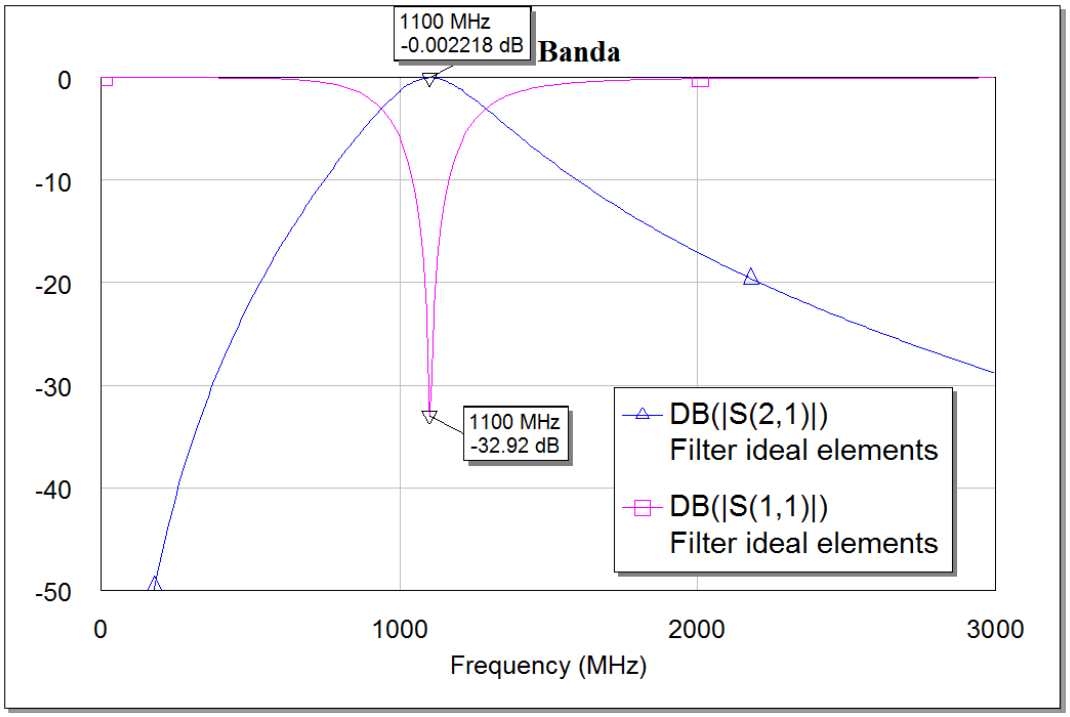


Figura 37: Respuesta del filtro paso banda con componentes ideales de 0 a 3 GHz

4. Representamos la misma respuesta en otra gráfica hasta una frecuencia de 40 GHz.

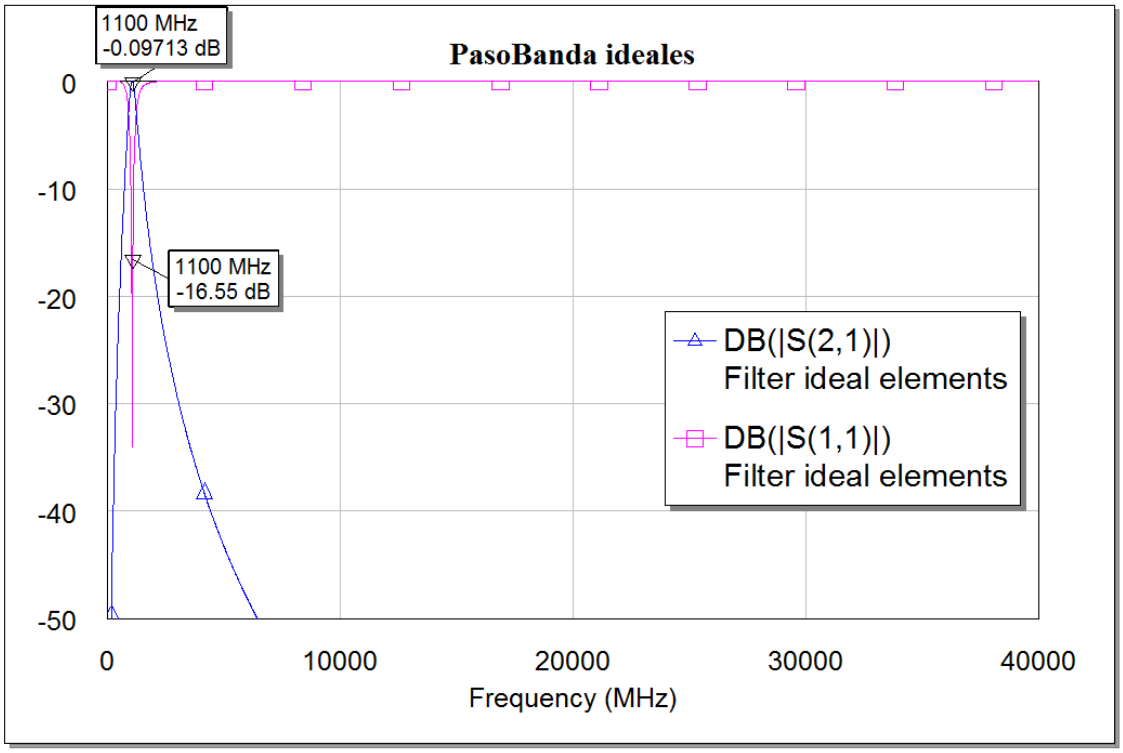


Figura 38: Respuesta del filtro paso banda con componentes ideales de 0 a 40 GHz

5. Ahora vamos a buscar componentes comerciales para los condensadores y las bobinas en las librerías de MW Office, en *Elements, Libraries, AWR web site, Parts by Type, Lumped Element.*
   Por ejemplo, elegimos:

Componente	Part Number
C = 22 pF	ATC, 100A, Modeled, 22 pF, 22pF 5%
C = 4,7 pF	ATC, 100A, Modeled, 4,7 pF ± 0,25 pF
L = 4,7 nH	Coilcraft, RF inductors, Model, 0603CS Series, 4,7 nH ±2%
L = 1 nH	Coilcraft, RF inductors, Model, 0402CS Series, 1 nH ±5%

   Hay que tener cuidado al elegir, ya que algunos modelos son válidos solamente en un cierto rango y no son precisos fuera de él. En estos casos se indica el rango de frecuencias válido, de forma similar a como puede verse en la Figura 9. Si se hace una simulación más allá de este rango, MW Office extrapola la respuesta, pero podría ser incorrecta. Para tener la máxima información posible, se puede hacer clic con el botón derecho sobre cualquier componente, seleccionar *Element Help* y ver la hoja de características del componente en cuestión.

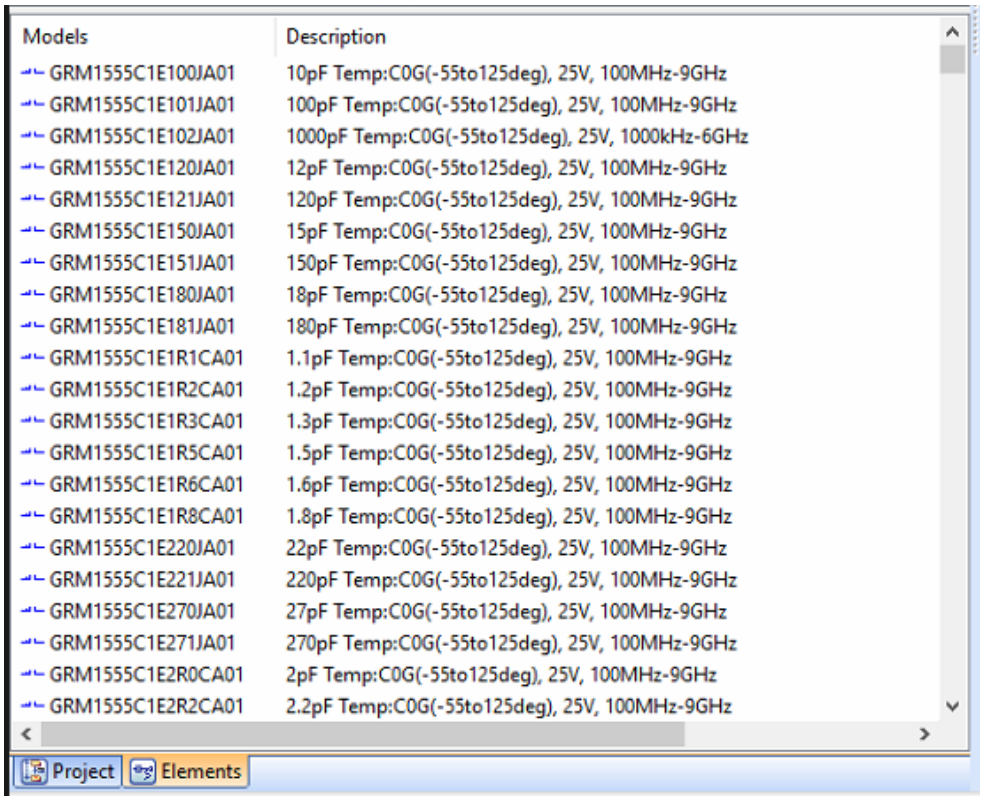


Figura 39: Algunos modelos de condensadores basados en medidas de parámetros S

6. Creamos un nuevo esquema con los componentes comerciales.

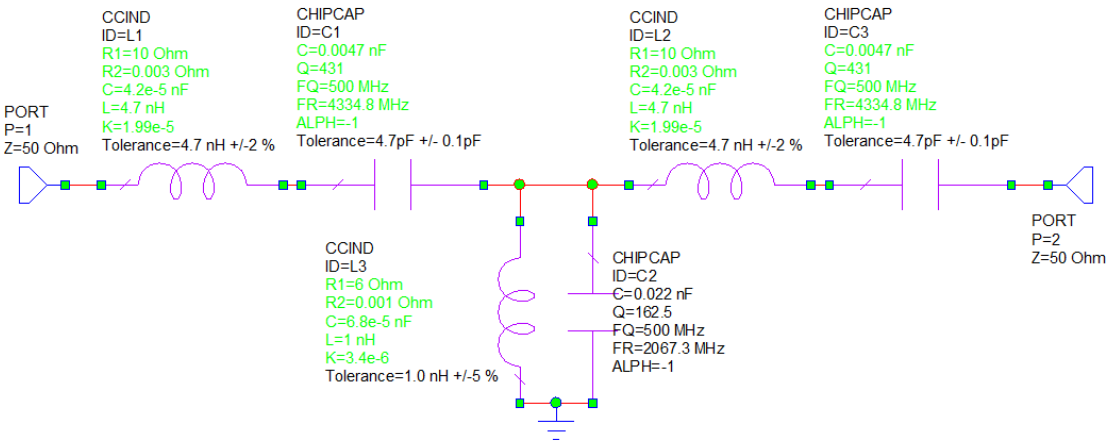


Figura 40: Esquema del filtro paso banda, con componentes reales

7. Representamos $20\log_{10}|S_{21}|$ y $20\log_{10}|S_{11}|$ en dB para el filtro con componentes reales, en las mismas condiciones que lo hicimos para los componentes reales: de 0 a 3 GHz y de 0 a 40 GHz.

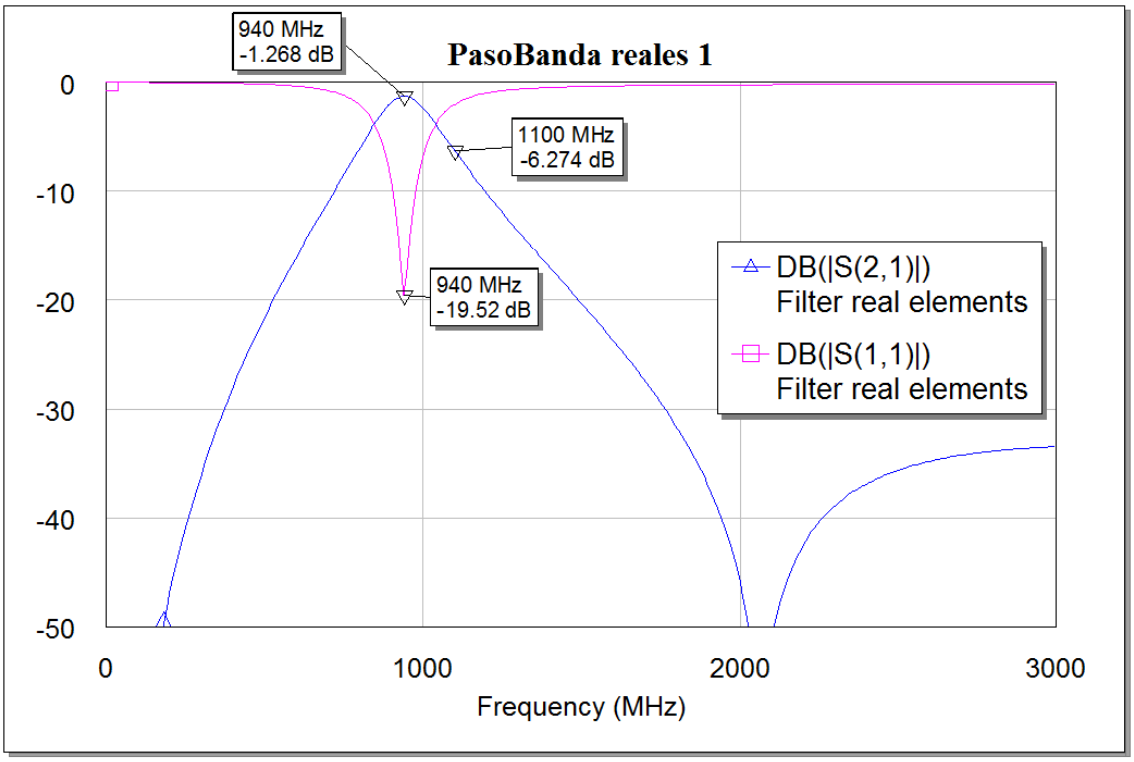


Figura 41: Respuesta del filtro paso banda con componentes reales, entre 1 y 3 GHz

En la Figura 11 pueden verse ya algunas diferencias. El filtro ya no está centrado en 1,1 GHz sino en 940 MHz, las mínimas pérdidas de inserción son 1,27 dB y la mejor adaptación que se puede conseguir no llega a 20 dB. Si miramos la respuesta hasta 40 GHz de la Figura 12, vemos que, además, a partir de unos 25 GHz una parte considerable de la potencia de entrada conseguiría llegar a la salida. Esta diferencia de comportamiento en alta frecuencia se debe a los efectos parásitos y puede no tener ninguna importancia o ser crucial dependiendo del diseño concreto. En cualquier caso, el uso de modelos realistas nos permite tener una idea aproximada de lo que pasa a estas frecuencias, que no podemos obtener de simulaciones con elementos ideales.

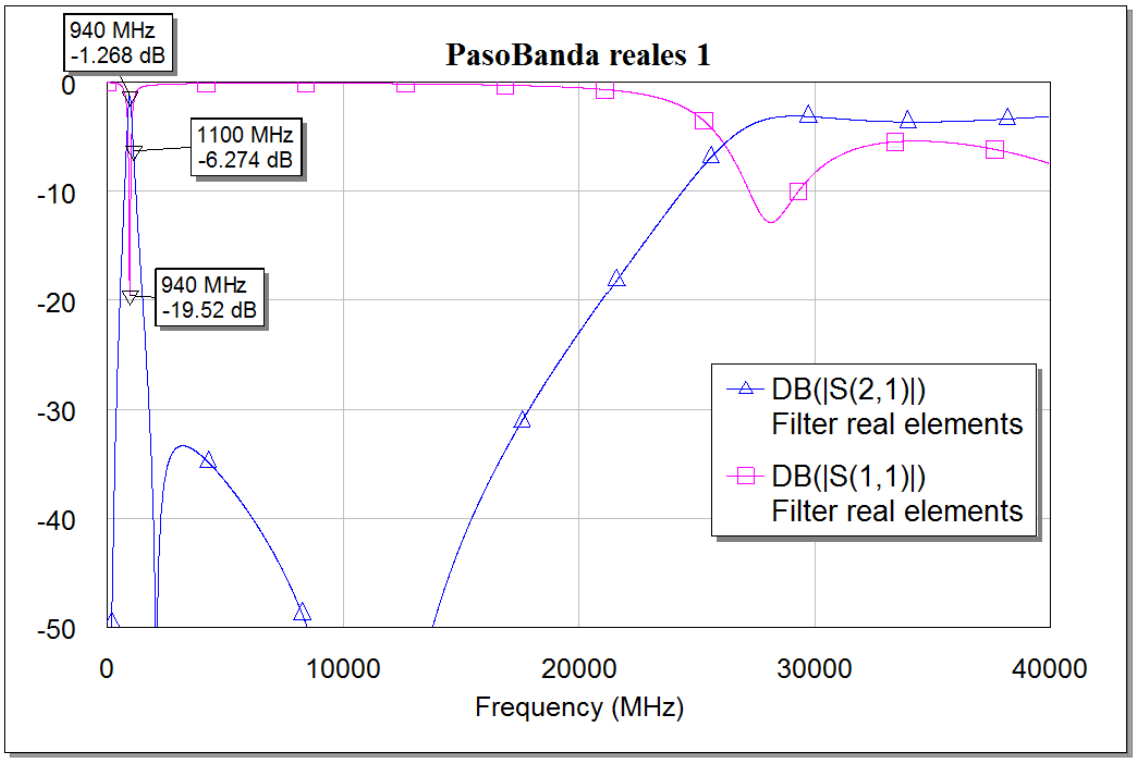


Figura 42: Respuesta del filtro paso banda con componentes reales entre 0 y 40 GHz

Inclusión de medidas:

En ocasiones puede que queramos incluir en una simulación un componente del que no tenemos modelo ni librerías, o lo que tenemos no es válido a las frecuencias a las que queremos trabajar. En estos casos, la solución puede ser caracterizar el componente nosotros mismos midiéndolo con un analizador vectorial de redes, obtener los parámetros S en función de la frecuencia en formato estándar *.snp (siendo n el número de puertas del circuito) e incluirlo en la simulación. Este formato proviene de un antiguo programa de simulación llamado Touchstone.

Para ver un ejemplo, vamos a descargar del campus virtual el archivo Amplifier.s2p.

8. Abrimos el archivo con un editor de texto cualquiera tipo bloc de notas para ver la estructura interna del mismo:

```
!Agilent Technologies,N5230A,US43500433,A.04.83

!Agilent N5230A: A.04.83

!Date: Thursday, November 02, 2006 23:45:50

!Correction: S11(Full 2 Port SOLT,1,2) S21(Full 2 Port SOLT,1,2) S12(Full 2 Port SOLT,1,2)
S22(Full 2 Port SOLT,1,2)

!S2P File: Measurements: S11, S21, S12, S22:

# Hz S  dB   R 50

10000000  -7.572641e-002  -2.011617e+000  -4.085038e+001  5.898425e+001  -4.473146e+001  -
2.926022e+001 -5.368315e-002 -2.746155e+000

259950000  -2.745097e+000  -4.898092e+001  8.146207e+000  -1.083653e+002  -5.880505e+001
1.626891e+002 -2.702236e+000 -5.648657e+001

…
```

```
50000000000 -8.164384e+000 -1.157633e+002 6.542884e+000 -8.512497e+001 -2.888711e+001 -
4.588994e+001 -1.006930e+001 1.339514e+002
```

Podemos ver que el archivo consta de varias líneas de cabeceras indicando el instrumento que se utilizó para medir, la fecha, las medidas que contiene y el formato de cada columna. Así podemos saber que la frecuencia está en Hz, las medidas son de parámetros S en dB, en formato parte real/parte imaginaria y que la impedancia de referencia son 50 Ω. No obstante, esta información no es para nosotros, sino para el programa que importa y utiliza los datos.

9. Para importar el archivo hacemos clic con el botón derecho en *Project, Data Files, Import Data File.* En tipo de archivo, seleccionamos *Touchstone Files*, buscamos y seleccionamos el archivo Amplifier.s2p.

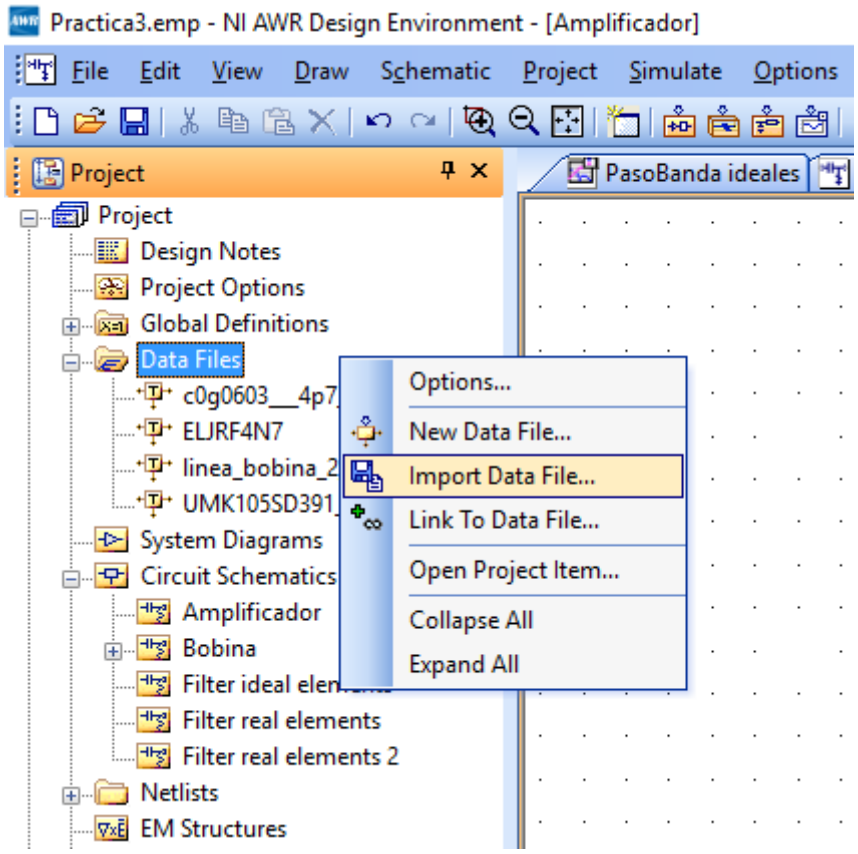


Figura 43: Menú Data Files

10. Queremos ver la respuesta del amplificador que hemos importado. Para ello creamos una nueva gráfica que podemos llamar Amplifier. Añadimos las medidas del módulo en dB de los 4 parámetros S, con cuidado de elegir en *Data Source Name* el subcircuito llamado Amplifier que se ha creado automáticamente en la importación. El resultado puede verse en la Figura 14.

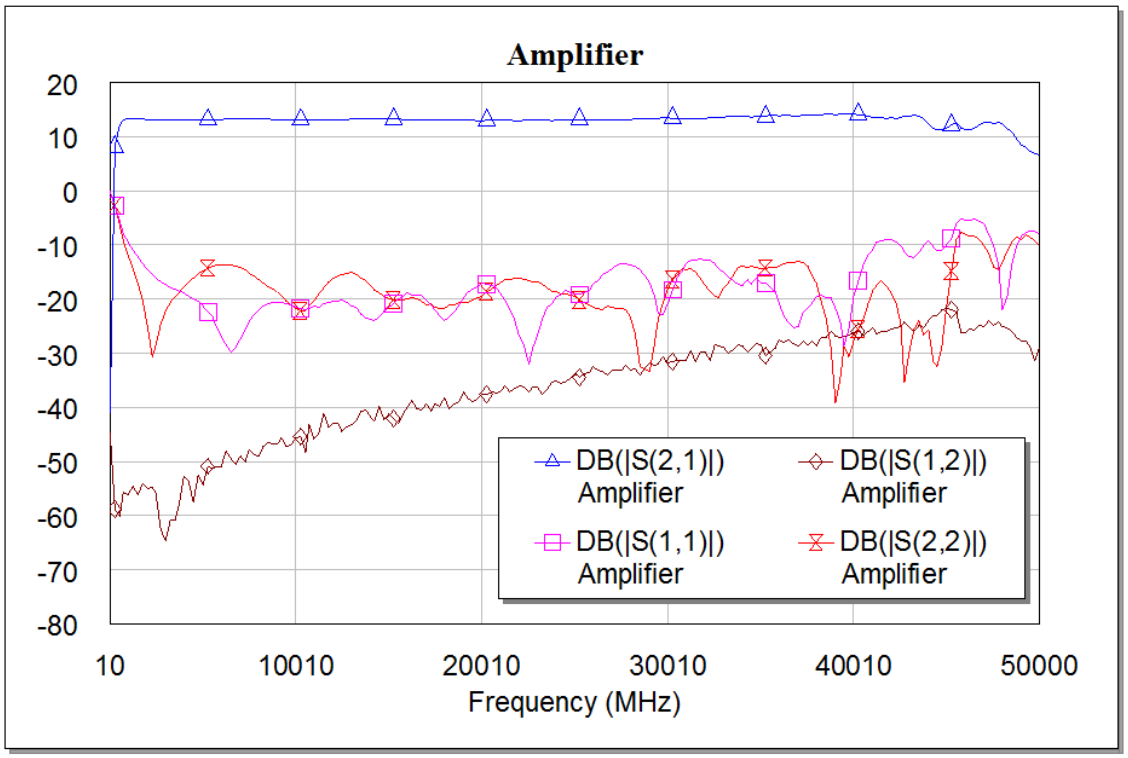


Figura 44: Respuesta del amplificador importado como archivo .s2p

Cuando se representan los datos de esta forma, se ve exactamente lo que contiene el archivo importado. En este caso, las medidas contienen los parámetros S de un amplificador con unos 13 dB de ganancia medida entre 10 MHz y 50 GHz.

11. Por otro lado, vamos a crear otro esquema con un nuevo filtro paso banda, con frecuencia central 6,5 GHz y ancho de banda 3 GHz. Utilizaremos componentes ideales y una estructura en T similar a la utilizada en el apartado 1 de la práctica. Los valores de los componentes pueden verse en la Figura 15.

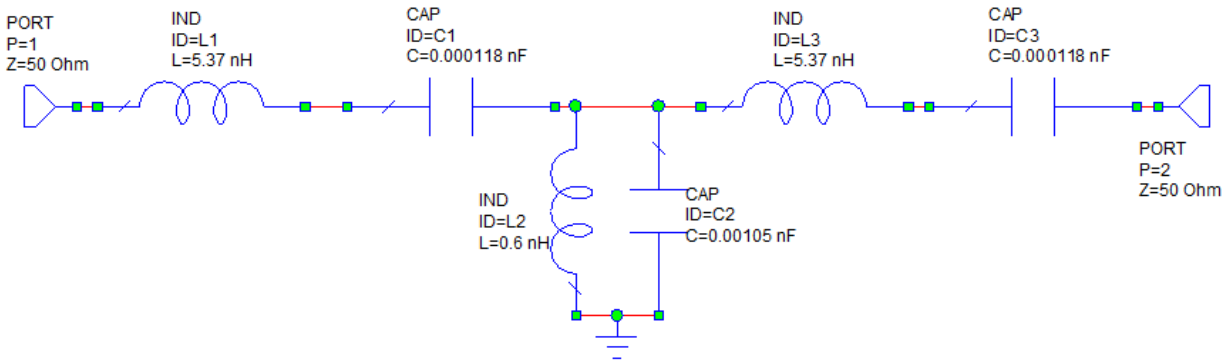


Figura 45: Esquema de filtro paso banda centrado en 6,5 GHz

12. Creamos una nueva gráfica para ver los parámetros S del filtro que acabamos de crear:

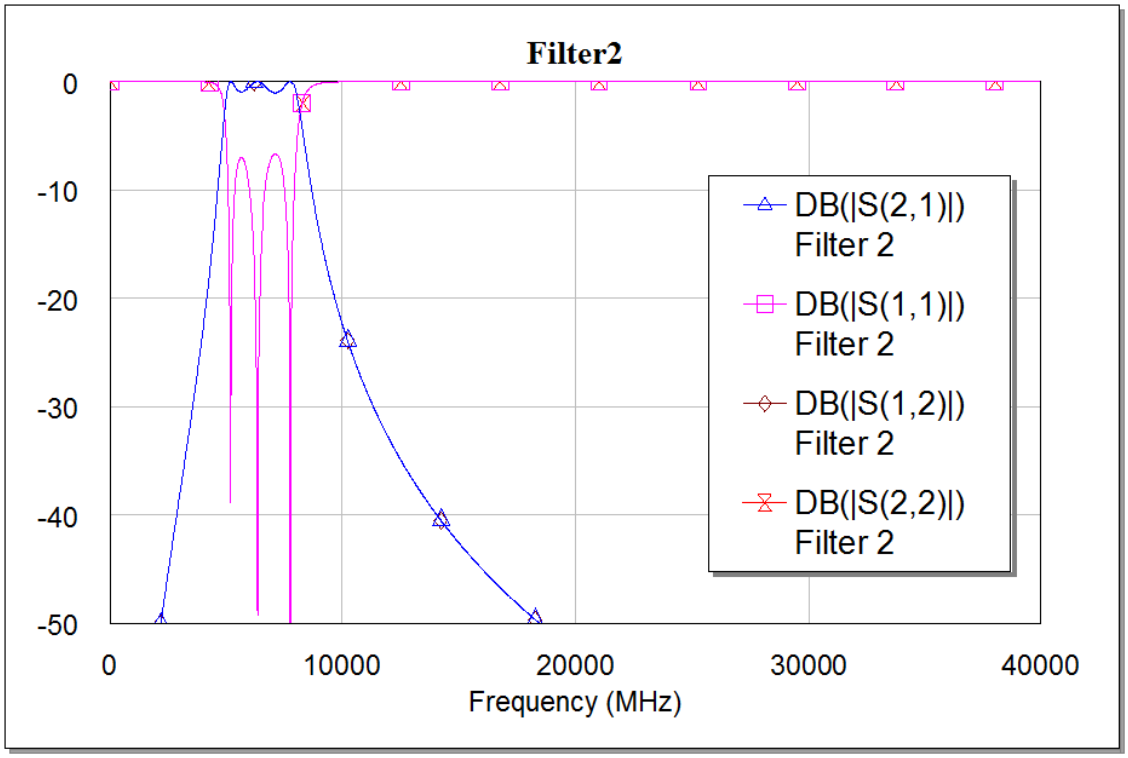


Figura 46: Respuesta del filtro paso banda centrado en 6.5 GHz

13. Ahora vamos a crear un nuevo esquema que llamaremos Amplificador y filtro 2 en el que incluiremos el amplificador y el nuevo filtro. Para ello elegimos como componentes los subcircuitos que se han creado automáticamente al importar Amplifier.s2p. y al crear el nuevo filtro. Están ambos en *Elements, Subcircuits.* Añadimos puertos de 50 Ω a entrada y salida.

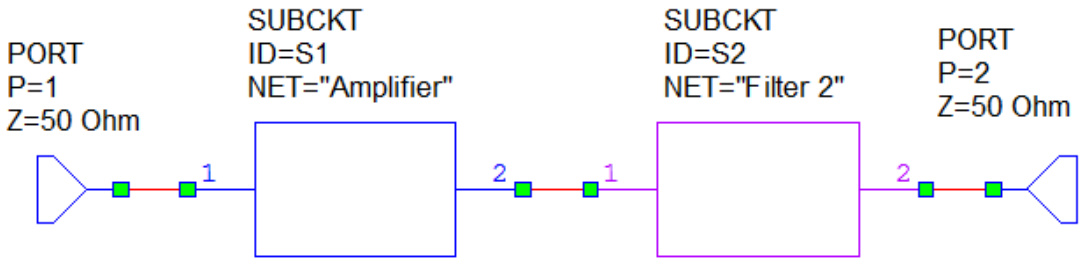


Figura 47: Esquema del amplificador y el filtro paso banda en cascada

Representamos el módulo en dB de los 4 parámetros S del conjunto. Como puede verse n la Figura 18 la ganancia en la banda de paso es la del amplificador. La reflexión en el puerto 1 es pequeña porque es esencialmente la del amplificador. Por el contrario, la reflexión en el puerto 2 es la del filtro, que refleja prácticamente toda la potencia fuera de la banda de paso.

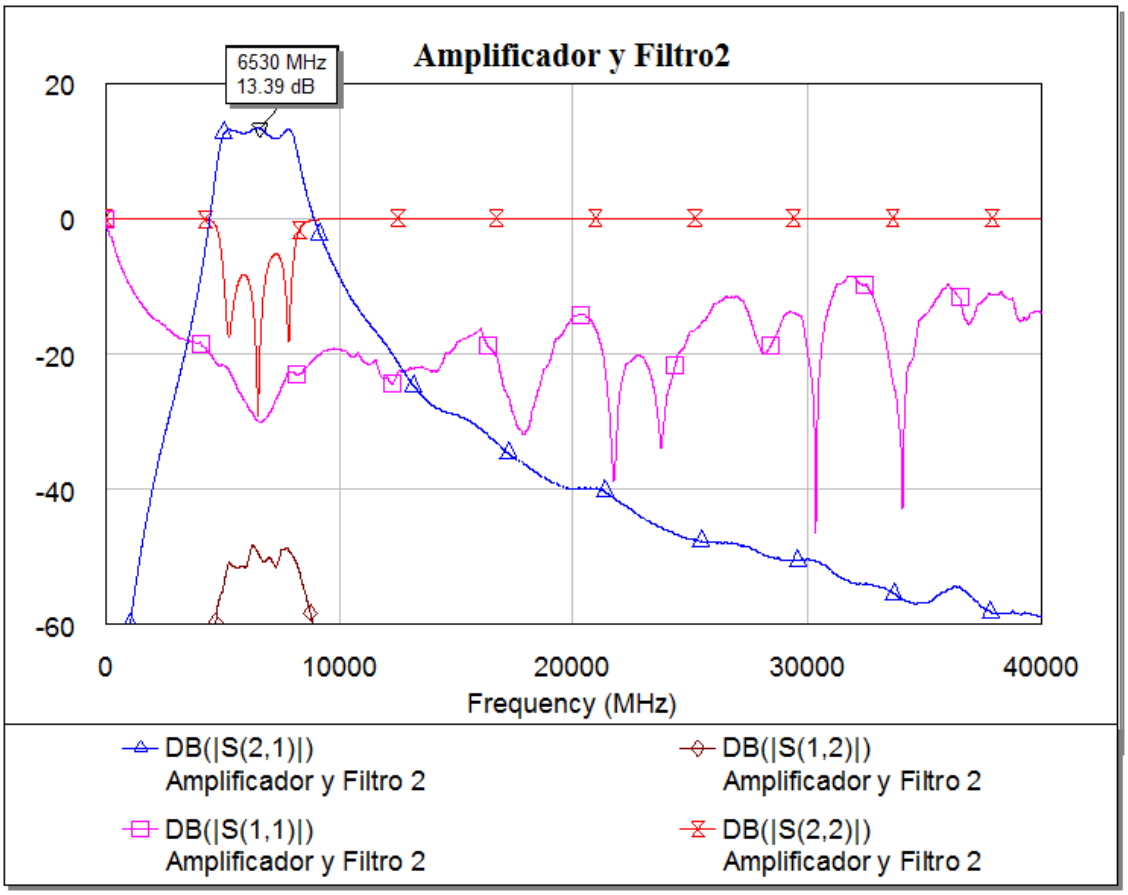


Figura 48: Respuesta del amplificador en cascada con el filtro

Yield

Uno de parámetros típicos de cualquier componente comercial es la tolerancia. Es importante tenerla en cuenta, saber a la variación de qué componentes es más sensible nuestro diseño y elegir componentes con más o menos tolerancia según el caso. Microwave Office tiene capacidades para realizar un análisis de tolerancias, o como es conocido en inglés, análisis de *yield*. Para ver un ejemplo, vamos a considerar una tolerancia del 10% en cada uno de los componentes ideales del último filtro que creamos en la práctica.

14. En el esquema del filtro hacemos doble clic en cada uno de los componentes. Marcando el botón *Yield* aparecen algunas columnas con propiedades nuevas. En ellas marcamos:
    - *Use Statistics* para que se tenga en cuenta ese elemento en el análisis de yield.
    - En *Tolerance* escribimos 10% para indicar una tolerancia del 10%. Es importante incluir el símbolo %
    - En *Distribution* seleccionamos *Normal* para indicar que valor del componente se desvía del valor ideal de forma gaussiana.

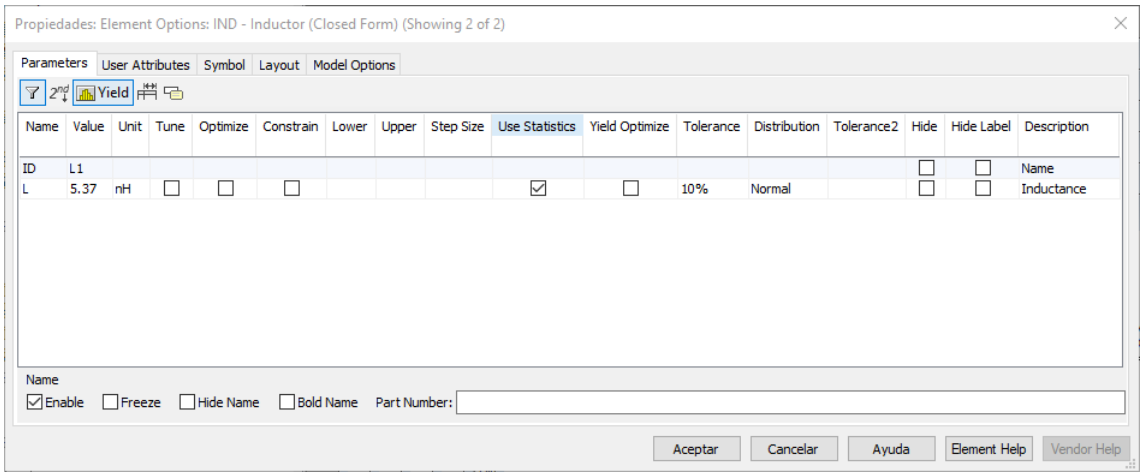


Figura 49: Menú Element Options, pestaña Parameters

15. Una vez se han especificado las tolerancias en todos los componentes, abrimos la gráfica con los parámetros S de este filtro (Figura 16). Hacemos clic en el menú *Simulate, Yield Analysis*. Dejamos los parámetros por defecto que pueden verse en la Figura 20. Únicamente cambiamos *Maximum Iterations* a 500.

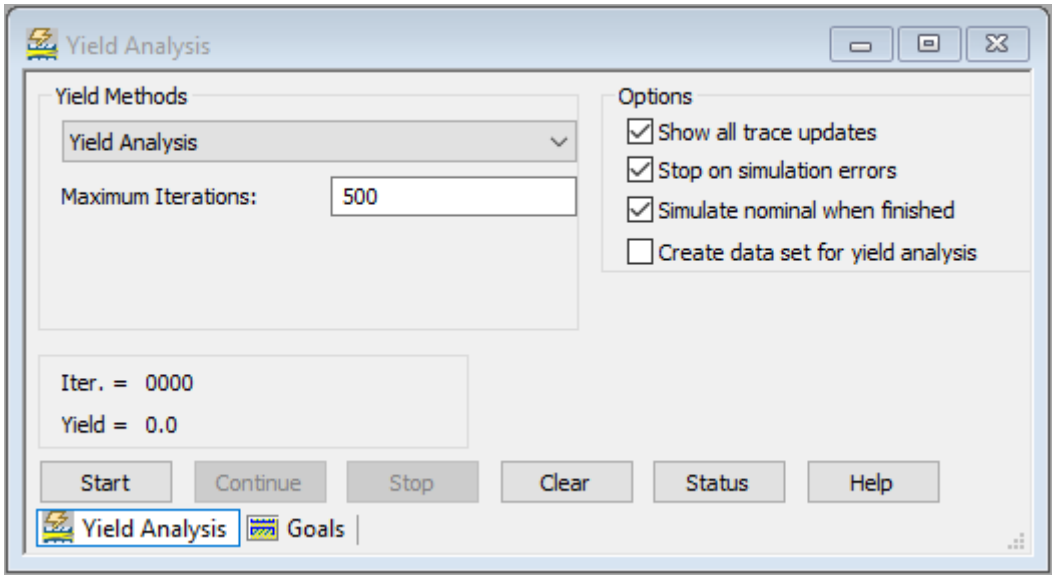


Figura 50: Menú Yield Analysis

16. Hacemos clic en Start y cuando terminan las simulaciones podemos ver la gráfica de la Figura 21. Vemos que el margen de variación de la respuesta es grande.

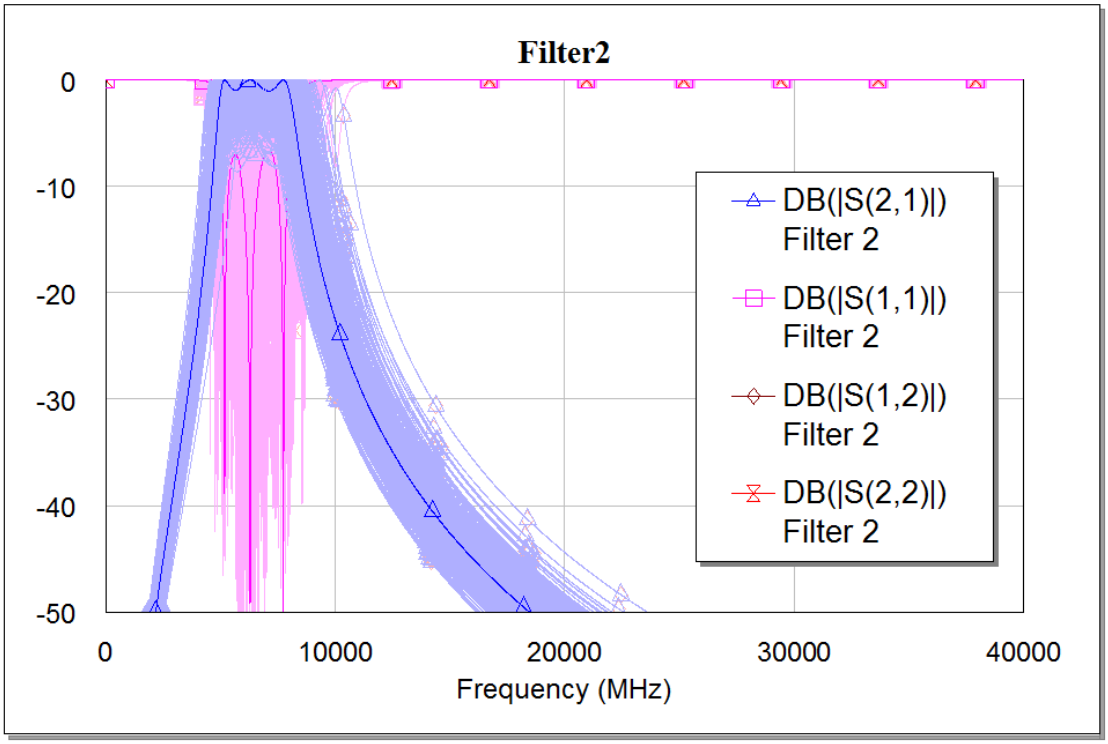


Figura 51: Análisis de yield con una tolerancia del 10%

17. Ahora repetimos el análisis con una tolerancia del 1%. Como puede verse en la Figura 22, ahora podemos estar bastante más seguros de que la respuesta del filtro será la esperada.

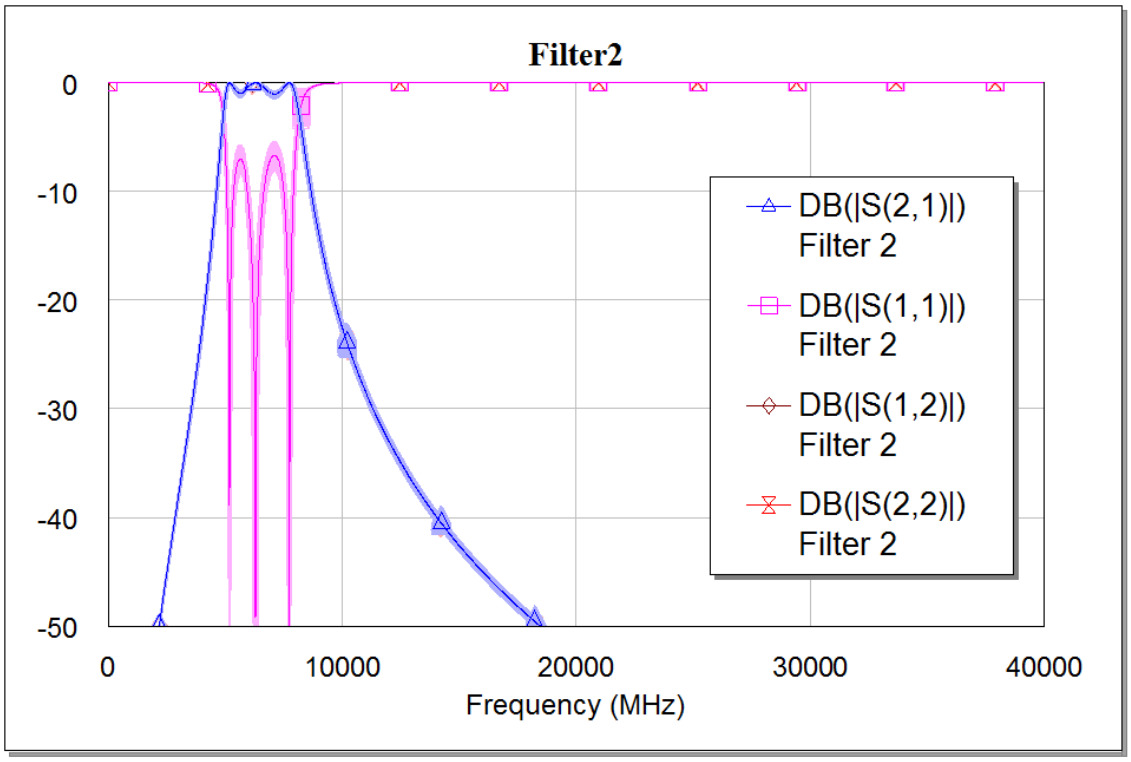


Figura 52: Análisis de yield con una tolerancia del 1%

Cuestiones:

- Utilizando el optimizador de MW Office, diseñe un filtro paso bajo de orden 3 una banda de paso de al menos 2 GHz, utilizando inductancias y capacidades ideales. Imponga como condiciones que la adaptación en la banda de paso sea mejor que 15 dB y que la atenuación por encima de 5 GHz sea mayor que 20 dB. Restrinja los valores de los condensadores entre 1 y 10 pF y los de las bobinas entre 0.1 y 10 nH. Identifique claramente en el informe los valores de los componentes y la respuesta obtenida.
- Implemente el filtro diseñado con componentes comerciales disponibles en las librerías de MW Office y simule la respuesta. Justifique la elección de componentes.
- Realice un análisis de tolerancias del circuito diseñado con componentes reales.
- Realice un análisis de tolerancias para el esquema de la Figura 6 considerando una tolerancia del 5%.
- Guarde el proyecto de MW Office y envíe el archivo .emp a través del campus virtual, junto con un pequeño informe de lo que ha hecho.

Práctica 1

Simulación de una Antena de Bocina

1. Objetivo

Aprender a simular antenas mediante el simulador electromagnético 3D Ansys HFSS, para obtener su diagrama de radiación.

2. Material disponible

- Ordenador con HFSS instalado

3. Introducción teórica

Los simuladores electromagnéticos tridimensionales permiten obtener los campos electromagnéticos en cualquier punto del espacio, a partir de una geometría, unas condiciones de contorno y la definición de la excitación. Para ello dividen el espacio en pequeñas celdas y aplican las ecuaciones de Maxwell en cada una de ellas. Si el medio es homogéneo, los campos también lo son, mientras que, si hay cambios de medio, fronteras entre metal y dieléctricos, etc., los campos cambian con rapidez y es necesario un mallado más fino. Cuanto mayor y más accidentado sea el objeto a simular, mayor es el número de celdas necesario y, con ello el tiempo de computación.

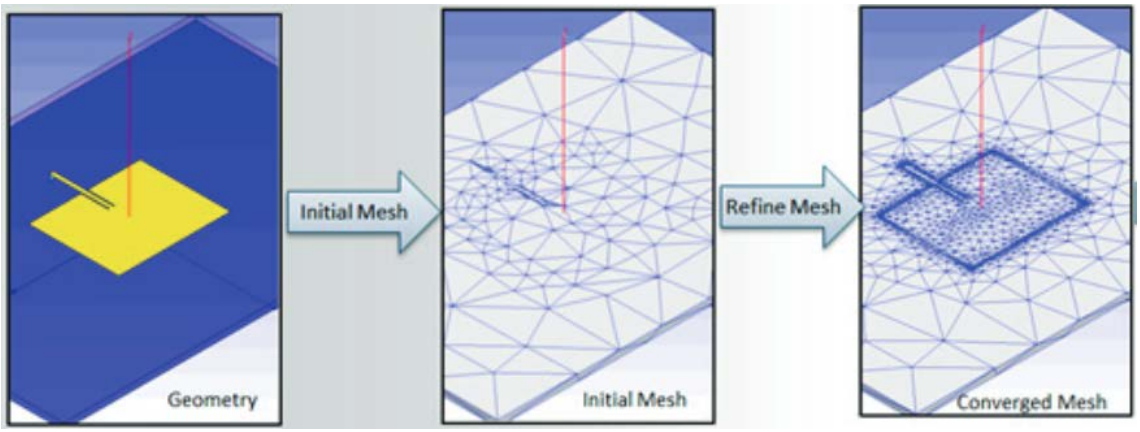


Figura 53: Mallado de una antena parche en microstrip

En el caso de querer obtener los campos lejanos creados por una antena, el simulador trata de calcular las corrientes en el metal y, a partir de ahí, calcular el potencial vector magnético retardado $\vec{A}$ en cada punto del espacio sumando las contribuciones debidas a cada diferencial de volumen, superficie o longitud que constituye la antena, tal como indican las ecuaciones siguientes:

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \iiint_{V'} \frac{\vec{J}(\vec{r'}) e^{-j\beta_0 \left|\vec{r}-\vec{r'}\right|}}{\left|\vec{r}-\vec{r'}\right|} dV'$$

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \iint_{S'} \frac{\overrightarrow{J_S}(\overrightarrow{r'}) e^{-j\beta_0 \left|\vec{r}-\overrightarrow{r'}\right|}}{\left|\vec{r}-\overrightarrow{r'}\right|} dS'$$

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{L'} \frac{I(\overrightarrow{r'}) e^{-j\beta_0 \left|\vec{r}-\overrightarrow{r'}\right|}}{\left|\vec{r}-\overrightarrow{r'}\right|} dl'$$

En esta práctica se simulará una antena de bocina. Las antenas de bocina son especialmente adecuadas para radiar la señal proveniente de una guía de ondas. Consisten, simplemente en ir incrementando la sección de la guía hasta dejar el extremo en abierto. Desde el punto de vista de la impedancia, la antena puede verse como una especie de red de adaptación que va adaptando progresivamente el medio, desde una impedancia de la guía Z_0 hasta la impedancia η_0 del aire, igual a 377 Ω.

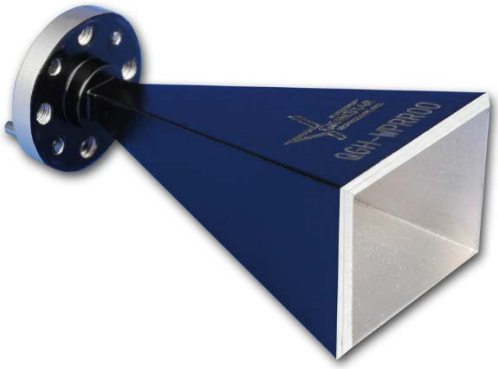


Figura 54: Antena de bocina rectangular

Según el lado que se ensancha más, la antena puede ser piramidal, si la boca es cuadrada, sectorial plano E si se ensancha el lado paralelo al campo $\vec{E}$, sectorial plano H, si se ensancha la dimensión paralela al plano $\vec{H}$, o cónica si proviene de ensanchar la sección de una guía circular.

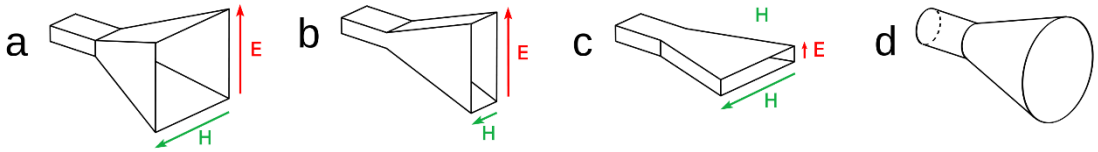


Figura 55: Tipos comunes de antenas de bocina

Las antenas de bocina pertenecen a la familia de antenas denominadas “aperturas”, siendo su área efectiva proporcional y bastante aproximada al área de la boca de la antena. Su ganancia y directividad es moderada, por lo que no suelen utilizarse para enlaces de largo alcance sino, fundamentalmente, para iluminar reflectores parabólicos.

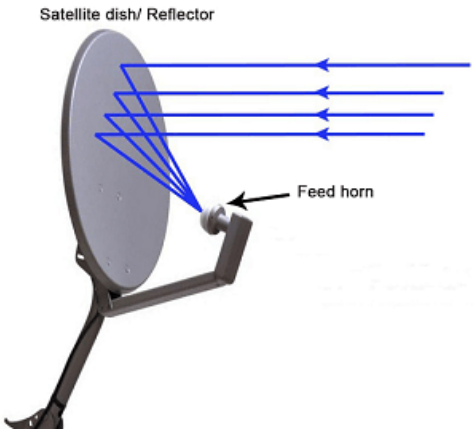


Figura 56: Reflector parabólico iluminado por una antena de bocina

4. Procedimiento

1. Inicie el programa *Ansys Electronics Desktop*. Cree un diseño de HFSS haciendo clic en *Project/Insert HFSS Design*. Debería ver la pantalla principal, tal como se muestra en la Figura 5.

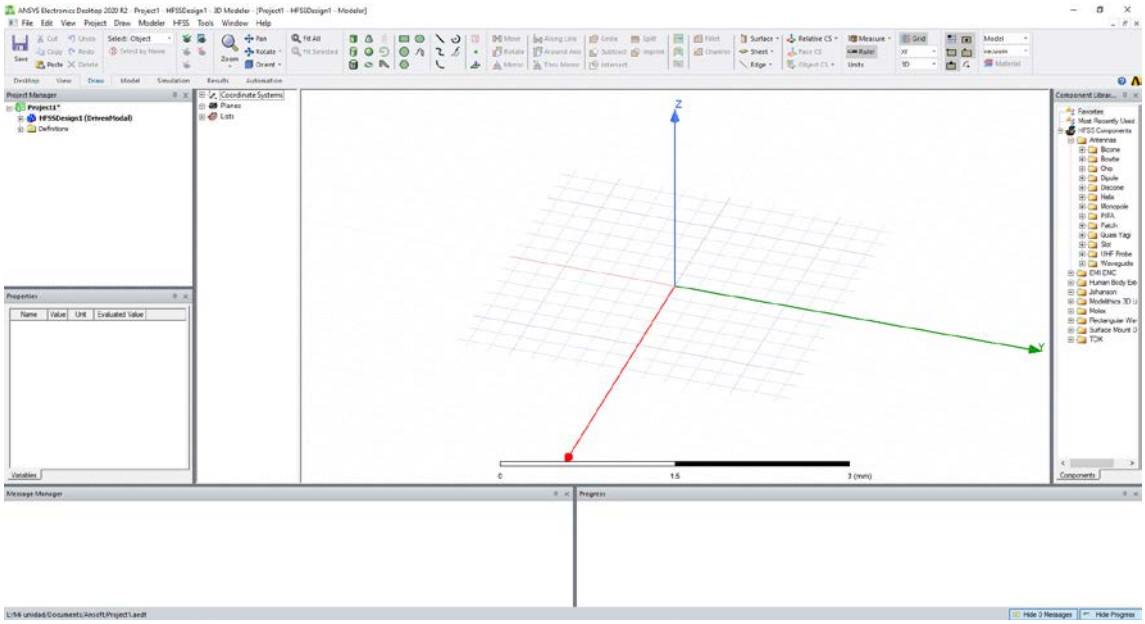


Figura 57: Ventana principal de HFSS

2. Seleccione el tipo de simulación que desea realizar en el Menú *HFSS/Solution Type*. Seleccione una solución de tipo *Modal*, que es la más adecuada para manejar los modos electromagnéticos que alimentarán nuestra antena de bocina.

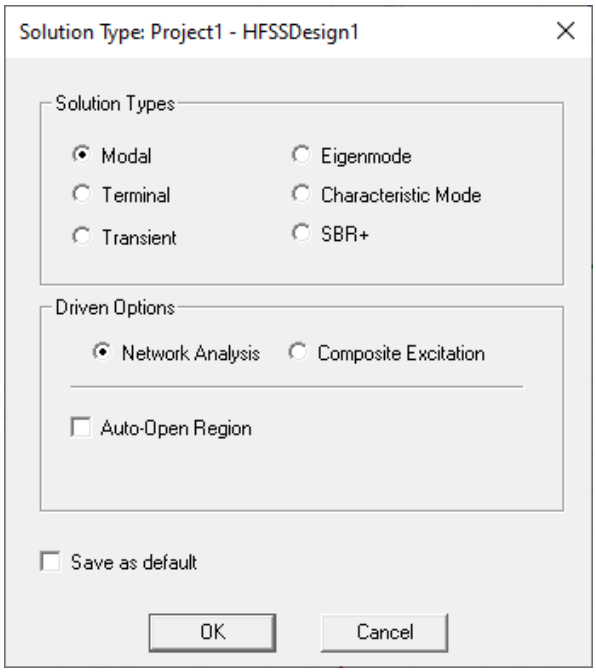


Figura 58: Selección del tipo de solución

3. Compruebe que el material por defecto es vacío.

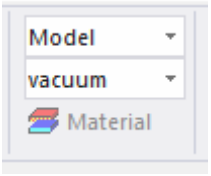


Figura 59: Material por defecto

4. Para dibujar la guía de onda, haga clic en *Draw/Box*, o en el icono del prisma . Dibuje un prisma marcando 3 puntos, sin preocuparse mucho de las dimensiones concretas, que especificaremos en el siguiente paso.

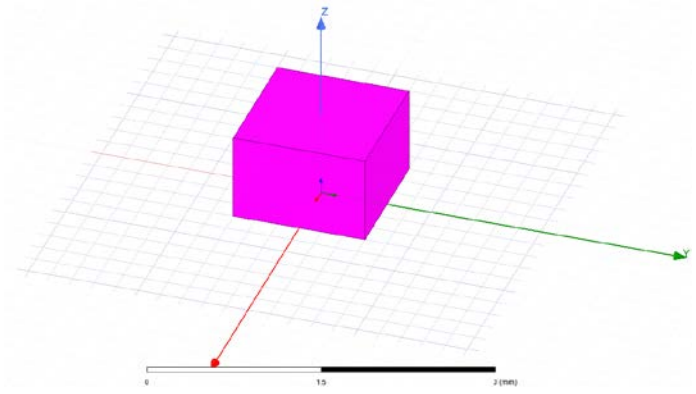


Figura 60: Prisma inicial

5. Para especificar las dimensiones, haga doble clic sobre *CreateBox* en el menú *Model*. Aparecerá el menú que se muestra en la Figura 9.

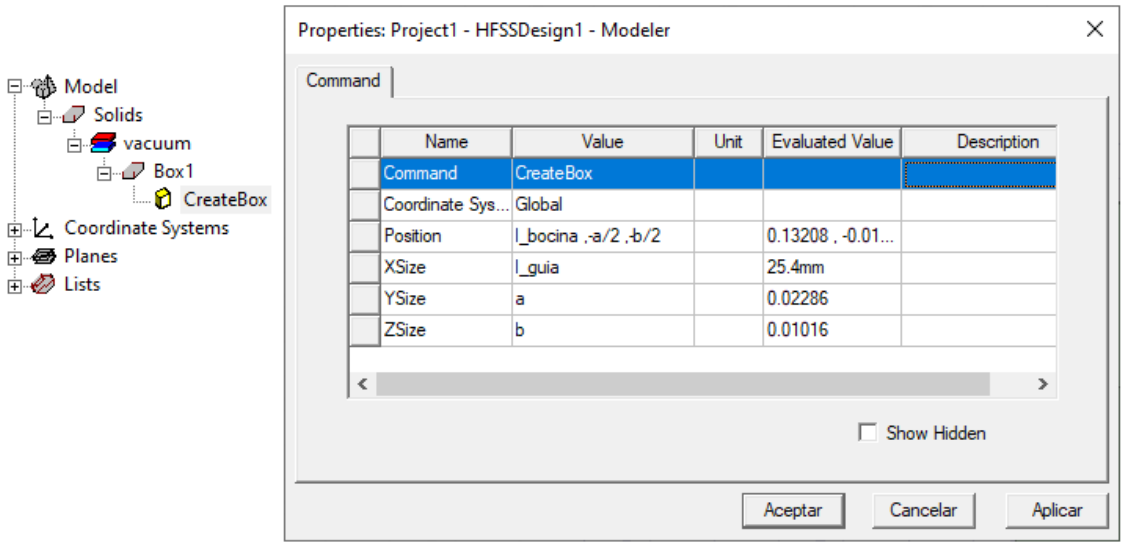


Figura 61: Especificación de las dimensiones de la guía.

Especifique los siguientes valores:

Position	l_bocina, -a/2, -b/2
Xsize	l_guia
Ysize	a
Zsize	b

Tabla 1: Dimensiones y posición de la guía de onda

donde:

- l_bocina = 123.08 mm
- l_guia = 25.4 mm
- a = 22,86 mm
- b = 10,16 mm

En caso de introducir mal alguno de los datos haga clic con el botón derecho en HFSSDesign1 en el menú Project Manager y seleccione Design Properties. Ahí puede editar cada uno de los valores anteriores seleccionándolo y pulsando Edit.

6. Tras el paso anterior, la guía generada ha reducido mucho su tamaño y no se ve. Presione Ctrl+D para ajustar el zoom.

7. Haga doble clic sobre *Box 1* para ver las propiedades del objeto creado.

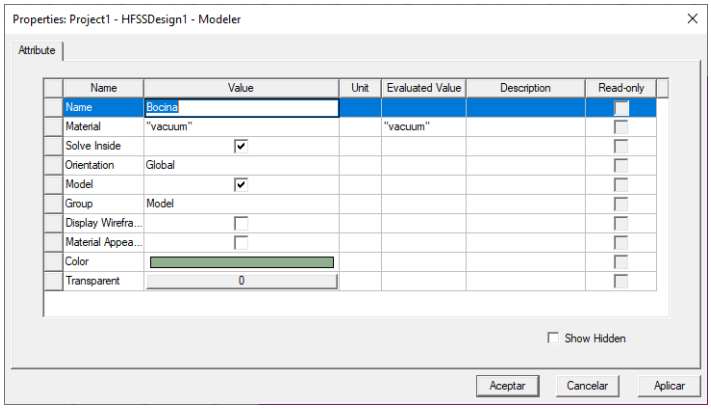


Figura 62: Propiedades del objeto Box 1

8. Hemos creado la guía, ahora vamos a dibujar el plano focal. Para ello vamos a definir la rejilla en el plano YZ. Para ello haga clic en *Modeler/Grid Plane/YZ*
9. Sobre el plano YZ dibuje un rectángulo haciendo clic en el icono . Haga doble clic sobre *Rectangle1/CreateRectangle* en el menú *Model* y y asígnele las siguientes dimensiones:

Position	0, -aperturaA/2, -aperturaB/2
Ysize	aperturaA
Zsize	aperturaB

Tabla 2: Dimensiones de la apertura de la guía

donde:

- aperturaA = 67,31 mm
- aperturaB = 49,53 mm

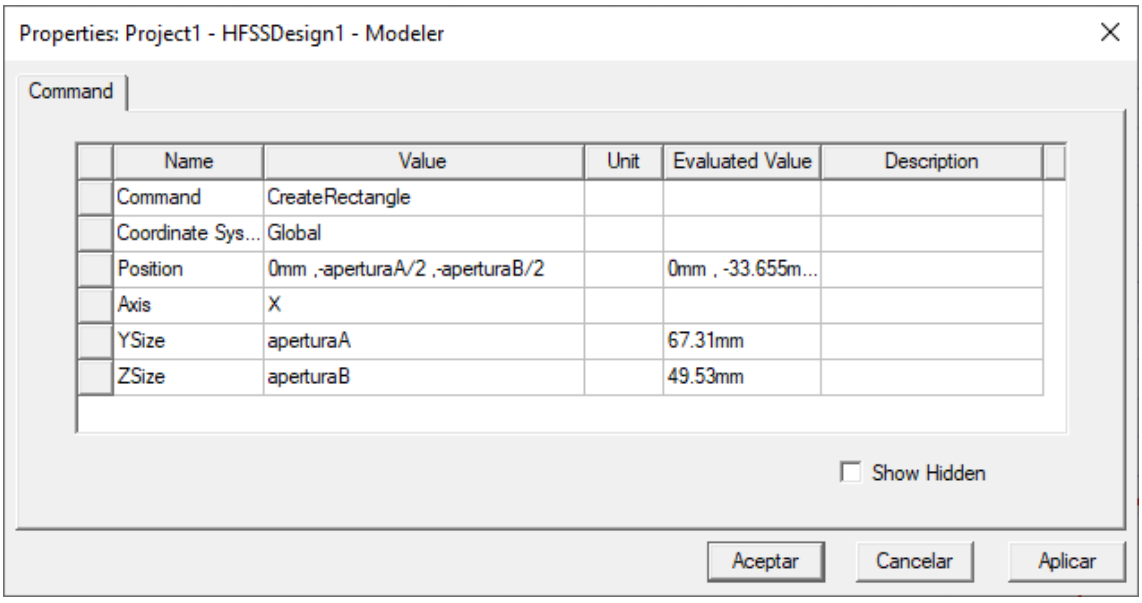


Figura 63: Parámetros de la apertura de la guía

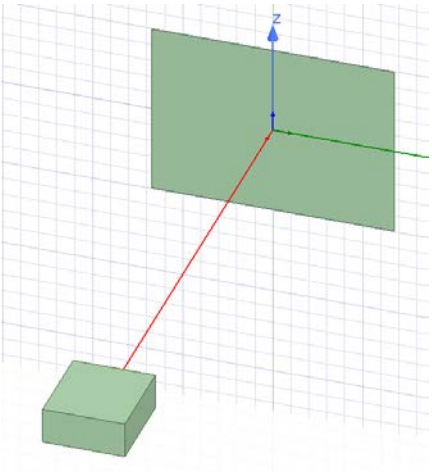


Figura 64: Guía y apertura

10. El siguiente paso es conectar la antena con la apertura. Para ello primero debemos activar el modo de selección de caras presionando F, o en *Edit/Selection Mode/Faces*. Seleccione la cara del prisma que mira hacia la apertura. Puede girar la imagen con Alt+botón izquierdo del ratón.

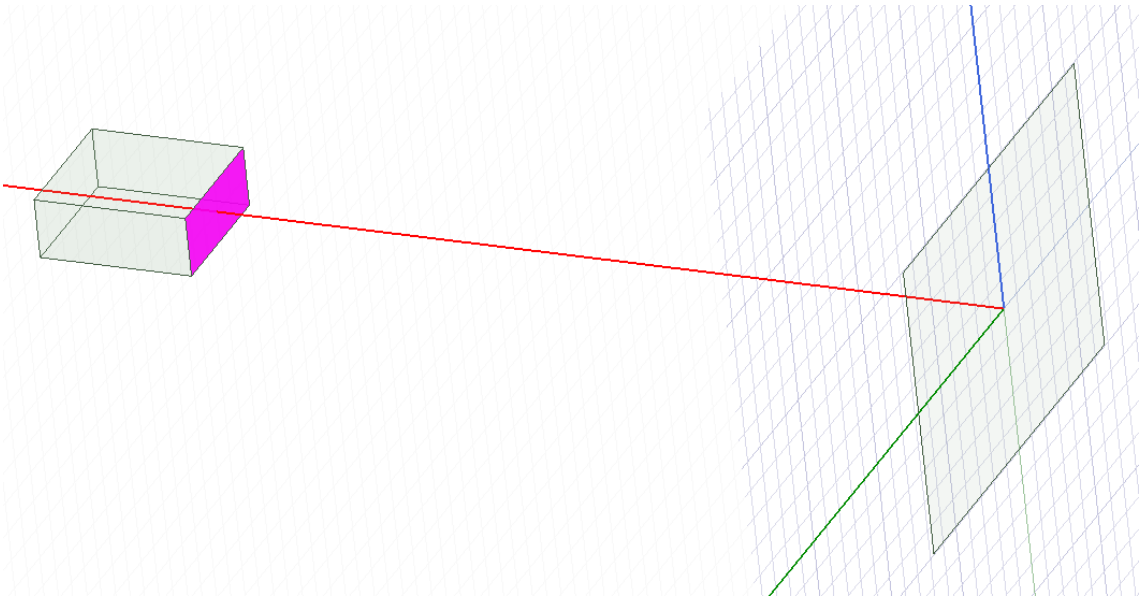


Figura 65: Cara de la guía que apunta hacia la apertura

11. Ahora creamos un objeto a partir de esta cara en *Modeler/Surface/Create Object from Face*. Al hacer esto aparece un nuevo objeto en el menú *Model*.

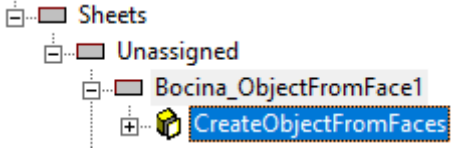


Figura 66: Objeto plano creado a partir de la cara de la guía

12. Pulse O para cambiar al modo de selección de objeto y seleccione el nuevo plano creado, y la apertura (Ctrl+clic).

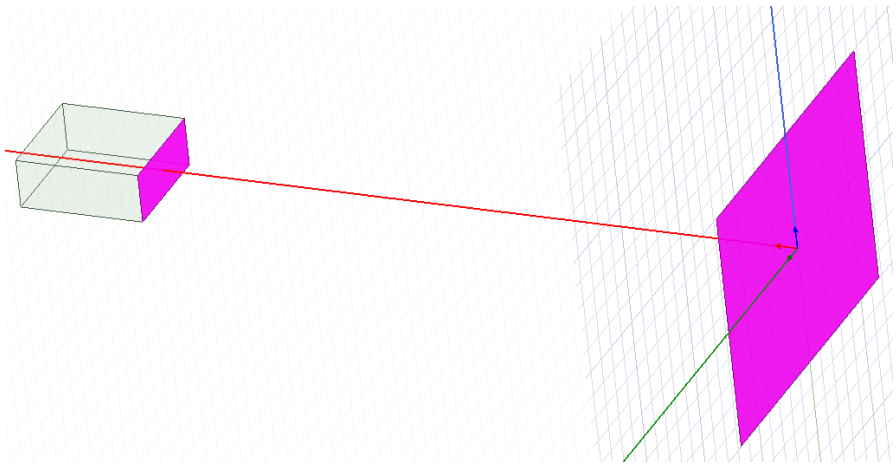


Figura 67: Selección de los 2 planos

13. Con los 2 objetos seleccionados, vaya a *Modeler/Surface/Connect*. Esto unirá los planos creando la bocina, tal como se aprecia en la Figura 16.

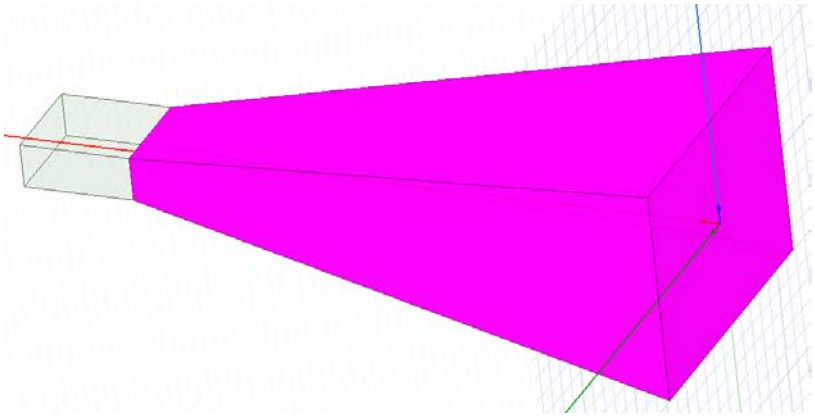
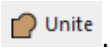


Figura 68: Bocina creada tras unir los 2 planos

14. A continuación, vamos a unir el tramo de guía y la bocina. Para ello seleccionamos los 2 objetos y los unimos en *Modeler/Boolean/Unite*, o en el icono 

. De este modo, pasamos a tener un único objeto.

15. El siguiente paso es crear el metal que recubre el objeto creado. Para ello cambie al modo de selección de superficies presionando F, y a continuación en *Edit/Select Objects/By Name*. Seleccione el único objeto existente y observe qué cara es cada una. Seleccione todas menos la de la apertura.

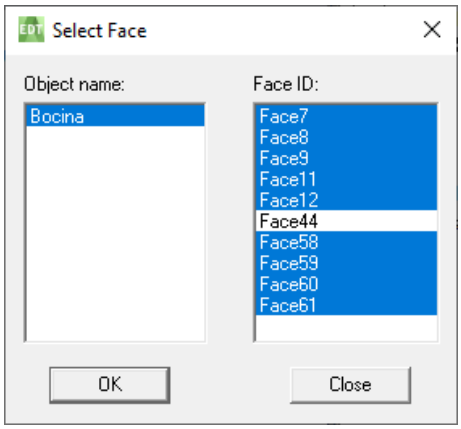


Figura 69: Selección de caras

16. Creamos un objeto por cada cara seleccionando *Modeler/Surface/Create object from face*.

17. Seleccione todos los nuevos objetos y únalos con la función *Unite*.

Figura 70: Caras unidas con Unite

18. En el siguiente paso, vamos a asignar un espesor a estas superficies. Para ello Seleccione el objeto con todas las superficies y vaya a *Modeler/Surface/Thicken Sheet*. Asigne un espesor de 1,27 mm. Tras este paso, ya tenemos las superficies de la bocina construidas.

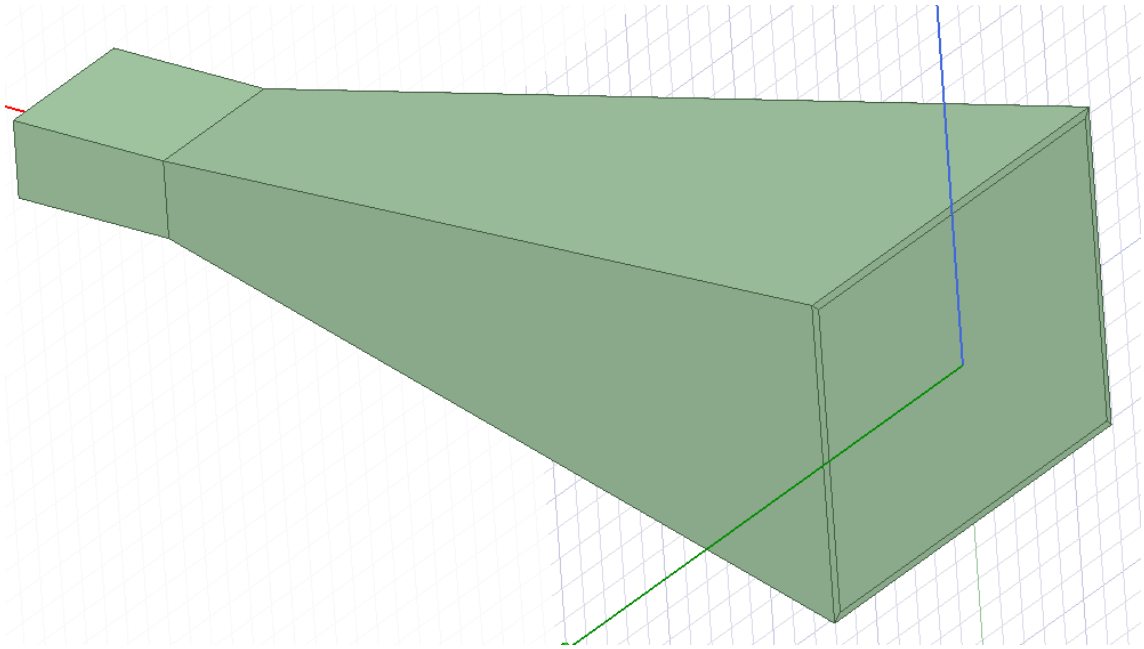


Figura 71: Bocina con las paredes ya construidas

19. El siguiente paso es asignar materiales. Pulse O para volver al modo de selección de objeto. Al antiguo objeto interior lo vamos a renombrar “Bocina_aire” y le dejaremos el vacío como material. Por otro lado, al objeto con la capa exterior, lo renombramos, “Bocina” y le asignamos como material conductor perfecto (pec). Puede cambiar el color si lo considera interesante.

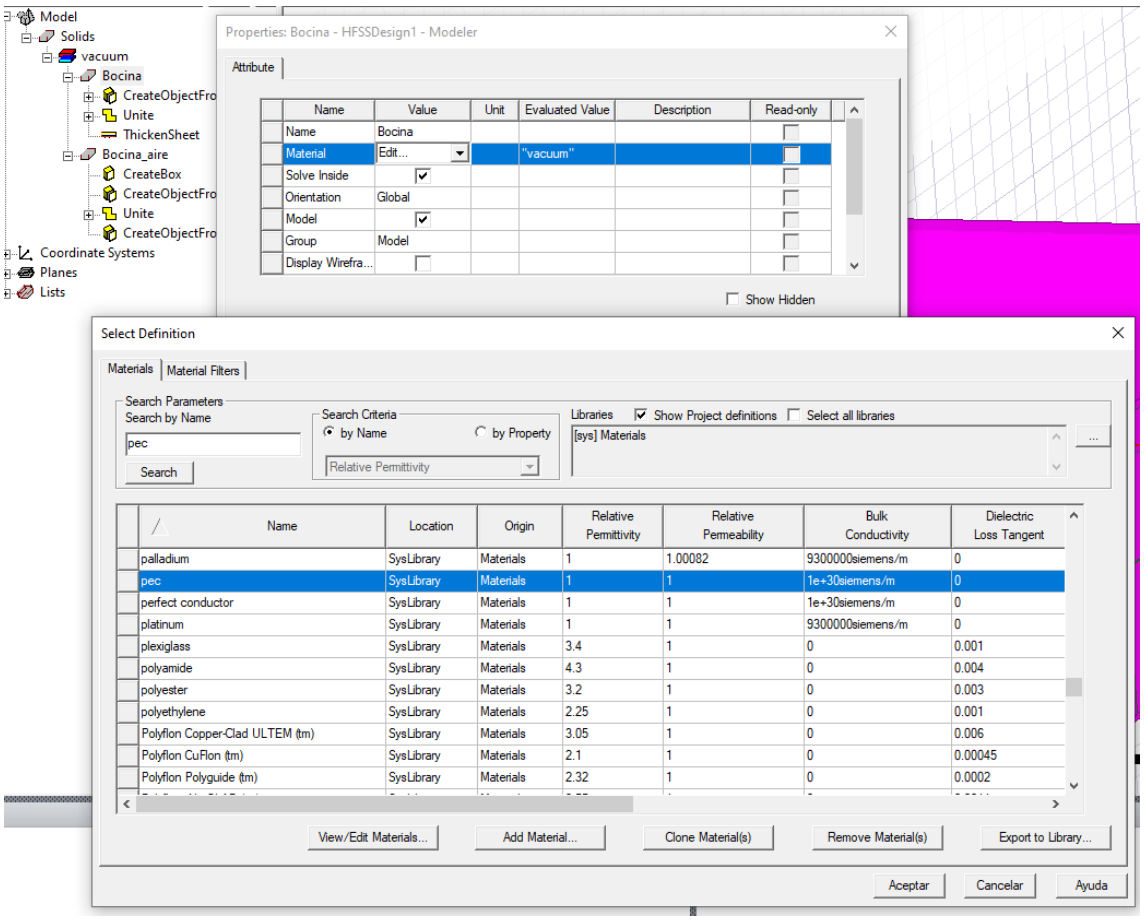


Figura 72: Asignación de conductor perfecto como material

20. Ya tenemos terminada la bocina, pero ahora tenemos que crear la región de aire alrededor de ella sobre la que se radiarán los campos, hasta llegar a la frontera donde pondremos la condición de contorno de radiación. Para ello seleccione *Draw/Region*. Aquí seleccione *Pad all directions similarly* en *Padding Data*, y *Absolute Offset* en *padding type*. Como valor, cree un nuevo parámetro, que vamos a llamar rad_dist y al que daremos un valor de 10 mm.

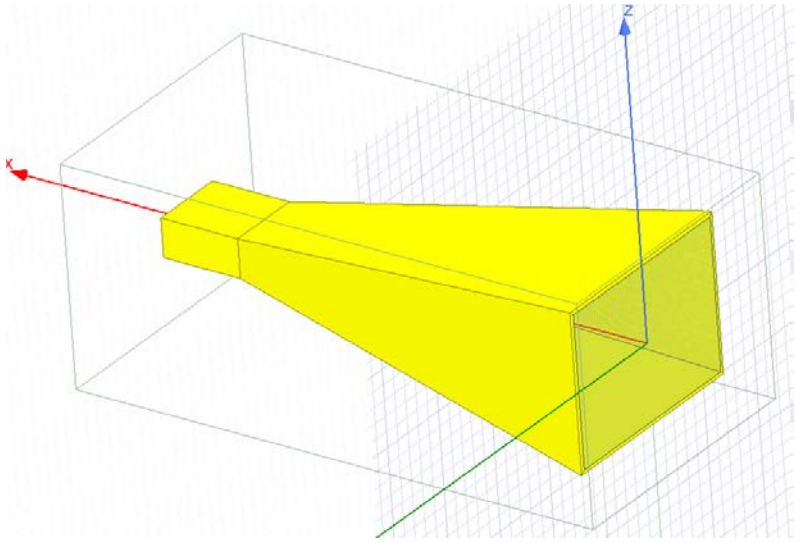


Figura 73: Región de aire alrededor de la bocina

21. Una vez tenemos definida esta región, definimos las fronteras de la región de tal manera que permitan la radiación del campo. Para ello seleccionamos la región y hacemos clic en *HFSS/Hybrid/Assign Hybrid/FE-BI* (*finite element boundary integral*). Podemos dejar el nombre por defecto. Se puede comprobar lo que se ha hecho en el menú *Project Manager*, donde ha aparecido una *Hybrid Region*.

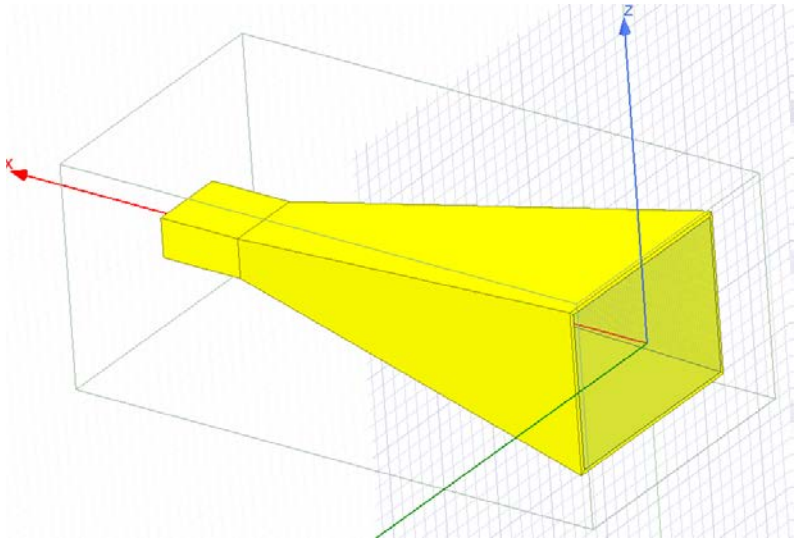


Figura 74: Región Híbrida

22. El siguiente punto necesario es definir la excitación que recibirá la antena. Para ello es necesario crear un rectángulo (botón) y colocarlo en la guía. Como ya tenemos parámetros definidos, puede crearlo en cualquier parte y de cualquier tamaño, y posteriormente parametrizarlo con los valores de la Tabla 3:

Position	l_bocina + l_guia, -a/2, -b/2
Y size	a
Z size	b

Tabla 3: Dimensiones del plano de excitación

23. Seleccione el plano y verá que ha quedado exactamente al inicio de la guía. Cámbiele el nombre a "Puerto". Para asignar una excitación a este plano, manténgalo seleccionado y vaya a *HFSS/Excitations/Assign/Wave Port*. Deje los valores por defecto. Puede comprobar que ha colocado correctamente la excitación en el menú *Project Manager/HFSSDesign1/Excitations*.

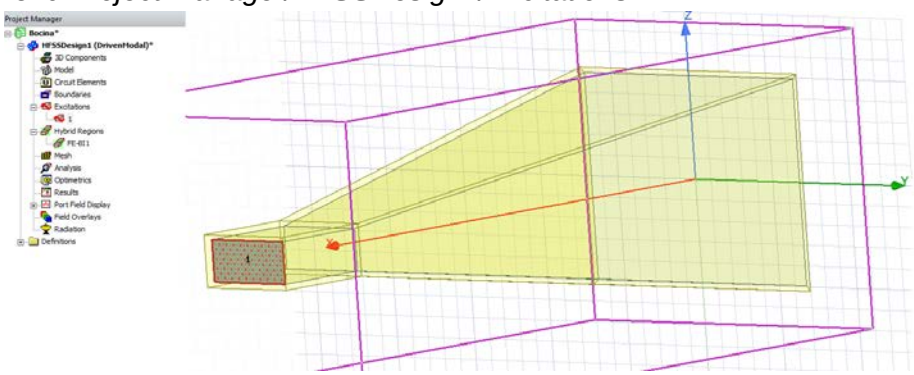


Figura 75: Puerto 1 en la bocina

24. Para obtener el campo lejano, haga clic en *HFSS/Radiation/Insert Far Field Setup/Infinite Sphere*. Acepte los valores por defecto en el menú que aparece.

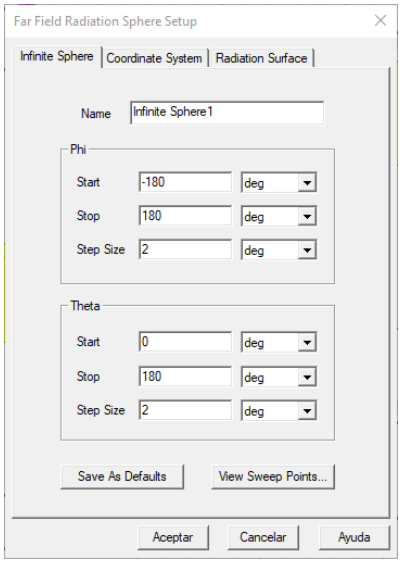
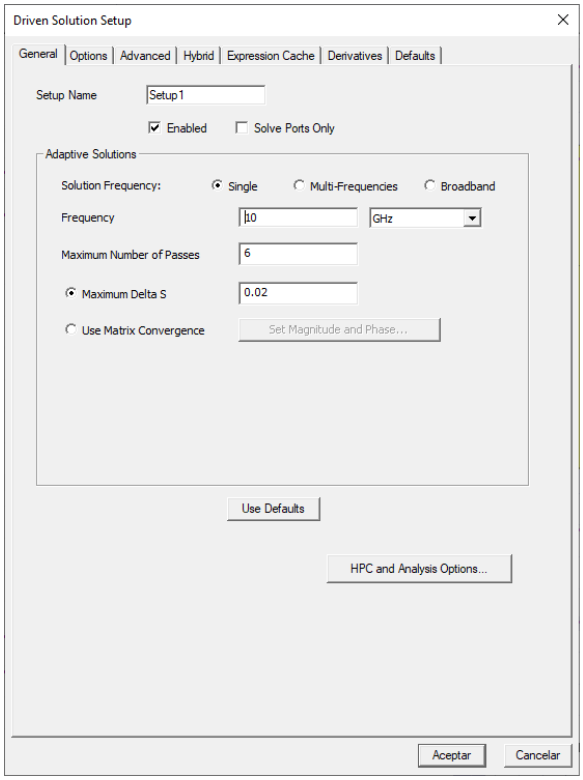


Figura 76: Menú de configuración de campo lejano

25. Configure el conjunto de soluciones que desea en *HFSS/Analysis Setup/Add Solution Setup/Advanced*. En el menú que aparece, seleccione una frecuencia de 10 GHz y pulse Aceptar. En el menú *Edit Frequency Sweep*, desmarque la casilla *Enabled*.



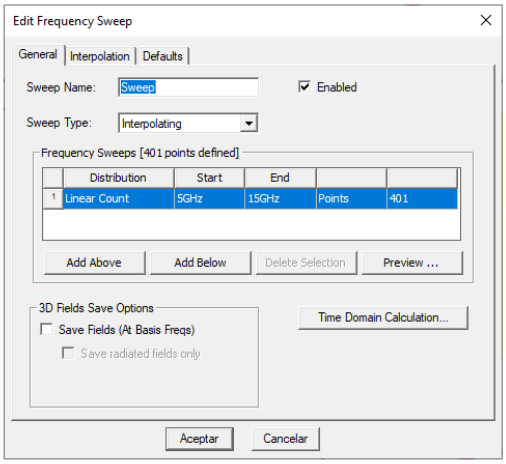


Figura 77: Solution Setup

26. Guarde el proyecto con el nombre bocina+su nombre.
27. Haga clic en HFSS/Validation Check. Todo debería estar correcto.

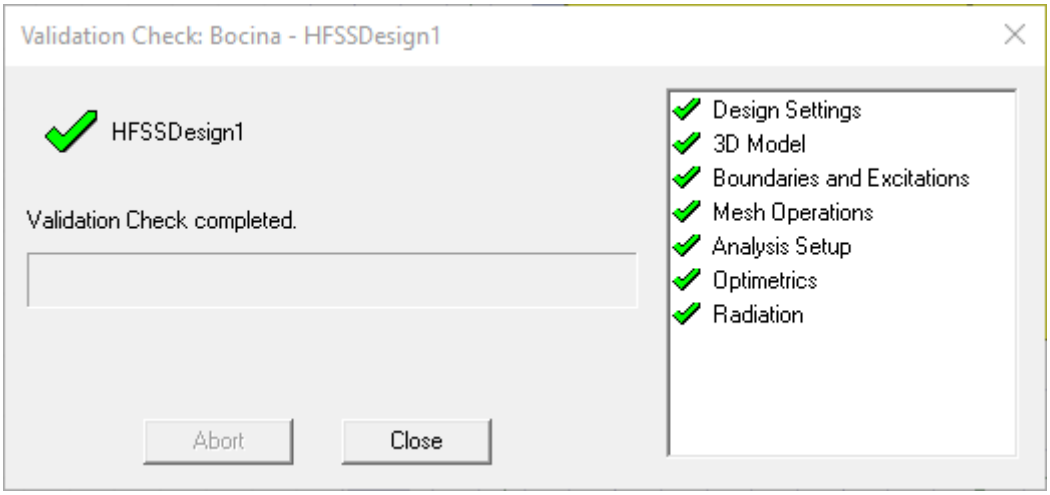


Figura 78: Comprobaciones previas a la simulación

28. Lance la simulación en *HFSS/Analyze All*. El proceso tardará unos segundos. Cuando haya terminado, en la ventana *Message Manager* aparecerá el mensaje "*Normal completion of simulation on server: Local Machine*".

29. Para representar el diagrama de radiación en 3D, haga clic con el botón derecho en *Results* en la ventana Project Manager, *Create Far Fields Report/3D Polar Plot*. En el menú que aparece seleccione medida de *Directividad*, *DirTotal*, en *dB*, tal como se observa en la Figura 27. Tras seleccionar estos parámetros, haga clic en *New Report*.

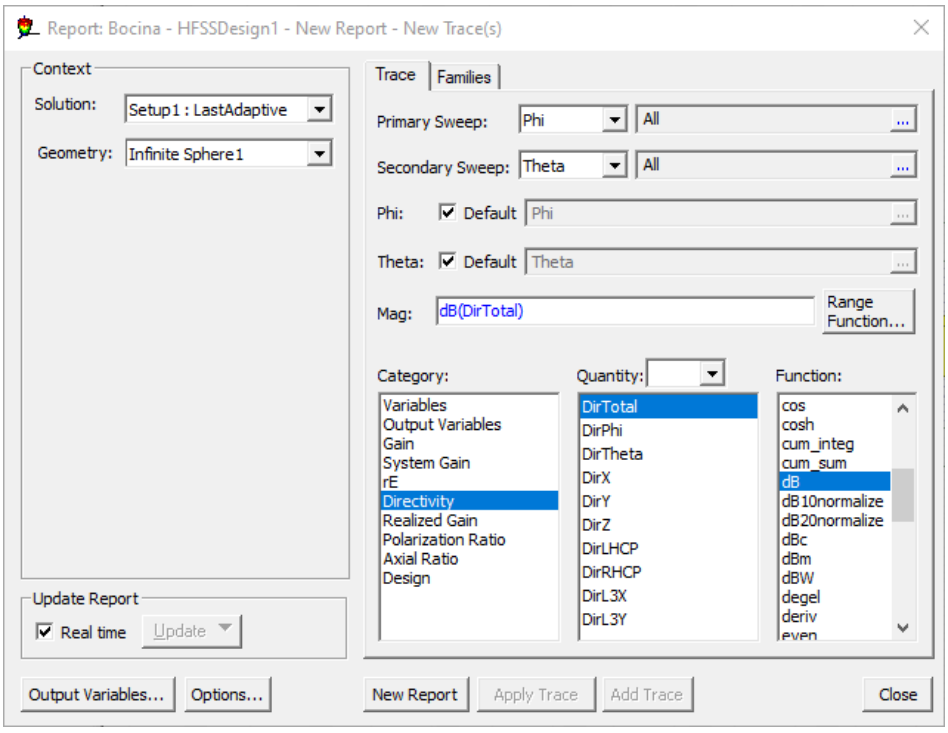


Figura 79: Configuración del diagrama e radiación en 3D

Debería obtener un diagrama de radiación como el que se muestra en la Figura 28. Guárdelo con alguna vista diferente a la de la figura e inclúyalo en el informe.

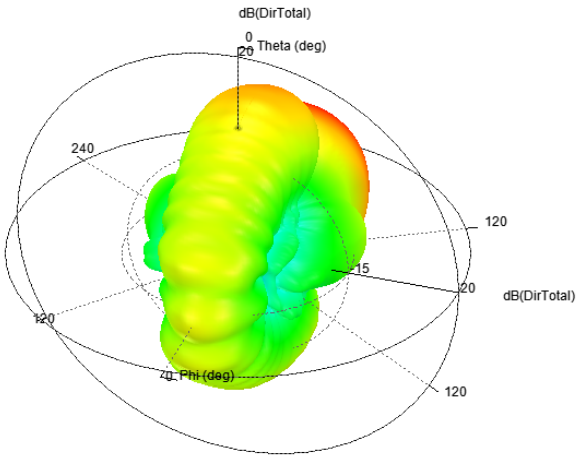


Figura 80: Diagrama de radiación 3D de la bocina

30. Puede rotar la imagen del diagrama de radiación utilizando el icono *Rotate* . También es buena idea relacionar el diagrama de radiación con la geometría de la antena. Para ello haga doble clic sobre el modelo 3D de la bocina (*HFSSDesign1* en *Project Manager*). Ahora, haga clic con el botón derecho sobre la propia geometría y seleccione *Plot Fields/Radiation Field*. Marque como visible el *Directivity Plot 1* y seleccione una escala igual a 1.

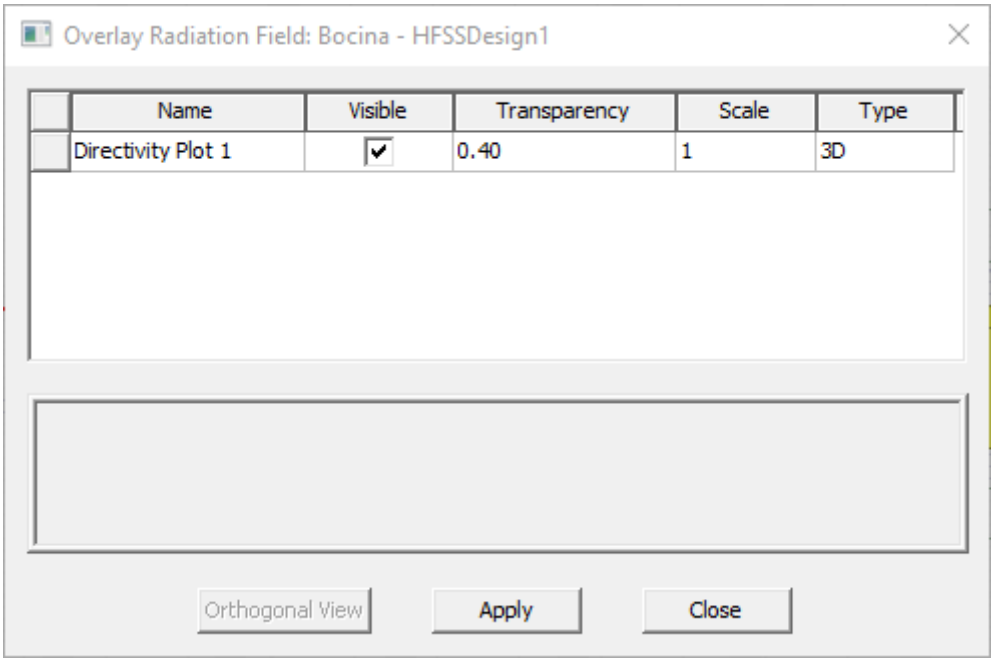


Figura 81: Configuración de la visualización del diagrama de radiación sobre la geometría

31. Haga clic en *Apply*. Debería ver algo como lo que se muestra en la Figura 30. Guarde la imagen e inclúyala en el informe.

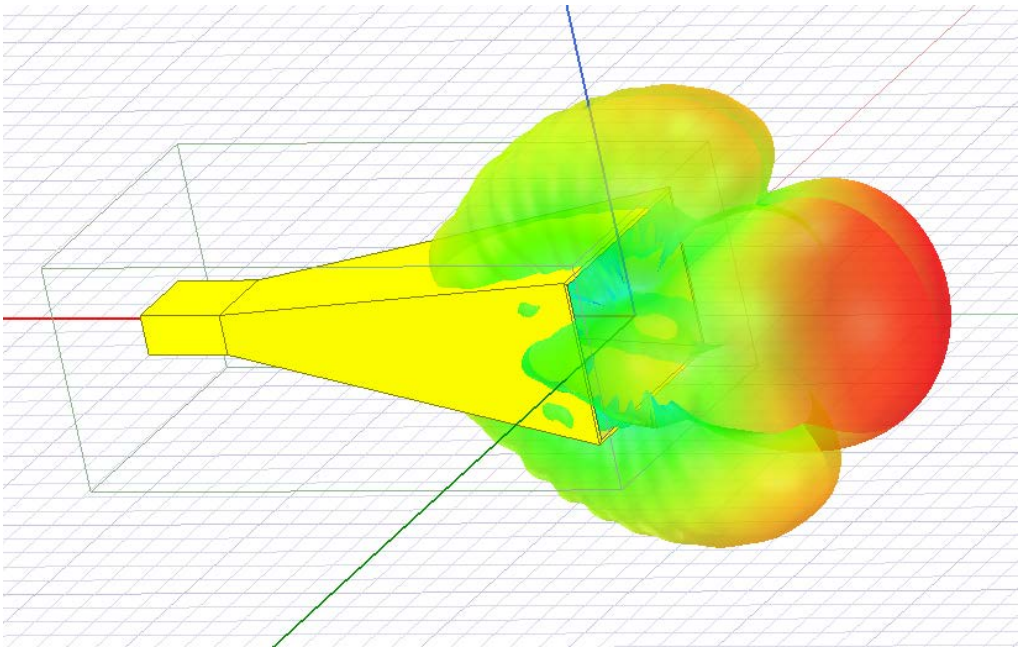


Figura 82: Diagrama de radiación de la bocina, referenciado a la geometría.

Los diagramas 3D son muy vistosos, pero la única información que tenemos sobre la directividad debe leerse mediante los colores representados. Para tener unos resultados más cuantitativos, son preferibles los diagramas rectangulares. Vamos a dibujar 2 diagramas, para los cortes en θ = 90° y φ = 180°.

32. Para crear el diagrama de directividad en función de φ, para θ = 90°, hacemos clic con el botón derecho sobre *Results*, en *Project Manager*. Elegimos *Create Far Fields Report/Rectangular Plot*. Igual que hacíamos en el caso 3D seleccionamos *Directividad*, *DirTotal*, y en *dB*. En *Pimary Sweep*, seleccionamos *Phi*. Y en *Range Function*, elegimos *Over Sweep Theta*, y donde pone *All*, seleccionamos 90°. *New Report*.

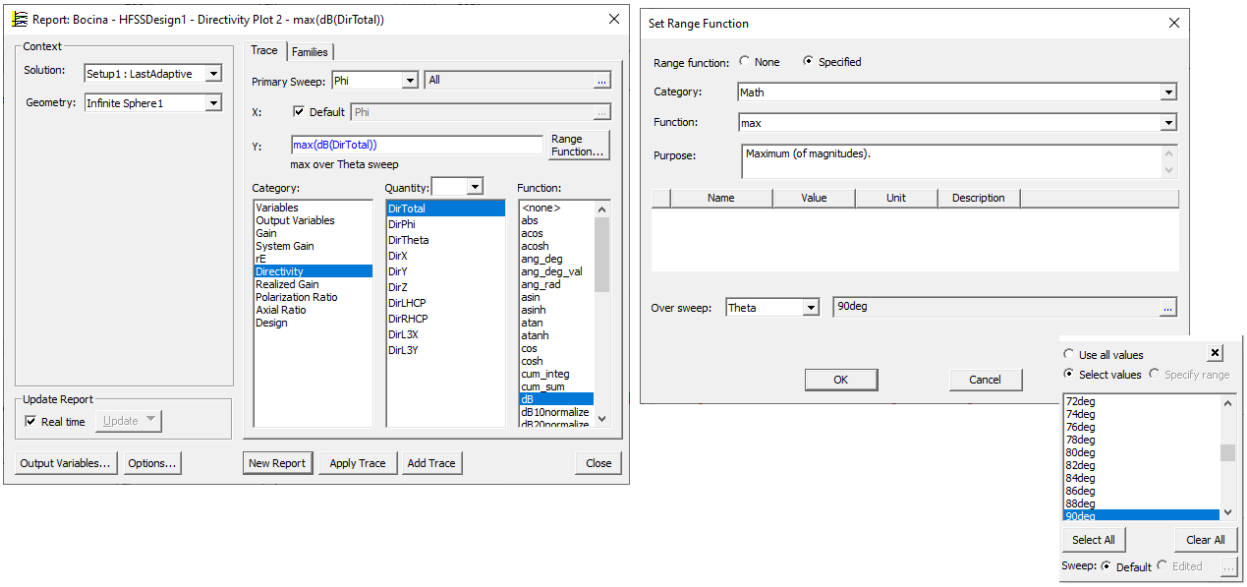


Figura 83: Configuración de diagrama de radiación rectangular

El diagrama de radiación obtenido debería ser algo parecido a lo mostrado en la Figura 32. Guárdelo e inclúyalo en el informe.

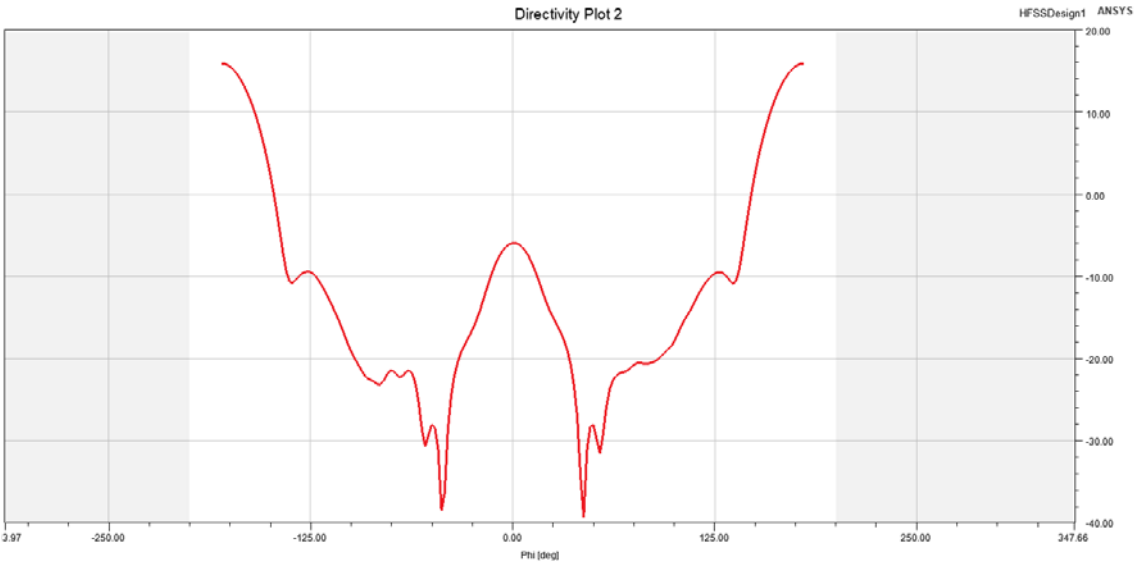


Figura 84: Diagrama de radiación para theta = 90, en función de phi.

33. Para crear el diagrama de directividad en función de θ, para φ = 180°, hacemos igual que antes, sólo que dejamos *Theta* en *Primary Sweep*, y en *Range Function* elegimos un valor de φ = 180°. El resultado debería ser similar al obtenido en la Figura 33. Inclúyalo también en el informe.

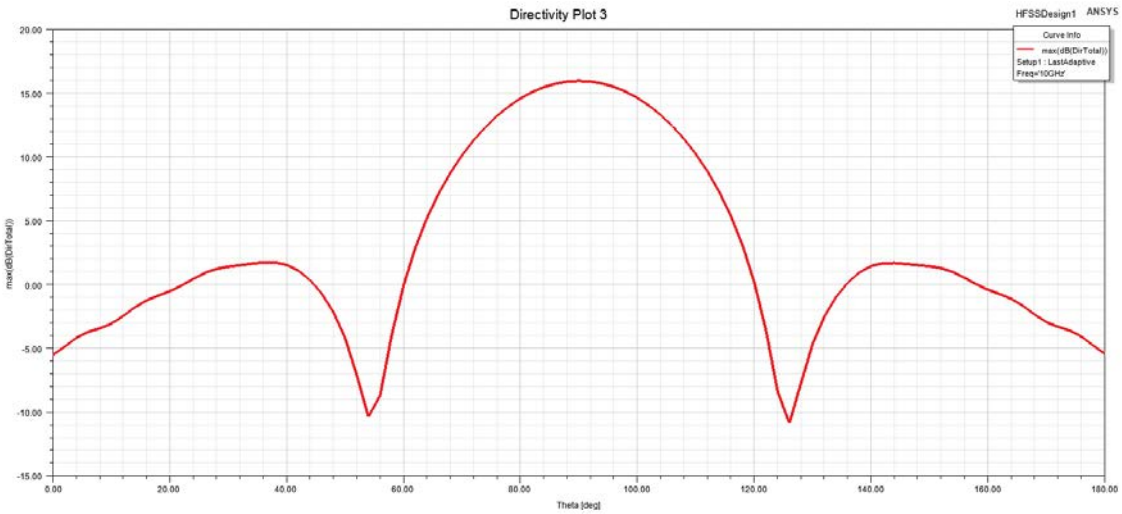


Figura 85: Diagrama de radiación para phi = 180, en función de theta

Como puede verse, la directividad de la bocina diseñada, a 10 GHz, alcanza unos 16 dBi.

5. Cuestiones

1. Compare la ganancia obtenida con la que podría calcularse teóricamente utilizando alguna de las calculadores online disponibles, como puede ser la del siguiente enlace:
   https://hornantennacalculator.blogspot.com/p/calculator.html

2. Modifique los parámetros de la antena diseñada hasta conseguir una directividad de, al menos, 20 dBi. Indique la directividad que obtiene según la calculadora online. Después, modifique esos mismos parámetros en el menú *HFSS/Design Properties*. Rellene la siguiente tabla con los valores obtenidos e incluya en el informe el diagrama de radiación en 3D, el corte para θ = 90° y para φ = 180° para su diseño. Coloque marcadores para que se vea la nueva directividad obtenida con facilidad.

ApperturaA (mm)	
ApperturaB (mm)	
L_bocina (mm)	

Tabla 4: Parámetros de diseño para la bocina de ganancia 20 dBi a 10 GHz

3. Explique por qué obtiene una ganancia superior con las dimensiones obtenidas, de acuerdo con la teoría.

6. Bibliografía

ANSYS Inc. (2014). *www.ansys.com.* Obtenido de ANSYS HFSS for Antenna Simulation: https://www.ansys.com/-/media/ansys/corporate/resourcelibrary/techbrief/ab-ansys-hfss-for-antenna-simulation.pdf?la=ko-kr&hash=BBD0219C018B63A8B4D023A84F5BFE21CBBF4508

ElectronicsNotes. (s.f.). *Electronicsnotes.com*. Obtenido de Microwave Horn Antenna Theory: https://www.electronics-notes.com/articles/antennas-propagation/horn-antenna/theory-equations.php

Hirth, N. (s.f.). *www.ansys.com.* Obtenido de Antenna Design and Platform Integration Analyses using HFSS: https://www.ansys.com/resource-library/webinar/antenna-design-and-platform-integration-analyses-using-hfss

LEAP Australia. (2018, May 11). *Youtube.com*. Retrieved from Analyse Horn Antenna 3D Radiation Field|ANSYS HFSS #3: https://youtu.be/4kOQod41_W0

LEAP Australia. (11 de May de 2018). *Youtube.com*. Obtenido de Create Horn Antenna Geometry | ANSYS HFSS #1: https://youtu.be/0w3cvOHYdiA

Práctica 2

Simulación de apantallamientos

1. Objetivo

Simular un enlace entre 2 antenas de bocina separadas 45 cm entre sí. Simular el apantallamiento producido por diversos materiales en función de la frecuencia.

2. Material disponible

- Ordenador con HFSS instalado

3. Introducción teórica

En esta práctica vamos a utilizar el simulador electromagnético *Ansys HFSS* para simular un enlace entre 2 antenas de bocina rectangulares, de 67,31 x 49,53 mm, separadas 45 cm, a unas frecuencias entre 8 y 12 GHz. A la frecuencia más baja, en el aire $\lambda = \frac{c}{f} = 0{,}0375\ m$ y, a la frecuencia más alta, $\frac{2D^2}{\lambda} = \frac{2D^2 f}{c} = 0{,}362\ m$, por lo que una separación de 45 cm es suficiente para garantizar que estamos en campo lejano.

Una vez hayamos simulado el enlace entre las 2 antenas en espacio libre, procederemos a introducir láminas de diferentes materiales. En el caso de las láminas dieléctricas la impedancia intrínseca de los materiales puede calcularse como

$$\eta_1 = \sqrt{\frac{\mu_1}{\varepsilon_1}} = \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r}{\varepsilon_0 \varepsilon_r}} = \eta_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \approx \frac{\eta_0}{\sqrt{\varepsilon_r}}$$

A partir de la impedancia característica del medio, en una situación como la descrita en la Figura 1, calcularíamos el coeficiente de reflexión en A como

$$\rho_A = \frac{\eta_0 - \eta_1}{\eta_0 + \eta_1}$$

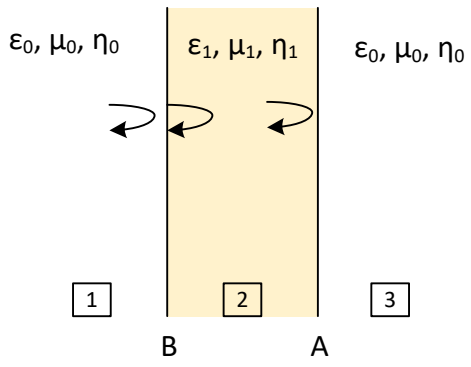


Figura 86: Lámina dieléctrica

El coeficiente de reflexión en A se trasladaría a B a través del dieléctrico

$$\rho_2(B) = \rho_A e^{-2j\gamma l}$$

En B calcularíamos la impedancia que vería la onda a partir del coeficiente de reflexión

$$Z(B) = \eta_1 \frac{1+\rho_2(B)}{1-\rho_2(B)}$$

Y, el coeficiente de reflexión efectivo que se vería en el plano B sería

$$\rho(B) = \frac{Z(B)-\eta_0}{Z(B)+\eta_0}$$

Ahora podríamos empezar a calcular los campos de izquierda a derecha. El campo eléctrico tangencial total es igual a uno y otro lado del plano B. Así que, conociendo el campo en el medio 1 y el coeficiente de reflexión, podemos calcular el campo neto en el medio 2

$$E_2(B) = E_1^+ + E_1^- = E_1^+(1+\rho_B)$$

A partir del campo total en el medio 2, podemos calcular el campo incidente

$$E_2(B) = E_2^+(B) + E_2^-(B) = E_2^+(B)\big(1+\rho_2(B)\big) \rightarrow E_2^+(B) = \frac{E_2(B)}{1+\rho_2(B)}$$

Y, a partir del campo incidente en el medio 2, podemos calcular directamente el campo neto que llega al medio 3

$$E_3(A) = E_2^+(B)e^{-\gamma l}\big(1+\rho(A)\big)$$

Así, el coeficiente de transmisión efectivo sería

$$\begin{aligned} \mathrm{T}_{efectivo} = \frac{E_3}{E_1^+} &= \frac{E_2^+(B)}{E_1^+}e^{-\gamma l}\big(1+\rho(A)\big) = \frac{E_2(B)}{E_1^+}e^{-\gamma l}\frac{1+\rho(A)}{1+\rho_2(B)} \\ &= \frac{E_1^+}{E_1^+}(1+\rho_B)e^{-\gamma l}\frac{1+\rho(A)}{1+\rho_2(B)} = (1+\rho_B)e^{-\gamma l}\frac{1+\rho(A)}{1+\rho_2(B)} \end{aligned}$$

En el caso de un conductor el procedimiento es similar, con la diferencia de que $\gamma = \frac{1+j}{\delta}$ donde $\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}$, lo que da lugar a valores de α muy altos. Además, $\eta = \frac{j\omega\mu}{\gamma}$ tiene valores muy pequeños, lo que lleva a coeficientes de reflexión próximos a la unidad.

En el caso de láminas de materiales e incidencia perpendicular de ondas planas estas ecuaciones permiten hacer una estimación correcta de la efectividad de los apantallamientos. Sin embargo, ante geometrías complicadas, apantallamientos con agujeros o compuestos de diferentes materiales, las ecuaciones analíticas se vuelven excesivamente complicadas y el uso de un simulador electromagnético es de gran ayuda.

4. Procedimiento

34. Para comenzar, vamos a recuperar la bocina de la práctica 1. Puede descargar el proyecto comprimido en el siguiente enlace: https://drive.google.com/file/d/1fNV5ZvJ6fYymSUD373Q7h3_UPGBwTItw/view?usp=sharing
35. Para cargar el proyecto, en Ansys EDT seleccione *File/Restore Archive*. Seleccione el archivo *bocina.aedtz* y descomprímalo en una nueva carpeta creada en *D:/Alumnos*

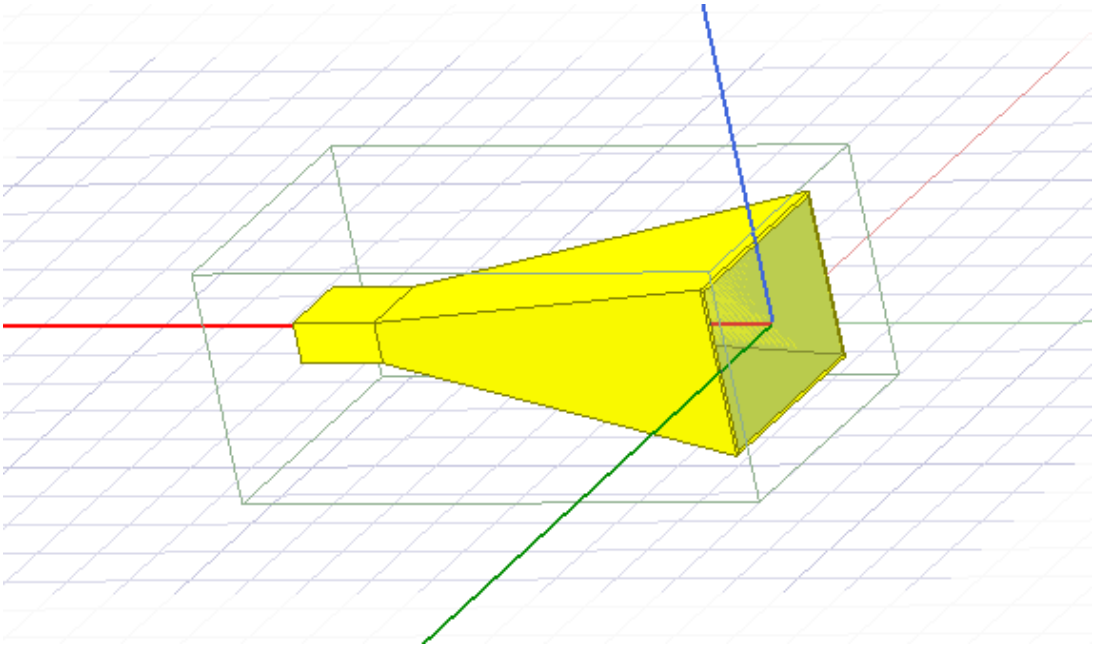


Figura 87: Proyecto Bocina.aedt

36. Vamos a exportar la bocina para poder utilizarla en un nuevo proyecto. Para ello seleccionamos todos los objetos excepto la región de aire alrededor de la bocina. Esto se hace en *Edit/Select Object/By Name*, y elegimos todos los objetos menos la región.

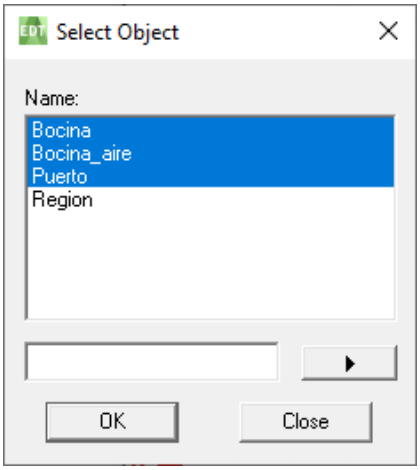


Figura 88: Selección de objetos

37. Ahora exportamos los objetos como componente 3D haciendo clic en *Draw/3D Component Library/Create 3D Component*. En la ventana que aparece puede verse información de los objetos seleccionados, puertos, parámetros, etc. Pulse *OK* y asígnele un nombre, por ejemplo “bocina_lib”. El componente 3D exportado tiene extensión .a3dcomp

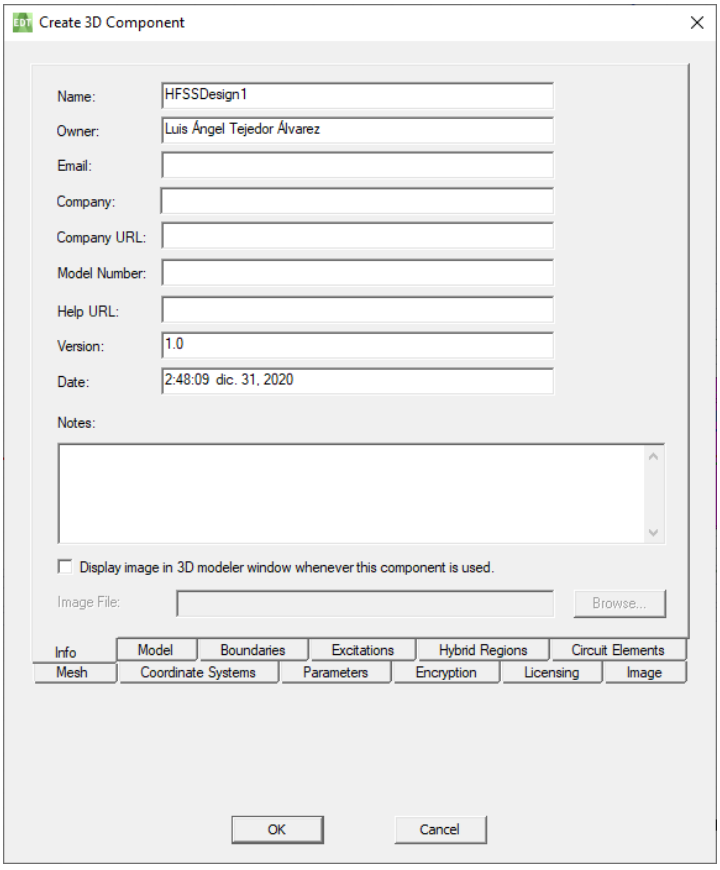


Figura 89: Menú de exportación de componente

38. Ahora vamos a utilizar la bocina exportada en un nuevo proyecto. Para crear el proyecto utilice *File/New*, y cree un nuevo diseño de HFSS con el botón

. Cámbiele el nombre, de *HFSSDesign1* a “*Pantallas*”.

39. Compruebe que el tipo de solución es Modal, en *HFSS/Solution Type*.

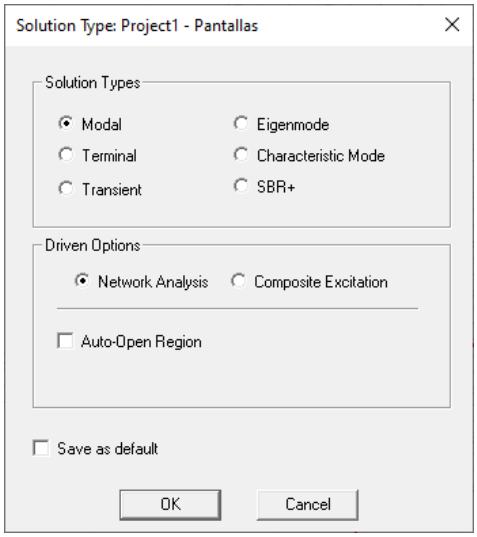


Figura 90: Solution Type

40. Compruebe que las unidades son milímetros en *Modeler/Units*.

41. Para importar la bocina creada en los pasos anteriores, vaya a *Draw/3D Component Library/Browse* y elija la bocina creada. En la ventana que aparece, puede ver e incluso modificar los parámetros mecánicos del diseño. Haga clic en *OK* para terminar la importación.

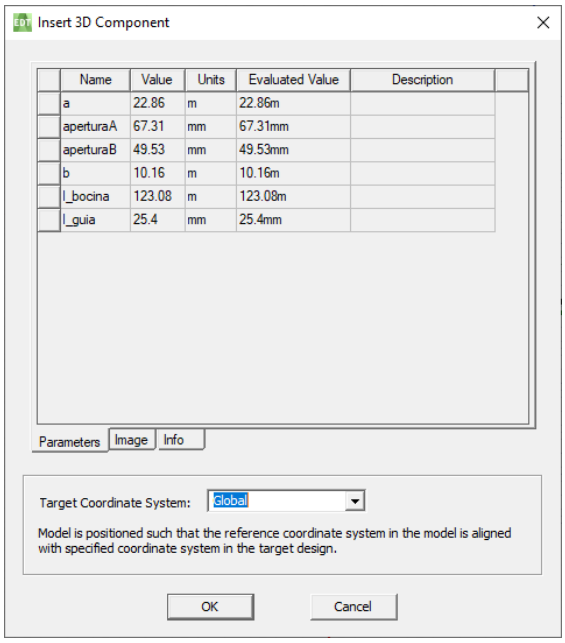


Figura 91: Menú Insert 3D component

42. A continuación, vamos a importar otra bocina que nos sirva como antena receptora, para así construir un enlace. En este caso, queremos que apunte en la dirección opuesta, para que así estén enfrentadas. Para ello, primero vamos a crear un sistema de coordenadas relativo. Esto se hace en *Modeler/Coordinate System/Create/Relative CS/Both*, porque lo queremos desplazado y rotado respecto al original.

43. El nuevo sistema de coordenadas va a estar sobre el eje X, así que presione la tecla X, seleccione un punto sobre el eje X y mueva el ratón hacia valores de X negativos para indicar que el nuevo eje X apunta en dirección contraria al original. Haga clic y suelte la X. A continuación, trace una línea desde el nuevo origen hacia valores de Y negativos, para indicar que el eje Y también va a apuntar en sentido contrario al original. El resultado debería ser algo similar a lo mostrado en la Figura 7. Si no es capaz de realizar este paso correctamente con un touch-pad, consiga un ratón.

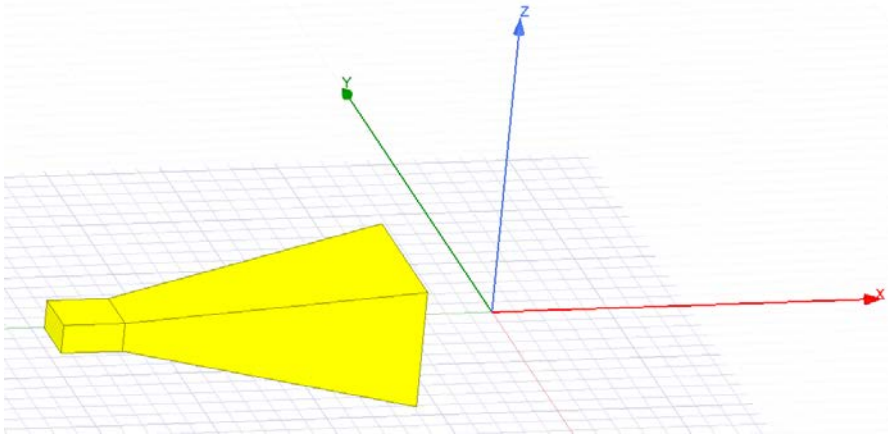


Figura 92: Nuevo sistema de coordenadas

44. Tras crear el nuevo sistema de coordenadas, ahora tiene 2, que puede seleccionar en el submenú *Coordinate Systems*. Deje seleccionado el sistema relativo.

Figura 93: Submenú Coordinate Systems

45. Con el nuevo sistema de coordenadas seleccionado, importe otra bocina en *Draw/3D Component Library/Browse*. Tras la importación debería tener 2 bocinas enfrentadas, tal como muestra la Figura 9.

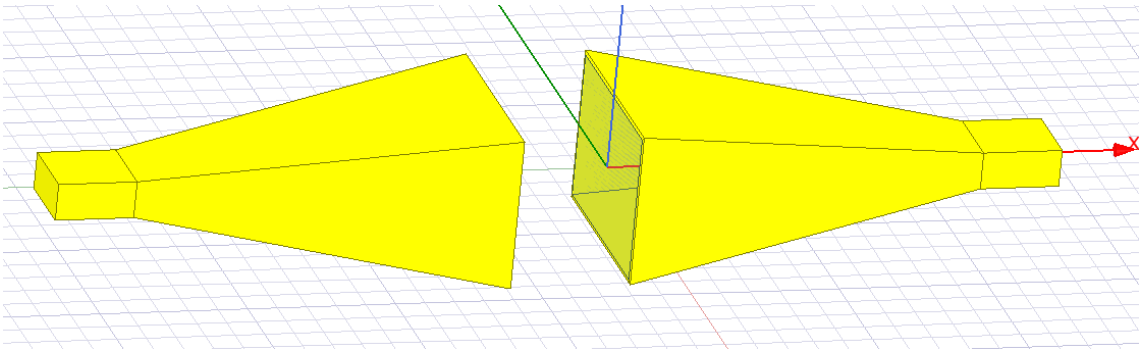


Figura 94: Dos bocinas enfrentadas

46. Para controlar la separación entre las bocinas, vamos a parametrizar la posición del nuevo sistema de coordenadas respecto al antiguo. Haga doble clic sobre el sistema de coordenadas nuevo y, en *Origin*, cambie el valor que aparece en la coordenada x por *-Separacion*. Asígnele un valor de **450 mm**. Si desea modificar la separación, puede hacer clic con el botón derecho sobre el proyecto (Pantallas (DrivenModal)) y seleccionar *Design Properties*.

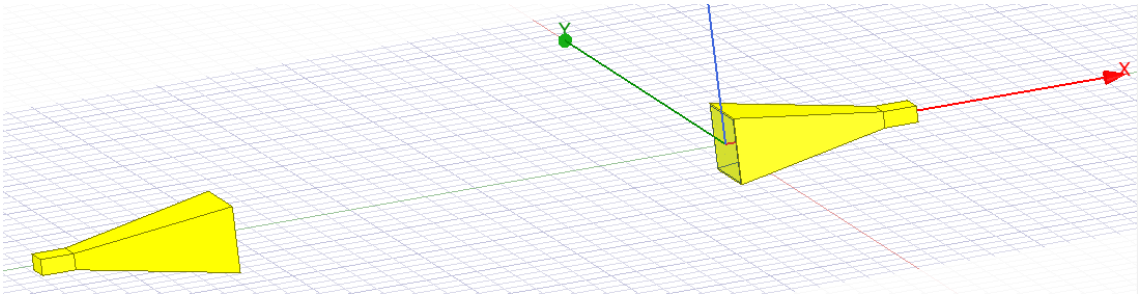


Figura 95: Antenas separadas 450 mm

47. El siguiente paso es definir la región en la que queremos simular los campos y definir las condiciones de contorno. Para ello dibujamos un prisma que incluya dentro las 2 bocinas, utilizando el botón . Como el dibujo a mano no es muy preciso, haga doble clic en *Create Box* y configure los parámetros tal como muestra la Tabla 1.

Position	-610, -70, -45 mm
XSize	770 mm
YSize	140 mm
ZSize	90 mm

Tabla 5: Parámetros que definen la región a simular

El resultado es un prisma como el que puede verse en la Figura 11.

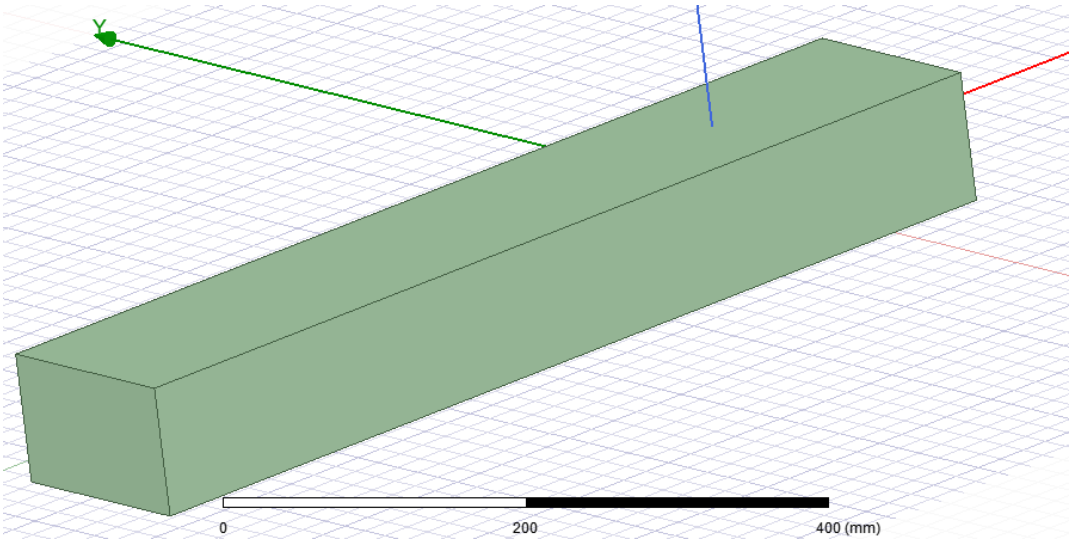


Figura 96: Región a simular

48. Para que se puedan ver las bocinas que hay dentro, haga doble clic sobre *Box1* y configure el objeto que acabamos de dibujar:

a. El nombre será *RadiationBox*
b. El material será aire (air).
c. Seleccione *Transparent* y haga la caja completamente transparente, como muestra la Figura 12.

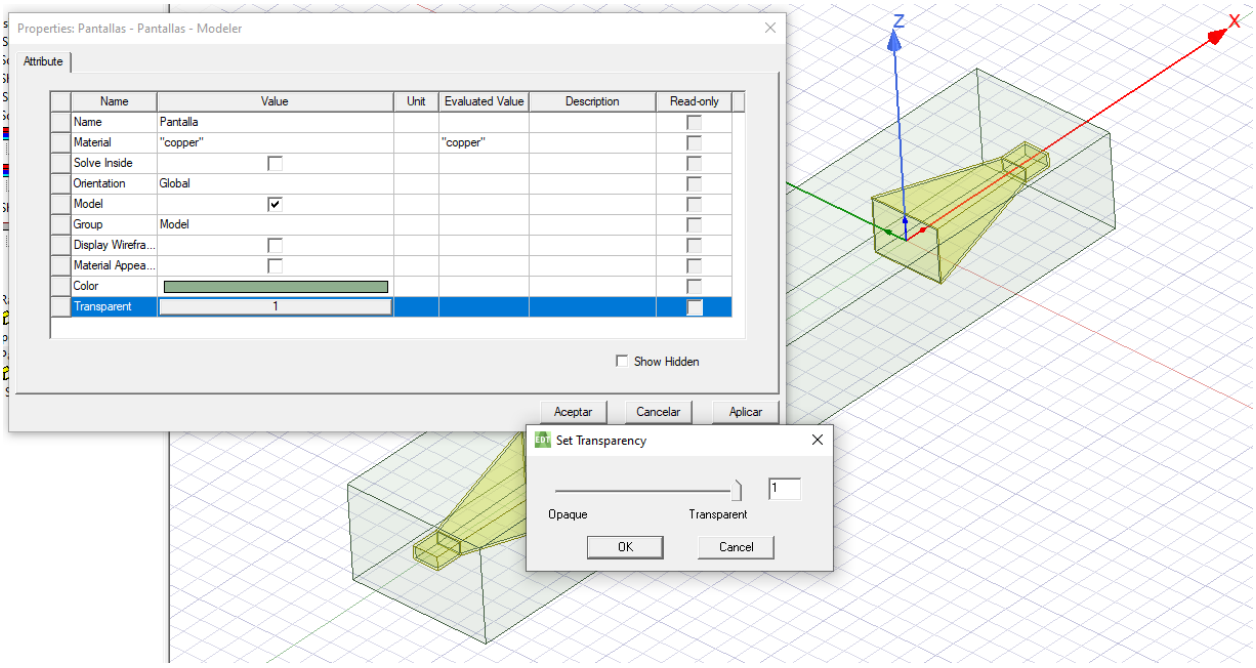


Figura 97: Configuración de la región a simular

49. Ya tenemos definida la región que queremos simular, pero nos falta asignarle unas condiciones de contorno a las paredes. Para ello, haga clic con el botón derecho sobre *RatioationBox* y seleccione *Assign Boundary/Radiation*. Deje el nombre por defecto y pulse *OK*. Puede ver la frontera creada en la ventana Project Manager

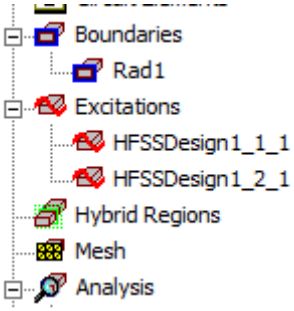


Figura 98: Fronteras y excitaciones en la ventana Project Manager

50. Cambie los nombres de las excitaciones heredadas de la importación de las bocinas a P1 y P2. Para ello sólo debe hacer doble clic sobre ellas.

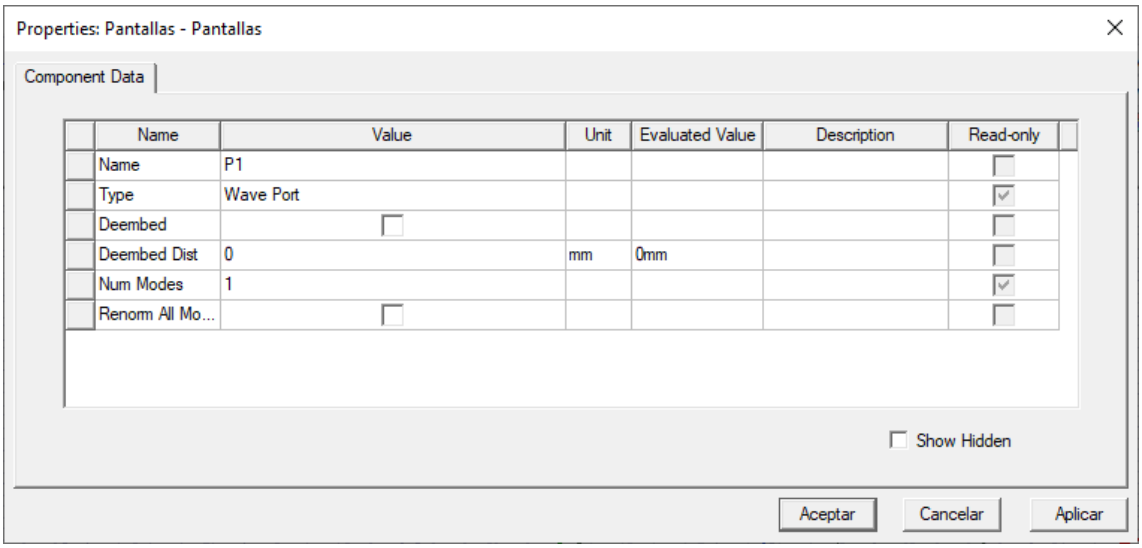


Figura 99: Propiedades de las excitaciones de los puertos

51. Lo siguiente a definir es el *Solution Setup*. En la ventana *Project Manager*, haga clic con el botón derecho sobre *Analysis* y seleccione *Add Solution Setup/Auto*. Seleccione una configuración similar a la mostrada en la Figura 15, con
    a. *Auto Solver Setting: Higher Speed*
    b. *Seep Type: Discrete*
    c. *Frequency Sweeps*: De 8 a 12 GHz, con 5 puntos.
    d. Marque la casilla *Save Fields*

    Pulse *Aceptar*.

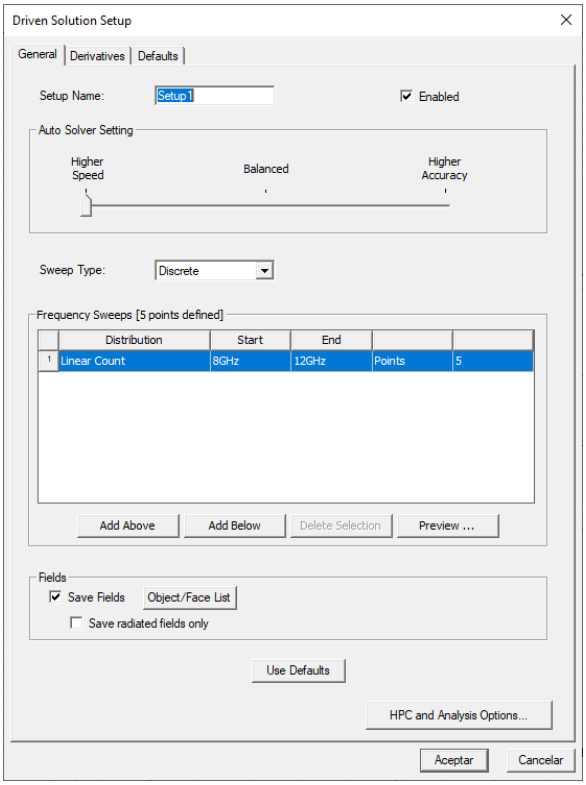


Figura 100: Configuración del Analysis Setup

52. Nos interesa ver las pérdidas del enlace entre las 2 antenas. Para ello, haga clic con el botón derecho sobre *Results* y seleccione *Create Modal Solution Report/Rectangular Plot*. En el menú que aparece, seleccione *S Parameter*, *S(P2,P1)* y *dB*, tal como muestra la Figura 16. Pulse *New Report*. Añada también las la reflexión a la antena 1 seleccionando *S Parameter*, *S(P1,P1)* y *dB* Pulse *Add Trace* para añadir esta segunda traza a la gráfica. Por último, haga clic en *New Report* para crear la gráfica.

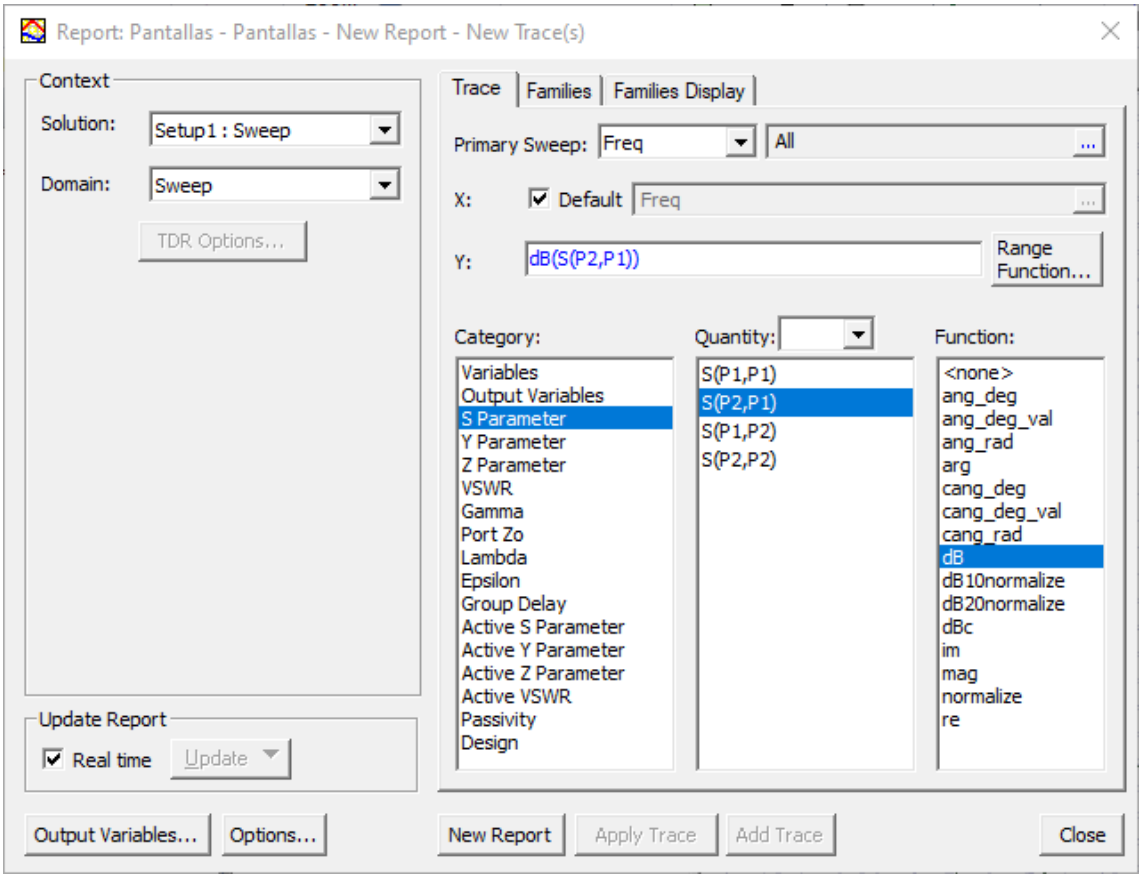


Figura 101: Configuración de resultados

53. Tras el paso anterior, probablemente una gráfica en blanco llene toda su pantalla. Vuelva a la geometría haciendo doble clic en *Pantallas (DrivenModal)* en la ventana *Project Manager*. Ya estamos listos para realizar la simulación. En el menú *HFSS* seleccione *Validation Check*. Si todo está correcto, debería ver una imagen similar a la de la Figura 17, con todo en verde:

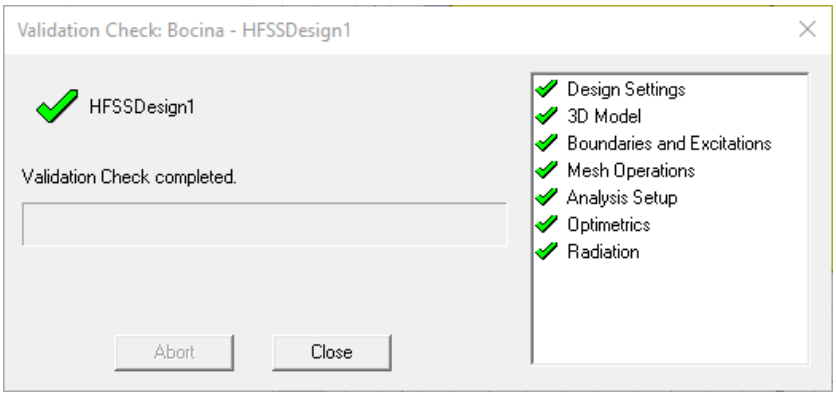


Figura 102: Comprobaciones previas a la simulación

54. Guarde el proyecto en una carpeta de *D:/Alumnos* y seleccione *HFSS/Analize all* para realizar la simulación. Puede ver como avanzan los cálculos en la ventana *Progress*.

55. Una vez la simulación ha terminado, observe la gráfica creada e inclúyala en el informe. Anote las pérdidas del enlace medidas a cada una de las 5 frecuencias simuladas y rellene la Tabla 2:

Frecuencia (GHz)	-10 log $\|S_{21}\|^2$ (dBs)
8	
9	
10	
11	
12	

Tabla 6: Pérdidas del enlace entre las antenas separadas 45 cm

56. Exporte la matriz de parámetros S correspondiente a su simulación. Para ello haga clic con el botón derecho sobre *Analysis/Setup1* y seleccione *Matrix Data*. Marque *Display All Frequencies* para ver los datos que tendrá el archivo. Compruebe que la casilla *S Matrix* está seccionada.

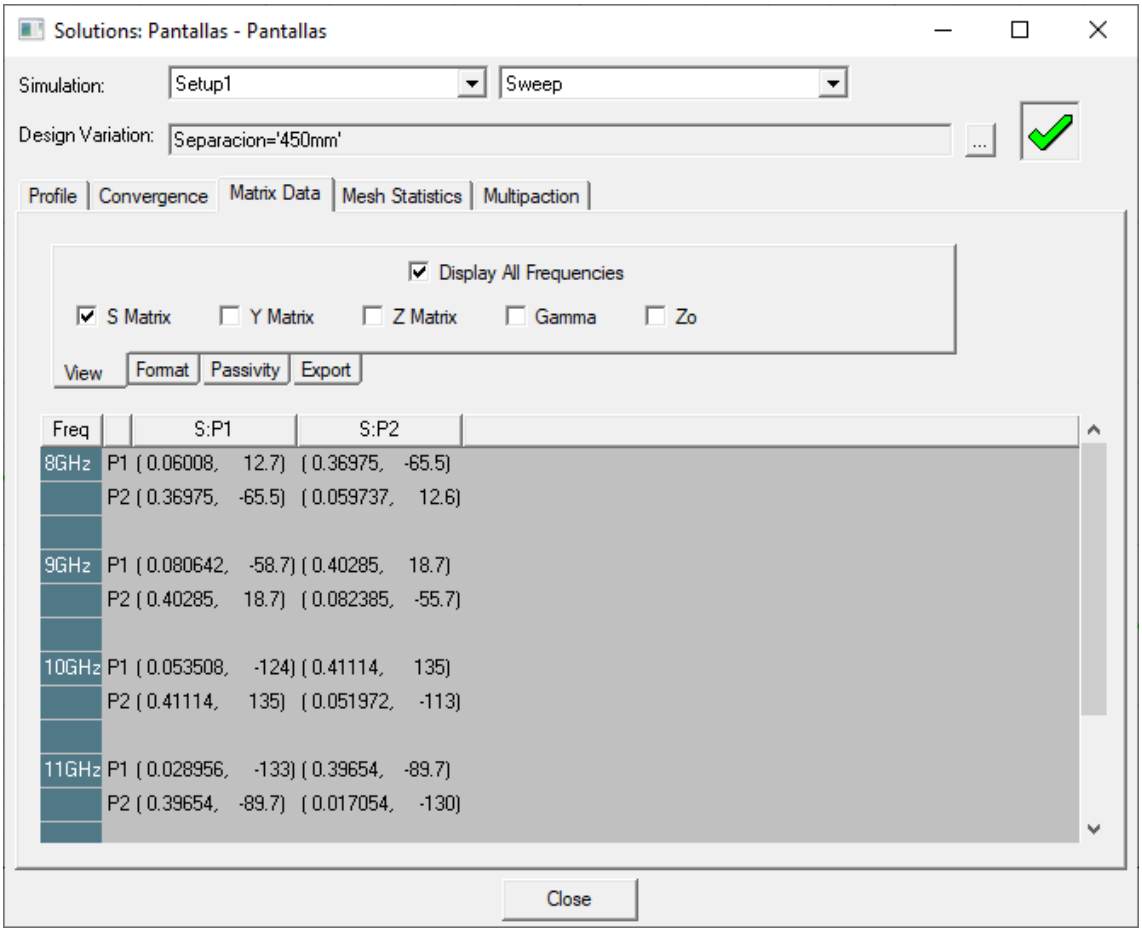


Figura 103: Menú Matrix Data

57. Seleccione la pestaña *Export* y haga clic en *Export Matrix Data*. Llame al archivo "Espacio_libre" y compruebe que el tipo de archivo es *Touchstone (*.sNp)*. Pulse

guardar. Esto provocará que le aparezca otro menú *Specify Export Reference Impedance*. La configuración debe ser:

- *Number of Digits Precision*: 15
- *Do Not Override Solution Renormalization*
- *Include Gamma and Impedance Comments*

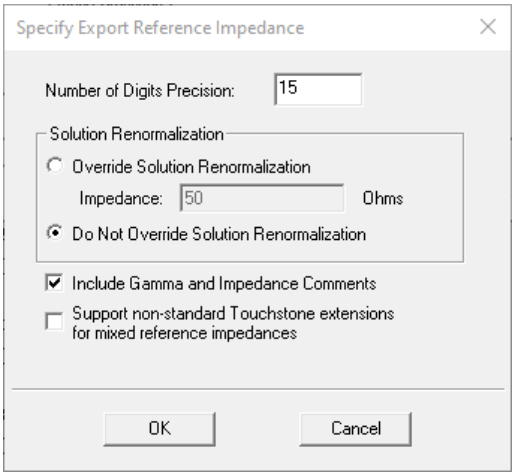


Figura 104: Menú Specify Export Reference Impedance

Para generar el archivo, que debe ser entregado junto al informe de la práctica, pulse *OK*.

58. Lo siguiente que vamos a hacer es situar una lámina delante de la bocina receptora, para así poder simular el efecto de apantallamiento de diferentes materiales. Para dibujar la lámina vuelva a la vista de la geometría y utilice de nuevo la herramienta *Draw Box*. Dibuje una lámina entre las 2 bocinas. Para darle unas dimensiones adecuadas, haga doble clic en *Create Box* y configure los parámetros tal como aparecen en la Tabla 3:

Coordinate System	Global
Position	-425, -50, -37.25 mm
XSize	5 mm
YSize	100 mm
ZSize	75 mm

Tabla 7: Definición de la pantalla

59. Para configurar el material de la pantalla, hacemos clic en *Box 1*. Cambiamos el nombre del objeto a “pantalla” (por ejemplo) y seleccionamos como material, *Teflón*. Si no puede cambiar el material, marque el atributo *Model* con un tick.

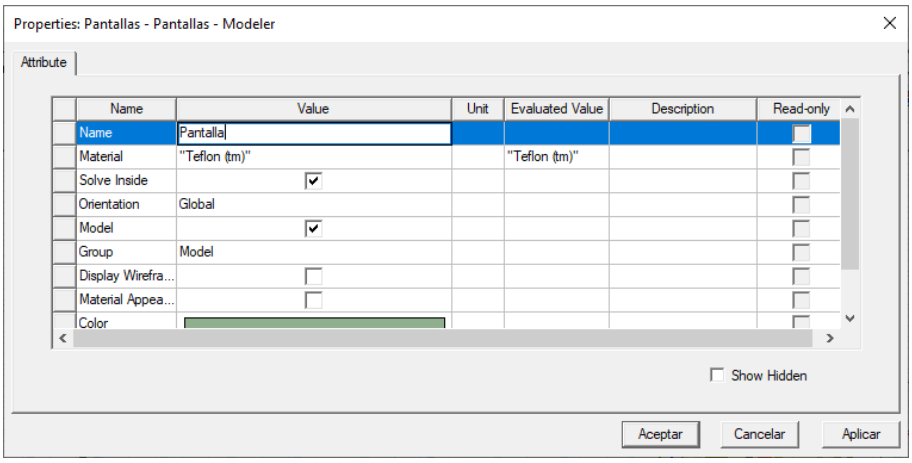


Figura 105: Configuración de la pantalla

60. Simule la geometría actual. Haga primero el *Validation Check* y después lance la simulación como hizo anteriormente. Observe como ha cambiado la gráfica de $10\log|S_{21}|^2$ actual, rellene la Tabla 4 con las pérdidas del enlace e incluya la nueva gráfica en el informe. Exporte el archivo de parámetros S, llámelo "Teflon 5mm" y entréguelo junto al informe.

Frecuencia (GHz)	$-10 \log \|S_{21}\|^2$ (dBs)
8	
9	
10	
11	
12	

Tabla 8: Pérdidas del enlace con una pantalla de teflón de 5 mm de espesor

61. Tras cada una de las simulaciones, puede representar los campos. Para ello seleccione el volumen *RatiationBox* en la geometría, haga clic con el botón derecho y seleccione *Plot Fields/E/Mag_E*. En el menú que aparece, seleccione como frecuencia *10 GHz*, *Mag_E* y como *In Volume*, *RadiationBox*. Pulse *Done*

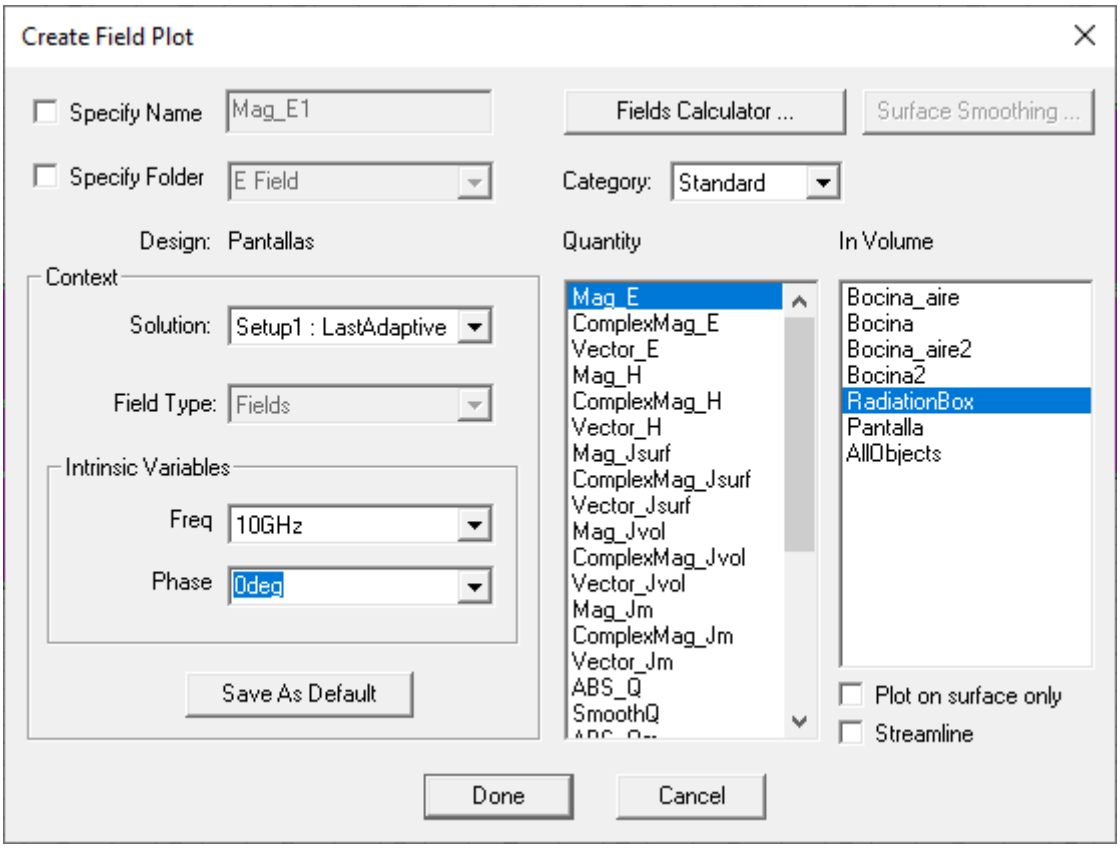


Figura 106: Menú Create Field Plot, usado para representar los campos

Debería observar una imagen similar a la de la Figura 22. Incluya la imagen en el informe.

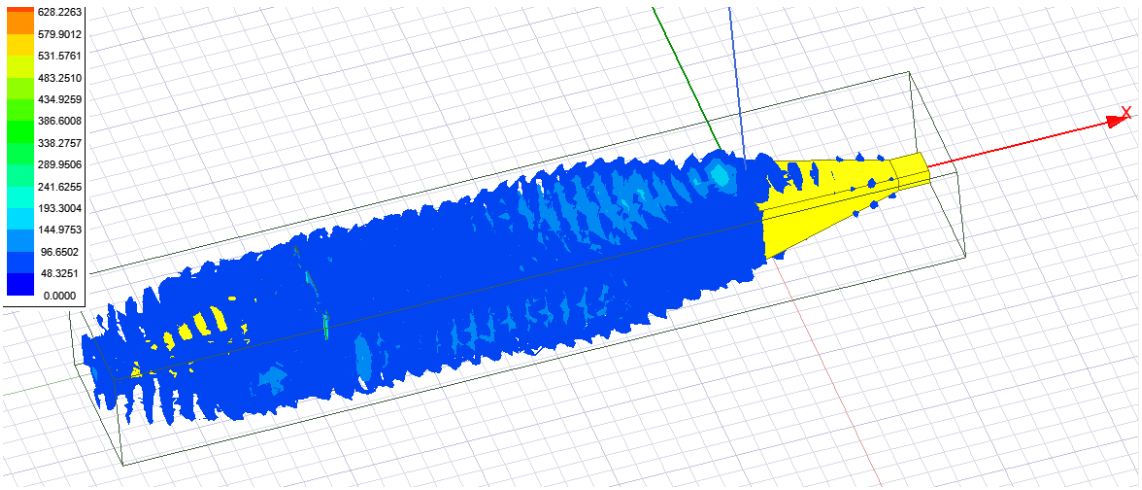


Figura 107: |E| con una pantalla de teflón de 5 mm de espesor.

5. Cuestiones

1. Repita la simulación para una pantalla de metacrilato (*plexiglass* en la librería de materiales), de 5 mm de espesor. Anote las pérdidas del enlace a cada frecuencia en la Tabla 5 e incluya la gráfica del $10\log|S_{21}|^2$ en el informe. Exporte el archivo de parámetros S e inclúyalo en la entrega.

Frecuencia (GHz)	-10 log $\|S_{21}\|^2$ (dBs)
8	
9	
10	
11	
12	

Tabla 9: Pérdidas del enlace con una pantalla de metacrilato de 5 mm de espesor

2. El siguiente caso que vamos a estudiar será una pantalla de cerámica (*Al2O3 Ceramic* en la librería de materiales), para unos espesores de 2 mm y 4,79 mm. Incluya ambas gráficas en el informe y rellene la Tabla 6 con los resultados obtenidos. Guarde los archivos de parámetros S correspondientes a ambos casos e inclúyalos en la entrega.

Frecuencia (GHz)	-10 log $\|S_{21}\|^2$ (dBs) para 2 mm	-10 log $\|S_{21}\|^2$ (dBs) para 4,79 mm
8		
9		
10		
11		
12		

Tabla 10: Pérdidas del enlace para una pantalla de cerámica de diferentes espesores

3. Las pérdidas observadas con la pantalla de cerámica son superiores a las del teflón o el metacrilato. ¿A qué puede deberse esto?
4. ¿Para qué espesor de cerámica observa más pérdidas? ¿A qué se debe?
5. Como último caso, simule una pantalla de cobre de 1 mm de espesor. Represente el módulo del campo eléctrico e incluya la imagen en el informe. ¿Qué diferencias observa respecto a los casos anteriores?

6. Incluya en el informe la gráfica del $10\log|S_{21}|^2$ y rellene la Tabla 7 con los resultados obtenidos. Exporte el archivo de parámetros S e inclúyalo en el informe.

Frecuencia (GHz)	-10 log $\|S_{21}\|^2$ (dBs)
8	
9	
10	
11	
12	

Tabla 11: Pérdidas del enlace con una pantalla de cobre de 1 mm de espesor

7. Compare la reflexión obtenida en el caso de la pantalla metálica con las anteriores. Explique lo que ve.

6. Bibliografía

ElectronicsNotes. (s.f.). *Electronicsnotes.com*. Obtenido de Microwave Horn Antenna Theory: https://www.electronics-notes.com/articles/antennas-propagation/horn-antenna/theory-equations.php

Friis, H. (May de 1946). A Note on a Simple Transmission Formula. *Proceedings of the IRE*, 254-256. doi:https://doi.org/10.1109/JRPROC.1946.234568

LEAP Australia. (11 de May de 2018). *Youtube.com*. Obtenido de Create Horn Antenna Geometry | ANSYS HFSS #1: https://youtu.be/0w3cvOHYdiA

RF Design Basics. (24 de March de 2020). *Youtube.com*. Obtenido de Design and Simulation of 50 ohm microstrip line using HFSS: https://youtu.be/LOQePJnB_9Q

Práctica 1: Polarización.

Objetivo: Estudiar mediante simulaciones el comportamiento de las ondas planas polarizadas

Material: Ordenador con licencia básica de MATLAB.

Introducción:

El campo eléctrico asociado a una onda plana que se desplaza a lo largo del eje z puede expresarse de mediante las siguientes expresiones:

$$\vec{\mathbf{E}} = (\mathbf{E}_{xf}\hat{x} + \mathbf{E}_{yf}\hat{y})e^{-\gamma z}$$

$$\vec{E}(z,t) = \mathrm{Re}(\vec{\mathbf{E}}e^{j\omega t}) = e^{-\alpha z}\{E_x\cos(\omega t - kz + \varphi_x)\hat{x} + E_y\cos(\omega t - kz + \varphi_y)\hat{y}\}$$

$$\vec{E}(z,t) = e^{-\alpha z}\{E_{x0}\cos(\omega t - kz)\hat{x} + E_{y0}\cos(\omega t - kz + \varphi)\hat{y}\}$$

El ángulo que forman las componentes en los ejes x e y de los campos eléctricos viene dado por:

$$\Theta(t) = arctan\frac{E_y}{E_x} = arctan\frac{E_{y0}\cos(\omega t - kz + \varphi)}{E_{x0}\cos(\omega t - kz)}$$

De forma general, por tanto, para la onda plana la dirección del campo eléctrico puede variar con el tiempo o con la posición a lo largo del eje z (pero siempre dentro del plano XY)

Los diferentes casos que pueden observarse son:

i) Polarización lineal.

El ángulo no varía ni con el tiempo, ni con la posición a lo largo del eje z. Aparece cuando se cumple una de estas dos condiciones:

$$\varphi = 0$$

$$\varphi = \pi$$

En este caso el campo queda definido como

$$\vec{E}(z,t) = E_{x0}\hat{x} \pm E_{y0}\hat{y}$$

ii) Polarización elíptica.

Es el caso más general. La trayectoria del campo eléctrico en el plano XY viene determinado por la elipse de polarización:

$$\frac{E_x^2}{E_{x_0}^2} + \frac{E_y^2}{E_{y_0}^2} - 2\cos\varphi\frac{E_xE_y}{E_{x_0}E_{y_0}} = \sin^2\varphi$$

Esta trayectoria puede girar en ambas direcciones, definiéndose:

- Dextrógira (Right Handed Polarization, RHP). Gira en sentido horario cuando se observa el campo alejándose.

$$\frac{d\Theta}{dt} > 0 \Leftrightarrow \sin(-\varphi) > 0 \Leftrightarrow \pi < \varphi < 2\pi$$

- Levógira (Left Handed Polarization, LHP), en caso contrario

$$\frac{d\Theta}{dt} < 0 \Leftrightarrow \sin(\varphi) > 0 \Leftrightarrow 0 < \varphi < \pi$$

iii) Polarización circular.

Deben cumplirse las siguientes condiciones:

$$E_{x0} = E_{y0}$$

$$\varphi = \pm \pi/2$$

En este caso el campo está definido como

$$\vec{E} = E_{x0}(\hat{x} \pm j\hat{y})$$

Y del mismo modo que en la polarización elíptica, puede ser dextrógiro (RHCP) o levógiro (LHCP)

Procedimiento:

1. Crear un nuevo archivo Matlab con el nombre "SR_2022_P1_Apellido1Apellido2Nombre.m"

2. Definir las expresiones del campo eléctrico (en ejes x e y)

3. Escoger amplitudes de campo y frecuencias realistas basadas en algún caso que conozca o investigue.

4. Definir como variable el tiempo, y fijar una posición determinada (por ejemplo el plano z=0)

5. Representar en dicho plano la oscilación del campo eléctrico en cada una de las siguientes situaciones:
   a. Polarización en el eje x
   b. Polarización lineal general
   c. Polarización elíptica dextrógira y levógira
   d. Polarización circular dextrógira y levógira

6. Escoger uno de los casos del punto 5, y representar conjuntamente el campo eléctrico y el campo magnético.

7. Representar el punto anterior en 3D, explicando la propagación que observa.

Práctica 2: Difracción.

Objetivo: Estudiar mediante simulaciones el comportamiento de la difracción de las ondas electromagnéticas en presencia de obstáculos. Cálculo de las zonas de Fresnel y diseño de radioenlaces.

Material: Ordenador con licencia básica de MATLAB.

1. El frente de onda como conjunto de emisores isótropos.

El principio de Huygens permite entender un frente de onda como un conjunto de puntos, cada uno de los cuales se comporta como un emisor isótropo. Es decir, produce una emisión de onda esférica. La onda que llega a un punto determinado es, por tanto, la suma de las ondas producidas por todos los puntos de ese frente (Figura 1). Hay que tener en cuenta que para la representación en las figuras tomamos únicamente una serie de puntos discretos, pero en la realidad dichos puntos radiantes forman un continuo a lo largo de todo el frente de onda.

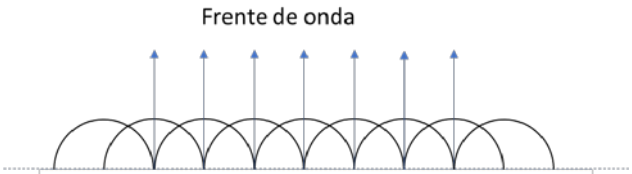


Figura 1. Frente de onda plana como combinación de radiadores puntuales isótropos

Un obstáculo interpuesto en el camino del frente ocultará una cierta porción del total de radiadores isótropos, pero los campos que emiten el resto pueden abarcar incluso zonas del espacio por detrás del obstáculo, haciendo que la sombra que éste produce no corresponda exactamente con su geometría (Figura 2).

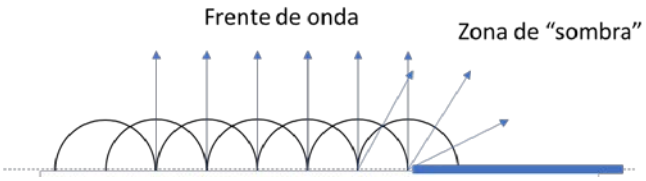


Figura 2. Zona de "sombra creada por un obstáculo. El campo que alcanza esa zona no es nulo

Obviamente, cuanto más lejos del obstáculo esté uno de los puntos radiantes del frente de onda, menor será la amplitud de su campo radiado que alcanza la zona de sombra. Recordemos que la amplitud de campo en una onda esférica decrece con $1/r$. Por tanto, cuando más nos adentramos en la zona de sombra alejándonos del borde del obstáculo, la intensidad del campo (suma de las intensidades de todos los campos que llegan hasta esa zona) tiene que decrecer forzosamente.

Podemos entender esa dependencia de la siguiente manera: para un punto cualquiera, el campo que llega desde cada uno de los puntos está determinado por un

fasor, cuya amplitud será menor cuanto más cerca está el punto origen del campo. Su fase además también varía, ya que el camino que recorren desde el punto A hasta el punto B es diferente para cada uno de ellos. A medida que nos alejamos del punto B a lo largo del frente de onda (distancias 0, 1, 2, 3… en la Figura 3) la amplitud va decreciendo y la fase creciendo. Si hacemos la representación de todos estos fasores, y los vamos agregando hasta distancias infinitas entre el punto campo (B) y las fuentes en el frente de onda plana, se obtienen dos espirales en el plano complejo que tienden asintóticamente a los puntos $(\frac{1}{2},\frac{1}{2})$ y $(-\frac{1}{2},-\frac{1}{2})$ respectivamente, como se muestra en la Figura 3.

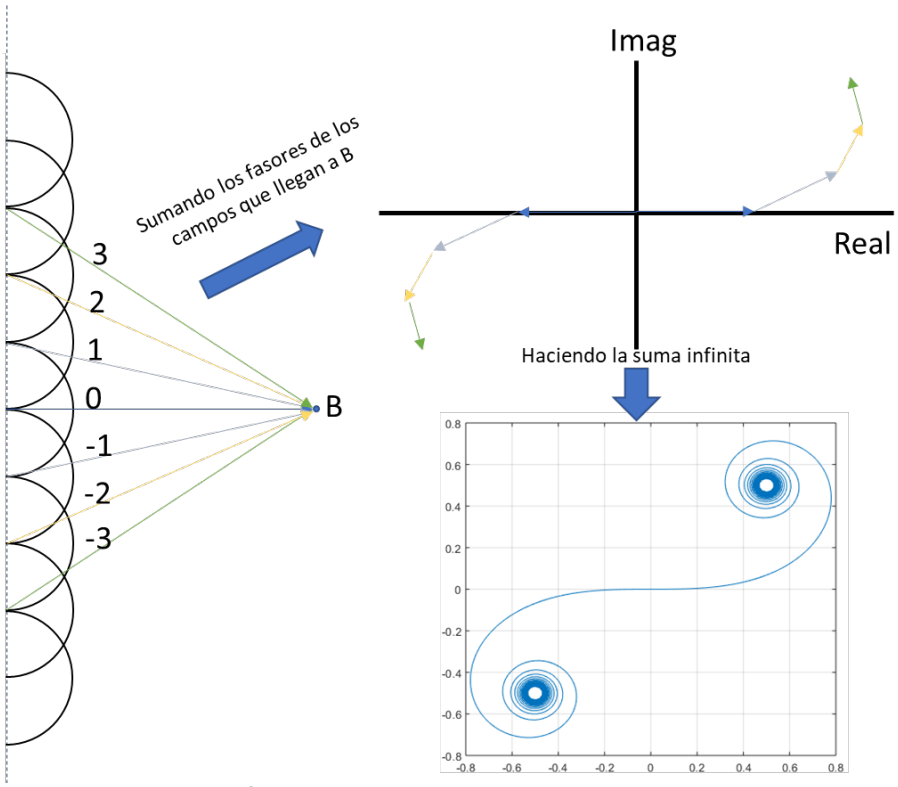


Figura 3. Construcción de la espiral de Cornu a partir del principio de Huygens

¿Qué ocurre cuando un obstáculo tapa parcialmente el frente de onda plana? Como se ve en la Figura 2, vamos eliminando puntos radiantes cuyos campos pueden llegar hasta el punto B. Es decir, vamos quitando parte de las componentes que crean la espiral de Cornu en el plano complejo. Esto se traduce, como veremos más adelante, en un decrecimiento del campo total en las zonas tapadas por el obstáculo, pero no en una desaparición total de dicho campo.

2. Descripción matemática de la espiral de Cornu. Aplicación a las antenas de bocina

La espiral de Cornu es la representación en el plano complejo de la llamada integral de Fresnel, que responde a la siguiente expresión:

$$\int_0^v e^{-j\frac{\pi u^2}{2}}\mathrm{du} = \int_0^v \cos\frac{\pi u^2}{2}\mathrm{du} - j\int_0^v \sin\frac{\pi u^2}{2}\mathrm{du} = C(v) - jS(v)$$

v es la variable, y representa diferentes conceptos en función de la física que haya detrás de la integral. Como se ha visto en la teoría, para el caso de las antenas de bocina depende de las dimensiones de la antena y de la longitud de onda. En el caso de la difracción, depende de las condiciones geométricas entre el emisor, el receptor y el obstáculo.

Matlab permite el cálculo inmediato de la espiral de Fresnel mediante los comandos "$fresnelc(v)$", "$fresnels(v)$".

i) Representar la espiral de Cornu en el plano complejo para valores de v entre -10 y 10. ¿Qué ocurre si aumentamos o reducimos los valores extremos de v? Representar la espiral también 3 dimensiones (v, C, S) para observar mejor la variación con v.

La integral de Fresnel nos proporciona por tanto los valores de $C(v)$ y $S(v)$. La amplitud de un campo eléctrico radiado por una antena de bocina en su plano E depende de estos valores. Su módulo responde a $\sqrt{C^2(v)+S^2(v)}$ y la densidad de potencia radiada a $C^2(v)+S^2(v)$. En el caso de estas antenas, el valor de v es $v = b_1/\sqrt{2\lambda\rho_1}$ (ver teoría de clase).

ii) Representar, en función de v, el módulo del campo eléctrico y la densidad de potencia radiados normalizados

3. Cálculo de las regiones de Fresnel a partir de la espiral de Cornu. Diseño de radioenlaces.

Se ha visto en la teoría que las zonas de Fresnel se pueden escribir como:

$$F_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$$

y representan la región donde el camino adicional entre dos puntos, comparado con la línea de visión, no excede un número entero de veces $\lambda/2$. Para cada punto intermedio entre las antenas que se escoja le corresponde una circunferencia de radio distinto en torno a la línea de visión. Si se calcula para todos los posibles puntos, el resultado es un elipsoide de revolución, como se muestra en la Figura 4.

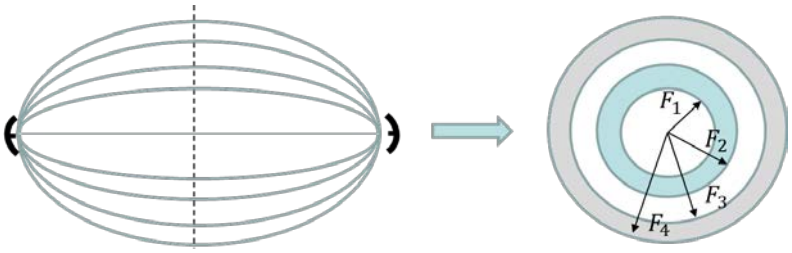


Figura 4. Zonas o regiones de Fresnel, vistas entre antena y antena (izquierda) y en un corte perpendicular a la línea de visión entre antenas (derecha)

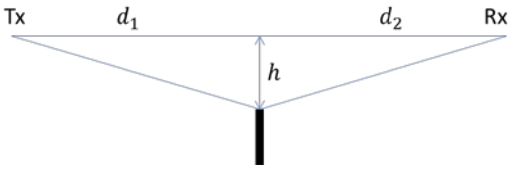
Habitualmente se toma $0.6F_1$ como la distancia desde la línea de visión en la que no debe haber obstáculos para que las pérdidas sean descartables. Esto puede entenderse fácilmente a partir de la espiral de Cornu y las integrales de Fresnel de la siguiente manera:

El campo que alcanza un punto cuando parte del frente de onda incidente ha sido bloqueado por un obstáculo puede obtenerse mediante la expresión:

$$F(v) = \frac{1}{2}\left[\frac{1}{2} + C^2(v) - C(v) + S^2(v) - S(v)\right]$$

Este valor $F(v)$ representa el cociente entre el campo presente en un punto, y el campo que habría en el caso de no existir obstáculos en el camino de propagación del frente de onda. Es por tanto una amplitud de campo eléctrico normalizada.

El valor de v se obtiene de la geometría del problema, como se explica en la Figura 5. En ella, d_1 y d_2 son las distancias de la antena emisora y de la antena receptora al obstáculo respectivamente. h es la distancia entre el borde del obstáculo y la línea de visión entre antenas. Se considera positivo si ya ha tapado dicha línea, y negativo si queda por debajo como en la Figura 5.



$$\Delta d \approx h^2\left(\frac{d_1+d_2}{2d_1d_2}\right)$$

$$v \coloneqq h\sqrt{\frac{2(d_1+d_2)}{\lambda d_1 d_2}} = 2\sqrt{\frac{|\Delta d|}{\lambda}}$$

Figura 5. Diferencia de camino entre tx y rx siguiendo línea de visión o llegando al borde del obstáculo. Expresión de v, variable para la integral de Fresnel

En estas condiciones, la variable a utilizar en el cálculo de la espiral de Cornu es la que se muestra en la figura, y permitirá también hacer una representación de la amplitud del campo en función de ese valor de v. Habitualmente se utiliza la representación logarítmica del campo normalizado $F(v)$

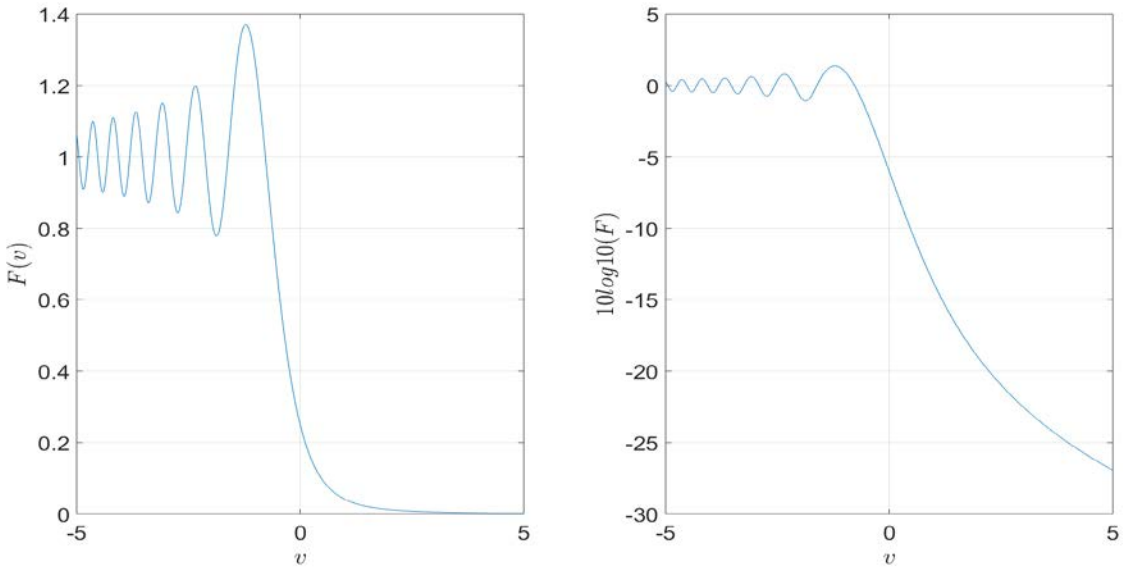


Figura 6. Representación de la amplitud normalizada de campo difractado en función de v (izquierda), y en decibelios (derecha)

En la gráfica derecha de la Figura 6 puede verse que el campo prácticamente ya no tiene pérdidas para $v \leq -0.7$. Si obtenemos h a partir de v con la expresión de la Figura 5, vemos que ese valor de v produce $h \approx 0.6F_1$

iii) Para los valores de v que se han tomado en el ejercicio anterior, representar la amplitud de campo normalizado, y el mismo campo en decibelios. Encontrar para qué v se obtiene el máximo del campo de difracción, y para cuál se produce una atenuación de 3dB.

iv) Un radioenlace de 10 km presenta un obstáculo a 100 m del receptor que tiene 10 m de altura. Determinar la altura que deberían tener dos antenas idénticas para cumplir con el criterio de que esté libre de obstáculos el 60% de la primera zona de Fresnel, siendo la frecuencia de a) 2 GHz y b) 10 GHz. Representar F frente a v, frente a h y frente a h/F_1

v) Dos personas tienen idénticos sistemas de radioaficionado en banda de 2 m, con antenas a una altura de 10 m. Viven separadas 15 km. A 2 km de una casa y 8 de la otra construyen un chalet de 11 metros de altura. ¿Qué pérdidas supone este obstáculo en la recepción de la señal?

A la hora de hacer el diseño de radioenlaces, es conveniente tener en cuenta que las antenas no tienen por qué estar a la misma altura. Si además están muy alejadas, habría que tener en cuenta la curvatura de la tierra como un posible obstáculo en la comunicación entre ambas. Todos estos factores pueden verse en la Figura 7.

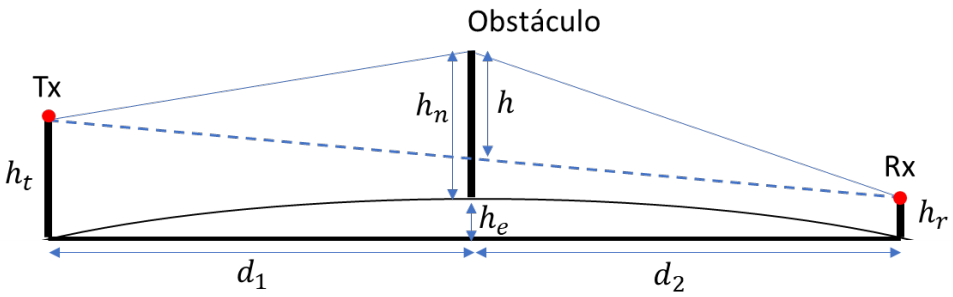


Figura 7. Esquema de dimensiones en el cálculo de un radioenlace entre dos antenas

Para antenas no muy alejadas puede hacerse $h_n + h_e \approx h_n$, y la altura del obstáculo sobre la línea de visión quedaría como:

$$h \approx h_n - \frac{h_t d_2 + h_r d_1}{d_1 + d_2}$$

donde cabe recordar que h se toma positivo si el obstáculo está por encima de la línea de visión, y negativo si está por debajo. El valor de v para el cálculo del campo es, al igual que antes:

$$v := h\sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}}$$

vi) En la Figura 8 se muestra el perfil de terreno entre dos puntos próximos al pueblo de Uceda. Se quiere instalar un radioenlace de 2.45 GHz entre ambos. Buscar una propuesta adecuada de las alturas de las torres de las antenas que podrían ser necesarias para asegurar que la primera zona de Fresnel está libre de obstáculos en un 60%. Se pueden estimar las alturas directamente de la gráfica. También se puede digitalizar la misma con la herramienta de MATLAB "Grabit", que puede descargarse del siguiente enlace:

http://es.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/7173-grabit

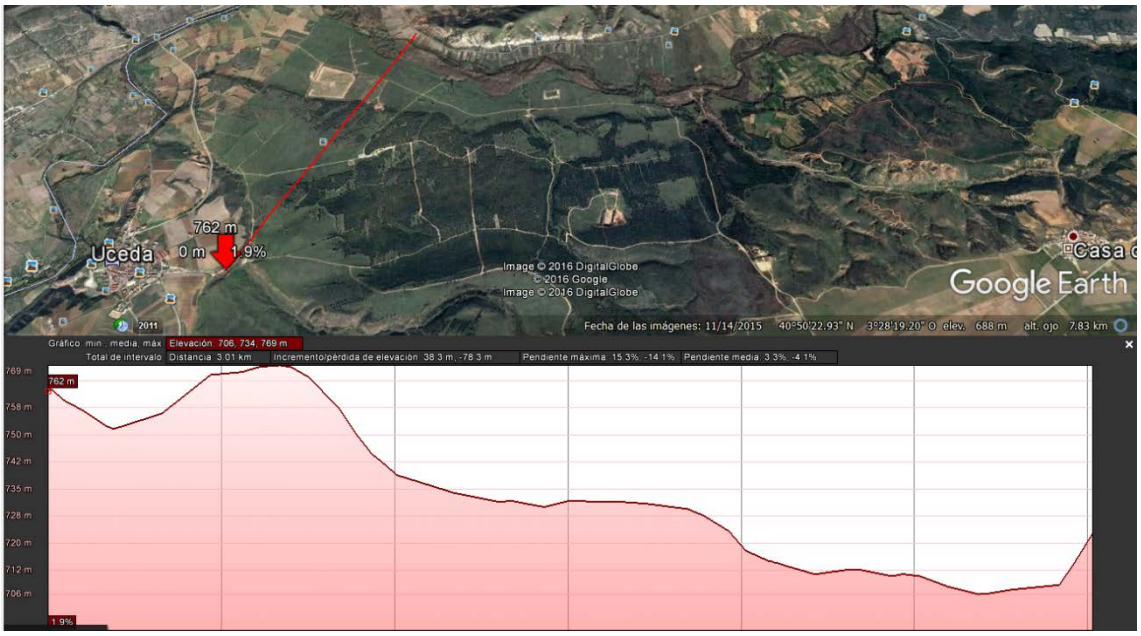


Figura 8. Perfil de altitudes para el cálculo de la altura de las antenas a colocar en los extremos para crear un radioenlace.

Práctica 3: Diagrama de radiación.

Objetivo: Familiarizarse con las utilidades de representación y análisis de diagramas de radiación. Verificar experimentalmente la pérdida de potencia por desalineamiento.

Material: Ordenador con licencia básica de MATLAB y Antenna Toolbox (v.2016 o posterior).

Procedimiento:

1. Abrir Matlab, y en la línea de comandos introducir:

   openExample('antenna/atx_pattern_custom')

   Con ello se abre un editor que muestra los principales comandos para representar resultados obtenidos de la medida o simulación de antenas.

   Matlab dispone de archivos de ejemplo. Introducir en la línea de comandos:

   open `'CustomPattern_testfile.csv'`

   Estudiar cómo se organizan los datos en este fichero “comma separated values” (‘*.csv’).

2. Para este fichero de ejemplo, representar el diagrama de radiación en 3D. Explicar razonadamente a qué tipo de antena puede pertenecer, incluyendo ejemplos de referencias, fabricantes, etc, que pueda encontrar.

3. Utilizar el comando de visualización en 2D del diagrama de radiación para representar dicho diagrama en los siguientes planos:

   a. Plano XY (z=0)
   b. Plano YZ (x=0)
   c. Plano XZ (y=0)

   Razonar si la antena es (o no) omnidireccional o isótropa.

4. Ejecutar el bloque de comandos denominado “`Plot 2D Polar Data`”. Determinar gráficamente la desviación angular que produce una caída de la directividad de 10 dB con respecto a la máxima. Indicar los valores del **Firsts Null Bandwidth** (FNBW), **Front to back ratio** (F/B) y **Side Lateral Lobes** (SLL).

5. Desarrollar un script que realice las siguientes tareas:

a. Calcular y representar el diagrama de radiación de una apertura elemental, utilizando la densidad de potencia media.

b. Determinar la amplitud del campo iluminante necesaria para obtener una densidad de potencia a una determinada distancia, a partir de los siguientes datos de entrada:

   - Densidad de potencia deseada $\mathcal{P}$
   - Distancia entre la apertura y el punto de medida *r*
   - Área de la apertura ΔS
   - Frecuencia de la onda *f*

   Comprobar su funcionamiento para los siguientes datos de entrada:

   $$\mathcal{P} = 10\ \mathrm{mW/cm^2},\ \ f = 5\ \mathrm{GHz},\ \ r = 100\ \mathrm{m},\qquad \Delta S = 5\ \mathrm{cm^2}$$

c. Calcular y representar el diagrama de radiación de una antena de bocina a 8 GHz.

d. Determinar la potencia de generador necesaria para obtener una densidad de potencia a una determinada distancia, a partir de los siguientes datos de entrada (intente escoger valores realistas):

   - Densidad de potencia deseada $\mathcal{P}$
   - Distancia entre antena y punto de medida *r*
   - Desalineamiento entre antenas φ
   - Frecuencia de generador *f*.

Práctica 4: Antenas de bocina.

Objetivo: Estudiar mediante simulaciones los campos radiados por antenas de bocina, así como su diagrama de radiación y dependencia de la directividad con las dimensiones de la antena

Material: Ordenador con licencia básica de MATLAB.

Base teórica

1. Campos radiados por la antena.

Los campos radiados por una antena de bocina, acoplada a una guía de ondas en la cual se propaga el modo fundamental TE_{10} vienen determinados por las siguientes expresiones (pueden consultarse en la Fig.2.38 y siguientes de la teoría de la asignatura):

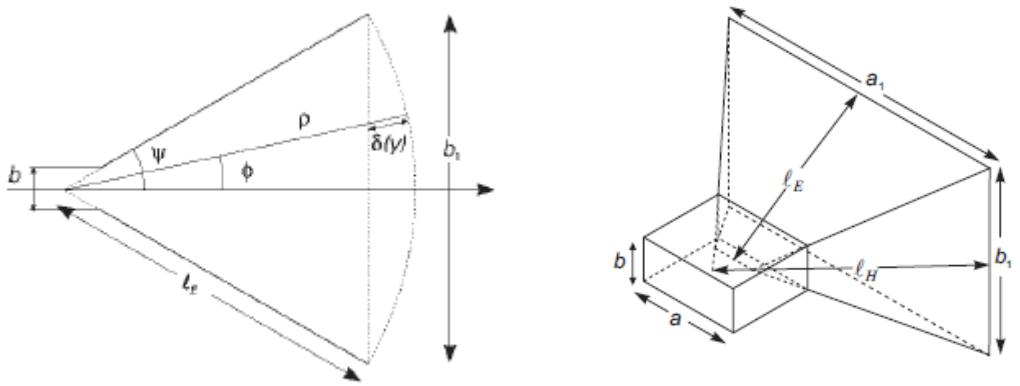


Figura 108. Dimensiones de una antena de bocina sectorial de plano E (izquierda) y piramidal (derecha)

Bocina sectorial de plano E

Se alarga la dimensión b hasta b_1, manteniéndose a constante, y se tiene en cuenta el distanciamiento del plano en el que se sitúan los campos iluminantes, ℓ_E.

Los campos radiados son:

$$E_\theta = j\frac{e^{-jkr}}{2\lambda r}\left(1+\frac{\eta}{Z_0}\cos\theta\right)\sin\varphi \int_{-b_1/2}^{b_1/2}\int_{-a/2}^{a/2} E_0\cos\left(\frac{\pi}{a}x'\right)\; e^{-jk\frac{y'^2}{2\ell_E}} e^{jk_x x'} e^{jk_y y'} dx'dy'$$

$$E_\varphi = j\frac{e^{-jkr}}{2\lambda r}\left(\frac{\eta}{Z_0}+\cos\theta\right)\cos\varphi \int_{-b_1/2}^{b_1/2}\int_{-a/2}^{a/2} E_0\cos\left(\frac{\pi}{a}x'\right)\; e^{-jk\frac{y'^2}{2\ell_E}} e^{jk_x x'} e^{jk_y y'} dx'dy'$$

Bocina sectorial de plano H

Análogamente se alarga la dimensión a hasta a_1 y se tiene en cuenta el distanciamiento del plano en el que se sitúan los campos iluminantes, ℓ_H.

$$E_\theta = j\frac{e^{-jkr}}{2\lambda r}\left(1+\frac{\eta}{Z_0}\cos\theta\right)\sin\varphi \int_{-b/2}^{b/2}\int_{-a_1/2}^{a_1/2} E_0\cos\left(\frac{\pi}{a_1}x'\right)\ e^{-jk\frac{x'^2}{2\ell_H}}e^{jk_x x'}e^{jk_y y'}dx'dy'$$

$$E_\phi = j\frac{e^{-jkr}}{2\lambda r}\left(\frac{\eta}{Z_0}+\cos\theta\right)\cos\varphi \int_{-b/2}^{b/2}\int_{-a_1/2}^{a_1/2} E_0\cos\left(\frac{\pi}{a_1}x'\right)\ e^{-jk\frac{x'^2}{2\ell_H}}e^{jk_x x'}e^{jk_y y'}dx'dy'$$

Bocina piramidal:

Se aplican ambos casos.

$$E_\theta = j\frac{e^{-jkr}}{2\lambda r}\left(1+\frac{\eta}{Z_0}\cos\theta\right)\sin\varphi \int_{-b_1/2}^{b_1/2}\int_{-a_1/2}^{a_1/2} E_0\cos\left(\frac{\pi}{a_1}x'\right)\ e^{-jk\frac{x'^2}{2\ell_H}}e^{-jk\frac{y'^2}{2\ell_E}}e^{jk_x x'}e^{jk_y y'}dx'dy'$$

$$E_\phi = j\frac{e^{-jkr}}{2\lambda r}\left(1+\frac{\eta}{Z_0}cos\,\theta\right)cos\,\varphi \int_{-b_1/2}^{b_1/2}\int_{-a_1/2}^{a_1/2} E_0\,cos\left(\frac{\pi}{a_1}x'\right)\ e^{-jk\frac{x'^2}{2\ell_H}}e^{-jk\frac{y'^2}{2\ell_E}}e^{jk_x x'}e^{jk_y y'}dx'dy'$$

2. Directividad.

En la parte teórica de la asignatura (Fig.2.50 y siguientes) se estudió la integral de Fresnel y su relación con la espiral de Cornu.

$$\int_0^v e^{-j\frac{\pi u^2}{2}}\mathrm{du} = \int_0^v \cos\frac{\pi u^2}{2}\mathrm{du} - j\int_0^v \sin\frac{\pi u^2}{2}\mathrm{du} = C(v) - jS(v)$$

Concretamente, en el caso de las antenas de bocina, esta integral surge por el hecho de ensanchar una de las dimensiones (o las dos), y el factor que hay que considerar por ello en la fase, que viene dado por:

$$e^{-jk\frac{y'^2}{2\ell_E}}$$

Considerando para la directividad el campo máximo radiado, esto se conseguía para En la dirección de máxima radiación para la bocina sectorial de plano E, se obtenía para $\theta = 0$ y la expresión resultante era:

$$D_E = \frac{S_{max}}{P_r/_{4\pi r^2}} = \frac{64a\ell_E}{\pi\lambda b_1}\left[C^2\left(\frac{b_1}{\sqrt{2\lambda\ell_E}}\right)+S^2\left(\frac{b_1}{\sqrt{2\lambda\ell_E}}\right)\right]$$

Procedimiento:

1. Diagrama de radiación

Se estudiará el diagrama de radiación de cada una de las bocinas planteadas (plano E, plano H y piramidal)

Para ello se considerará en cada caso una antena de bocina trabajando en la banda X a 10 GHz con las siguientes características (b_1, ℓ_E para la bocina de plano E, a_1, ℓ_H para la de plano H y todas para la piramidal):

$$a = 2.3 \text{ cm}, \qquad b = 1 \text{ cm}, \qquad a_1 = 12.2 \text{ cm}, \qquad b_1 = 9.2 \text{ cm}$$

$$\ell_E = 27.4 \text{ cm}, \qquad \ell_H = 27.7 \text{ cm}$$

Plano E:

Se da cuando se cumple la condición $\varphi = \pm\frac{\pi}{2}$, con lo que las expresiones vistas en la parte teórica pueden simplificarse ya que $k_y = \pm k \sin\theta\,, k_x = 0$

Plano H:

Se da cuando se cumple la condición $\varphi = 0$, con lo que las expresiones pueden simplificarse ya que $k_x = \pm k \sin\theta\,, k_y = 0$

Cualquier otro plano:

Habrá que considerar todas las dependencias angulares, con $0 \leq \varphi \leq \pi$ y $\frac{-\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}$. Por lo tanto los valores de k_x y k_y son:

$$k_x = k \sin\theta \cos\varphi$$

$$k_y = k \sin\theta \sin\varphi$$

1. Representar el módulo de las componentes de los campos para una antena sectorial de plano E, en función de la elevación (ángulo θ). Hacerlo tanto en el plano E como en el plano H y algún plano oblicuo a estos.

2. Representar el diagrama de radiación en los mismos planos que en el apartado anterior. Es decir, para una distancia determinada (**eliminando las dependencias en r en la expresión de los campos**), hacer una gráfica en la que se observe la potencia normalizada en función del ángulo de elevación.

$$U(\theta,\varphi) = \frac{|E_\theta(r = cte, \theta, \varphi)|^2 + \left|E_\varphi(r = cte, \theta, \varphi)\right|^2}{\left(|E_\theta(r = cte, \theta, \varphi)|^2 + \left|E_\varphi(r = cte, \theta, \varphi)\right|^2\right)_{max}}$$

3. A partir de la expresión de los campos, obtener ambas componentes para todo valor de los ángulos en el intervalo $0 \leq \varphi \leq \pi$ y $\frac{-\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}$ y representar en 3D la intensidad de radiación (sin utilizar dB). Comparar los resultados con lo obtenido para los planos del apartado anterior.

2. Directividad

1. Para la bocina sectorial de plano E, realizar la gráfica que relaciona la directividad con el cociente entre la apertura y la longitud de onda, para distintos valores de la longitud de la antena.

$$(\lambda/a)D_E = \frac{64\ell_E}{\pi b_1}\left[C^2\left(\frac{b_1}{\sqrt{2\lambda\ell_E}}\right) + S^2\left(\frac{b_1}{\sqrt{2\lambda\ell_E}}\right)\right]$$

Algunas pistas:

Varias gráficas a obtener.

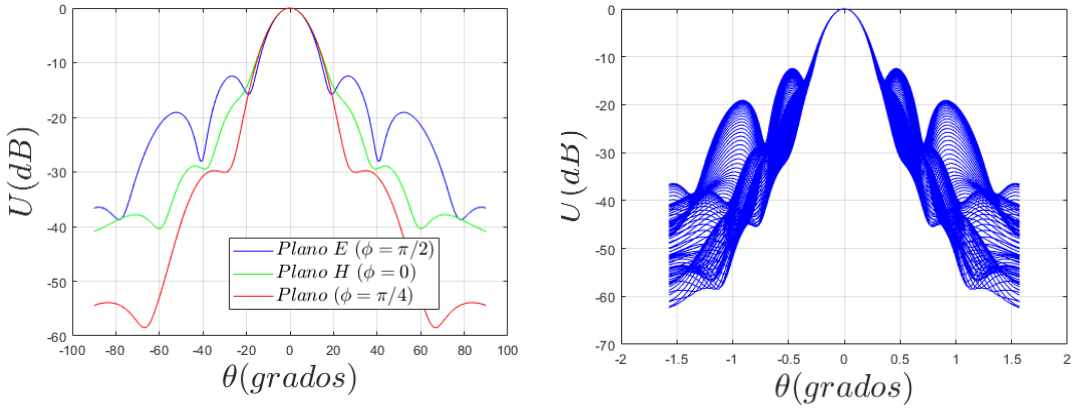


Figura 109. Intensidad de radiación de una antena de bocina piramidal. Izquierda: para tres planos concretos. Derecha: para 100 planos comprendidos entre $0 \leq \varphi \leq \pi$

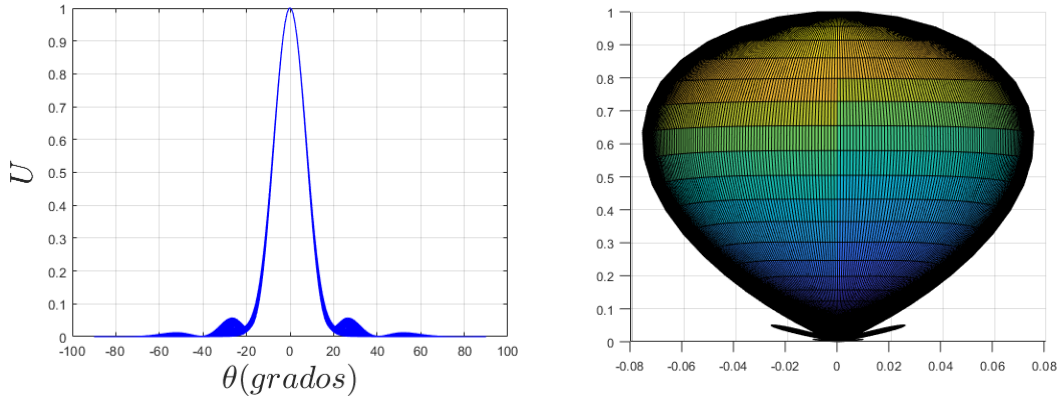


Figura 110. Intensidad de radiación (izquierda) y representación en 3D en coordenadas esféricas (derecha)

Integración numérica en Matlab:

Primero se define la función que se quiere integrar (por ejemplo un seno) y luego se integra estableciendo los límites:

$$I = \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \text{sen}(x)\text{dx}$$

```
arg=@(x) sin(x);
I=integral(arg,-pi/2,pi/2);
```

Práctica 5: Agrupaciones de antenas.

Objetivo: Aplicar métodos numéricos para el cálculo de algunos ejemplos de agrupaciones de antenas vistos en los problemas del tema correspondiente de teoría.

Material: Ordenador con licencia básica de MATLAB.

Base teórica

3. Factor de la agrupación.

Dada una agrupación de antenas iguales equiespaciadas a lo largo de un eje, el campo radiado por el conjunto puede escribirse como:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}_0(\vec{r}) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn(kd\cos\theta+\alpha)}$$

Donde:

$\vec{E}_0(\vec{r})$ es el campo radiado por la antena básica de la agrupación

N es el número total de antenas

$I_n = a_n e^{jn\alpha}$ es el fasor de alimentación de la antena n

α es la fase progresiva de la agrupación

d es la distancia entre antenas contiguas

Puede describirse el campo total radiado en función del ángulo eléctrico Ψ y el factor de la agrupación, de modo que:

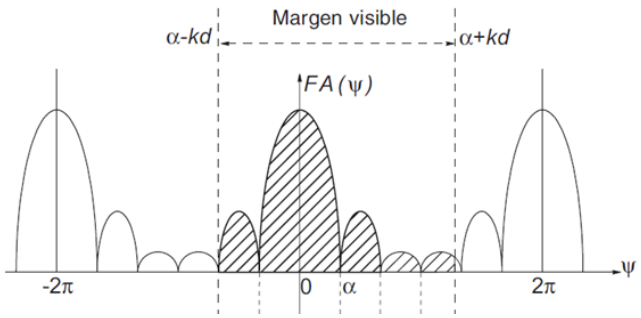
$$\Psi = kd\cos\theta + \alpha$$

$$FA(\Psi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\Psi}$$

$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}_0(\vec{r}) \cdot FA(\Psi)$$

4. Margen visible

Corresponde al intervalo de ángulo eléctrico para el cual tiene sentido hablar de factor de la agrupación, y corresponde a $\Psi \in [-kd + \alpha, kd + \alpha]$



Procedimiento:

Desarrolle el script necesario para resolver gráficamente los siguientes problemas de la relación correspondiente al Tema 4.

3. Dos dipolos de $\ell = \lambda/2$ están colocados a lo largo del eje x, separados una distancia d. Los dipolos son paralelos al eje z. Suponiendo una excitación uniforme y un desfase α, determinar el campo eléctrico producido por la agrupación.

   El campo radiado por la antena básica viene dado por

$$\vec{E}_{dipolo} = j\frac{60I_m e^{-jkr}}{r}\,\frac{cos(\frac{\pi}{2}cos\,\theta)}{\text{sen}\,\theta}\hat{\theta}$$

   Estudie qué ocurre cuando se varía la longitud del dipolo (por ejemplo, desde $\lambda/2$ hasta λ)

4. Determinar la fase progresiva de una agrupación lineal con $a_n = 1$, $N = 10$ y $d = \lambda/4$ para obtener un factor de la agrupación que sea máximo en $\theta = 30°$. Representar el factor de la agrupación y comprobar que se cumple que lo representado corresponde al margen visible.

5. Una agrupación longitudinal uniforme de antenas isótropas tiene 12 elementos espaciados $\lambda/4$ entre sí. Determinar la directividad y representar el diagrama de radiación.

Práctica 6: Diseño de antenas.

Objetivo: Aplicar los conocimientos adquiridos en las asignaturas *Radiofrecuencia*, *Compatibilidad Electromagnética* y *Sistemas Radiantes* para realizar el diseño de antenas específicas para frecuencias o bandas de frecuencias concretas.

Material: Ordenador con licencia básica de MATLAB y herramienta "antennaDesigner"·.

Base teórica

Apuntes, transparencias y prácticas de la asignatura *Radiofrecuencia.*

Apuntes, transparencias y prácticas de la asignatura *Compatibilidad Electromagnética*.

Apuntes y transparencias de la asignatura *Sistemas Radiantes*.

Procedimiento

1. Estudio previo.

Al igual que para la práctica **Caracterización de interferencias** de la asignatura *Compatibilidad Electromagnética*, en primer lugar se realizará un estudio previo de las posibles señales presentes en el entorno electromagnético en que se va a situar la antena. Para ello se buscará información en internet acerca de las bandas de frecuencia ocupadas, así como el propósito de esa ocupación. Se intentará particularizar este estudio para el lugar de residencia durante el presente curso.

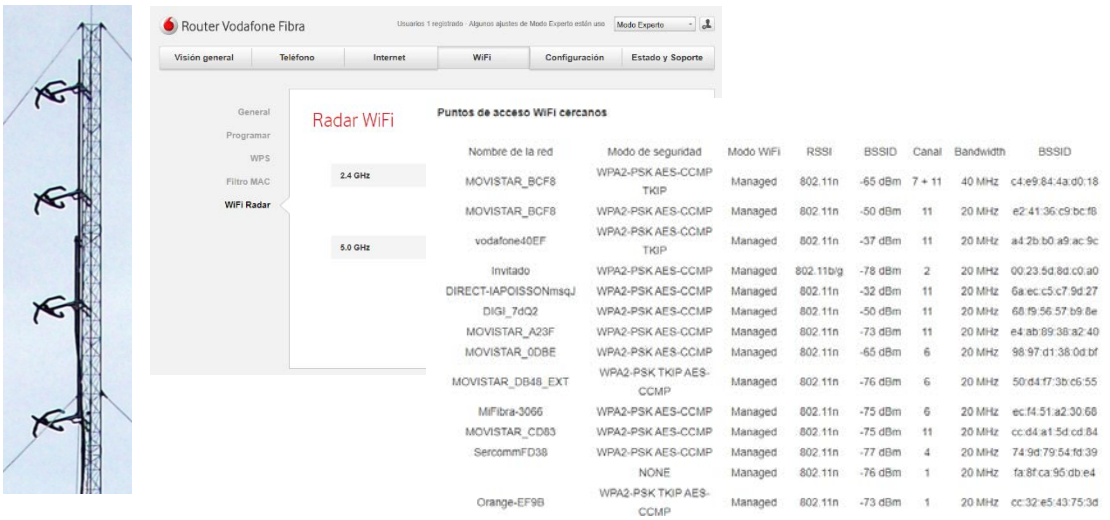


Figura 111. Izquierda: antena FM de dipolos cruzados para transmisión en polarización cruzada (Wikipedia). Derecha: detección de redes próximas en la página de configuración de un router.

Esta investigación incluirá, a ser posible, información sobre la potencia recibida, el tipo de polarización, la directividad de las antenas utilizadas para la emisión, etc. A modo de ejemplo: algunos routers tienen la opción en su página de configuración de mostrar la potencia recibida de las redes cercanas (en el orden de -40 a -80 dBm normalmente) así como la banda de frecuencias utilizada (ver Figura 1).

2. Diseño de la antena

De entre toda la información obtenida en el estudio previo se seleccionarán al menos un par de casos que se hayan podido caracterizar de manera lo más completa posible, y que cumplan:

CASO 1: Una señal con un pico claro a una frecuencia determinada y ancho de banda pequeño en torno a esa frecuencia (por ejemplo, GSM)

CASO 2: Una banda de gran ocupación por señales del mismo tipo (por ejemplo, TDT o FM)

CASO n>2: …

Una vez establecidas las condiciones de estudio, se procederá al diseño de antenas que se adapten al tipo de señal seleccionada. Para ello se utilizará la herramienta antennaDesigner de Matlab, que ofrece un gran número de diseños diferentes adaptados a toda la casuística posible.

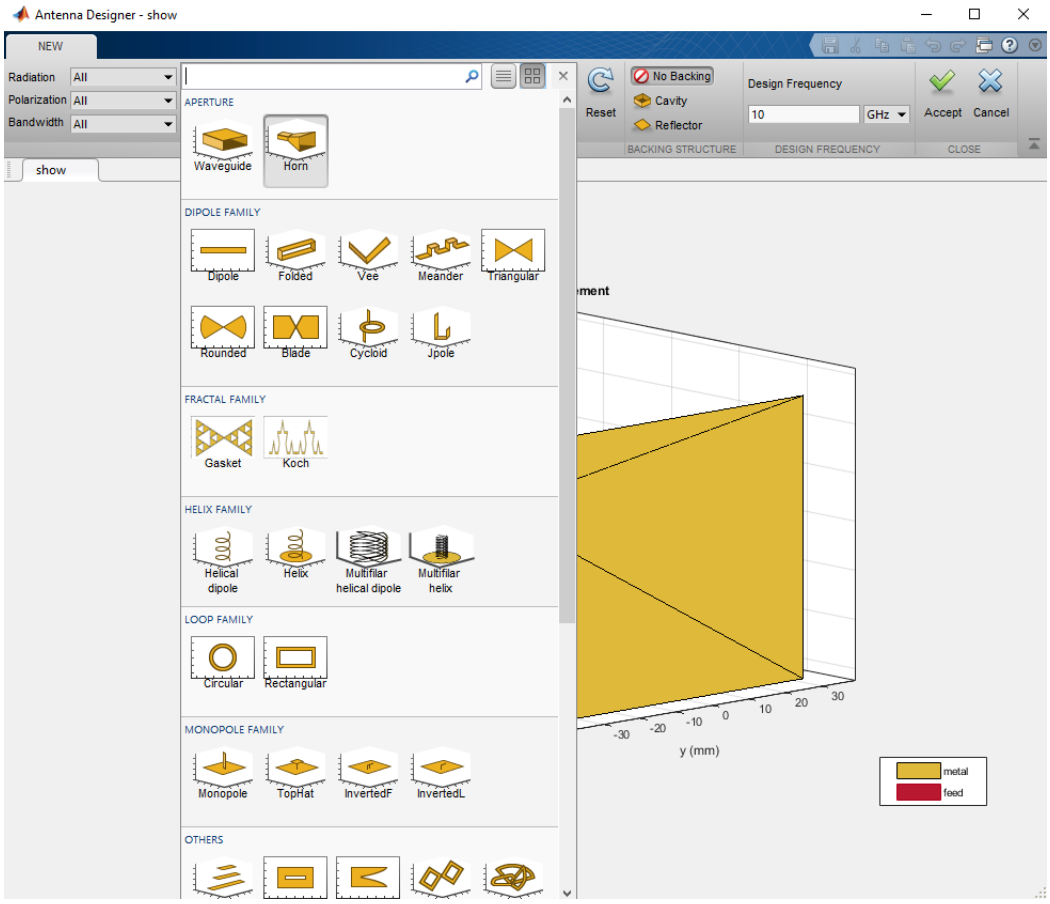


Figura 112. Herramienta "antennaDesigner" de Matlab

Para acceder a ella, teclear en la consola de Matlab el comando “antennaDesigner” y esperar que se abra la ventana de aplicación. Para cada caso seleccionado se diseñarán al menos un par de antenas diferentes, especificando en cada caso el motivo de su elección y mostrando sus características básicas: dimensiones, pérdidas de retorno (S_{11}), impedancia de entrada, corriente, diagrama de radiación en 3D y en los planos más relevantes. Se intentará encontrar la que mejores características presente para la aplicación escogida.

3. “Fabricación” de la antena

Aunque por razones obvias la fabricación de la antena es algo que queda fuera del alcance de las prácticas de este curso, se realizará una propuesta razonada de cómo podría llevarse a cabo en el caso de tener acceso al laboratorio, partiendo de materiales que ya haya utilizado en asignaturas previas. Estos materiales pueden incluir placas para circuito impreso, diversos conductores (cables, planos metálicos…), soportes o sustratos plásticos (FR4, poliestireno, metacrilato, PLA modelado con impresora 3D…).

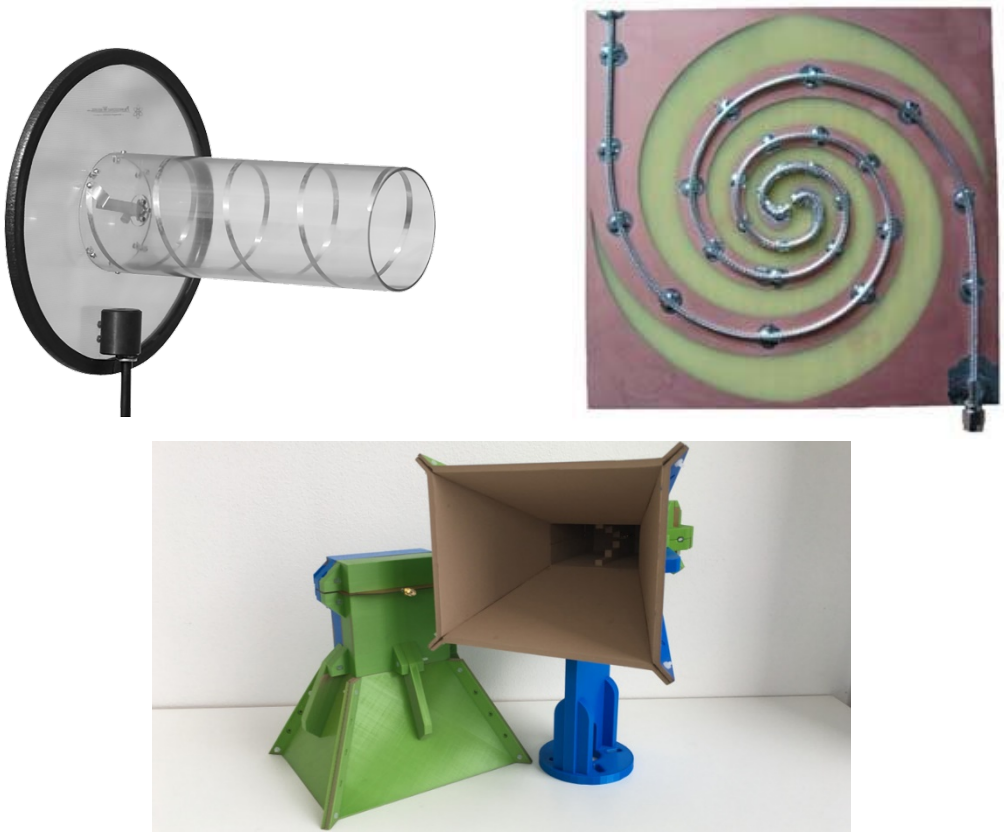


Figura 113. Arriba izquierda: Antena helicoidal comercial (shure.com). Arriba derecha: antena espiral casera. Abajo: antena de bocina impresa en 3D***

** Korinek, Tomas & Piksa, Petr & Mazanek, M.. (2006). Wideband Measurement in a Small Shielded Box Using Equiangular Spiral Antennas. Radioengineering. 15.*

*** Midtbøen, Vegard & Kjelgaard, Kristian & Lande, T.s. (2017). 3D Printed Horn Antenna with PCB Microstrip Feed for UWB Radar Applications. Advanced Materials and Processes.*

4. “Estudio” de la antena

Basado en los conocimientos adquiridos en esta asignatura, así como la instrumentación utilizada en *Radiofrecuencia* y *Compatibilidad Electromagnética* se propondrán montajes para la medida de los parámetros de la antena obtenidos, es decir:

- Impedancia de entrada a la antena
- Pérdidas de retorno
- Ganancia y directividad
- Diagrama de radiación

Ejemplos de instrumentación ya utilizada en cursos anteriores:

- Analizadores de redes, de impedancias y de espectros.
- Osciloscopios
- Generadores de señal
- Diodos detectores
- Cables y conectores
- Guías de onda
- Postes con goniómetro
- …

Si alguno de estos montajes ya es conocido, como el que se muestra en la Figura 4, se propondrán posibles mejoras.

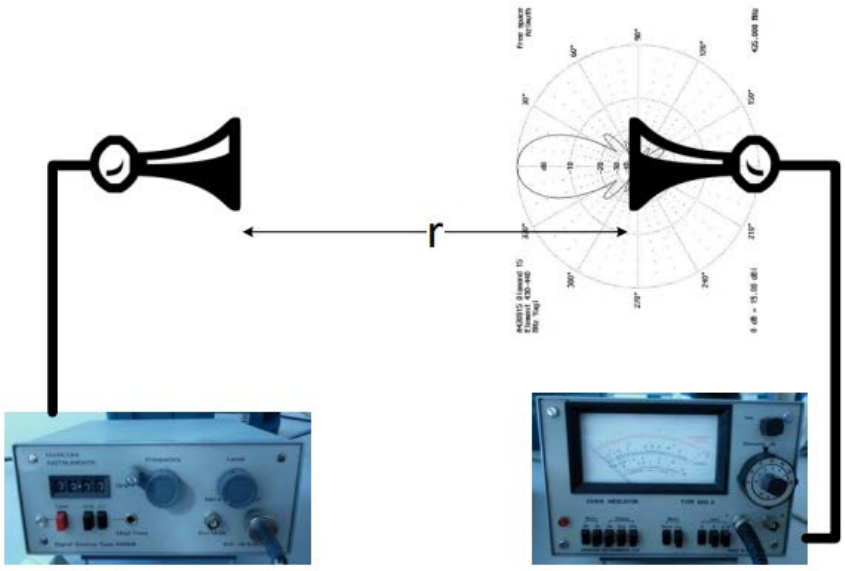


Figura 114. Montaje para la medida del diagrama de radiación de una antena (Práctica 2 de Compatibilidad Electromagnética del Grado en Ingeniería Electrónica de Comunicaciones)

Entregable 2

1. Sea un dipolo constituido por dos cargas de +2nC y -2nC respectivamente separadas una distancia de 2 cm, en el interior de un material dieléctrico con permitividad relativa igual a 3. Mediante la herramienta pdetool, representar:

a) El potencial electrostático y el campo eléctrico.
b) El potencial electrostático y el desplazamiento eléctrico.
c) Comparar los resultados obtenidos con la expresión del potencial que resulta de aplicar el desarrollo multipolar al dipolo.

2. Sea una carga puntual de 1uC separada 1 cm de una superficie conductora. Utilizando pdetool de Matlab, representar el potencial electrostático, así como los campos eléctrico y desplazamiento. Comparar con los resultados obtenidos utilizando el método de las imágenes.

Notas:

i) En pdetool es necesario establecer el contorno del problema mediante condiciones de Dirichlet o de Neumann. Sin embargo, si estas fronteras están lo suficientemente alejadas, cerca de las cargas no influyen y puede considerarse que no existen de cara a interpretar los resultados.
ii) Pdetool no permite establecer cargas puntuales. Sin embargo, conocida la carga problema, puede establecerse una superficie pequeña y asignarle la densidad de carga necesaria para que el total sea el que propone el enunciado.
iii) Para la representación, utilizar la escala de colores “jet”, y flechas proporcionales o normalizadas según crea conveniente, pero explicando los resultados obtenidos.
iv) EXPLIQUE TODOS LOS RESULTADOS.

Entregable 1.

1. Con la solución obtenida por el método de separación de variables en el problema 7 del Tema 2, representar en Matlab en 2 dimensiones el valor del potencial en la superficie problema. Comprobar que se cumplen las condiciones de contorno, y ver qué ocurre cuando el número de sumandos de la serie es pequeño y cuando se va haciendo mayor.

   Representar las mismas condiciones con la herramienta PDETOOL y comprobar que se obtiene la misma solución.

2. Representar mediante PDETOOL la situación descrita en el problema 2 del Tema 2, tras calcular las cargas por el método de las imágenes. Mostrar en la gráfica los valores del potencial y las flechas normalizadas que representan la dirección y sentido del campo eléctrico, así como los contornos equipotenciales. Comprobar que se cumplen las condiciones de contorno sobre los planos en los que se encontrarían las superficies conductoras.

3. Representar mediante PDETOOL la situación descrita en el problema 3 del Tema 2 tras aplicar el método de las imágenes, pero considerando que el potencial en la esfera conductora es 0V. Mostrar en la gráfica los valores del potencial y las flechas normalizadas que representan la dirección y sentido del campo eléctrico, así como los contornos equipotenciales. Comprobar que se cumplen las condiciones de contorno sobre los puntos donde se encontraría la esfera conductora.

Algunas consideraciones:

- PDETOOL no permite dibujar cargas puntuales, pero se pueden aproximar mediante círculos pequeños de los que se conozca el área y la densidad de carga (así sabríamos la carga total)

- Es necesario plantear la zona en la que se va a realizar el cálculo del campo y el potencial, es decir, la zona de trabajo. Lo más sencillo es establecer un rectángulo muy grande respecto a las zonas que van a ocupar las cargas problema, e imponer en ellos las condiciones de Dirichlet de potencial 0 (que son las que impone el programa por defecto). También hay que imponer que la densidad de carga en ese rectángulo es cero. Hay que tener en cuenta que estas condiciones influyen en la forma que va a tener el potencial en el interior del rectángulo, afectando a la forma que tomará la solución al problema. Cuanto más lejos estén las paredes de las cargas, menor será esta influencia.

- El programa de dibujo de PDETOOL es un poco frustrante, no os desesperéis. Una vez que se le coge el tranquillo se hace todo bastante rápido. Si fijáis las condiciones de contorno y las densidades de carga en la geometría del problema y después modificáis algo en el dibujo, dichas condiciones se borran y tenéis que volver a establecerlas.

Entrega del ejercicio:

Se deben entregar los siguientes ficheros:

i) Simulaciones en Matlab, una por cada parte del entregable. Deben tener el siguiente nombre de archivo:
EM2_22_Apellido1_Apellido2_Ent1_i.m, i = 1, 2, 3…

ii) Archivo pdf en el que se añadan capturas de pantalla de los resultados obtenidos, así como comentarios y conclusiones. En este fichero no hace falta incorporar fórmulas, no es el objetivo del entregable que dediquéis tiempo a edición o maquetación de textos sino que domináis la asignatura. El nombre del archivo debe ser:
EM2_22_Apellido1_Apellido2_Ent1.pdf

Todos estos archivos deben estar comprimidos en un zip, con el nombre

EM2_22_Apellido1_Apellido2_Ent1.zip

Este archivo es el que se incorporará a la entrega del campus virtual.

Entregable 2.

Objetivo:

Facilitar la comprensión de algunos de los conceptos presentados en la teoría relativos a la propagación de campos electromagnéticos en diferentes medios.

Introducción teórica:

La solución a las ecuaciones de Helmholtz para campos armónicos monocromáticos que se propagan por un determinado medio (medio 1) puede definirse mediante las siguientes expresiones:

$$E_x(z) = E_1^+ e^{-\gamma_1 z} + E_1^- e^{\gamma_1 z}$$

$$H_y(z) = H_1^+ e^{-\gamma_1 z} + H_1^- e^{\gamma_1 z}$$

Donde hemos impuesto que los campos eléctrico y magnético se propagan en la dirección z, y que oscilan en las direcciones x e y, respectivamente.

Suponiendo que sólo existe la componente que se propaga en el sentido positivo de z, la expresión del campo puede escribirse como:

$$E_x(z,t) = E_1^+ e^{-\alpha_1 z}\cos(\omega t - \beta_1 z)$$

$$H_y(z,t) = H_1^+ e^{-\alpha_1 z}\cos(\omega t - \beta_1 z)$$

Además, el cociente entre los campos eléctrico y magnético debe ser igual a la impedancia característica del medio,

$$E_1^+ \Big/ H_1^+ = \eta_1 = \frac{j\omega\mu_1}{\gamma_1}$$

En el caso en que el medio no presente pérdidas, la impedancia queda reducida a

$$\eta_1 = \sqrt{\mu_1 \Big/ \varepsilon_1}$$

y en el caso del espacio libre directamente a

$$\eta_0 = \sqrt{\mu_0 \Big/ \varepsilon_0}$$

En el caso de que el segundo medio presente pérdidas, los campos transmitidos sufren una atenuación que está determinada por la parte real de la constante de propagación en dicho medio:

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

$$\gamma_d = j\omega\sqrt{\mu_0\varepsilon'(1 - jtan\delta)}$$

$$\gamma_c = j\omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0(1 - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon})}$$

Que en el caso de un buen conductor se puede aproximar a

$$\gamma_c = (1+j)\sqrt{\frac{\omega\mu_0\sigma}{2}}$$

Con lo que

$$\alpha = \beta = \sqrt{\frac{\omega\mu_0\sigma}{2}}$$

Y la profundidad skin o profundidad superficial se define como la distancia de penetración en la que los campos se han atenuado un 63%:

$$\delta_S = {}^{1}\!/_{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{2\omega\mu_0\sigma}}$$

Procedimiento:

1. **Propagación de campos electromagnéticos en distintos medios**

a) Representar la propagación de los campos eléctrico y magnético de una onda plana en el espacio libre. Para ello, representar los campos en los ejes x e y en función de la posición z, y crear una animación que varíe con el tiempo.
Ayuda: Podemos pensar en una película en la que se vea avanzar los campos. Cada fotograma de la película sería una foto fija para la cual representamos el campo (un seno o coseno) a lo largo del eje z. Por tanto el campo E será un seno en el plano zx y el campo H será un seno (ojo a los posibles desfases) en el plano zy. Esto puede representarse en 3D mediante el comando "plot3"
Para "pasar del fotograma a la película" bastaría con un bucle temporal que fuera dibujando los sucesivos fotogramas. En las transparencias de la teoría se muestran algunas capturas de lo que se pide representar en este entregable.

b) Representar la propagación de los campos eléctrico y magnético de una onda plana en un medio sin pérdidas, comparándolo con el caso del apartado a). Escoger valores realistas de la permitividad dieléctrica y la permeabilidad magnética.

c) Repetir el apartado anterior en el caso de que la onda se propague en un medio conductor. Suponer para ello que la onda tiene una amplitud determinada en el punto z=0 y ver cómo se atenúa a medida que penetra en el material. Escoger valores realistas de la frecuencia y de la conductividad.

Entrega del ejercicio:

Se deben entregar los siguientes ficheros:

iii) Simulaciones en Matlab, una por cada parte del entregable. Deben tener el siguiente nombre de archivo:

EM2_22_Apellido1_Apellido2_Ent2_i.m, i = 1, 2, 3…

Todos estos archivos deben estar comprimidos en un zip, con el nombre

EM2_22_Apellido1_Apellido2_Ent2.zip

iv) Archivo pdf en el que se añadan capturas de pantalla de los resultados obtenidos, así como comentarios y conclusiones. En este fichero no hace falta incorporar fórmulas, no es el objetivo del entregable que dediquéis tiempo a edición o maquetación de textos sino que dominái la asignatura. El nombre del archivo debe ser:
EM2_22_Apellido1_Apellido2_Ent2.pdf

Entregable 3.

Objetivo:

Facilitar la comprensión de algunos de los conceptos presentados en la teoría relativos a la propagación de campos electromagnéticos en guía de onda, y a los campos radiados por distribuciones de corriente y cargas puntuales.

Parte 1.

Introducción teórica:

Se ha visto en la teoría que los campos en una guía de ondas rectangular de dimensiones a, b pueden propagarse en sus modos transversales eléctricos (TE) y transversales magnéticos (TM). Las expresiones correspondientes para dichos modos son las siguientes:

Modos TM_{mn}

$$E_z = E_0 \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right)\sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right)\mathrm{e}^{-j\beta_{mn}z}$$

$$E_x = \frac{-j\beta_{mn}\frac{m\pi}{a}}{k_c^2}E_0\cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right)\sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right)e^{-j\beta_{mn}z}$$

$$E_y = \frac{-j\beta_{mn}\frac{n\pi}{b}}{k_c^2}E_0\sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right)\cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right)e^{-j\beta_{mn}z}$$

$$H_x = \frac{j\omega\varepsilon\frac{n\pi}{b}}{k_c^2}E_0\sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right)\cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right)\mathrm{e}^{-j\beta_{mn}z}$$

$$H_y = \frac{-j\omega\varepsilon\frac{m\pi}{a}}{k_c^2}E_0\cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right)\sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right)\mathrm{e}^{-j\beta_{mn}z}$$

Modos TE_{mn}

$$H_z = H_0\cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right)\cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right)\mathrm{e}^{-j\beta_{mn}z}$$

$$H_x = \frac{j\beta_{mn}\frac{m\pi}{a}}{k_c^2}H_0\sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right)\cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right)\mathrm{e}^{-j\beta_{mn}z}$$

$$H_y = \frac{j\beta_{mn}\frac{n\pi}{b}}{k_c^2}H_0\cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right)\sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right)\mathrm{e}^{-j\beta_{mn}z}$$

$$E_x = \frac{j\omega\mu\frac{n\pi}{b}}{k_c^2}H_0\cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right)\sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right)\mathrm{e}^{-j\beta_{mn}z}$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu\frac{m\pi}{a}}{k_c^2}H_0\sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right)\cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right)\mathrm{e}^{-j\beta_{mn}z}$$

Donde la constante de propagación para un modo determinado por m, n viene dada por:

$$\beta_{mn} = \sqrt{k^2 - k_c^2}, \qquad k_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2$$

Estos modos sólo podrán propagarse si la frecuencia es mayor que la frecuencia de corte, que viene dada por:

$$f_{c,mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}}\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

Procedimiento:

Representación de los campos eléctricos y magnéticos transversales en diferentes modos.

d) La guía de ondas WR90 está diseñada para trabajar en la banda X. Encontrar la frecuencia de corte para los cuatro primeros modos que puedan propagarse.

e) Realizar una gráfica en la que se muestre la curva de dispersión para la guía de ondas en los cuatro primeros modos. ¿En qué rango de frecuencias recomendaría utilizar esta guía de ondas?

f) Atendiendo a la *Figura 1*, y sin necesidad de ninguna fórmula, ¿a qué modo correspondería? ¿Por qué?

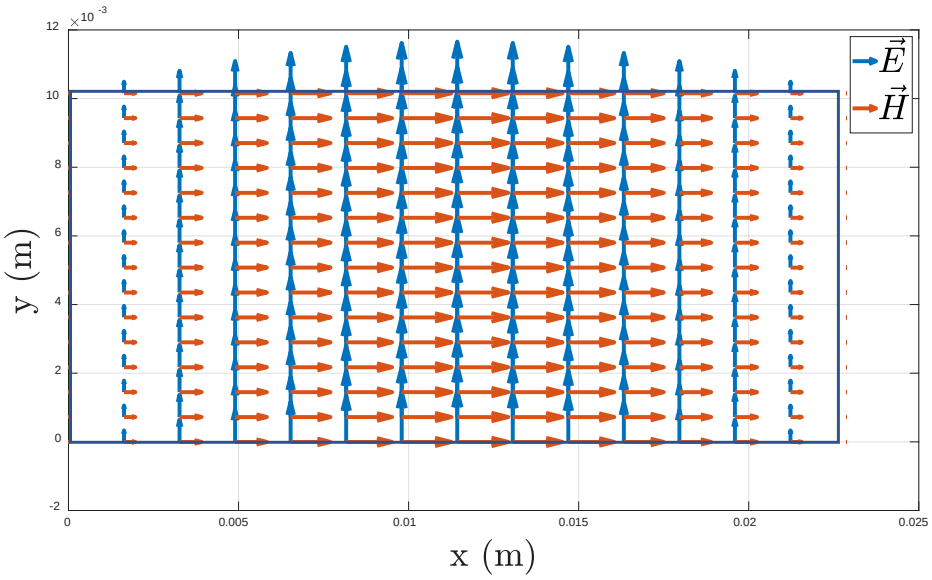


Figura 115. Distribución de los campos transversales en un corte de guía de ondas en el plano xy

g) Realizar la misma gráfica para los modos TE_{10}, TE_{01}, TE_{20}, TE_{50} y razonar si las representaciones cumplen las condiciones de contorno para los campos y para la distribución correspondiente a cada uno de los modos.

Comandos Matlab recomendados:
Mesh: convierte los valores de x, y en una matriz de puntos que rellena todo el espacio
Quiver: representa vectores con origen en el punto (x,y) y componentes (Fx,Fy).

```
x=linspace(0,10,20);
y=x;
[X,Y]=meshgrid(x,y);
Fx=X;
Fy=Y;
quiver(X,Y,Fx,Fy);
```

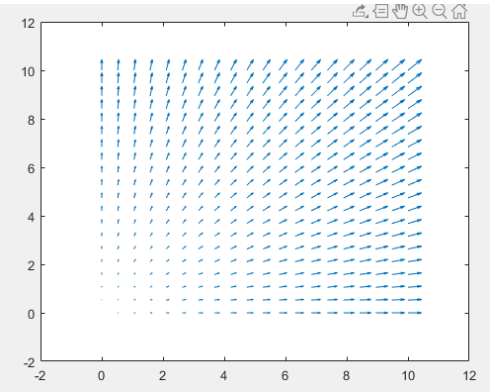


Figura 116. Breve ejemplo de código para la representación de vectores en un plano.

Parte 2.

Introducción teórica:

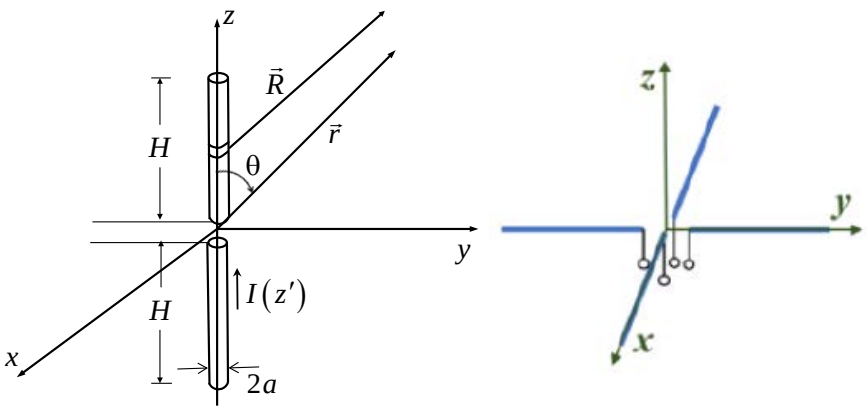
En clase se estudiaron los campos de radiación creados por un dipolo de longitud finita como el que puede verse en la Figura 3a. Estos campos dan lugar a una distribución de la densidad de potencia que responde a la expresión:

$$\mathcal{P} = \frac{\eta I_m^2}{8\pi^2 r^2}\left(\frac{cos(kH\,cos\,\theta) - cos(kH)}{sen\theta}\right)^2$$

Donde η es la impedancia del medio en el que se propaga el campo, I_m es la corriente máxima de alimentación del dipolo, k es la constante de propagación a la frecuencia de operación y H es la semilongitud del dipolo.

Si se elimina la dependencia con la distancia, lo que se obtiene es la intensidad de radiación, y si se divide ésta por su valor máximo la distribución angular de la radiación del dipolo (es decir, el diagrama de radiación)

$$U = \frac{\eta I_m^2}{8\pi^2}\left(\frac{cos(kH\,cos\,\theta) - cos(kH)}{sen\theta}\right)^2 \rightarrow \quad t(\theta,\varphi) = \frac{U(\theta,\varphi)}{U_{max}}$$



a) b)

Figura 117. a) Dipolo corto. b) Dos dipolos elementales en cuadratura, alimentados con un desfase de $\frac{\pi}{2}$

Procedimiento:

a) Fijar una frecuencia de trabajo realista para una antena de dipolo de hilo. Para esa frecuencia, calcular cuál será la constante de propagación y la longitud de onda del campo radiado.
b) Seleccionar distintos valores de la longitud del dipolo, y para ellos representar el diagrama de radiación tanto en un plano que contenga al dipolo como en 3D.
c) En lugar de un dipolo de hilo se tienen dos dipolos elementales como los planteados en la *Figura 3*b, que son alimentados por corrientes de igual amplitud pero desfasadas $\frac{\pi}{2}$ entre sí. Representar el diagrama de radiación de la misma manera que en el apartado anterior

```
theta=linspace(0,2*pi,100);
phi=linspace(0,pi,100);
%Representación polar:
F=sin(theta).^2;
subplot(2,1,1)
polar(theta,F);
view([90 -90]);
%Representación 3D
[THETA, PHI]=meshgrid(theta,phi);
F=sin(THETA).^2;
X=F.*sin(THETA).*cos(PHI);
Y=F.*sin(THETA).*sin(PHI);
Z=F.*cos(THETA);
subplot(2,1,2)
mesh(X,Y,Z,F);
shading interp;
colormap hsv;
```

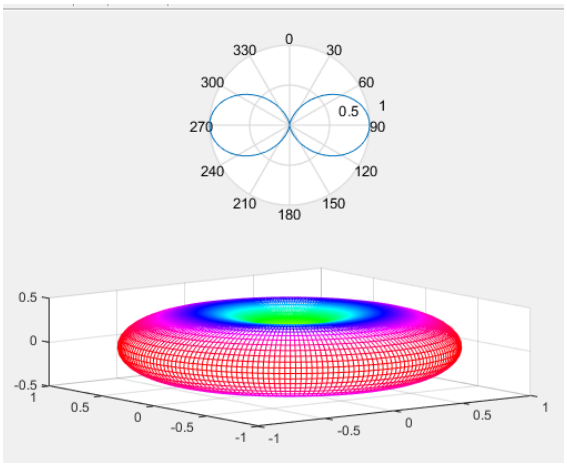


Figura 118. Breve ejemplo de código para la representación polar y 3D

Parte 3.

Introducción teórica:

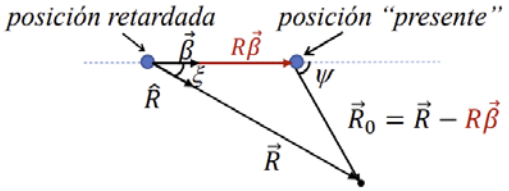
Los campos velocidad y aceleración creados por una carga acelerada se describen mediante las siguientes expresiones:

$$\vec{E}_v(\vec{r},t) = \frac{q}{4\pi\varepsilon_0}\left[\frac{1-\beta^2}{R^2\left(1-\vec{\beta}\cdot\hat{R}\right)^3}\left(\hat{R}-\vec{\beta}\right)\right]_{ret} \qquad \vec{B}_v = \frac{\vec{\beta}}{c}\times\vec{E}_v = \frac{\hat{R}}{c}\times\vec{E}_v\Big|_{ret}$$

$$\vec{E}_a(\vec{r},t) = \frac{q}{4\pi\varepsilon_0 c}\left[\frac{\hat{R}\times\left[\left(\hat{R}-\vec{\beta}\right)\times\dot{\vec{\beta}}\right]}{R\left(1-\vec{\beta}\cdot\hat{R}\right)^3}\right]_{ret} \qquad \vec{B}_a = \frac{\vec{\beta}}{c}\times\vec{E}_a = \frac{\hat{R}}{c}\times\vec{E}_a\big|_{ret}$$

Don de q es la carga de la partícula, c es la velocidad de la luz, $\vec{\beta} = \vec{v}/c$, $\vec{v}$ es la velocidad de la partícula, $\dot{\vec{\beta}} = \dot{\vec{v}}/c$ y $\vec{R}$ es la separación entre el observador y la partícula en su posición retardada (cuando creó el campo que ve el observador).

Si la partícula está en movimiento uniforme (no sufre aceleraciones), se demuestra que el campo puede expresarse en relación con la posición "presente" de la partícula, es decir, la que ocupa en el instante en que el observador ve el campo. La geometría y la expresión para este caso concreto pueden verse en la *Figura 5*. En este caso no existe campo radiado o de aceleración.



$$\vec{E} = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0}\frac{q(1-\beta^2)\vec{R}_0}{{R_0}^3(1-\beta^2\sin^2\psi)^{3/2}}$$

Figura 119. Campo velocidad en el caso de una partícula en movimiento uniforme, en relación con la posición "presente" de la partícula

Si la partícula tiene una velocidad y una aceleración arbitrarias puede describirse la potencia por ángulo sólido emitida como:

$$\frac{dP(t')}{d\Omega} = \frac{q^2}{16\pi^2\varepsilon_0 c}\frac{\left\{\hat{R}\times\left[\hat{R}-\vec{\beta}\right]\times\dot{\vec{\beta}}\right\}^2}{\left(1-\vec{\beta}\cdot\hat{R}\right)^5}$$

Y la potencia total radiada mediante la fórmula de Larmor generalizada:

$$P = \frac{q^2}{6\pi\varepsilon_0 c}\frac{\dot{\beta}^2 - \left(\vec{\beta}\times\dot{\vec{\beta}}\right)^2}{(1-\beta^2)^3}$$

En el caso concreto de que la velocidad y la aceleración sean paralelas, puede obtenerse directamente:

$$\frac{dP}{d\Omega} = \frac{q^2}{16\pi^2\varepsilon_0 c}\frac{\dot{\beta}^2\,\mathrm{sen}^2\,\theta}{(1-\beta\cos\theta)^5}$$

Donde θ es el ángulo que forman β o $\dot{\vec{\beta}}$ con $\hat{R}$ (es decir, la orientación del observador respecto a la velocidad o aceleración de la partícula)

Procedimiento:

a) Supóngase una partícula con velocidad uniforme. Estudiar gráficamente la distribución de los campos asociados a la "posición presente" de ésta en

función de su velocidad. De igual modo que se hizo en el caso del dipolo, representarlo en coordenadas polares para un plano de corte que contenga al vector velocidad, y en 3D.

b) Sea una partícula acelerada linealmente. Representar la distribución de potencia por ángulo sólido en coordenadas polares en un plano que contenga los vectores aceleración, velocidad y posición del observador respecto a la partícula. Representarlo también en 3D.

Entrega del ejercicio:

Se deben entregar los siguientes ficheros:

v) Simulaciones en Matlab, una por cada parte del entregable. Deben tener el siguiente nombre de archivo:
EM2_22_Apellido1_Apellido2_Ent3_i.m, i = 1, 2, 3…

Todos estos archivos deben estar comprimidos en un zip, con el nombre

EM2_22_Apellido1_Apellido2_Ent3.zip

vi) Archivo pdf en el que se añadan capturas de pantalla de los resultados obtenidos, así como comentarios y conclusiones. En este fichero no hace falta incorporar fórmulas, no es el objetivo del entregable que dediquéis tiempo a edición o maquetación de textos sino que domináis la asignatura. El nombre del archivo debe ser:
EM2_22_Apellido1_Apellido2_Ent3.pdf