



Universidad Carlos III de Madrid



---

**PROYECTO FIN DE CARRERA**



---

**Autor: Luis Alberto Hernández de Paz**

**Coordinador académico y Cotutor UC3M: Eva Rajo Iglesias**

---

**INGENIERÍA TÉCNICA DE TELECOMUNICACIONES:  
SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN**

## INTRODUCCIÓN

En los últimos años las antenas de tipo microstrip han sido objeto de estudio vistas las nuevas posibilidades de uso en un gran número de ámbitos. En los comienzos, estas antenas fueron desarrolladas principalmente para el ámbito militar, como por ejemplo sobre misiles y aviones de altas prestaciones, donde peso, dimensiones, coste, y prestaciones aerodinámicas eran factores determinantes y necesarios.

Últimamente su aplicación comercial, sobre todo en el campo de la telefonía móvil y de las telecomunicaciones wireless, han llevado a este tipo de antenas a una evolución más extrema a la hora de la integración, basta pensar en los teléfonos móviles de última generación que tienen la antena estampada sobre el chip, invisible al exterior.

Se cree que las antenas de tipo microstrip sustituirán a las convencionales en un número de áreas cada vez mayores. Se han desarrollado antenas impresas para el sistema GPS (Global Positioning System) que pueden ser instaladas en los automóviles debido a su pequeño tamaño y a su bajo perfil aerodinámico, con evidentes ventajas en el aspecto económico y estético.

En cuanto a la recepción de señales de televisión vía satélite, las antenas parabólicas son la opción más elegida. Sin embargo estas antenas no solo son pesadas y voluminosas, además su rendimiento se degrada de manera espectacular con las condiciones climatológicas adversas como nieve o fuertes lluvias. Por este motivo se han realizado arrays de antenas microstrip polarizadas circularmente capaces de recibir señales vía satélite con una mayor inmunidad a los fenómenos atmosféricos. Una antena microstrip está compuesta de un parche de metal colocado sobre una fina capa de dieléctrico, a su vez colocada sobre un plano de tierra.

Sea cual sea la elección de la forma geométrica, existen numerosas técnicas para maximizar las especificaciones establecidas desde hace tiempo como la frecuencia de resonancia, ancho de banda, impedancia de entrada y el patrón de radiación.

Es conocido que los fenómenos de la radiación de una línea microstrip pueden reducirse considerablemente si la placa del sustrato utilizado es delgada y tiene una constante dieléctrica alta. Por estas razones, en su deseo de hacer una antena microstrip con una alta eficiencia de la radiación, preferimos sustratos con baja permitividad.

Los mecanismos de la radiación de una antena microstrip se pueden determinar a través de la distribución de los campos entre la metalización del parche y el plano del suelo. Por otra parte, la radiación puede ser descrita en términos de la distribución de las corrientes superficiales en la metalización del parche. Un cálculo cuidadoso y estricto en el campo o en la distribución actual es muy complicado, de manera que preferimos un cálculo aproximado.

Si consideramos una antena de parche alimentada por una fuente genérica a microondas. La energía suministrada a la antena va a generar una distribución en las cargas tanto en las superficies superior e inferior del parche, como en el plano del suelo. La presencia de cargas positivas y negativas se debe al hecho de que la longitud del parche es igual a la mitad de la longitud de onda en el modo dominante.

Las fuerzas de repulsión entre estas cargas, empujan a algunas de ellas a moverse a lo largo de los bordes, de la superficie inferior o de la superior del parche, generando así dos densidades de corriente  $J_r$  y  $J_b$ .

Para la mayoría de las antenas microstrip la relación  $h / W$  es muy pequeña. Esto implica un predominio de las fuerzas de atracción entre las cargas, por lo que la mayor parte del flujo de corriente permanece en el parche. Sin embargo, una pequeña cantidad de corriente fluye alrededor de los bordes hasta llegar a la superficie superior de la metalización, lo que genera un débil campo magnético paralelo a los bordes.

Suponiendo el campo magnético nulo, las paredes laterales de la antena pueden ser consideradas como conductores eléctricos perfectos, siendo el ancho del dieléctrico mucho más pequeño respecto a la longitud de onda en el dieléctrico. Estos supuestos son válidos, en particular para una permitividad relativa baja. La variación del campo a lo largo de la altura puede considerarse constante y el campo eléctrico casi perpendicular a la superficie del parche.

Por lo tanto, una antena microstrip puede ser modelada como una cavidad resonante compuesta inferiormente y superiormente por dos conductores eléctricos perfectos, cerrada por cuatro paredes laterales de conductor magnético perfecto.

De esta manera en la cavidad resonante solo son posibles los modos TM. Utilizando el principio de equivalencia de Huygens, el parche microstrip puede ser representado por una densidad de corriente equivalente  $J_t$  situada sobre la superficie superior de la metalización.

## **MODELOS PARA LA REPRESENTACIÓN DE ANTENAS IMPRESAS**

Para el análisis de antenas impresas se han desarrollado un gran número de modelos, que van desde modelos muy simples a modelos de onda completa. Los más populares son la línea de transmisión y el modelo de cavidad resonante. Éste último es más preciso pero mucho más complejo.

El modelo de línea de transmisión fue la primera técnica utilizada en el análisis de parches microstrip rectangulares y fue introducido por primera vez por Munson. El parche se modela como una sección de la línea de transmisión microstrip, los campos varían a lo largo de la longitud del parche mientras que permanecen constantes a lo largo de la anchura.

Los fenómenos de la radiación se deben principalmente a los campos en los bordes. El efecto de la radiación se tiene en cuenta en la admitancia de la radiación llamada autoadmitancia.

Este modelo ha demostrado ser muy preciso con respecto al patrón de radiación, mientras que el cálculo de la impedancia de entrada es un cálculo aproximado. Para remediar este problema se ha introducido un cambio en el modelo de línea de transmisión, introduciendo así un efecto de acoplamiento mutuo tenido en cuenta por la admitancia.

Las antenas microstrip son esencialmente antenas de banda estrecha. Según el modelo de Richards, estas antenas se pueden considerar cavidades resonantes disipativas. La parte interior se modela como cavidad rodeada lateralmente por conductores magnéticos perfectos, mientras que la parte inferior y superior, están rodeadas de conductores eléctricos perfectos.

La distribución del campo en el parche se puede dividir en dos regiones, campo interno y campo externo. Los campos externos son los campos fuera de la región de la cavidad que determinan las características del parche de radiación, mientras que los campos internos son útiles para determinar la impedancia de entrada de la antena y la corriente de radiación. Consideremos ahora la región entre la metalización del parche de la antena y el plano de tierra. Dado que la capa de dieléctrico es delgada, la distribución del campo en esta región se puede expresar en términos de modos TM.

Las componentes de campo magnético en el interior de la cavidad pueden derivar de las ecuaciones de Maxwell y de  $E_z$ . El conocimiento de estos campos nos permite determinar la densidad de corriente equivalente, necesaria para calcular el campo radiado por la antena fuera de la cavidad resonante.

El primer factor a tener en cuenta en el diseño de una antena microstrip es sin duda la elección de un material adecuado para el sustrato. Por un lado, un sustrato más grueso proporciona una mayor robustez mecánica y un incremento de la potencia radiada, por otra parte no solo es un incremento del peso y de las pérdidas, sino también de las radiaciones espurias introducidas por la alimentación.

La anchura del parche no afecta mucho a la frecuencia de resonancia de la antena, pero sí afecta a la impedancia de entrada y al ancho de banda. A través de una elección correcta de la alimentación, se puede elegir el ancho y el largo más grande sin excitar modos de propagación no deseados.

Una restricción en la elección de una anchura más grande, es la aparición de grating lobes en el array de antenas. Se recomienda una anchura inferior a la mitad del largo.

El largo del parche sin embrago, determina en gran medida la frecuencia de resonancia y es un parámetro crítico en la determinación del ancho de banda, ya que normalmente una antena microstrip tiene un ancho de banda mucho menor respecto al de una antena de resonancia normal. El aumento del espesor del sustrato y una constante dieléctrica más baja pueden aumentar el ancho de banda, pero puede llevar a parámetros geométricos incompatibles con la escala de integración elegida.

Dado que para un parche la anchura y longitud tienen medida finita, los campos en los bordes están sujetos al "efecto borde". Este efecto es debido al hecho de que las líneas de campo tienen que ir a través de un medio no homogéneo formado por dos dieléctricos: el sustrato y el aire.

Todos estos modelos empiezan a perder su validez al aumentar la longitud eléctrica del sustrato, ya que comienzan a ser menos de los supuestos del modelo de la cavidad.

## **SIMULACIÓN DE ANTENAS MICROSTRIP**

A través del software “CST Microwave Studio”, hemos realizado varias simulaciones. Hemos querido investigar sobre todo el efecto de la posición de la alimentación respecto a la frecuencia de resonancia y la impedancia de entrada.

Hemos hecho variar la alimentación desde el centro del parcha hacia el exterior, a lo largo de las dos direcciones ortogonales  $u$  y  $v$ , las cuales identifican el plano sobre el que se encuentra la metalización de la antena microstrip. Se realizaron tres barridos a lo largo y otros tres a lo ancho, cada uno compuesto de 22 iteraciones.

En cuanto al modelado de la alimentación a través de cable coaxial, en el simulador hemos elegido la opción “puertos de alimentación discretos”. Dado que por lo general este tipo de alimentación produce un cambio inductivo en la impedancia de entrada de la antena, la frecuencia de resonancia no solo se calculó con el mínimo de los parámetros  $S$ , sino que también sobre el máximo de la parte real de la impedancia de entrada. Con este fin, el análisis de transitorios se ha realizado en el rango de 5-8 GHz.

Después se hicieron gráficos que muestran la variación de los parámetros  $S$  con respecto a la posición de la alimentación. A través del estudio, se puede concluir que las regiones más críticas para una antena microstrip de este tipo son sin duda los bordes y el centro del parche.

Visto que nos dirigimos hacia la parte exterior del parche, la alimentación debe atravesar zonas en la que la corriente imagen se suma de forma anómala. Debemos tratar de evitar que la alimentación se sitúe en el centro o en las esquinas del parche, visto que el comportamiento en estas zonas el comportamiento de la estructura no es fácilmente predecible a priori.

En cuanto a la influencia de la longitud del parche sobre los parámetros de la antena, hemos visto que la frecuencia de resonancia y la impedancia de entrada están fuertemente influenciadas por el tamaño del parche. Por tanto, es necesario entender el comportamiento de los coeficientes de reflexión con el aumento de la longitud de la metalización, con el fin de optimizar las especificaciones del diseño.

Con el software “CST Microwave Studio” se ha realizado un análisis de los coeficientes de reflexión en banda ancha (3-8 GHz), con el fin de detectar cualquier resonancia de orden superior. Hemos medido las frecuencias de resonancia de dos maneras, en la primera, la frecuencia corresponde con el máximo de la parte real de la impedancia de entrada, en la segunda, la frecuencia es relativa al mínimo de los coeficientes de reflexión. En cuanto a la impedancia de entrada, la parte real se calcula de acuerdo con el primer método. Los valores resultantes de la simulación han sido comparados con el modelo de Hammerstad. Será difícil realizar adaptación de impedancia para valores de longitud demasiado elevados.

Respecto a la influencia de la anchura del parche sobre los parámetros de la antena, a diferencia de la longitud, la anchura del parche no influye de manera excesiva en la frecuencia de resonancia de los modos  $TM_{0n}$ .

Se ha realizado un análisis en transitorio para una banda de frecuencias comprendida entre 3-12 GHz, mostrando el comportamiento de los coeficientes de reflexión. También fueron calculadas la frecuencia de resonancia y la parte real de la impedancia de entrada.

Dado que lo que hemos estado variando ha sido la anchura del parche, las frecuencias de resonancias asociadas a modos  $TM_{1n}$  se sitúan progresivamente sobre las bajas frecuencias.

El modo  $TM_{01}$ , aun no estando afectado por la variación de la anchura, muestra fenómenos de interferencia sobre modos  $TM_{1n}$ . Estos fenómenos de referencia hacen que sea difícil en algunos casos la detección de la frecuencia de resonancia, ya que los mínimos de los parámetros  $S$  se superponen. Por lo tanto resulta útil detectar la frecuencia de resonancia incluso en el máximo de la parte real de la impedancia de entrada.

## **COMPARACIÓN DE LOS DIFERENTES MÉTODOS DE ANÁLISIS EN EL CÁLCULO DE LAS FRECUENCIAS DE RESONANCIA DE ANTENAS IMPRESAS RECTANGULARES**

La mayoría de los estudios teóricos y experimentales sobre antenas microstrip se han llevado a cabo en el pasado principalmente sobre estructuras con una longitud eléctrica sutil. Últimamente se han realizado sobre estructuras con un sustrato grueso.

Este interés se debe principalmente a dos factores:

- Las antenas microstrip se emplean cada vez más a altas frecuencias y en longitudes de onda bajas, por lo que las estructuras cuyo sustrato tiene dimensiones físicas pequeñas se convierten en eléctricamente fuertes en comparación con la longitud de onda.
- Visto que el ancho de banda de estas antenas es muy reducido, no se prestan a aplicaciones que necesiten alto ancho de banda, pero se pueden mejorar aumentando las dimensiones del sustrato y del parche, o mediante el uso de antenas alimentadas adecuadamente.

El análisis se ha llevado a cabo, comparando diferentes modelos matemáticos para calcular las frecuencias de resonancia de las nuevas antenas microstrip de diferentes tamaños.

En cuanto a las simulaciones realizadas por ordenador, se utilizó el software comercial "CST Microwave Studio", comparando los resultados con las medidas realizadas en una cámara anecoica de Chang e Kara.

Las antenas fueron realizadas originalmente con un sustrato producido por Rogers Corporation, 5870 Duroid PTFE (Polietrafluoroetileno) con las siguientes características principales:

- Permitividad nominal = 2.33
- Ratio de anisotropía = 1.05
- Factor de pérdidas = 0.0012

Todas las estructuras fueron alimentadas con cable coaxial SMA en el centro del lado a lo largo del parche. El material usado en el cable coaxial fue el Teflón, que junto con sus características geométricas ofrece una impedancia de entrada de  $50 \Omega$ . Otras características generales de las antenas a tener en cuenta son:

- Altura de la metalización del parche
- Plano de masa de aluminio
- Altura del sustrato

En cuanto a las simulaciones por ordenador, se han comparado los diferentes métodos utilizados. La estructura física de la antena ha sido modelada ateniéndose a las especificaciones, sea en los materiales o en las dimensiones de las diferentes componentes, a pesar de que es necesario introducir algunas aproximaciones en la elección de las condiciones de contorno.

En general, la frecuencia de resonancia de la antena microstrip se define como la frecuencia donde la reactancia de la impedancia de entrada es igual a cero.

En el análisis realizado por Chang, las curvas de la reactancia muestran un cambio inductivo debido a que la alimentación se realiza a través de cable coaxial. Por estas razones se decidió volver a definir la frecuencia de resonancia como el valor para el cual la impedancia de entrada alcanza su máximo. En cuanto a la medida de la frecuencia de resonancia el factor que juega el papel más importante es el espesor del sustrato eléctrico.

De hecho, en las antenas estudiadas, la variación de este parámetro ha hecho necesaria la introducción de una frecuencia de resonancia normalizada. En el estudio se puede observar como la frecuencia de resonancia normalizada disminuye conforme aumenta el grosor del sustrato eléctrico.

Las simulaciones realizadas con el “CST Microwave Studio” muestran un error promedio del 4.12 % en el caso del sustrato anisótropo y un 4.47 % en el caso del isótropo.

El error promedio es mucho menor que el error calculado en el caso del simulador “ENSEMBLE”, que es más o menos del 8.43 %. Entre los modelos matemáticos, el modelo de James se muestra más preciso que el modelo de Hammerstad, especialmente cuando el sustrato es más grueso. Por último, el modelo MWM (Modelo modificado de Wolff) demuestra ser el más preciso, con un error medio del 0.47 %, ya que no solo tiene en cuenta la anisotropía sino también las pérdidas.

## **CARACTERÍSTICAS DEL CST MICROWAVE STUDIO**

“CST Microwave Studio” es uno de los mejores software comerciales para el análisis electromagnético a altas frecuencias. Este programa simplifica el proceso de definición de la estructura a analizar por una interfaz gráfica precisa.

Después de insertar la estructura, antes de iniciar la simulación, se inicia un proceso automáticamente para la generación de la malla. El simulador utiliza el método “PBA” (Perfect Boundary Approximation), el algoritmo “FIT” (Finite Integration Technique) y la “TST” (Thin Sheet Technique), tratando de asegurar una mayor precisión de los resultados que obtenidos por un simulador convencional.

Teniendo en cuenta que ningún método de análisis trabaja de la misma manera en los diferentes campos de aplicación, el software CSTMS dispone de cuatro técnicas diferentes: análisis transitorio, análisis en el dominio de la frecuencia, análisis modal y el solucionador eigenmode.

La técnica más flexible es sin duda, el análisis transitorio, de la cual se puede obtener el comportamiento en banda ancha de un solo golpe. Este tipo de simulación es indicada para los conectores, las líneas de transmisión, los filtros y las antenas. Sin embargo, el diseño de filtros necesita un análisis modal preciso, obtenido mediante el solucionador eigenmode.

En estos casos es preferible una simulación en el dominio de la frecuencia, restringido solo a las frecuencias de interés. El software se basa principalmente en el “FIT”, un algoritmo matemático que permite una completa discretización de la estructura en cuestión.

### **EL ALGORITMO “FIT”**

FIT es el acrónimo de “Finite Integration Technique”, uno de los mejores métodos de discretización numérica para la simulación de campos electromagnéticos que se ha mostrado como un elemento indispensable de análisis y síntesis en los diversos campos de aplicación.

La idea fundamental de esta técnica es el uso durante la discretización matemática del problema, de la forma integral de la ecuación de Maxwell en lugar de la fórmula diferencial.

Esta primera intuición demostró ser correcta y llena de ventajosos algoritmos matemáticos que últimamente han visto reconfirmada su validez teórica, especialmente en comparación con el método “FEM” (Finite Element Method). La FIT fue propuesta por primera vez por Weiland en 1977 como un método para la solución de ecuaciones de Maxwell en el dominio de la frecuencia.

Con la FIT nacieron los primeros algoritmos para el cálculo de las constantes y los modos de propagación en una guía de onda de cualquier forma junto con el análisis del



material con pérdidas. También fue el primer algoritmo de autovalores capaz de eliminar todos los modos espurios. Se ganó una gran reputación como herramienta indispensable con problemas relacionados con los aceleradores de partículas, mediante un cuidadoso análisis transitorio de cargas en movimiento.

En 1983 comenzó un proyecto de colaboración llamado “MAFIA” acrónimo de “Solucionador de ecuaciones de Maxwell con el Algoritmo de Integración Finito”. “MAFIA” se convirtió en el primer código para el análisis de estructuras resonantes en 3D y de los problemas relacionados con la física de partículas, que al no ser capaz de tolerar errores, encontrarán en la simulación un valioso aliado que ayudará al ahorro en costes y seguridad.

Alrededor de 1987 se presentó la primera aplicación de FIT sobre una malla triangular, un desarrollo pionero en la simulación de las condiciones de contorno en las guías de onda que permite un cálculo exacto de los parámetros S en banda ancha en el dominio del tiempo.

Las ecuaciones de Maxwell y las relativas a las propiedades de los materiales son transformadas del espacio físico continuo al discreto, asignado campos eléctricos sobre las aristas de una parrilla cúbica y los campos magnéticos sobre una parrilla doble, mientras las inducciones son perpendiculares.

Como se ha visto, se prefiere utilizar la forma integral de las ecuaciones de Maxwell, ya que vendrá definido un dominio de integración finito que puede cerrar el problema electromagnético considerado.

En este punto hay que decir que la discretización espacial de algoritmos numéricos puede generar inestabilidad a largo plazo, pero el método no se ve afectado por este problema ya que tiene en cuenta la conservación de la densidad de carga y de la energía. Como se ve, la fórmula FIT es muy general y puede aplicarse a un amplio rango de frecuencias.

Es necesario recordar, que la FIT se puede revisar en el dominio del tiempo como un clásico FDTD “Finite Difference Time Domain” que junto con un modelado geométrico de tipo FEM y gracias a la suma de la PBA (Perfect Boundary Approximation) conduce a obtener mejores resultados.

## **GENERACIÓN DE LA MALLA EN “CST MICROWAVE STUDIO”**

Después de haber realizado a través de un CAD adecuado, o con la interfaz gráfica del “CST Microwave Studio” la geometría deseada, con la alimentación y las condiciones de contorno, el modelo ahora puede ser ahora transformado por el software en un formato adecuado para la discretización “FIT”.

Los métodos de realización de la malla son muy importantes desde el punto de vista de la precisión de los resultados o del tiempo de simulación. Existen tres métodos para definir una malla:

- Manual
- Automático
- De adaptación

Malla manual: se puede definir en cualquier momento, incluso antes de la modelización geométrica del problema. Sin embargo, debemos tener cuidado de tener en cuenta todas aquellas partes que requieran una malla “ad hoc”. Este ha sido principalmente uno de los primeros modelos utilizados, pero que actualmente no puede competir con las modernas técnicas de “ajuste de malla”.

Malla automática: este es sin duda la modalidad estándar para afrontar todo tipo de problemas, y es especialmente útil en geometrías complejas y en curvas, donde una malla manual es imposible.

Malla de adaptación: procede de realizar repetidamente muchas simulaciones. De hecho, vienen identificadas las regiones del espacio sobre el análisis que tienen el gradiente del campo más alto. Si la desviación entre los resultados obtenidos después de muchos pasos baja sobre un umbral de precisión definido previamente, el proceso de adaptación se detiene.

Hay que tener en cuenta el tiempo de simulación. Debemos encontrar un equilibrio entre la exactitud de los resultados y los costos computacionales. Es importante recordar que una malla más precisa conduce a resultados convergentes, y esta particularidad ha sido el principal artífice del CST.

El éxito de estas técnicas de discretización espacial está ligado a la potencia del método “FIT”, que hoy ha hecho posible la adopción de una malla hexaédrica de tipo no ortogonal para la simulación de todas aquellas estructuras que antes ni siquiera podíamos tener en cuenta, ya que ningún algoritmo conseguía dar una solución única y convergente.

Un ejemplo de esto puede ser la simulación de una guía de onda de tipo “Twisted”, que gracias a la malla no ortogonal necesita de un número de células relativamente bajo.

Estos recientes descubrimientos de en las técnicas de sub-gridding han hecho posible la redefinición de las mallas de forma totalmente automática, en las regiones donde hay cambios bruscos en la densidad de energía, y en todas aquellas regiones donde hay pequeños detalles geométricos que no pueden ser ignorados en el cálculo de las cantidades electromagnéticas en cuestión. Por ejemplo, se puede ver cuan delicado es el análisis de una antena helicoidal, y como el software puede encontrar la mejor solución posible sin dejar de lado ningún detalle.