

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA

E.T.S. INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

**DIPARTAMENTO DE TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN Y LAS
COMUNICACIONES**



PROYECTO FINAL DE CARRERA

*Estudio y realización de una antena microstrip
para sensores inmersos en el pavimento*

Jose Salvador Herrero Sempere

ÍNDICE

1	Introducción	4
2	Redes de sensores Wireless	6
2.1	Redes de sensores wireless.....	6
2.1.1	Distinción entre redes de sensores y redes ad-hoc.....	7
2.2	Elementos constitutivos de un nodo.....	8
2.2.1	Sensores.....	9
2.2.2	Unidad de procesado.....	9
2.2.3	Radio-transmisor	10
2.2.4	Alimentación de los nodos.....	11
2.3	Wireless Personal Area Network (WPAN).....	12
2.3.1	Low rate Wireless Personal Area Network (LR-WPAN).....	12
2.4	Comunicación entre nodos, el estándar adoptado.....	13
2.4.1	El estándar IEEE 802.15.4 y Zigbee.....	13
2.5	Aplicaciones de las redes de sensores.....	15
3	Antenas microstrip	17
3.1	Introducción.....	17
3.2	Definición de la antena.....	17
3.3	Características de la antena.....	18
3.4	Métodos de alimentación.....	19
3.5	Fenómenos disipativos.....	21
3.6	Métodos de análisis.....	22
3.6.1	Método en línea de transmisión.....	23
3.6.2	Modelo de cavidad resonante.....	25
3.6.3	Soluciones Full Wave: Método de los momentos.....	28
3.6.4	Solución Full Wave : Método de las Diferencias Finitas.....	31
	en el Dominio del Tiempo.	
3.7	Análisis de una antena con patch circular.....	34
4	Proyección de la antena	41
4.1	Especificación del proyecto.....	41
4.2	Elección de la antena.....	42
4.3	Características geométricas y radiactivas.....	44
5	Software utilizados y resultados de las simulaciones	46
5.1	Software utilizados.....	46
5.1.1	Primeras tentativas: PCAAD.....	46
5.1.2	CST Microwave Studio.....	49
5.1.3	FEKO.....	50
5.2	Resultados de las simulaciones.....	50

5.2.1	Uso de aire como sustrato.....	50
5.2.2	Uso de un condensador en el centro del patch.....	54
5.2.3	Reducción de las dimensiones.....	55
5.2.4	Efecto de considerar un condensador real.....	59
5.2.5	Uso de un sustrato de ϵ_r 2.5.....	61
5.2.6	Aumento de la banda.....	64
5.2.7	Uso de un sustrato FR4.....	66
5.2.8	Aumento de la banda (técnica original).....	68

6 Conclusiones

7 Bibliografía

1.- INTRODUCCIÓN

Las WSN (Wireless Sensor Network), o red de sensores inalámbricos, son redes caracterizadas por un elevado número de dispositivos electrónicos, llamados nodos. El progreso de los últimos años en el campo de la tecnología microelectromecánica (MEMS) permite integrar diversos dispositivos dentro de un único bloque de silicio. Factores como el bajo coste, bajo consumo de potencia, reconfiguración automática de la red, posibilidad de funcionamiento y presencia de nodos estropeados sin intervención humana, son sólo algunos de los beneficios derivados de la utilización de este tipo de redes.

Actualmente son muchas las aplicaciones y los sectores que hacen uso de WSN, tales como los campos de medicina, domótica, militar, monitorización de desastres naturales...y siempre con un futuro esperanzador en cuanto al uso de esta extraordinaria tecnología se refiere.

En este entorno el proyecto trata de combinar e integrar el estudio clásico de los campos electromagnéticos (particularizando en el estudio de antenas) con la red de sensores wireless. Se propone por tanto proyectar, realizar y caracterizar una antena planar para poder ser utilizada en el interior de una WSN. Teniendo en cuenta el estándar IEEE 802.15.4 que es el que regula tales redes, la antena propuesta trabajará en una frecuencia de 2.4GHz, con una banda de frecuencia mínima de 83.5 MHz. En base a estas especificaciones se ha considerado oportuno proyectar una antena microstrip con patch circular, excitando modos de orden superior, y siendo alimentada mediante un cable coaxial.

La estructura según la cual será llevado este estudio es la siguiente:

- **Capítulo 2—Las redes de sensores wireless**

Se describe las redes de sensores, así como sus posibles aplicaciones. Se analizan también los elementos constitutivos de un nodo y las principales características de los estándares 802.15.4 y Zigbee.

- **Capítulo 3—Antenas microstrip**

En este capítulo se presenta el principal elemento constitutivo de un nodo: la antena microstrip. Se analizan sus propiedades electromagnéticas; se exponen los principales métodos de análisis y, mediante uno de ellos (modelo de cavidad), estudiamos el comportamiento de una antena de patch circular.

- **Capítulo 4—Proyección de la antena**

Se exponen las principales razones que nos llevan tanto a elegir un tipo u otro de antena como a excitar un determinado modo. En nuestro se concluirá por una antena de patch circular sobre la que se excita el modo TM_{02} por sus propiedades radiativas.

- **Capítulo 5—Software utilizados y resultados de la simulaciones**

Aquí es donde se muestra el estudio llevado a cabo. Para ello se parte de una exposición de los distintos software utilizados referenciando sus ventajas e inconvenientes en el caso que nos interesa. Se expone un análisis detallado del proceso práctico partiendo de casos sencillos para, “paso a paso”, introducir aspectos que, si bien deterioran el comportamiento y prestaciones de la antena, la introducen en un marco real y realizable. Todo este proceso está convenientemente explicado y ha sido realizado mediante una potente herramienta para análisis electromagnéticos (*FEKO*). Se detallan también las diferentes dificultades encontradas para cumplir los objetivos impuestos.

- **Capítulo 6-- Conclusiones**

Se realiza una valoración personal acerca del trabajo realizado, así como una rápida exposición de los conceptos adquiridos.

- **Bibliografía**

Se detalla el material usado tanto para la adquisición de problemas teóricos como para la resolución de casos prácticos.

2.- REDES DE SENSORES WIRELESS

Este capítulo buscará ilustrar brevemente las características base de una red de sensores y sus aplicaciones más comunes, considerando las cualidades y el potencial de esta joven tecnología.

2.1 Redes wireless de sensores

La idea principal del uso de WSN se encuentra en la utilización de un número elevado de nodos, organizados autónomamente en un sistema inteligente de gestión, adquisición y elaboración. Dichos nodos sensores son sistemas que permiten funciones computacionales y de adquisición de datos en una unidad económica de baja potencia.

Además, una red de sensores permite una monitorización distribuida espacial y temporalmente. La diversidad permite también reducir las prestaciones exigidas a un simple nodo y, con ello, el coste y la manutención.

Para que una red de sensores pueda ser considerada eficiente debe presentar determinadas características:

-Fiabilidad : capacidad de funcionar a pesar de posibles desperfectos.

-Escalabilidad : capacidad de funcionar con las mismas características aún aumentando el número de nodos de la red.

-Bajo coste.

En una WSN es fundamental un compromiso entre el consumo de energía y operaciones desarrolladas. Actualmente las redes de sensores pueden ser construidas empleando componentes comerciales del orden de una pulgada cuadrada y de fracciones de watio en cuanto a potencia. Una ligera idea del notable potencial de un sistema de este tipo, se presenta la siguiente tabla comparativa entre un PC de los años 80 y un nodo Micaz, donde el bajo coste y uso de potencia son las características vencedoras.

 Original IBM PC (1981)	 MICAZ Mote (2005)
4.77 MHz	4 MHz
16 - 256 KB RAM	128 KB RAM
160 KB Floppies	512 KB Flash
~\$6K (to day)	~\$35
~64 W	~14 mW
25 lb, 19.5 x 5.5 x 16 inch	0.5 oz, 2.25 x 1.25 x 0.25 inch

Fig. 2.1- Comparativa entre un nodo Micaz y un PC de los años 80

Imaginemos para cierto tipo de sensores industriales o médicos, o en la monitorización ambiental o militar, alimentados por pequeñas baterías, lo complejo y poco práctico que supondría una continua sustitución de batería.

El bajo consumo es debido al bajo valor de “duty cycle” empleado en estos sistemas, en los que se aplica la filosofía “Hurry up and Sleep”. Dicha técnica hace que el nodo permanezca el mayor tiempo posible en el estado “sleep”, ahorrando así energía. Cuando a causa de un evento es despertado trata de desempeñar la función que le corresponde en el menor tiempo posible volviendo, inmediatamente después, a la fase de “sleep”. Por otra parte, el coste vendrá sacrificado (siempre dentro de unos límites y en función de la actividad desarrollada) por la capacidad de la red de ser autoconfigurable y mantenerse activa de modo autónomo; dicho de otro modo: la capacidad de aislar a los nodos vecinos o de intercambiarse información para organizar una estructura de comunicación eficiente.

2.1.1 Distinción entre redes de sensores y redes ad-hoc

En diversas fuentes encontramos una definición de las redes de sensores como casos particulares de redes ad-hoc, denominadas “Hybrid Ad-Hoc Networks”; aunque, por la particularidad de las WSN, los algoritmos y protocolos usados en estas redes wireless, no se prestan generalmente satisfacer las exigencias específicas de las redes de sensores. De hecho, considerar las WSN simplemente como redes multihop, a larga escala, puede no ser adecuado para diversos contextos de aplicación real. Para comprender mejor este concepto es importante adentrarse en las diferencias entre las redes comunes ad-hoc y las de sensores:

- El número de nodos que componen la red de sensores puede ser muy superior al de las redes tradicionales; además, la densidad de nodos vecinos puede resultar muy elevada.
- Los nodos de una red de sensores pueden estar siempre sujetos a fallos.
- El flujo de comunicación de una WSN es fuertemente asimétrico: generalmente todos los nodos envían los datos recogidos al nodo central, mientras en las redes ad-hoc se opta por la comunicación entre nodos simples (peer to peer).
- La capacidad energética y de cálculo de los nodos de la WSN está extremadamente limitada
- Por el elevado número de nodos de una red de sensores, no todos disponen de un identificador universal (ID).
- Generalmente no es importante por sí misma la información generada por un nodo, pero la unidad final sí es interesante, generalmente, por tener una visión global del sistema, pudiendo compensar la totalidad de los datos reunidos: si un nodo falla es muy probable que esto no influya significativamente en las prestaciones globales del sistema, gracias a la redundancia de las WSN. En este sentido se habla de centralidad de los datos.

2.2 Elementos constitutivos de un nodo.

Existen diversas plataformas hardware de nodos para WSN, algunas de ellas representadas en la (figura 2.2). Entre ellas se diferencian por características técnicas tales como dimensiones SRAM, banda, velocidad CPU, etc.

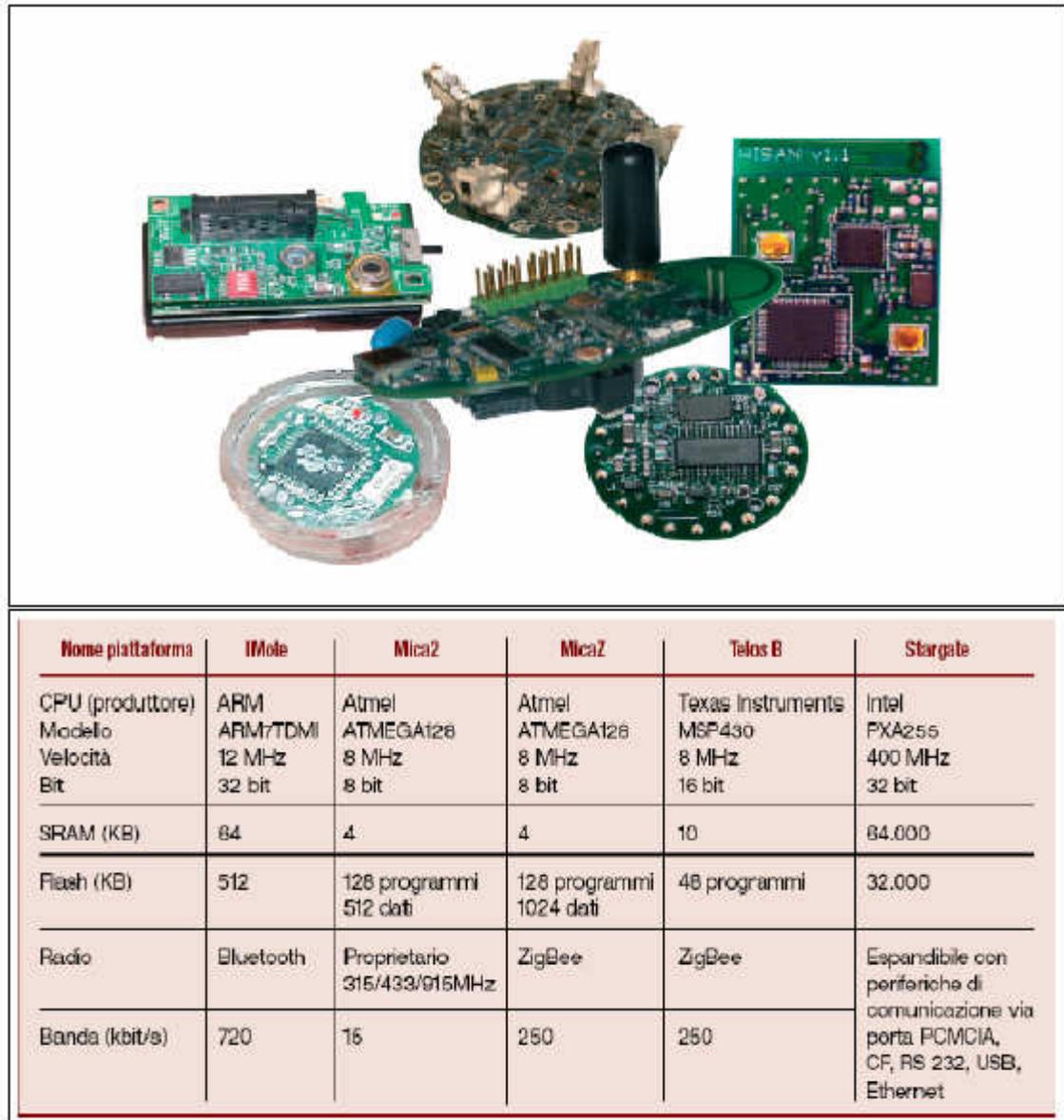


Fig. 2.2- Comparación entre diversos hardware para WSN

Dejando a un lado las características y prestaciones, en cada una de ellas podemos encontrar cuatro elementos fundamentales:

- Un sensor para medir la magnitud física que nos abarca.
- Un radio-transmisor para la comunicación y el intercambio de datos.

- Una unidad de procesamiento digital de la magnitud medida que soporta la comunicación radio.
- Un sistema de alimentación autónomo.

En la figura que se muestra a continuación se pueden observar los diversos componentes descritos sobre un nodo Micaz.

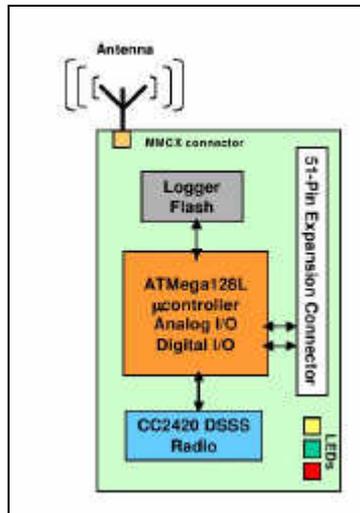


Fig. 2.3- Diagrama de bloques del nodo Micaz de Crossbow

Se detallan, a continuación, los elementos constitutivos citados.

2.2.1 Sensores

La función de un sensor es transformar la magnitud física medida en una señal eléctrica que pueda ser analizada. Normalmente con el término sensor se indica el nodo entero, aunque dicha denominación no es apropiada. Un nodo puede disponer de varios sensores de magnitud física diversa (puede haber sensores de luminosidad, presión, temperatura...).

El tipo de elaboración dependerá de la magnitud física medida, que influye directamente en el consumo. Pensando por ejemplo en digitalizar una determinada señal analógica, la rapidez con la que ésta varía determina la velocidad de muestreo necesaria para detectarla correctamente, mientras que la dinámica y la precisión con la que se pretende representar establecen el número de bits de la palabra asociada a cada muestra. Al aumentar la velocidad de muestreo y el número de bits del convertidor analógico-digital, aumentará inevitablemente el consumo.

2.2.2 Unidad de procesamiento

La presencia de una CPU (Central Processing Unit) permite dotar al nodo de la inteligencia necesaria para realizar la medida de la magnitud y gestionar la comunicación.

Para empezar debemos señalar que el procesamiento de la magnitud medida viene realizado a nivel numérico; esto conlleva una modificación de la funcionalidad del

sistema sin un cambio sustancial de la arquitectura, siendo posible por tanto, a través de una modificación a nivel software, obtener un comportamiento diferente con una misma red. Esto impone, para la mayor parte de los sensores, la presencia de un bloque conversor analógico-digital (ADC), entre la fase de adquisición y la de elaboración.

El papel de la CPU puede ser desarrollado mediante diversas tipologías de circuitos lógicos. Normalmente la elección recae sobre un microcontrolador de bajo consumo y que utiliza bloques de memoria RAM o ROM, aunque también es posible utilizar una FPGA (Field Programmable Gate Array), un DSP (Digital Signal Processing) o un ASIC (Application Specific Integrated Circuit). La gestión y utilización de la memoria se traduce en otra fuente de consumo, por lo que su dimensión, en términos de capacidad de almacenamiento no debe ser subestimada.

Una tarea típica del microprocesador es la verificación de la necesidad efectiva en el uso de recursos, ya que para preservar la carga de la batería el nodo debe desactivar todos los dispositivos como el chip de radio, el oscilador... cada vez que no sean indispensables para la actividad del propio nodo. La gestión del tiempo y de la modalidad del cambio del estado en bajo consumo a aquel de actividad de los componentes (“Hurry up and Sleep”), está confiada al microprocesador.

2.2.3 Radio-transmisor

Cuando los nodos están situados en una vasta zona geográfica, la comunicación entre ellos mediante cable pasa a ser impensable por el enorme gasto de un cableado estructurado. La única opción posible es dotar al sistema de una comunicación wireless, realizada normalmente vía radio, aunque para determinadas aplicaciones particulares son posibles soluciones alternativas como ultrasonidos o comunicación óptica.

Normalmente, entre todos los elementos que componen el nodo, el chip radio es el de mayor consumo energético, por tanto es necesario, al nivel de protocolo de comunicación, adoptar la política “energy-aware”. Estos dispositivos se comunican en las bandas de frecuencia “libres”, es decir, no asignadas a servicios particulares y por tanto a disposición de quien la quiera usar, respetando los límites de potencia emitida. A esta banda se refiere con el acrónimo ISM (Industrial, Scientific and Medical). Las portadoras utilizadas normalmente y definidas en el estándar IEEE 802.15.4 son:

- 868 MHz (868-868.6 MHz)
- 915 MHz (902-928 MHz)
- 2450 MHz (2400- 2483.5 MHz)

donde 868, 915 y 2450MHz son las frecuencias centrales de cada banda.

2.2.4 Alimentación de los nodos

Dada la imposibilidad de proporcionar una red de alimentación cableada, es necesario que cada uno de los elementos de la WSN esté equipado con un sistema autónomo de alimentación. Actualmente la única solución relacionada con el problema del almacenamiento de energía viene dada por la pila electromagnética, cuyo desarrollo tecnológico no ha visto incrementos notables en los últimos años, por lo que no es de extrañar que la proyección de las redes de sensores se centre en el ahorro energético.

Otras fuentes de energía alternativas están siendo argumento de investigación, pero hasta el momento todavía no están a la altura de reemplazar la alimentación a batería.

La única estrategia aplicable hasta el momento es la desactivación selectiva de los nodos por la mayor parte del tiempo, de forma que se pueda salvaguardar la “Network life”, es decir, alargar todo lo posible la vida de la red.

2.3 Wireless Personal Area Network (WPAN)

Podemos distinguir, según la extensión y el área de cobertura de la red, entre LAN, MAN, o WAN, anteponiéndole la sigla W en caso de ser inalámbricas (wireless). En los últimos años se han ido desarrollando redes que cubren áreas más pequeñas que las propias LAN, llamadas “personales”, de forma que cubren una pequeña área en torno a la persona que usa el dispositivo. Dichas redes son denominadas como PAN, o más concretamente WPAN, puesto que normalmente se trata de redes inalámbricas.

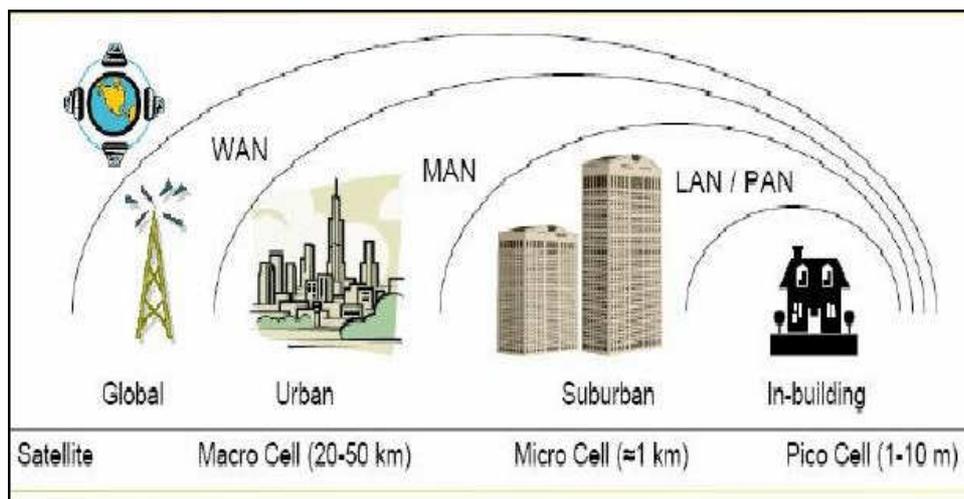


Fig. 2.4- Clasificación de redes

Los dispositivos implicados en una WPAN pueden ser del tipo más dispar, y siempre con capacidad limitada: interconexión entre teléfonos móviles, electrodomésticos, PDAs... Este tipo de dispositivos se comunican entre sí creando y

reconfigurando dinámicamente la red cada vez que un nuevo terminal entra a formar parte de la red (escalabilidad).

Resulta lógico que el primer objetivo de cualquier red es garantizar una conexión fiable y robusta. También las redes WPAN deben atenerse a esto, consiguiéndolo mediante el acercamiento de los dispositivos en cuestión. Por ello los estándares relativos a las WPAN deben concentrarse con mayor prioridad en el coste, las dimensiones, consumo de potencia y tasa de bits. Es importante precisar además que al contrario que las WLAN, y como resulta obvio, las conexiones efectuadas en una WPAN no precisan de infraestructura.

2.3.1 Low-Rate Wireless Personal Network (LR-WPAN)

Dentro de las redes WPAN descritas anteriormente encontramos este tipo de redes, proyectadas para la comunicación inalámbrica en un corto radio, con bajo coste, bajísimo consumo de potencia y baja tasa de bits. Su finalidad será soportar aquellas aplicaciones para las que la tecnología y los estándares existentes son demasiados costosos. Para garantizar un bajo consumo de potencia mientras no sea necesario el intercambio de grandes cantidades de datos, generalmente se escoge una tasa de bits muy baja.

En la figura que se muestra a continuación se muestran las diferencias entre una WPAN y una LR-WPAN en términos de tasa de bits, coste y consumo de potencia.

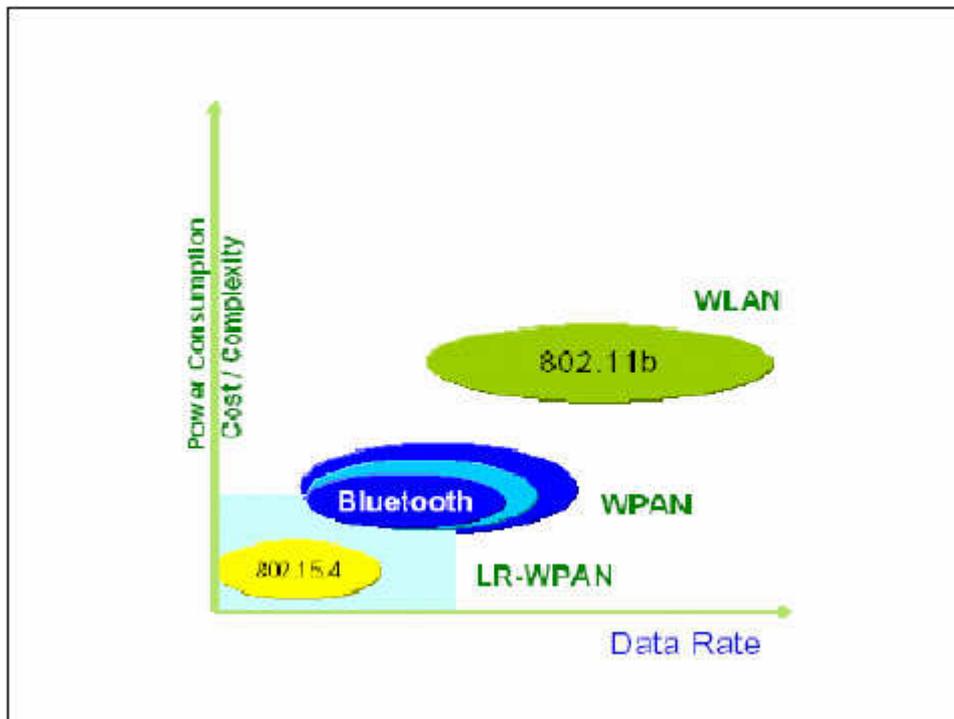


Fig. 2.5- Comparativa entre WPAN y LR-WPAN (coste, consumo y tasa de bit)

2.4 Comunicación entre nodos, estándar adoptado.

El estándar de comunicación adoptado en una red de sensores wireless nace como evolución del protocolo identificado con las siglas 802.11 perteneciente a IEEE (Institute of Electronic and Electric Engineering) para la codificación de las comunicaciones en las WLAN. El primer estándar 802.11 se creó en 1997, definiendo tres especificaciones de estrato físico, 2 Mbps de *frequency hopping spread* y 1-2 Mbps en cuestión de *direct sequenze spread spectrum* (DSSS), siempre en la banda ISM. Dos años después de este estándar original se ha evolucionado mucho en dos caminos: la normativa 802.11b ha aumentado el flujo de datos hasta 10Mbps y ha incluido un esquema de decodificación más eficiente, denotado *Complementary Code Keying* (CCK), para alcanzar los 11 Mbps. En la otra rama encontramos la 802.11a, desarrollada en una banda de frecuencia diversa, y concebida para realizar flujos de datos hasta un máximo de 54Mbps.

Al nivel físico el estándar proporciona tres métodos de utilización de frecuencia radio:

- DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum).
- FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum).
- DFIR , siendo éste un método basado en infrarrojos.

Pasando a tratar el nivel MAC (control de acceso al medio), el estándar usa una variante de ethernet CSMA/CD (CSMA/Collision Detection), definida como CSMA/CA (CSMA/Collision Avoidance). Las frecuencias utilizadas son en torno a 2.4GHz, dentro de la banda ya descrita ISM. La mayor parte de las Wireless LAN operan sobre los estándares 802.11b y 802.11g. Desde hace poco tiempo el mismo estándar 802 ha afrontado un notable esfuerzo para realizar estándares para redes de baja tasa, económicas y de bajo consumo, que les ha llevado a un nuevo estándar, el IEEE 802.15.4 utilizado en las más difundidas WPAN, en las que las redes de sensores pueden ser bien introducidas. El último paso de este continuo desarrollo esta constituido por la alianza comercial con Zigbee, de lo que se hablará a continuación.

2.4.1 El estándar IEEE 802.15.4 y ZigBee.

El citado protocolo IEEE 802.15.4 se aprobó en el verano del 2003, y define el protocolo de interconexión, en las comunicaciones radio, entre los distintos dispositivos incluidos en una red de área personal (PAN). Este estándar está proyectado para aplicaciones de baja tasa de datos, bajo consumo de potencia y bajo coste.

Cada sistema wireless viene caracterizado por aquel elemento que consume mayor cantidad de energía. Los sistemas estudiados para la comunicación siguiendo la norma IEEE 802.15.4 tienen requisitos energéticos extremadamente estrictos, debiendo estar en el orden de poder operar con una pequeña batería durante meses o incluso años. Además, el coste final de los componentes que utilizan el citado estándar debe ser mucho más bajo que aquellos dispositivos con los que se relaciona. Dicho estándar congrega a muchos dispositivos sencillos, poco costosos y a ser

posible proyectados originariamente para ser “standalone”, conectarse entre ellos para formar la red, y así no solo inicia el camino para un gran número de aplicaciones, sino que proporciona nuevos valores para otros muchos ya existentes.

Las principales propiedades de este estándar se muestran en la figura siguiente:

Property	Range
Raw data rate	868MHz:20Kb/s; 915MHz:40Kb/s; 2.4GHz:250Kb/s
Range	10 - 20 meters
Latency	Down to 15 ms
Channels	868MHz :1 channel; 915MHz:10 channels; 2.4GHz :16 channels
Frequency band	Two PHYs:868MHz/915MHz and 2.4GHz
Addressing	Short 16-bit or 64-bit IEEE
Channel access	CSMA-CA and slotted CSMA-CA
Temperature	Industrial temperature range -40 to +85 C

Tabla 2.1- Principales características del estándar IEEE 802.15.4

El estándar sólo define los niveles más bajos de la pila de protocolos. Refiriéndonos al modelo ISO-OSI, especifica sobre el nivel físico y el de enlace de datos, pero no sobre los superiores como el de red o aplicación.

Para uniformar las especificaciones de los niveles superiores del protocolo nació una alianza de productores comerciales denominada ZigBee Alliance. Los productores incorporados en esta alianza se muestran a continuación:



Fig. 2.6- Productores constituyentes de la ZigBee Alliance

Realmente ZigBee es una combinación de HomeRF, un estándar wireless, y la IEEE 802.15.4 .Dicha especificación soporta una velocidad de transmisión de datos hasta 250Kbps en un radio máximo que va de los 30 a los 80 metros. Gracias al trabajo conjunto de ZigBee y 802.15.4 es posible definir unívocamente todos los niveles de la pila de protocolos. A continuación se muestra la definición de los distintos niveles que realiza cada uno.

ISO-OSI Model	IEEE 802 Model	
7. Application	ZigBee (Higher layers)	
6. Presentation		
5. Session		
4. Transport		
3. Network		
2. Data link	IEEE 802.2 LLC, type I ²	Other LLC
	SSCS	
	IEEE 802.15.4 (MAC)	
1. Physical	IEEE 802.15.4 868/915 MHz (PHY)	IEEE 802.15.4 2.4 GHz (PHY)

Fig. 2.7- Capas del protocolo

2.5 Aplicaciones de las redes de sensores

Las principales aplicaciones de las WSN se muestran en la siguiente figura:

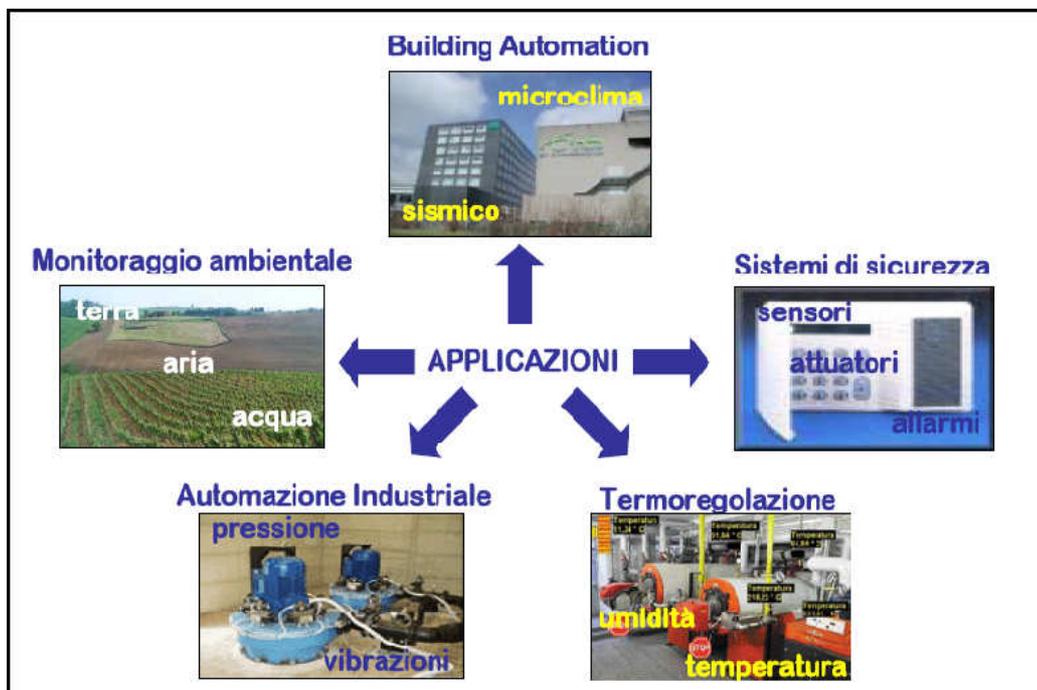


Fig. 2.8- Principales aplicaciones de las WSN

Éstas se pueden englobar en tres grupos:

- *Aplicaciones militares y ligadas a la prevención de crímenes y desastres.*

La tolerancia a desperfectos y la capacidad de auto-organizarse típicas de estas redes las colocan particularmente ligadas a funciones militares. Por ejemplo pueden ser utilizadas para reconocer un terreno, dar información de la situación del enemigo, de donde ha habido una explosión.

Cierto tipo de sensores se puede usar también para detectar deformaciones o problemas estructurales de edificios.

- ***Aplicaciones ambientales***

Una de las aplicaciones seguramente más utilizadas es la monitorización meteorológica en el sector agrario. Los nodos pueden estar equipados con una gran cantidad de sensores químicos y biológicos, pudiendo ofrecer una amplia información de aspectos meteorológicos, de humedad, temperatura, lluvia... Con estos datos posteriormente se podrán realizar modelos de posibles desastres ambientales.

Entre otras aplicaciones podemos citar la monitorización de incendios forestales, nivel de mareas, reconocimiento de animales protegidos, nivel de pesticida del agua.

- ***Aplicaciones en el ámbito médico.***

Las redes de sensores pueden ser utilizadas en el campo médico mediante la monitorización de pacientes y del personal hospitalario. Cada paciente podría ser dotado de pequeños y ligeros sensores dotados de componentes específicos que permitieran revelar datos del paciente tales como pulsaciones del corazón, presión sanguínea, etc. De este modo el personal hospitalario portaría otro sensor que le indicase velozmente la habitación donde se halla el problema y los síntomas concretos, ahorrando, en muchos casos, un pequeño margen de tiempo que puede ser crucial.

3.- ANTENAS MICROSTRIP

Comenzamos este capítulo con las propiedades de las antenas microstrip y características más significativas, pasando después a ver los principales modelos analíticos para su estudio, y terminando centrándonos en un caso particular, una antena con patch circular.

3.1 Introducción

En los últimos veinte años las antenas microstrip han sido objeto de estudio para muchos investigadores en todo el mundo, a la vista de la posibilidad de uso en un amplio abanico de sectores.

Dichas antenas fueron inicialmente utilizadas en el ámbito militar, como en los misiles o aviones, donde el peso, las dimensiones, el coste y las prestaciones eran factores determinantes.

En la actualidad, las aplicaciones comerciales en el ámbito de la telefonía móvil y de las comunicaciones wireless han llevado a una evolución de este tipo de antenas hacia una modalidad de integración siempre más baja; basta con pensar en los teléfonos móviles de última generación, que llevan la antena directamente integrada, invisible desde el exterior. Probablemente este tipo de antenas reemplazarán a las convencionales y en un número de ámbitos siempre mayor.

Se muestra a continuación una tabla que recoge algunas de estas aplicaciones:

Platform	Applications
<i>Aircraft</i>	Radar, communications, navigation, altimetry, landing system
<i>Missiles</i>	Radar, fuzing, telemetry
<i>Satellites</i>	Communications, direct broadcast TV and remote sensing radars
<i>Ships</i>	Communications, radar, navigation
<i>Land vehicles</i>	Mobile satellite telephone, mobile radio
<i>Other</i>	Biomedical systems, intruder alarms

Tabla 3.1- Aplicaciones de las antenas microstrip

3.2 Definición de la antena

La idea básica de una antena microstrip es la de una tira o remiendo metálico (llamado patch) colocado sobre un estrato dieléctrico, y este sobre un plano de masa, como se puede observar en la figura que se muestra a continuación:

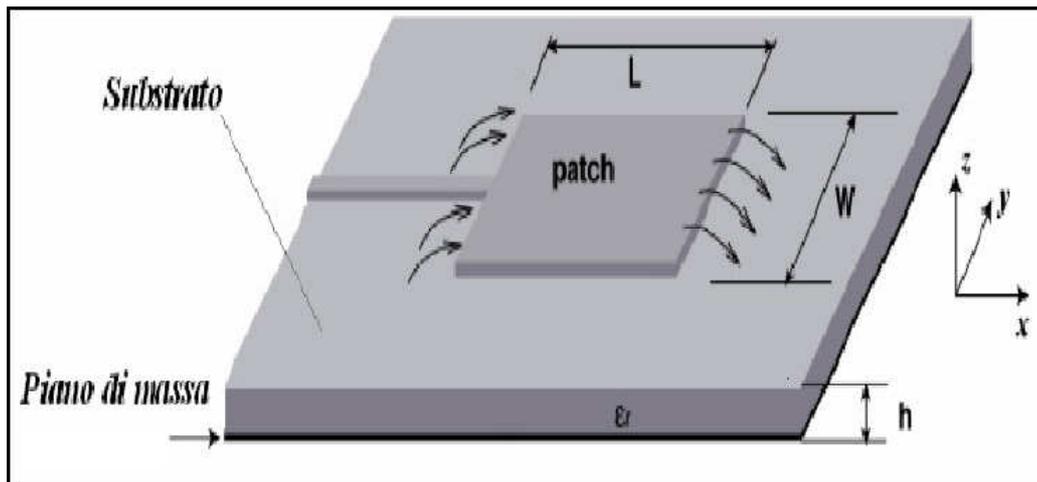


Fig. 3.1- Aspecto genérico de una antena microstrip

Una vez mostrado el aspecto de una antena microstrip genérica destacamos que se pueden realizar distintas configuraciones en cuanto se refiere a geometría, dimensiones, sustrato utilizado, alimentación... Normalmente el material dieléctrico presenta una permitividad relativa de $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$.

Sea cual sea la estructura elegida para la antena a realizar, existen diversas técnicas muy consolidadas para optimizar las características más relevantes como la frecuencia de resonancia, la banda de paso, la impedancia de entrada o el diagrama de radiación.

3.3 Características de la antena

Las antenas en microstrip poseen diversas ventajas respecto a las convencionales antenas de microondas, ya que pueden cubrir fácilmente una amplia gama de frecuencia, normalmente de los 100MHz a los 100GHz. Las principales ventajas del uso de estas antenas son:

- Peso limitado, volumen reducido y bajo perfil.
- Bajo coste de fabricación, con facilidad de producción en serie.
- Obtención de polarizaciones lineales y circulares con simplicidad en las aplicaciones.
- Simplicidad de integración en los circuitos de microondas.

Sin embargo, sufren algunas de las siguientes limitaciones:

- Banda estrecha.
- Ganancia demasiado baja.
- La mayor parte de las antenas microstrip irradian en un semiespacio.

- Dificultad para conseguir una polarización ‘pura’.
- Compleja red de alimentación para arrays de altas prestaciones.
- Excitación de ondas superficiales.

Históricamente los patch rectangulares han sido los primeros en usarse, ya que el modelo matemático para esta geometría es el más simple (se simplifica mucho el cálculo). En su lugar, un patch circular es el más indicado para la realización de arrays. Existe además disponibilidad de patch en sector circular, semidisco, en anillo y en dipolo, según la aplicación requerida. Lo mostramos a continuación:

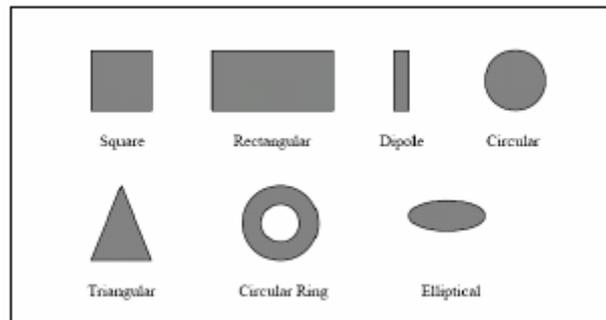


Fig. 3.2- Diversas geometrías para el patch de la antena microstrip

En cualquier caso, denominando como “ t ” el espesor del patch y “ h ” el del substrato, se tiene:

$$h, t \ll \lambda_0$$

donde λ_0 es la longitud de onda en el vacío.

3.4 Métodos de alimentación.

La antena microstrip puede ser alimentada usando diversas técnicas. Los principales métodos se basan en el uso de:

- **Cable coaxial:**

El conductor interno está conectado al patch, mientras que el externo va directamente a masa. Variando la posición del punto de alimentación respecto al patch se varía la impedancia de entrada de la antena. Si bien la realización es muy sencilla, y el nivel de radiación indeseada de la antena muy bajo, el coaxial presenta una banda de paso demasiado estrecha.

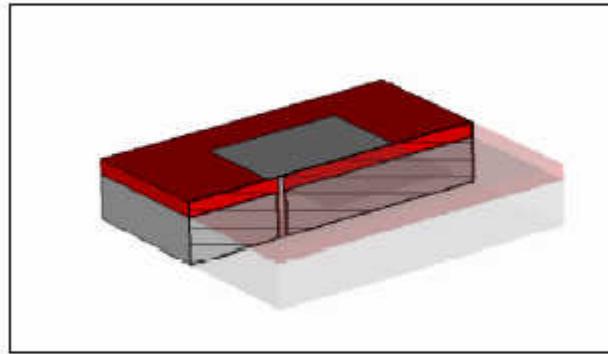


Fig. 3.3- Alimentación con cable coaxial

- ***Línea microstrip:***

La línea microstrip viene inserta en una pequeña ranura del patch. Variando la penetración de dicha línea en el patch, se puede modificar la adaptación de la impedancia de entrada.

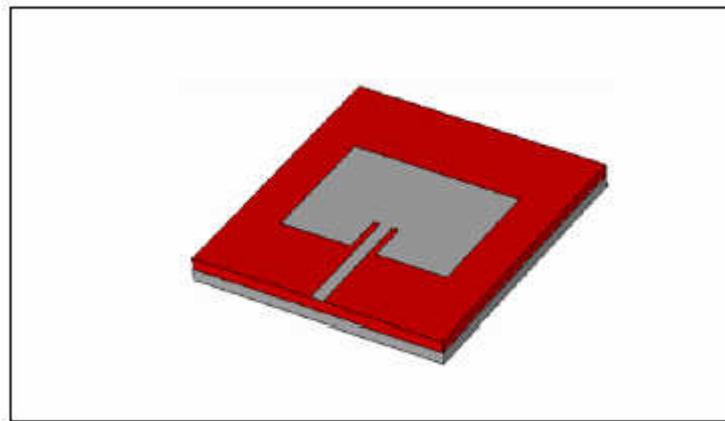


Fig. 3.4- Alimentación con línea microstrip

- ***Acoplamiento electromagnético:***

El patch viene acoplado electromagnéticamente con la línea de alimentación, ya sea sobre un mismo estrato o sobre estratos diferentes. El acoplamiento puede también ser realizado a través de un slot creado en una estructura de pila.

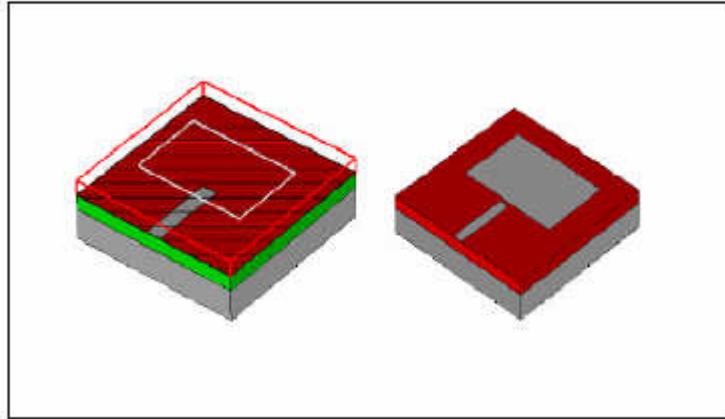


Fig. 3.5- Alimentación mediante acople electromagnético

Este último método descrito es, sin duda, el más difícil de modelar, por la gran cantidad de parámetros en juego, por no hablar de la dificultad en las técnicas de realización industrial de tales antenas, creadas normalmente para ser productos fabricados en grandes tiradas con el fin de minimizar los costes.

En contraste con estas desventajas, la alimentación por acoplamiento electromagnético permite optimizar separadamente la alimentación y el patch, ya que se pueden elegir sustratos diversos para los dos. Además con esta técnica se llega a obtener un cierto grado de aislamiento entre el patch y la alimentación, algo impensable usando cualquiera de las técnicas anteriormente descritas.

3.5 Fenómenos disipativos

Otro factor a tener en consideración es el relativo a las pérdidas, esencialmente localizadas en el interior del conductor metálico y del sustrato, si bien estas últimas son mucho menores con respecto a las primeras.

Los parámetros que determinan las pérdidas, en un conductor metálico son la frecuencia y la rugosidad de su superficie. El *skin-effect* nos viene a decir que con el aumento de la frecuencia disminuye la profundidad de penetración del campo electromagnético en el interior del conductor, pero aumentan considerablemente las pérdidas. Para mejorarlo se puede hacer uso de técnicas constructivas especiales para obtener superficies metálicas con una rugosidad aceptable respecto a las magnitudes electromagnéticas en juego.

Las pérdidas en el dieléctrico, por su parte, dependen de la constante dieléctrica, de la frecuencia y de la conductividad eléctrica del medio. Las impurezas presentes en el dieléctrico pueden sin embargo contribuir a tales pérdidas; por tanto, se hace necesario prestar atención en el proceso industrial de producción. No hay que olvidar, de hecho, que un dieléctrico ideal tiene una permitividad real, lo que produce la propagación sin atenuación.

Desafortunadamente, un dieléctrico real presenta una componente imaginaria de permitividad, asumiendo la forma:

$$\epsilon = \epsilon_R + j\epsilon_I$$

Donde “ ϵ_r ” y “ ϵ_i ” representan respectivamente la parte real e imaginaria.

Para evaluar la bondad de un dieléctrico se suele referir a un parámetro denotado como “tangente de pérdidas” (*loss tangent*), que viene definida según:

$$\tan\delta = -\frac{\epsilon_I}{\epsilon_R}$$

Se tratará, por tanto, de usar materiales que posean una baja tangente de pérdidas con el fin de disminuir la atenuación y obtener un diagrama de radiación con la mayor ganancia posible.

Si se decidiera trabajar con una estructura de diversos estratos, se debe tener presente que en el punto en el que se encuentra la discontinuidad entre los dieléctricos pueden haber reflexiones y difracciones que degraden el diagrama de radiación de la antena.

Otro fenómeno a tener en cuenta es la creación de ondas de superficie, cuyo origen es atribuido a fenómenos de reflexión total interna ente el substrato y el plano de masa. De hecho, en vez de propagarse directamente en el espacio, dichas ondas se propagan en el interior del substrato antes de difractarse en el borde de la antena. Todo esto no afecta sólo a la pureza del diagrama de radiación de la antena, sino que puede también causar multitud de acoplamientos entre los diversos elementos de un array. Estas ondas superficiales son particularmente evidentes si se escogen substratos con alta permitividad, por lo que tales fenómenos pueden ser reducidos utilizando materiales con valor de permitividad próximos al del vacío.

3.6 Métodos de análisis

Las antenas microstrip pueden ser estudiadas con diversos métodos analíticos, que se diferencian por su precisión y complejidad.

Los modelos más extendidos son indudablemente los de línea de transmisión y el de cavidad resonante. Si bien el primero es muy simple e intuitivo, es sin embargo poco preciso. El de cavidad resonante es más preciso, pero de mayor complejidad. Todavía más complejos son los métodos *full-wave*, que se basan en la resolución de ecuaciones integrales para el campo eléctrico (EFIE) o para el magnético (MFIE). Dado que el software utilizado en las simulaciones se basa en el análisis de tipo full-wave, también se incluirá de manera sistemática dos de estos métodos, en concreto el método de los momentos (MoM) y el de las diferencia finitas en el dominio del tiempo (FDTD).

3.6.1 Modelo en línea de transmisión.

Indudablemente este modelo es el más sencillo de todos, modelando el patch como una línea de transmisión microstrip.

Refiriéndonos a una antena simple con patch rectangular, la estudiamos como si fuera un array de dos elementos radiantes, colocados a una distancia similar a la largura del patch (véase el modelo equivalente en la figura 3.6). Este método matemático produce buenos resultados en el caso de substratos delgados, esto es, cuando $h \ll \lambda_0$.

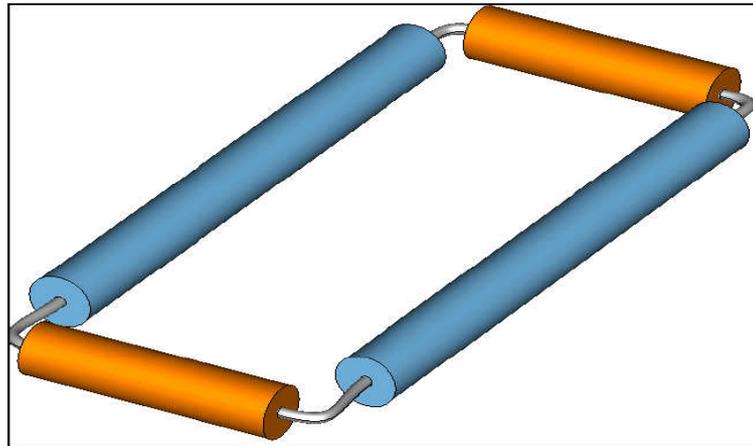


Fig. 3.6- Modelo de línea de transmisión equivalente

Los datos obtenidos resultan ser muy precisos para desarrollar el diagrama de radiación, siéndolo menos para el análisis de la impedancia de entrada. Refiriéndonos siempre, como hemos dicho, a una antena con patch rectangular, las dimensiones finitas del patch causan la difracción del campo electromagnético en los bordes de la misma. En la mayoría de los casos denotaremos este efecto como 'efecto de bordes', y vendría representado por la figura siguiente:

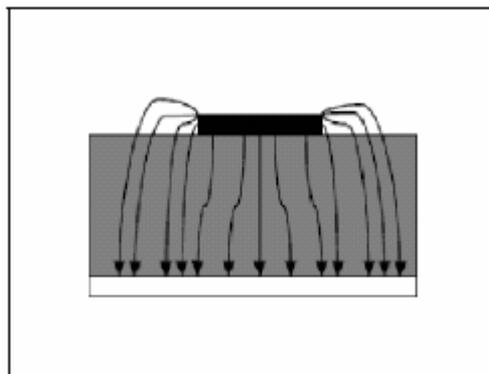


Fig. 3.7- Líneas de campo electromagnético

El citado efecto depende de las dimensiones del patch y de la anchura del substrato. En el plano E, por ejemplo, encontramos una relación de dependencia con la largura del patch y el espesor del substrato. En los casos en los $L \gg h$, tal

fenómeno viene drásticamente reducido. Un discurso análogo se puede realizar para la anchura, W , del patch.

Resulta evidente que la antena microstrip está inmersa en un medio no homogéneo, constituido de dos dieléctricos (substrato y aire). Observando la figura que se propone a continuación se puede comprobar como algunas líneas de fuerza están presentes en el substrato y otras en el aire, lo que ocurre cuando se trata de medios caracterizados con diferentes constantes de propagación. Para el análisis de este tipo de antenas es útil definir la constante dieléctrica efectiva ϵ_{reff} como: “la permitividad que debe tener un medio dieléctrico homogéneo para que, ocupando toda la estructura, proporcione la misma capacidad por unidad de longitud que la estructura inhomogénea”.

Si los dos medios en los que está inmersa la antena son aire y substrato, se tiene:

$$1 < \epsilon_{\text{reff}} < \epsilon_r$$

El valor de la permitividad efectiva depende de la frecuencia; aumentando la frecuencia se concentran más las líneas de campo en el substrato haciendo que, en tal caso la microstrip se comporte como si estuviera en un único medio homogéneo compuesto de un solo dieléctrico.

A causa del efecto de bordes, eléctricamente el patch aparentaría exceder sus dimensiones físicas. Considerando un patch rectangular de largura ‘ L ’ y anchura ‘ W ’, llamamos ‘ ΔL ’ a la largura añadida del patch, debida al efecto de bordes, tal y como indica la siguiente figura:

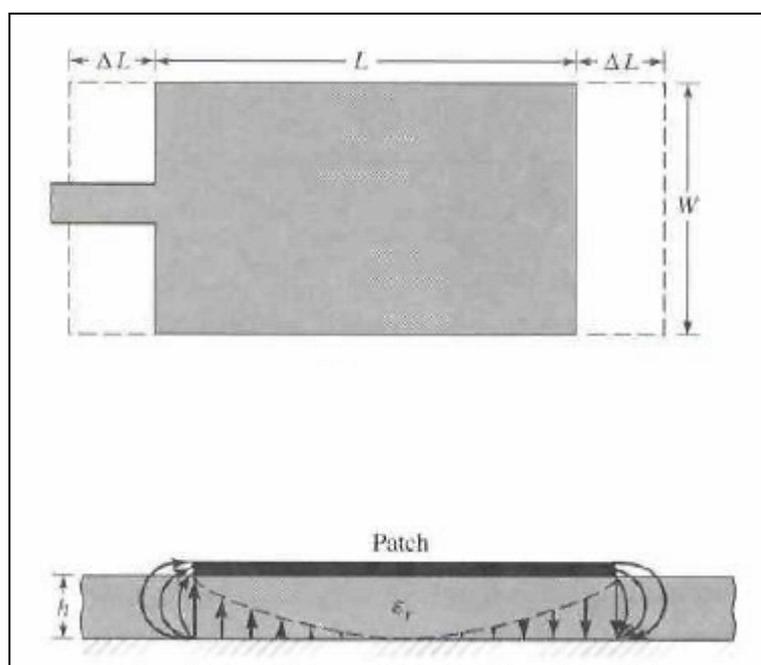


Fig.3.8 –Efecto de bordes (líneas de campo)

Por tanto, desde un punto de vista eléctrico es como si el patch tuviera, en total, una longitud efectiva igual a:

$$L_{eff} = L + 2\Delta L$$

A continuación se indican las expresiones aplicables para el cálculo de los factores citados trabajando con una antena microstrip con patch rectangular. Si bien estas fórmulas son bastante aproximadas, no debemos olvidar que se trata de fórmulas obtenidas empíricamente:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)}$$

3.6.2 Modelo de cavidad resonante

Las antenas microstrip son esencialmente antenas de banda estrecha. En base al modelo introducido por Richards (véase bibliografía), dichas antenas pueden ser consideradas como una cavidades resonantes disipativas. La región interna es modelada como una cavidad rodeada lateralmente por conductores magnéticos perfectos, mientras superior e inferiormente lo está por conductores eléctricos perfectos.

La validez de este modelo está basada sobre las siguientes hipótesis:

- Siendo el substrato suficientemente delgado ($h \ll \lambda_0$) los campos en la región interna pueden ser considerados prácticamente constantes a lo largo de “z”.
- El campo eléctrico viene dado exclusivamente sobre ‘z’, mientras que el campo magnético posee ambas componentes transversales, H_x y H_y en la región limitada por el patch metálico y el plano de masa. Esta hipótesis es debida a la presencia de las dos paredes conductoras eléctricas perfectas.
- La corriente eléctrica en el patch, ortogonal a los bordes de la metalización es prácticamente nula; esto implica que la componente tangencial de H a lo largo de los bordes es despreciable. Pueden entonces ser consideradas cuatro paredes de conductores magnéticos perfectos desde el momento que $dE/dn = 0$.

Antes de continuar se considera oportuno recordar brevemente la distinción entre un medio CEP y uno CMP:

- CEP (Conductor Eléctrico Perfecto): se trata de un medio magnético ideal, teniendo una conductividad, σ , infinita.
- CMP (Conductor Magnético Perfecto): se trata de un medio ideal, con una permeabilidad magnética, μ , infinita.

Tratamos ahora de entender de qué manera puede irradiar una antena microstrip. Los mecanismos de radiación de una antena con patch pueden ser determinados a través de la distribución de los campos entre la metalización y el plano de masa. Como alternativa, la radiación puede ser descrita en términos de distribuciones de corrientes superficiales sobre la metalización del patch. El cálculo preciso y riguroso del campo o de las distribuciones de corriente es muy complicado, por lo que se suele tender a realizar una aproximación simplificada. Consideramos una antena con patch, alimentada por una fuente genérica de microondas. La energía de la que se provee a la antena genera una distribución de carga sobre las superficies superior e inferior del patch, y sobre el plano de masa, como viene representado en la siguiente figura:

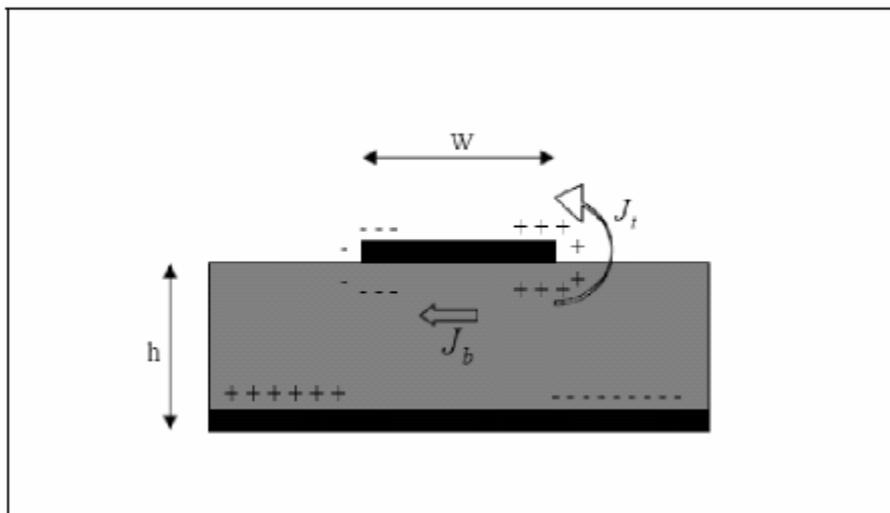


Fig. 3.9- Fenómeno de radiación en una antena microstrip

La presencia de cargas positivas y negativas es debida al hecho de que la largura del patch es igual a media longitud de onda en el modo dominante. La fuerza repulsiva entre estas cargas empujan a algunas de ellas a colocarse a lo largo de los bordes, de las superficies superior e inferior del patch, generando así la densidad de corriente J_t y J_b .

Considerando que, para la mayor parte de las antenas microstrip, la relación h/W es muy pequeña, se produce un predominio de las fuerzas de atracción entre las cargas, permaneciendo así la mayor parte del flujo de corriente confinado en el patch. Sin embargo, una pequeña porción de corriente fluye en torno a los bordes hasta llegar a la superficie superior de la metalización, generando así un débil campo magnético paralelo a los bordes. Asumiendo este campo magnético nulo, se pueden considerar las paredes laterales de la antena como conductores magnéticos perfectos, considerando siempre un substrato fino ($h \ll \lambda_0$).

Dado que las paredes de la cavidad y el material en ellas contenido no presentan pérdidas, la cavidad no puede irradiar, siendo así su impedancia de entrada puramente reactiva.

Por tanto, para poder analizar las propiedades reactivas de la antena es indispensable introducir un mecanismo de pérdidas, haciendo uso de una resistencia de radiación, R_r , y una de pérdidas, R_l .

Continuando las hipótesis anteriores, se tiene ahora una cavidad en pérdidas, que puede, efectivamente, representar una antena. El análisis de estas pérdidas se va a realizar a través de la tangente de pérdidas efectiva, que se define como:

$$\tan\delta_{eff} = \frac{1}{Q_T}$$

Donde Q_T es el factor de calidad de la antena, que viene a su vez definido como:

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_r}$$

Siendo:

- Q_d el factor de calidad del dieléctrico:

$$Q_d = \frac{\omega_r W_T}{P_d} = \frac{1}{\tan\delta}$$

donde:

- ω_r es la frecuencia de resonancia (en radianes).
- W_T es la energía almacenada en el patch, en resonancia.
- P_d son las pérdidas del dieléctrico.
- $\tan\delta$ es la tangente de pérdidas del dieléctrico.

- Q_c el factor de calidad del conductor:

$$Q_c = \frac{\omega_r W_T}{P_c} = \frac{h}{\Delta}$$

donde:

- P_c son las pérdidas en el conductor.

Δ es el efecto superficial en el conductor.

h es la altura del substrato.

- Siendo Q_r el factor de calidad del efecto radiactivo:

$$Q_r = \frac{\omega_r W_T}{P_r}$$

donde P_r es la potencia radiada del patch.

Sustituyendo las ecuaciones anteriores en aquella de la tangente de pérdidas efectiva:

$$\delta_{eff} = \tan\delta + \frac{\Delta}{h} + \frac{P_r}{\omega_r W_T}$$

Esta última expresión corresponde a la tangente de pérdidas efectiva global para una antena con patch.

3.6.3 Soluciones Full Wave: Método de los Momentos.

Uno de los métodos denominados *full wave* es el método de los momentos (MoM), formulado por Harrington en 1967. En él se usan las corrientes superficiales para caracterizar el patch, y las corrientes de volumen para describir el campo en el interior de las regiones dieléctricas.

Según dicho método, la forma de la ecuación que es generalmente resuelta es la siguiente:

$$F(g) = h$$

Donde “F” es un operador lineal, “g” es una función incógnita y “h” es la función de excitación. Evidentemente el objetivo es encontrar “g”, supuestos conocidos “F” y “h”.

La función incógnita “g” puede ser obtenida como combinación lineal de N funciones de base g_n y coeficientes no conocidos a_n :

$$g = \sum_{n=1}^N a_n g_n = a_1 g_1 + a_2 g_2 + \dots + a_N g_N$$

Sustituyendo esta última expresión en aquella general del método que tratamos, y teniendo en cuenta la linealidad del operador, podemos escribir:

$$\sum_{n=1}^N a_n F(g_n) = h$$

Las funciones de base deben ser elegidas de manera que cada término $F(g_n)$ de esta última expresión pueda ser calculado. El resto de los coeficientes desconocidos, a_n , no pueden ser determinados directamente, por lo que tenemos una ecuación con N incógnitas.

Un método para poder determinar estos coeficientes se denomina *la técnica de los residuos pesados*. En dicho método viene establecido un paquete de soluciones de prueba, con uno o más parámetros variables. Los residuos vienen dados entonces de la diferencia entre las soluciones de prueba y las soluciones reales. Los parámetros variables son seleccionados de forma que garanticen la minimización de los residuos. Para alcanzar este objetivo se definen N funciones peso $\{w_m\} = w_1 w_2 \dots w_N$ en el dominio del operador F .

Efectuando el producto interno entre estas funciones la ecuación anterior se transforma en:

$$\sum_{n=1}^N a_n \langle w_m, F(g_n) \rangle = \langle w_m, h \rangle \quad m=1, 2, \dots, N.$$

Tal relación puede ser también descrita en forma matricial de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} F_{mn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_m \end{bmatrix}$$

Donde

$$[F_{mn}] = \begin{pmatrix} \langle w_1, F(g_1) \rangle & \langle w_1, F(g_2) \rangle & \dots \\ \langle w_2, F(g_1) \rangle & \langle w_2, F(g_2) \rangle & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots \end{pmatrix}$$

$$[h_m] = \begin{pmatrix} \langle w_1, h \rangle \\ \langle w_1, h \rangle \\ \langle w_1, h \rangle \\ \vdots \\ \langle w_N, h \rangle \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix} \quad [a_n] = \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix}$$

En este punto, las constantes a_n pueden ser calculadas haciendo uso de técnicas algebraicas como la descomposición LU o la eliminación Gaussiana.

Es necesario recordar que las funciones peso $\{w_m\}$ además de ser linealmente independientes entre ellas, deben ser tales que minimicen los cálculos necesarios para la evaluación de los productos internos. Se alcanza el objetivo si se hace uso, por ejemplo, del método de Galerkin, en el que las funciones peso coinciden con las base, es decir $w_m = g_n$.

Desde el punto de vista que nos concierne en este proyecto, el de las antenas, la ecuación general puede ser escrita como

$$E = f_e(J)$$

Donde:

- E es el campo eléctrico incidente (conocido).
- J es la corriente inducida (incógnita).
- f_g es el operador lineal.

Queriendo resolver el problema con el Método de los Momentos, la primera cosa que debemos hacer es desarrollar J como combinación lineal de M funciones base:

$$J = \sum_{i=1}^M J_i b_i$$

Donde b_i representa la i -ésima función de base y J_i un coeficiente desconocido.

El segundo paso es definir el paquete de M funciones peso w_j , linealmente independientes entre ellas. En este punto se hace necesario realizar los productos internos, y sustituyendo la ecuación anterior sobre la general aplicada a antenas:

$$\langle w_j, E \rangle = \sum_{i=1}^M \langle w_j, f_e(J_i, b_i) \rangle \quad j = 1, 2, \dots, M$$

o también en forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} Z_{ij} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_j \end{bmatrix}$$

$$Z_{ij} = \langle w_j, f_e(b_i) \rangle \quad E_j = \langle w_j, H \rangle$$

J es el vector de las corrientes que constituyen la cantidad desconocida, mientras que E contiene las componentes del campo incidente. Haciendo uso de un genérico esquema algebraico, algunos ya citados anteriormente, se llega a la solución de las ecuaciones. Además, una vez encontradas las corrientes inducidas se pueden hallar fácilmente otros parámetros significativos como por ejemplo los parámetros de Scattering o el campo magnético.

3.6.4 Solución Full Wave : Método de las Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo.

El método de las diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD) es utilizado para:

- Análisis y proyección de antenas.
- Estudio de la propagación de señales en dispositivos semiconductores.
- Proyección de circuitos de microondas y ópticos.
- Análisis de problemas de Scattering y de absorción.

El método está basado en una discretización de las ecuaciones de Maxwell, directamente en el dominio del tiempo, a través de oportunas diferencias finitas. El dominio computacional viene dividido en una red, denominada *mesh*, como se muestra en la siguiente figura.

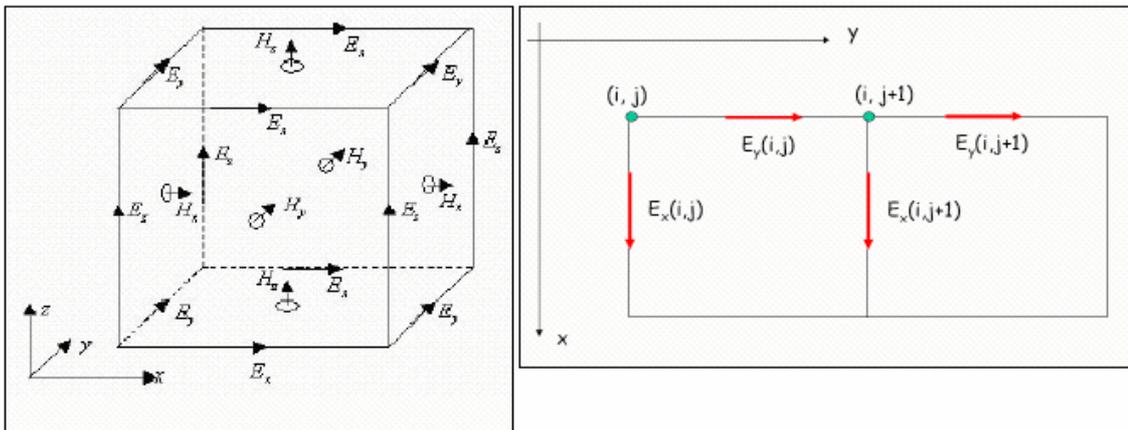


Fig. 3.10- Mesh del dominio discretizado: Celda de Yee

Por cada celda de la que está compuesta la mesh, las tres componentes del campo eléctrico están posicionadas en las aristas que se alinean con la posición de los ejes cartesianos, mientras las tres componentes del campo magnético vienen posicionadas en el centro de las tres caras correspondientes, respectivamente, a los planos xy, yz y xz. El resultado es una distribución uniforme de las tres componentes de ambos campos, intercaladas de forma que reproducen el los campos sobre todo el retículo.

Las derivadas espaciales y temporales son aproximadas con diferencias finitas centrales, garantizando así la precisión en los cálculos de segundo orden. Si consideramos por ejemplo una función genérica $f(x)$ como la mostrada en la figura siguiente, aplicando el teorema en la diferencia centrada tendríamos:

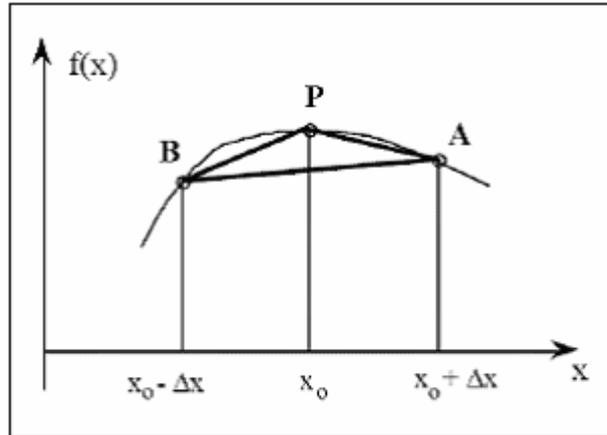


Fig. 3.11- Figura para las diferencias centrales

$$f'(x_0) \cong \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0 - \Delta x)}{2\Delta x}$$

Desarrollando en serie de Taylor se obtiene:

$$f(x_0 + \Delta x) = f(x_0) + \Delta x f'(x_0) + \frac{\Delta x^2 f''(x_0)}{2!} + \dots$$

$$f(x_0 - \Delta x) = f(x_0) - \Delta x f'(x_0) + \frac{\Delta x^2 f''(x_0)}{2!} + \dots$$

Y de ambas podemos obtener:

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial x} = \frac{F^n(i + 1/2, j, k) - F^n(i - 1/2, j, k)}{\Delta x} + \Theta(\Delta x^2)$$

O derivando respecto del tiempo:

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial t} = \frac{F^{n+1/2}(i, j, k) - F^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} + \Theta(\Delta t^2)$$

Los inconvenientes del método en cuestión están unidos a los problemas de dispersión numérica, estabilidad y errores prevenientes de la imposición de determinadas condiciones de contorno, empleadas para finalizar el dominio computacional.

Cuando se habla de estabilidad se refiere al hecho de que la solución no debe crecer en el tiempo, es decir, si el error en el paso n es ϵ_n , entonces:

$$|\epsilon_n| \leq |\epsilon_{n+1}|$$

En el caso monodimensional, la solución es estable si se respeta el *Criterio de Courant*:

$$c\Delta t \leq \Delta x$$

Si esto es cierto, entonces la solución FDTD es conocida de manera causal y la velocidad de propagación a través de la mesh tiene como límite superior la velocidad de la luz. En el caso tridimensional, el criterio de Courant tiene la forma:

$$c\Delta t \leq \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}}}$$

Al contrario que la estabilidad, la precisión indica cuan exacta es la solución, esto es, cuanto se acerca la solución encontrada a aquella real. La relación entre ellos lleva consigo inevitablemente diversos errores numéricos como:

- Errores del propio modelo seguido.
- Errores de ajuste, causados por :
 - aproximaciones de series infinitas.
 - aproximaciones de la solución.
- Errores de round-off debidos a la precisión finita de la calculadora.

En general, la aproximación encontrada presenta una buena exactitud si:

$$\Delta = \max(\Delta x, \Delta y, \Delta z) \ll \lambda$$

En la mayor parte de los casos es suficiente elegir $\Delta = \lambda/10$; como quiera que sea la elección estará condicionada por la aplicación particular desarrollada.

Por tanto, concerniente a las condiciones de contorno, deben simular la lejanía de las ondas incidentes en la frontera del dominio de estudio (condiciones absorbentes). Las más conocidas son las *Absorbing Boundary Conditions* (ABC) y las *Radiation Boundary Conditions* (RBC), aunque ambas introduzcan errores debidos a las reflexiones indeseadas.

Las condiciones citadas son tanto más precisas cuanto más asuma el campo que alcanza el límite del dominio la estructura de onda plana y además cuanto más normal sea el campo incidente al plano en el que son aplicadas.

Recientemente han sido propuestas condiciones absorbentes basadas en un principio diferente: el dominio de estudio viene determinado por un medio denominado *Perfectly Matched Layer* (PML), que se muestra a continuación.

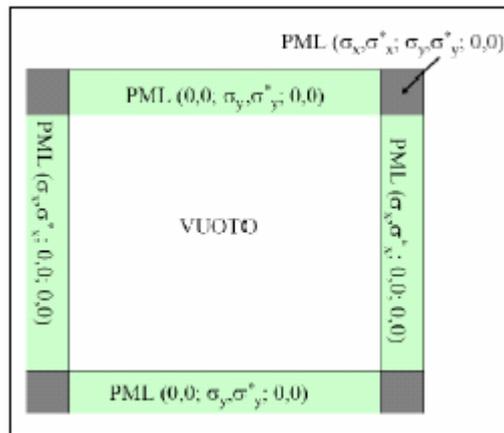


Fig. 3.12- Condiciones de contorno: PML

Dicho medio presenta una conductibilidad eléctrica y magnética tal que en la discontinuidad entre el espacio libre y el propio medio, la impedancia relativa no varía, resultando de esta forma siempre adaptada. Este método fue introducido por Berenguer en 1994. En particular si el medio cumple la siguiente relación:

$$\frac{\sigma}{\epsilon_0} = \frac{\sigma_m}{\mu_0}$$

entonces su impedancia característica resulta ser igual a la del vacío. La reflexión en la interfaz viene así reducida en virtud del adaptamiento existente entre el vacío y el medio. La señal que penetra en el medio sufre más tarde una atenuación causada por la presencia de las pérdidas. El dominio viene así determinado como un PEC, de manera que la señal que llega al límite se refleja de nuevo al interior, sufriendo una nueva atenuación. Optimizando el perfil de conductibilidad a lo largo de la dirección de propagación se llega al grado de absorber la onda con cualquiera que sea el grado de incidente con respecto a la interfaz.

La mayor carga computacional viene compensada por el hecho de que ahora las condiciones PML pueden estar colocadas en proximidad de los objetos analizados, permitiendo una reducción del volumen global de estudio.

3.7 Análisis de una antena de patch circular

En esta sección procedemos a analizar una antena microstrip con el patch circular como la mostrada a continuación:

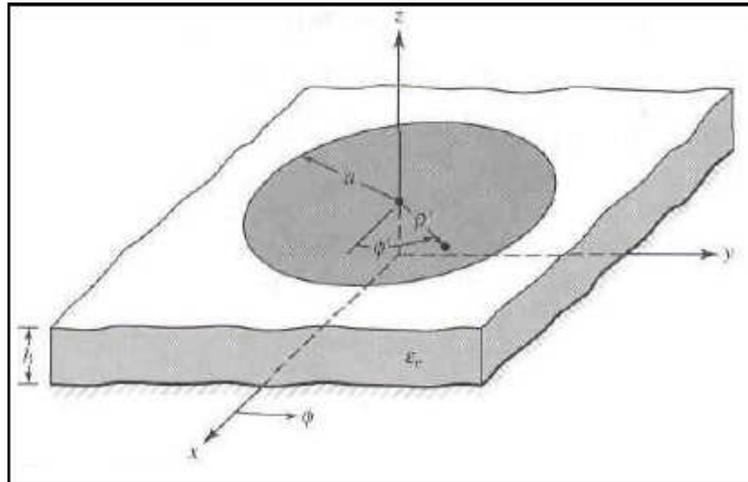


Fig. 3.13 Antena con patch circular

Para ello consideremos un sistema de referencia en coordenadas cilíndricas como el siguiente:

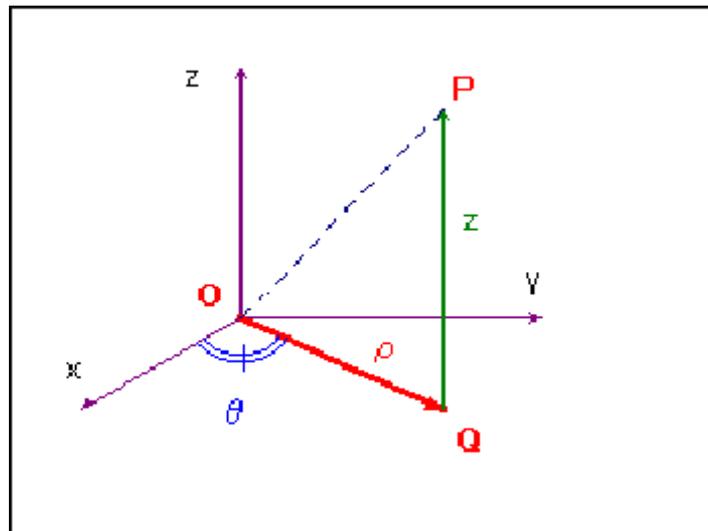


Fig. 3.14- Sistema de referencia en coordenadas cilíndricas

Un vector genérico \vec{A} en dicho sistema lo expresamos como:

$$\vec{A} = A_z \hat{z}_0 + A_\phi \hat{\phi}_0 + A_\rho \hat{\rho}_0$$

Donde \hat{z}_0 , $\hat{\phi}_0$ y $\hat{\rho}_0$ son los vectores unitarios de referencia de dicho sistema y A_z , A_ϕ y A_ρ las componentes en cada una de esas direcciones. Suponiendo que ni E ni H varían en la dirección de z (hipótesis válida para substratos finos), las ecuaciones de campo quedarían:

$$\vec{E} = E_z \hat{z}_0$$

$$\vec{H} = H_\rho \hat{\rho}_0 + H_\phi \hat{\phi}_0$$

De este modo, siendo la corriente nula en los bordes del patch, es posible modelar la antena como una cavidad cilíndrica, delimitada superior e inferiormente por “electric walls” o bien, por dos discos CEP y lateralmente por paredes CMP también llamadas “magnetic walls”.

En base a lo expuesto, es evidente, que en la región dieléctrica se propagan sólo modos TM (Transverso Magnético). Siendo más precisos, hablamos de modos TM_{nmp} donde el sufijo:

- **n** representa la variación en teta;
- **m** representa la variación radial del campo;
- **p** representa la variación en la dirección de z.

Si los campos se mantienen invariables en la dirección z (como es nuestro caso), el sufijo p es nulo y por tanto se habla de modos TM_{nm0} o, simplemente, TM_{nm} . La distribución de los campos asociados puede obtenerse resolviendo la ecuación de onda (Helmoltz).

En ausencia de fuentes, la ecuación de Helmholtz para el campo E puede ser escrita como:

$$\nabla^2 \vec{E} + k^2 \vec{E} = 0$$

donde

$$k = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0}$$

La solución de la ecuación en coordenadas cilíndricas es la siguiente:

$$E_z = E_0 J_n(k\rho) \cos(n\phi)$$

donde $J_n(k\rho)$ son las funciones de Bessel de primera especie y orden n. Ya que no hay variación en z, las componentes del campo magnético resultan:

$$H_\rho = -\frac{j}{\omega\mu\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} = -\frac{jn}{\omega\mu\rho} E_0 J_n(k\rho) \sin(n\phi)$$

$$H_\phi = -\frac{j}{\omega\mu} \frac{\partial E_z}{\partial \rho} = -\frac{jk}{\omega\mu} E_0 J'_n(k\rho) \cos(n\phi)$$

El campo en el interior de la cavidad debe de satisfacer tanto la ecuación de onda como las condiciones de contorno. Éstas últimas, dada la peculiaridad de la geometría, pueden escribirse como (a es el radio del patch):

$$E_\rho = E_\phi = H_z = 0$$

$$H_\phi(\rho = a) = 0$$

Las paredes CMP (Conductor Magnético Perfecto) en el borde de la cavidad, pueden expresarse también en términos de corriente superficial en el borde del disco. De hecho, el campo magnético en la cavidad produce la aparición de una corriente superficial inducida J igual a:

$$\vec{J} = -\hat{z}_0 \times \vec{H} = H_\phi \vec{\rho}_0 - H_\rho \vec{\phi}_0$$

Siendo la pared de la cavidad modelada como CMP, la corriente en los bordes es nula. Dicho de otro modo:

$$J_\rho(\rho = a) = H_\phi(\rho = a) = 0$$

donde a representa el radio del patch. Por tanto, sustituyendo la ecuación (eq 3.43) en la (eq. 3.39) se tiene que:

$$J'_n(ka) = 0$$

En la siguiente tabla (tab. 3.2) se muestran las principales raíces de la (3.44):

Modo(n,m)	0,1	1,1	2,1	0,2	3,1	4,1	1,2
χ_{nm}	0	1.84118	3.05424	3.83171	4.20119	5.317	5.331

Tabla 3.2- Raíces de la ecuación $J'_n(X_{nm}) = 0$

Hemos encontrado alguna ambigüedad respecto al valor de los ceros para los modos TM_{01} y TM_{02} . De hecho, en algunos documentos se considera $X_{01} = 0$ mientras, en otros, se considera $X_{01} = 3.83171$.

En general, se habla de modo para entender una determinada configuración del campo electromagnético. En base a la (eq. 3.44) para excitar los distintos modos es necesario tan solo variar el radio del patch; de hecho, variando a se van a modificar también la distribución de los ceros de la derivada de la función de Bessel.

Es también posible excitar distintos modos variando la posición del pin de alimentación, la extensión del plano de masa o el espesor del substrato. Existen otros métodos para suprimir modos indeseados en el caso de que sea necesario.

En la (fig. 3.15) se muestra la distribución de los campos y de las corrientes superficiales para varios modos.

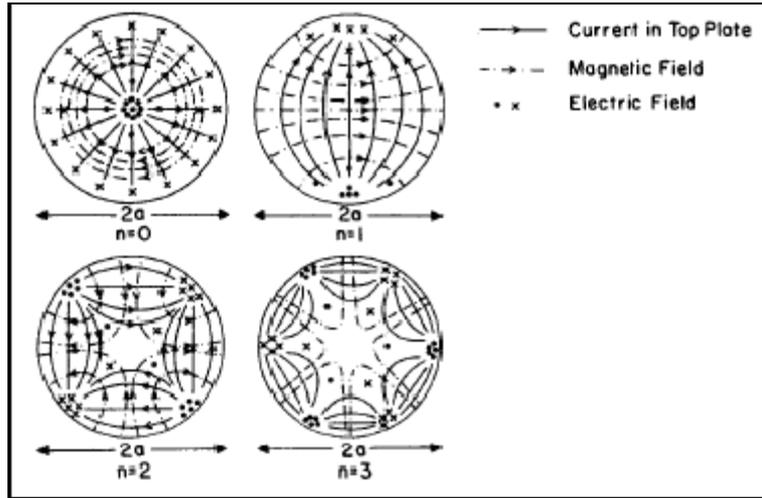


Fig. 3.15- Distribución de los campos y las corrientes ($m = 1$)

A continuación se mostrará cómo calcular la frecuencia de resonancia, los efectos del uso de un sustrato de aire entre el patch y el plano de masa y la problemática unida al empleo de un material dieléctrico protector que recubre totalmente la antena.

- **Frecuencia de resonancia**

La frecuencia de resonancia de una antena con patch circular para el modo TM_{nm} puede ser determinada haciendo uso de la (eq. 3.44). Indicando con X_{nm} el n -ésimo cero de la derivada de la función de Bessel de primera especie J_m se tiene:

$$X_{nm} = ka$$

Por tanto, la frecuencia de resonancia asociada al modo TM_{nm} puede escribirse como:

$$f_{nm} = \frac{\chi_{nm}c}{2\pi a\sqrt{\epsilon_r}}$$

El modo que se excita con el valor de frecuencia más bajo se denomina modo fundamental o principal. Para una antena con el patch circular el modo fundamental es el TM_{11} , el cual tiene la siguiente frecuencia de resonancia:

$$f_{nm} = \frac{1.84118c}{2\pi a\sqrt{\epsilon_r}}$$

Como se describió en la sección 3.6.1, a causa del efecto de bordes, el patch parecería ser más grande; esto, según la ecuación anterior, produciría una disminución de la frecuencia de resonancia. Para tener en cuenta este fenómeno se suele definir la frecuencia de resonancia en función del radio efectivo del patch a_e , el cual tiene en cuenta, a su vez, el espesor del sustrato (h). De este modo la frecuencia de resonancia quedaría:

$$f_{nm} = \frac{\chi_{nm}c}{2\pi a_e\sqrt{\epsilon_r}}$$

donde a_e lo podemos hallar a partir de la siguiente ecuación empírica:

$$a_e = a \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left(\ln \left(\frac{\pi a}{2h} \right) + 1.7726 \right) \right\}^{1/2}$$

Esta última expresión es válida siempre que $\mathbf{a} \gg \mathbf{h}$; existen otras expresiones más precisas para el cálculo de a_e , algunas de las cuales sirven incluso en el caso de substratos espesos.

- **Efecto de interponer un estrato de aire entre el substrato y masa**

Observemos la antena propuesta en la siguiente figura:

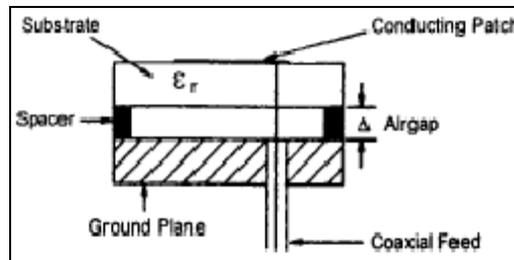


Fig. 3.16- Sección transversal de una antena microstrip con patch circular con un estrato de aire entre substrato y masa

Como se puede observar, el substrato no apoya directamente sobre el plano de masa, sino que se ha intercalado un estrato de aire mediante el uso de separadores (spacer) sobre el que se encuentra el substrato. Tal estrato de aire, de espesor Δ , causa una reducción de la permitividad efectiva lo cual, a su vez, aumenta la frecuencia de resonancia. Se consigue además un aumento de la banda.

Dicho esto, la frecuencia de resonancia se puede describir como:

$$f_{nm} = \frac{\chi_{nm}c}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_{re}}}$$

donde a_e se ha definido anteriormente y ϵ_{re} se calcula como:

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r(h + \Delta)}{h + \epsilon_r \Delta}$$

- **Efecto de una cubierta dieléctrica sobre la antena**

Se quiere determinar en que modo cambia el comportamiento de la antena cuando se cubre con un material dieléctrico o con una pintura. Esto es importante tenerlo en cuenta ya que, en la aplicación real, se necesita prever el dispositivo con

un estrato protector para protegerlo de agentes externos tales como la lluvia, calor, tránsito de vehículos...

La presencia del superestrato suele determinar una disminución de la frecuencia de resonancia con la consiguiente disminución de la banda útil. Sin embargo, la ganancia aumenta tal y como es demostrado por Xia (véase bibliografía) y es máximo en direcciones diversas de aquéllas definidas en la fase de proyección.

Generalmente la presencia del superestrato causa una fuerte variación de la constante dieléctrica efectiva, más acentuada cuanto mayor es el espesor de superestrato. Eligiendo oportunamente el espesor de la cubierta protectora se puede aumentar la eficiencia y la resistencia de radiación.

4.- PROYECCIÓN DE LA ANTENA

En este capítulo se llevará a cabo la elección de la antena a realizar, evidenciando las virtudes y limitaciones del dispositivo.

4.1 Especificación del proyecto

El objetivo del proyecto es realizar una antena que trabaje en la banda ISM, a 2.4GHz, respetando el estándar 802.15.4. Dicha realización ha estado basada en los siguientes supuestos:

- El encapsulamiento en el que viene inmerso el dispositivo, de forma cilíndrica, presenta un diámetro de entre 13 y 16cm, por lo que el patch, el plano de masa y los substratos deberán tener unas dimensiones bastante inferiores a las citadas.
- La antena será introducida en el pavimento de la calle, lo cual deberemos tener en cuenta para las prestaciones.
- Para reducir las dimensiones y el volumen del dispositivo será oportuno que tuviese forma planar.
- Uno de los pilares sobre los que está basada la WSN es el consumo, por lo que la potencia necesaria para el funcionamiento de la antena deberá ser lo más reducida posible, con el fin de alargar el tiempo de vida del dispositivo, manteniendo además contenidas las pérdidas intrínsecas de la antena.

Un posible escenario o aplicación para entender mejor la utilidad buscada puede ser el mostrado en la figura 4.1, en el que se monitoriza el número y posición de las plazas libres en un parking público. Cada plaza estará equipada con una de estas antenas, que se comunicarán con el nodo *gateway* inmerso en el muro, que a su vez se comunicará con el nodo central de la red.

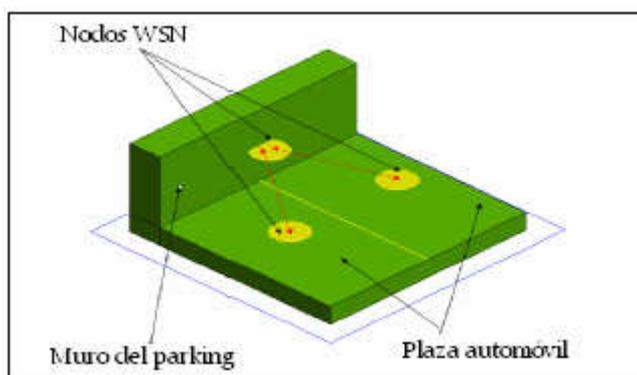


Fig. 4.1- Red WSN en el interior de un parking

El problema de establecer comunicación entre nodos del mismo nivel es la dificultad de propagación de ondas electromagnéticas en el asfalto o el terreno ya que

estos se encuentran inmersos en la pavimentación. Esto daría lugar a fuertes atenuaciones.

Esto es solo un ejemplo de aplicación para comprender como se podría emplear este tipo de dispositivos en la vida real, pero el campo en el que pueden actuar es amplísimo, y para cada uno de los casos será necesario estudiar las condiciones y aplicarlas para una optimización de las prestaciones.

La estructura interna de uno de estos nodos inmersos en el pavimento, incluyendo la encapsulación, sería la mostrada en la figura siguiente:

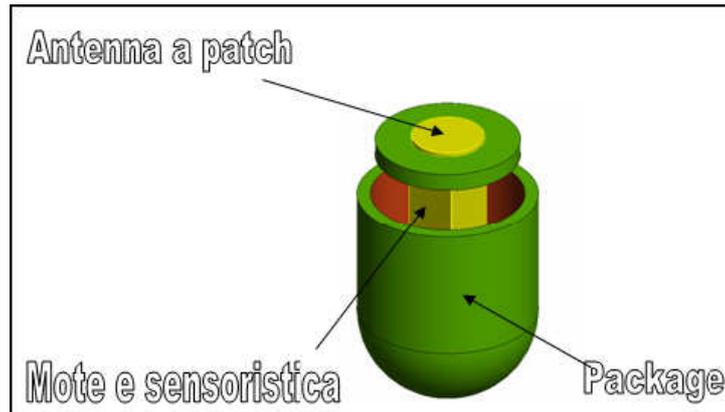


Fig. 4.2- Estructura inmersa de un nodo inmerso en el pavimento

Observar que el sensor y los el resto de dispositivo electrónicos tales como alimentación, CPU... se colocan debajo del plano de masa. Destacar también el uso de un encapsulamiento que proteja la antena.

4.2 Elección de la antena

Las antenas actualmente usadas en el ámbito de las redes wireless o de telefonía celular son múltiples: antena a patch, *meandered-line*, *dipolos estampados*, IFA (*Inverted F-Antenna*) o PIFA (*Planar F-Antenna*) son sólo algunos de los modelos más difundidos.

La mayor parte de los dispositivos son por lo general *single-end*, esto es que se desarrollan sobre dos estratos, de los cuales uno de ellos es el plano de masa y en el otro está presente una sola línea de alimentación unida al elemento radiante. Son extraños los casos en los que se puede hablar de antenas *double-end* (plano de masa y estrato con dos alimentaciones).

La elección de la antena debe basarse en los siguientes parámetros:

- Características radiactivas.
- Dimensiones.
- Coste.

- Banda.
- Complejidad.
- Eficiencia.

La definición de banda no siempre es unívoca. En general es definida como: “*El intervalo de frecuencia en que las prestaciones de la antena, respecto a ciertas características, satisfacen las especificaciones pedidas*”.

Tales análisis se realizan haciendo uso de diagramas cartesianos o de la Carta de Smith. De hecho, hablando de la banda de una antena se puede referir a:

- *Su propiedades radiactivas*, como por ejemplo la amplitud del lóbulo principal, la directividad...
- *Las características de adaptación* del circuito como por ejemplo $VSWR \leq 2$, $S_{11} \leq 10dB$,...

En base a lo expuesto se habla de:

- **Banda espectral de impedancia:** banda limitada por la impedancia de entrada del dispositivo.
- **Banda espectral de radiación:** banda limitada por las características radiactivas de la antena.

De aquí en adelante hablaremos de banda en el sentido de banda espectral de impedancia.

Volviendo ahora a la aplicación propuesta como ejemplo, o considerando cualquier otra en la que el dispositivo sea introducido en el pavimento, debemos tener en cuenta que nos interesará una radiación en el semiespacio superior, como se muestra en la figura siguiente, tratando de evitar la radiación en el interior del suelo. Como se verá en el próximo capítulo mediante el uso de este tipo de antenas de dimensiones finitas (en lo que se refiere al plano de masa) no se puede lograr la radiación únicamente en el semiespacio superior pero se pueden conseguir resultados bastante aproximados. De hecho, cuanto mayor sea la proporción entre la dimensión del plano de masa y el patch, menor será la radiación hacia el interior del terreno.

Una antena que una simplicidad, bajo coste y sobretodo la capacidad de irradiar principalmente en un solo semiespacio es la antena microstrip.

4.3 Características geométricas y radiactivas.

Sea cual sea la elección del tipo de antena, es necesario antes de nada decidir que forma tendrá y qué modos serán oportunos excitar para obtener las determinadas características pretendidas. El patch, como vimos en el capítulo anterior, puede poseer diversas formas según la aplicación pretendida.

La mayor parte de estas antenas presenta un diagrama de radiación omnidireccional en el plano azimutal (plano xy), con un máximo de directividad en *broadside*, es decir a lo largo de la dirección ortogonal al plano del patch. Para nuestras pretensiones el gateway no estará nunca posicionado formando un ángulo igual a $\pi/2$ al introducir el dispositivo en el pavimento, ya que sería colocado a media altura del muro del parking. Por ello, según nuestra aplicación, la antena deberá tener un diagrama de radiación omnidireccional en azimut, pero con un mínimo en *broadside*. En nuestra realización se hace uso de un patch circular, que se encuentra particularmente ajustado al objetivo, sin querer prohibir con esto la utilización de un patch anular.

Lo dicho hasta ahora no tiene que traernos a engaños: sólo determinados modos, excitados, pueden ofrecernos el sólido de radiación pretendido. Excitando por ejemplo el modo fundamental de una antena con patch circular se obtienen características diversas (*broadside* como máxima dirección de radiación) a las que constituyen nuestra intención. En las siguientes figuras se muestran los diagramas de radiación asociados a modo dominante y algunos de orden superior, relativos a una antena con patch circular.

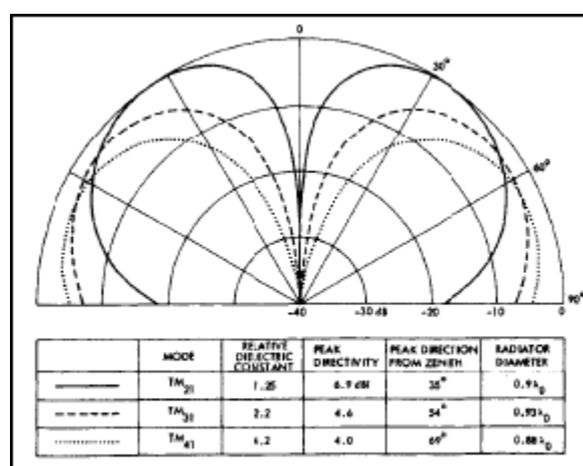


Fig. 4.3- Diagrama de radiación de los modos TM_{21} , TM_{31} y TM_{41}

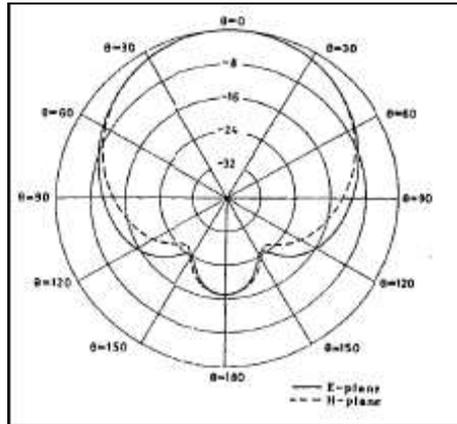


Fig. 4.4- - Diagrama de radiación del modo dominante TM_{11}

Tras realizar un análisis de las propiedades radiactivas asociadas a cada modo, y con las pretensiones de nuestro proyecto, se ha considerado (tras consultar bibliografía) que excitando el modo TM_{02} en la estructura en cuestión es posible obtener aquello que buscamos.

Por tanto, recapitulando la información ofrecida y en base a las hipótesis seguidas, se ha considerado oportuno proyectar una antena microstrip con patch circular y excitando modos de orden superior, en particular el modo TM_{02} .

5. SOFTWARE UTILIZADOS Y RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES

En este capítulo se discute sobre la elección del software utilizado para las simulaciones. Una vez explicadas las motivaciones de dicha elección, se muestran los resultados obtenidos, exponiendo detalladamente la cronología seguida hasta obtener el modelo final que más se asemeja a la realidad.

5.1 Software utilizados

En esta sección se exponen los diferentes software empleados en el desarrollo práctico de la antena; se explican los métodos de análisis de cada uno de ellos, así como las principales ventajas e inconvenientes que nos llevan a usar uno u otro.

Concretamente, para este estudio se ha dispuesto de cuatro software. Los tres primeros, usados el análisis de estructuras electromagnéticas se llaman PCAAD, CST y FEKO. Por último se ha hecho uso de un software específico de la gama de condensadores Murata para el cálculo de las resistencias e inductancias asociadas a condensadores reales.

5.1.1 Primeras tentativas: PCAAD

Las primeras simulaciones han sido llevadas a cabo mediante el software PCAAD. Éstas han servido para familiarizarse con el entorno de herramientas de proyección electromagnética (y, en particular, de antenas microstrip). Dicho de otro modo, este software debe servirnos a modo de guía para tener una idea de las dimensiones, dada sus limitaciones.

Una de las limitaciones de este software es que sólo admite antenas rectangulares y circulares; por tanto, resulta imposible analizar, por ejemplo, patch en anillo, semidisco, triangular...

Para el estudio de una antena con patch circular existe únicamente la opción del modelo de cavidad, mientras que, para el patch rectangular tenemos cinco opciones:

- Rectangular Probe-fed Patch (Carver model): analiza una antena alimentada con una prueba, haciendo uso del modelo de línea de transmisión introducido por Carver.
- Rectangular Probe-fed Patch (cavity model): analiza una antena alimentada por una prueba haciendo uso del modelo de cavidad.
- Rectangular Line-fed Patch (t-line model): analiza una antena alimentada de una stripline usando el modelo de línea de transmisión.
- Rectangular Proximity-coupled Patch (t-line model): analiza una antena alimentada a través de un acoplamiento electromagnético usando el modelo de línea de transmisión.

- Rectangular Aperture Coupled Patch (cavity model): analiza una antena alimentada a través de un spot (aperture-coupled), haciendo usote un modelo a cavidad y del teorema de reciprocidad (véase bibliografía).

A continuación mostramos la interfaz gráfica de dicho software junto los resultados de una simulación hecha:

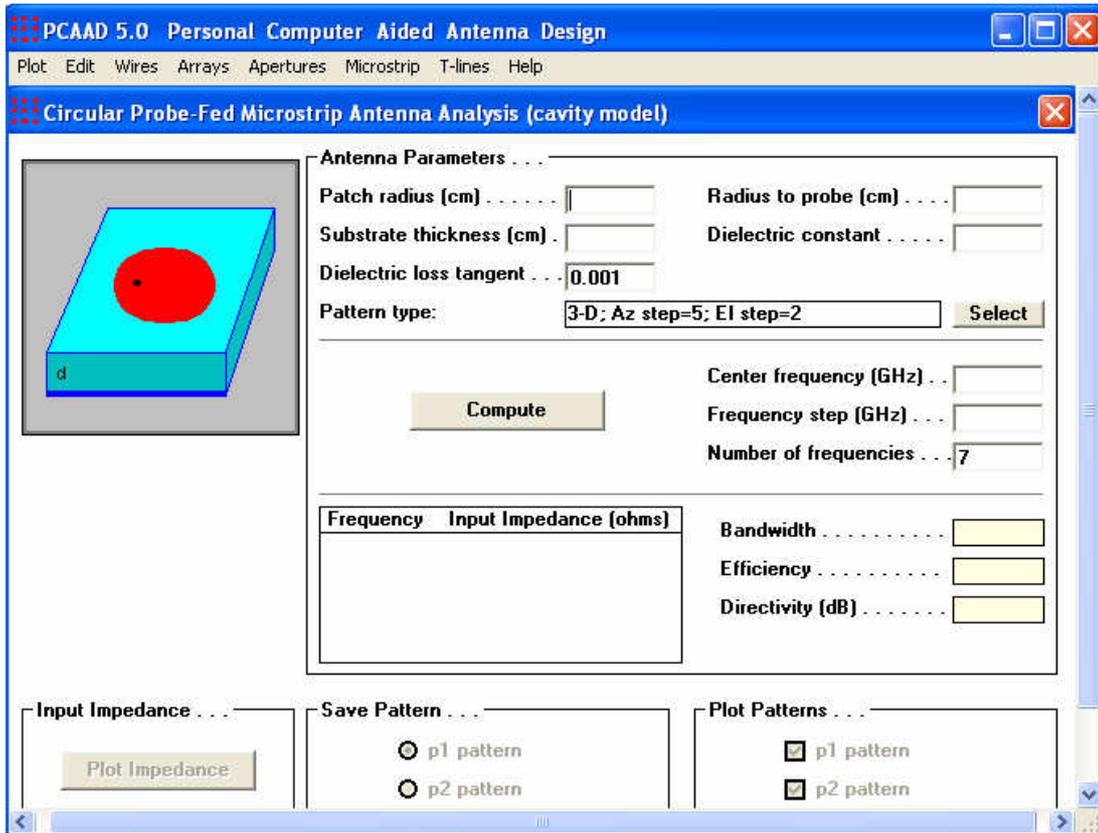


Fig 5.1- Interfaz gráfica del software PCAAD

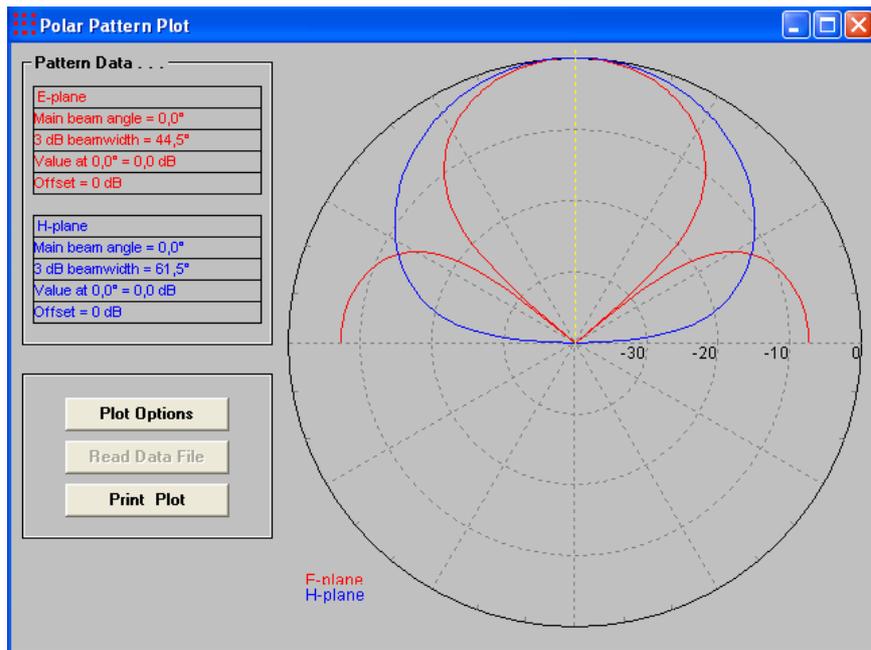


Fig. 5.2- Diagrama de radiación de una primera simulación con PCAAD

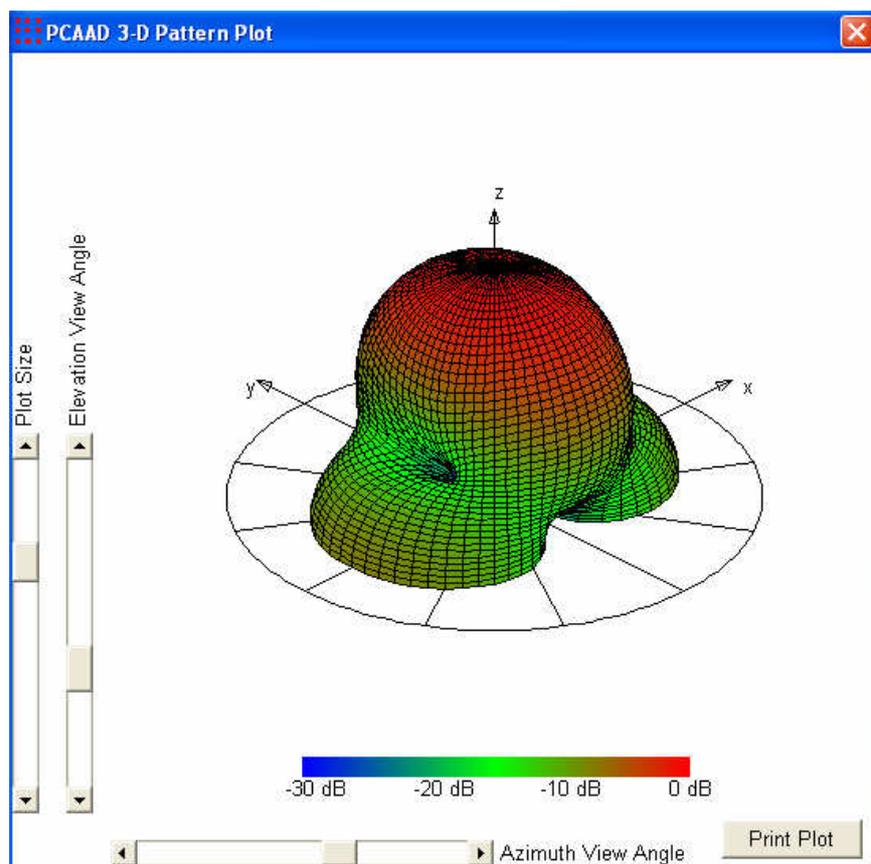


Fig. 5.3- Sólido de radiación de una primera simulación con PCAAD

Señalar que esta simulación se trata de una iniciación en PCAAD para conocer como funciona dicho software. No se ha intentado, por tanto, ceñirnos a los objetivos marcados en el capítulo anterior debido a la simplicidad y poca precisión de este software.

5.1.2 CST MICROWAVE STUDIO

Como se dijo anteriormente, PCAAD puede ser útil a nivel didáctico, para una primera visión del problema y comprender el funcionamiento de un tipo particular de antenas; pero, no es muy eficiente cuando el objetivo es la proyección física de una antena. Sumado a la limitación de formas geométricas que se pueden utilizar encontramos el hecho de que dicho software utiliza como métodos de análisis únicamente el de línea de transmisión y el de cavidad. Esto produce baja precisión en los resultados.

Por ello consideramos apropiado el uso de software que implementen métodos de análisis de tipo *full-wave*. Y uno de éstos es *CST Microwave Studio*. Concretamente el método analítico usado es el Método de las Diferencia Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD).

Con dicho programa es posible el análisis de antenas, estructuras resonantes, filtros, conectores y muchos otros dispositivos. Evidentemente los resultados producidos son mucho más precisos de aquéllos obtenidos con PCAAD a cambio, como es normal de una mayor complejidad y coste computacional. Este simulador utiliza el método "PBA" (Perfect Boundary Approximation), el algoritmo "FIT" (Finite Integration Technique) y el "TST" (Thin Sheet Technique) consiguiendo reunir soluciones más precisas que la mayoría de programas convencionales.

Al igual que ninguno de los software trabaja de la misma forma analítica en los diversos campos de aplicación, CST dispone de cuatro técnicas diversas:

- Análisis en régimen transitorio.
- Análisis en el dominio de la frecuencia.
- Análisis modal.
- Eigenmode solver.

La modalidad más flexible es seguramente aquélla de análisis transitorio, en la cual se puede obtener el comportamiento en Banda Ancha de un solo golpe. Este tipo de simulaciones es especialmente indicado para conectores, líneas de transmisión, filtros y antenas; en nuestro caso se ha elegido esta modalidad en principio.

Ahora bien, para nuestros fines no se precisa de un análisis en Banda Ancha por lo que se ha decidido cambiar nuevamente de software eligiendo, finalmente, trabajar con FEKO.

5.1.3 FEKO

Como se ha mencionado anteriormente éste ha sido el software utilizado en la mayoría de las simulaciones (de ahora en adelante se usará siempre). Veamos por qué:

- Al contrario que CST, Feko usa el Método de los Momentos, el cual permite simulaciones más veloces a igualdad de estructuras a analizar.
- A diferencia de CST, Feko permite modelar de manera inmediata planos de masa y estratos eléctricos infinitos. Esto es útil ya que podría ser útil en una primera fase de proyección en la que, por simplicidad, se puede ignorar el efecto debido a un plano de masa finito.
- La principal diferencia entre CST y Feko consiste en la mesh: mientras CST provee una mesh automática, en Feko debe ser elegida manualmente en base a un cierto criterio.

Una vez expuestos las motivaciones que nos han empujado a decidirnos por el uso de Feko comencemos a ver los resultados obtenidos.

5.2 Resultados de las simulaciones

Durante el desarrollo práctico del problema debemos de trabajar dentro de un orden pero, siempre teniendo en cuenta cuáles son nuestros objetivos finales; esto es, conseguir una antena microstrip de patch circular de tal forma que se consigan ángulos suficientemente pequeños para comunicarse con el resto de sensores de la red y con la potencia suficiente. Así mismo se tratará de obtener dimensiones cada vez más pequeñas (siempre dentro de unos límites) de modo que se asegure un dispositivo compacto y con el menor consumo posible.

Comenzaremos con el caso más simple y siempre bajo condiciones ideales para, poco a poco, ir introduciendo factores que asemejarán la antena a una real (dimensiones finitas, condensadores reales...).

5.2.1 Uso de aire como sustrato

En una primera aproximación vamos a usar como dieléctrico el propio aire. Podemos hallar el radio del patch (a) a través de la siguiente ecuación:

$$f_{nm} = \frac{X_{nm}C}{2\pi a\sqrt{\epsilon_r}}$$

donde podemos despejar a ya que conocemos el resto de parámetros:

$X_{nm} = 3.83171$ queremos excitar el modo TM_{02}

C es la velocidad de la luz

$\epsilon_r = 1$ ya que usamos aire como dieléctrico

$f_{nm} = 2.45$ GHz es la banda en la que queremos trabajar

De este modo obtenemos el valor del radio del patch que en este caso es 7,467 cm (en la simulación se ha usado 7,367cm ya que los resultados son mejores y no hemos de olvidar que la fórmula anterior es, aunque bastante precisa, empírica y no exacta). Tanto el plano de masa como el dieléctrico son infinitos. El patch está a una distancia de 1.5mm del plano conductor; es decir, el espesor del dieléctrico aire es de 1.5mm. La alimentación ha sido modelada con un cable de 0.15mm de diámetro situado a una distancia de 2.5cm del centro del patch.

Mostramos a continuación los resultados obtenidos de dicha simulación:

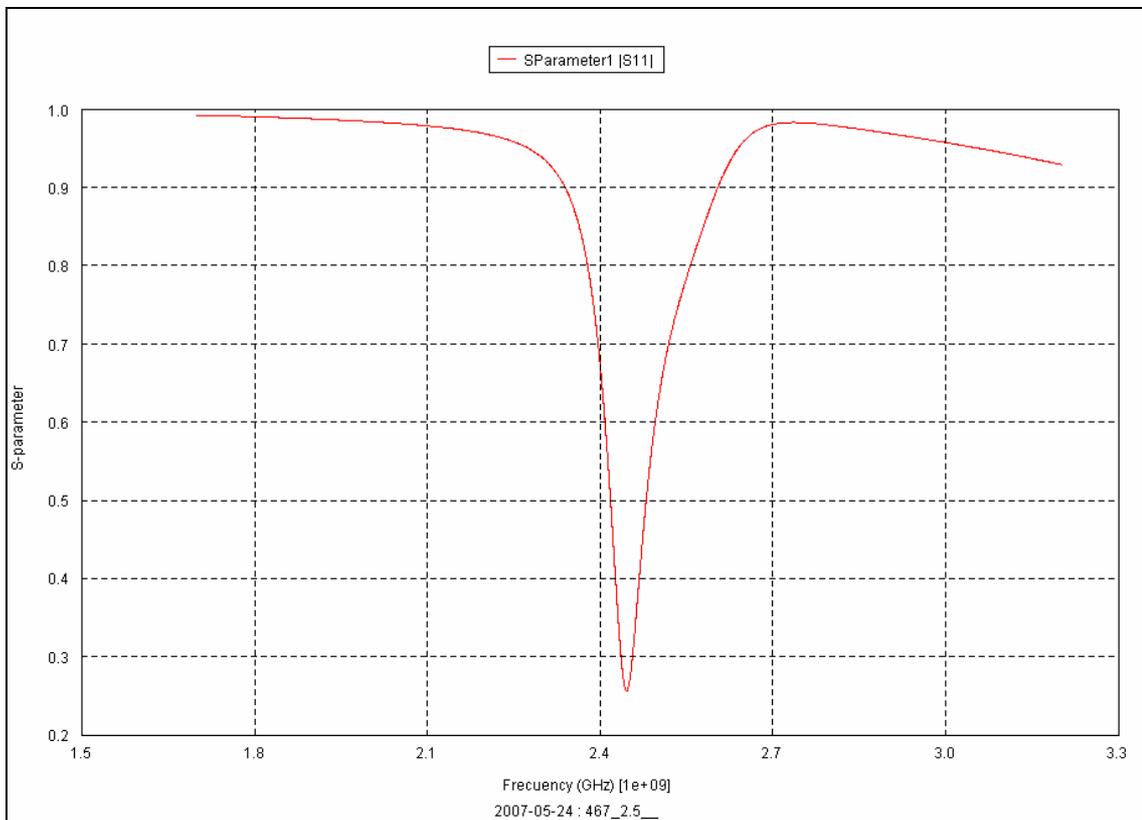


Fig.5.4- Módulo del coeficiente de reflexión

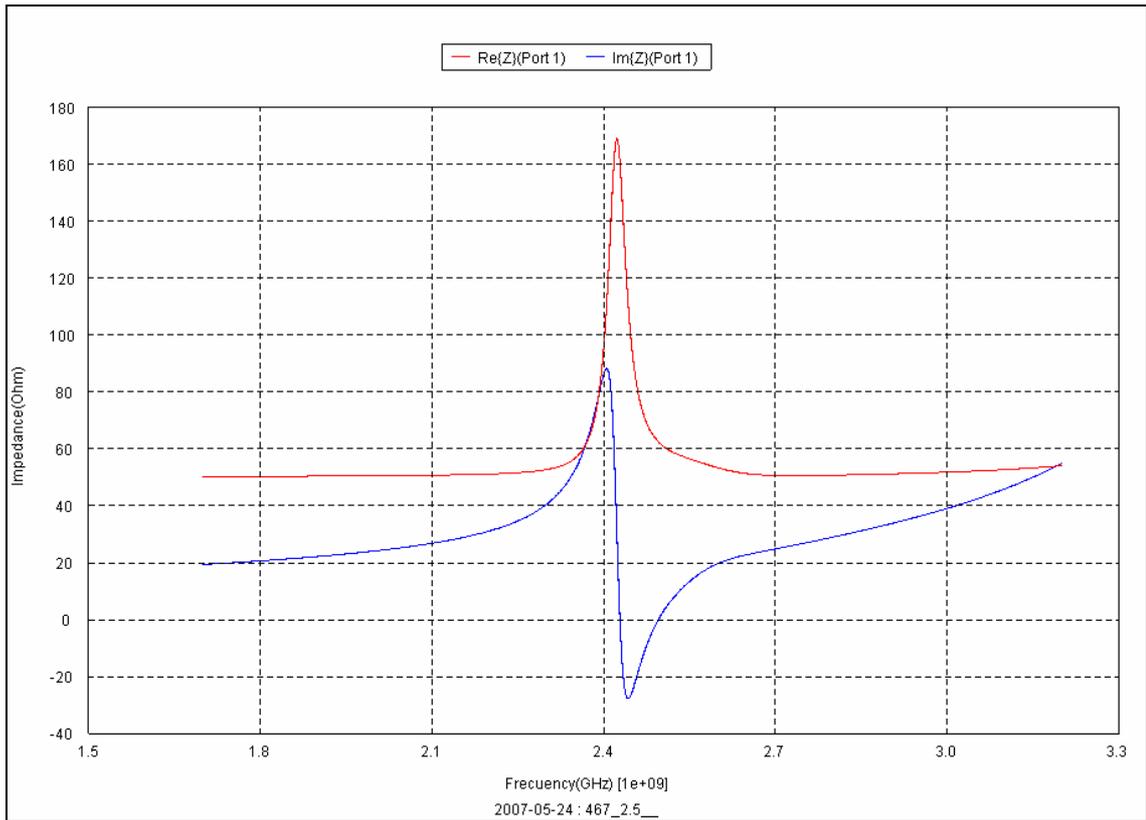


Fig.5.5- Parte real e imaginaria de la impedancia de ingreso

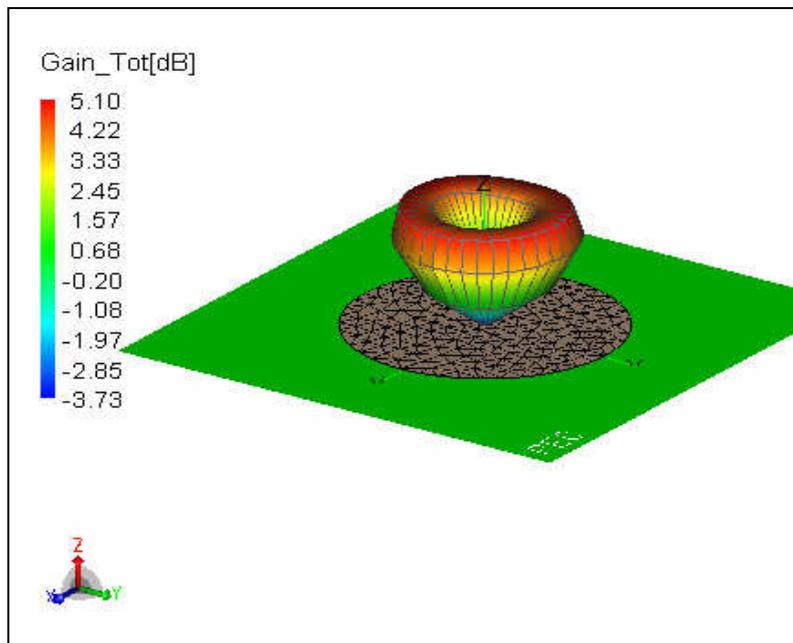


Fig.5.6- Sólido de radiación de la antena a 2.45 GHz

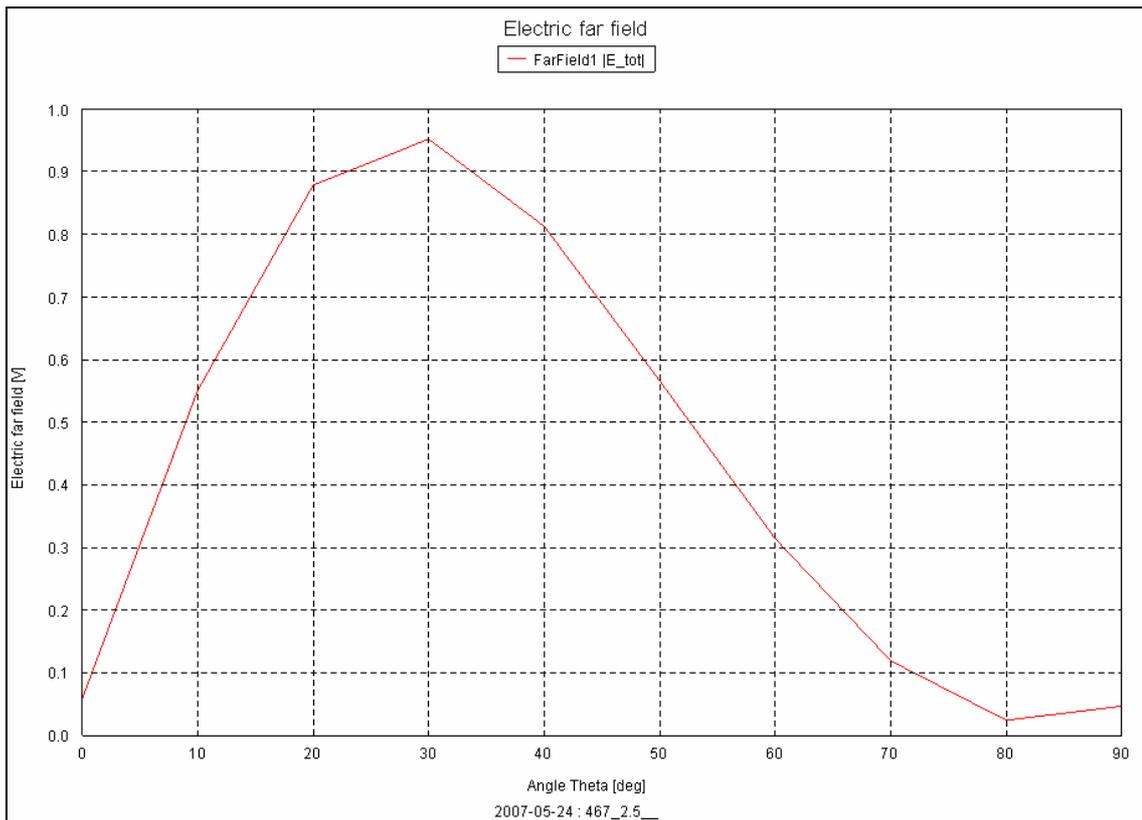


Fig.5.7- Ángulos de radiación a 2.45GHz

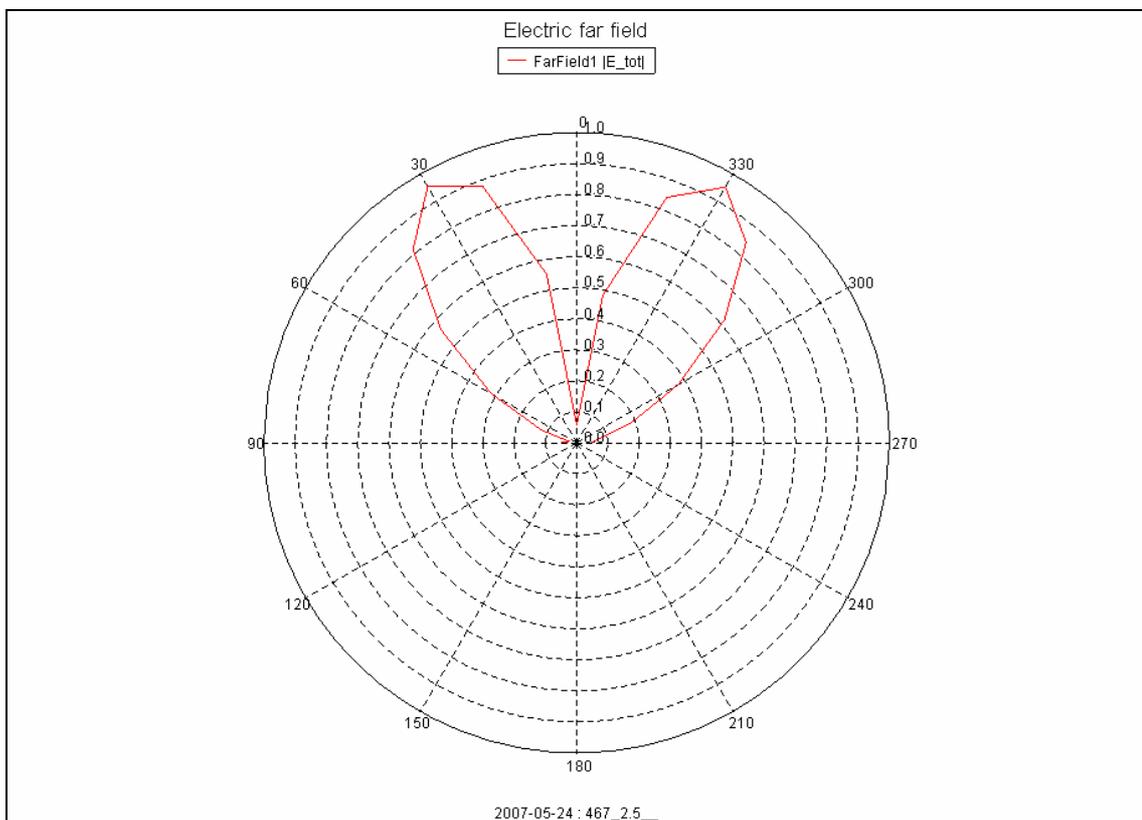


Fig.5.8 Diagrama de radiación en coordenadas polares a 2.45 GHz

Podemos observar que el coeficiente de reflexión se hace mínimo para la frecuencia deseada lo cual significa que se produce la máxima radiación a dicha

frecuencia. Al mismo tiempo obtenemos un valor de resistencia próximo a 100Ω pero realmente se trata de 50Ω ya que la impedancia de referencia es de 50Ω (cuando se hace el cálculo de los parámetros S, el programa sitúa una impedancia en serie al puerto 1 de 50Ω). Esto supone un buen adaptamiento de la antena. De las tres últimas figuras podemos concluir que se obtiene un diagrama bastante directivo pero, sin embargo, la mayor radiación es para 60° ($\theta = 30^\circ$, como se ve en las dos últimas gráficas). Debemos por tanto buscar otra antena cuyo diagrama de radiación proporcione menores ángulos.

Otro inconveniente de la antena simulada anteriormente es el alto valor del radio del patch. Recordemos que dicha antena debe ir inmersa en la pavimentación (además del sensor) con lo cual se requieren menores dimensiones. Por otro lado, y aunque ahora no se esté teniendo en cuenta debido al tamaño infinito, éste debe ser mucho menor que el radio del sustrato y del plano de masa (para minimizar la radiación en el semiplano inferior).

5.2.2 Uso de un condensador en el centro del patch

En muchas aplicaciones la reducción de las dimensiones es un factor importante. Esto se puede hacer de varias maneras como, por ejemplo, cortocircuitando el patch haciendo uso de pines metálicos, o bien de resistencias miniaturizadas.

Una buena técnica también, y muy sencilla, consiste en cargar la antena con un condensador; en otras palabras, colocando un condensador de valor oportuno en la posición precisa, permite reducir significativamente la frecuencia de resonancia del dispositivo.

Para ver mejor de que forma permite reducir las dimensiones del patch la inclusión del condensador reescribimos la ecuación:

$$f_{nm} = \frac{\chi_{nm}c}{2\pi a\sqrt{\epsilon_r}}$$

De esta relación está claro que si a crece, a igualdad de modo excitado y dieléctrico usado, f_{nm} debe disminuir y viceversa. Por tanto, como la inclusión del condensador produce una frecuencia de resonancia menor, el efecto es como si el patch (a) hubiese aumentado y, este efecto, lo corregimos disminuyendo el radio del patch.

Por tanto, en nuestro caso, usaremos un condensador en la antena anterior para, simultáneamente, disminuir el radio del patch. De este modo, obtendremos una antena de dimensiones más pequeñas pero que irradia a la misma frecuencia (2.45GHz). Notar que las propiedades radiactivas se mantienen.

Importante es a su vez, determinar el punto exacto donde debemos de meter el condensador; esto, viene condicionado por el determinado modo excitado que, en nuestro caso, se trata del TM_{02} , por lo que viene puesto en el centro del patch.

Se han realizado distintas simulaciones para valorar el efecto de introducir el condensador sobre el modo excitado. Para ello se ha ido incrementando el valor de la capacidad del condensador manteniendo el radio del patch constante, encontrando una disminución de la frecuencia de resonancia. Veámoslo:

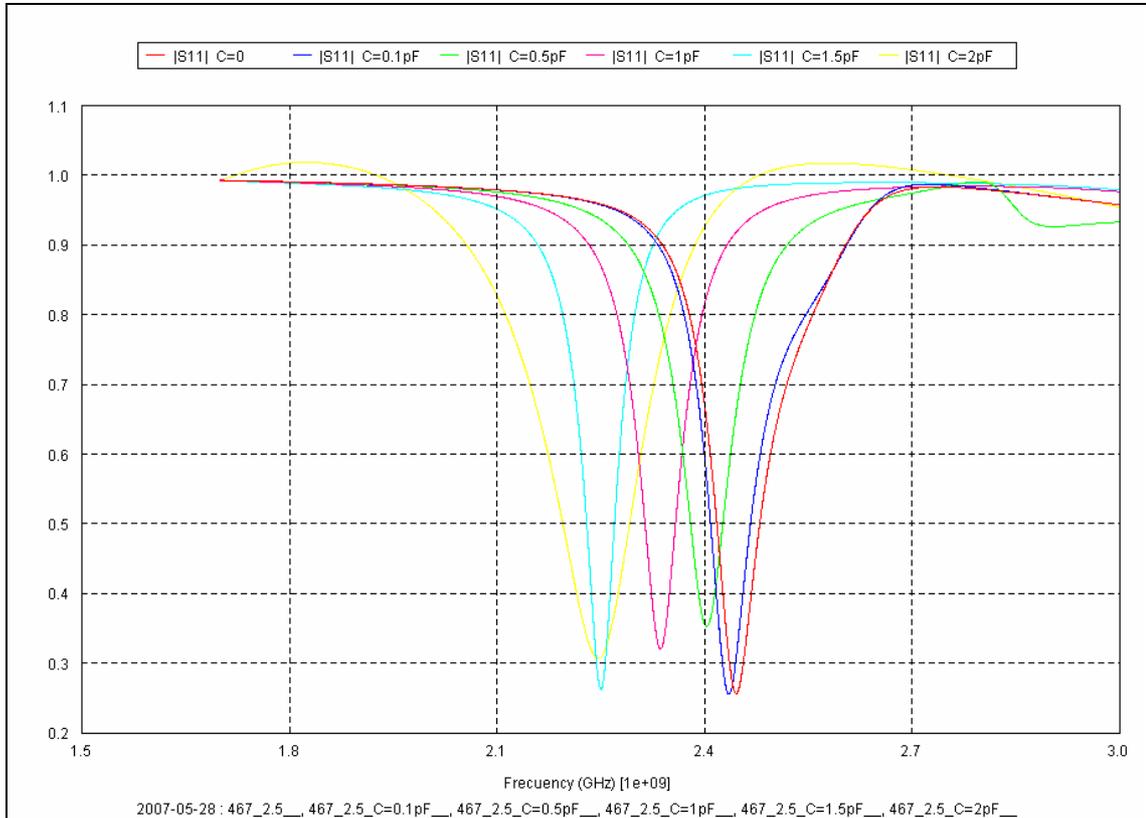


Fig.5.9- Efecto de variar el condensador (radio constante).

Mostramos a continuación una tabla donde se indica la frecuencia de resonancia para cada valor de la capacidad simulado (siempre a radio constante e igual a 6.44cm):

CAPACIDAD (pF)	RESONANCIA (GHz)	CAPACIDAD (pF)	RESONANCIA (GHz)
0.1	2.43	1.5	2.25
0.5	2.40	2	2.14
1	2.33	5	2.10

Tabla 5.1- Frecuencias de resonancia para distintas capacidades

Señalar que esta disminución de la frecuencia de resonancia no se produce de manera indefinida, sino que a partir de cierto valor no disminuye apenas. Para el ejemplo que nos concierne este límite es aproximadamente 2pF.

5.2.3 Reducción de las dimensiones

Aprovechando el principio expuesto en el apartado anterior, se ha tratado de reducir las dimensiones del patch conectando un condensador de valor oportuno en el centro del patch.

De este modo se ha variado contemporáneamente tanto el valor del condensador como el radio del patch. Según se muestra en la última gráfica la frecuencia de resonancia disminuye a medida que aumentamos el valor del condensador pero observamos como, a partir de 2pF, no varía significativamente. Elegimos, por tanto, este valor para proceder a la disminución del radio del patch de modo que volvamos a obtener la resonancia en torno a 2.45GHz. De este modo y, en base a la expresión expuesta anteriormente el nuevo radio debería ser $a = 7.367 * 2.14 / 2.45 = 6.44cm$ (ya que con el condensador de 2pF resuena a 2.14GHz); sin embargo en práctica usamos 5.73cm ya que aproximamos mejor la frecuencia de resonancia a aquélla deseada. A continuación mostramos el resultado obtenido (hemos acercado ala alimentación hasta 1.6cm):

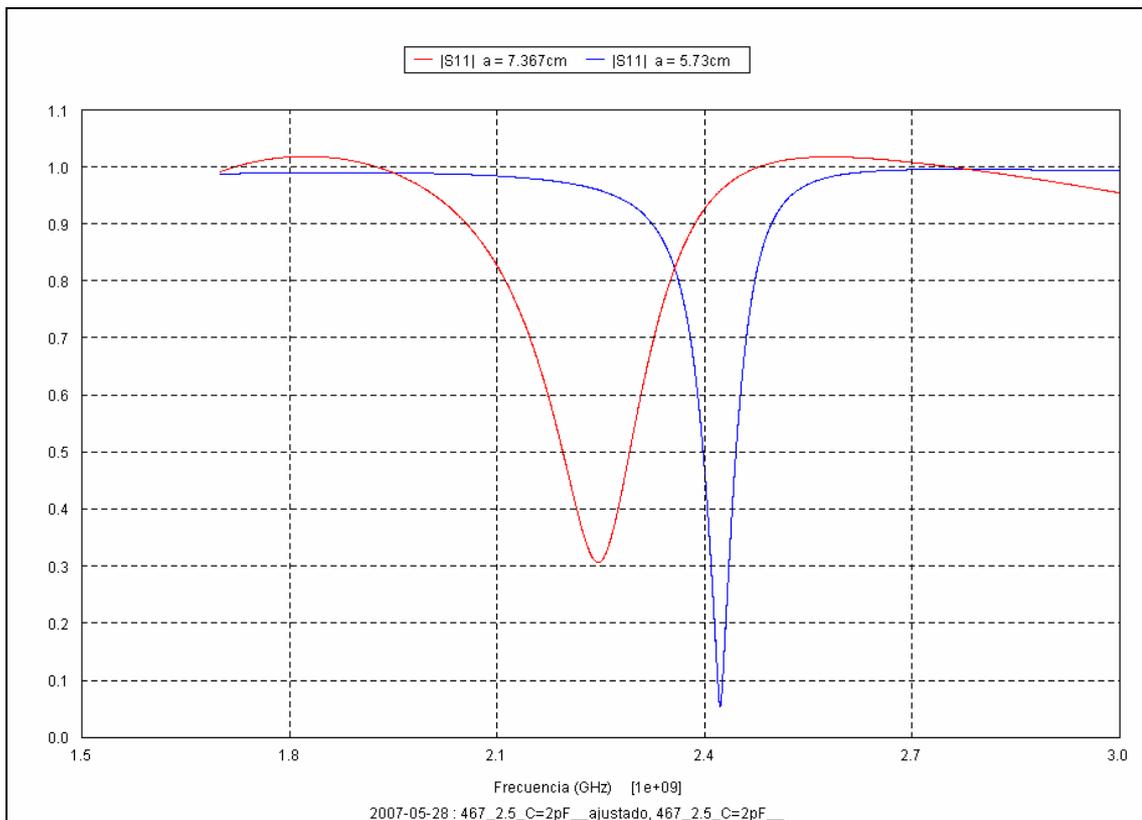


Fig.5.10 Efecto del radio del patch en la frecuencia de resonancia

En esta gráfica se muestra, en línea roja, el coeficiente de reflexión cuando se introduce el condensador manteniendo el radio del patch inicial; en azul se muestra el resultado de disminuir el radio para compensar el efecto de la inclusión del condensador.

Para obtener valores del coeficiente de reflexión suficientemente bajos hemos tenido que acercar la alimentación.

Destacar también que si aumentamos el valor del condensador comienzan a manifestarse pequeñas distorsiones en el diagrama de radiación.

Hemos conseguido disminuir el radio del patch manteniendo las propiedades radiactivas y de adaptación como se muestra a continuación:

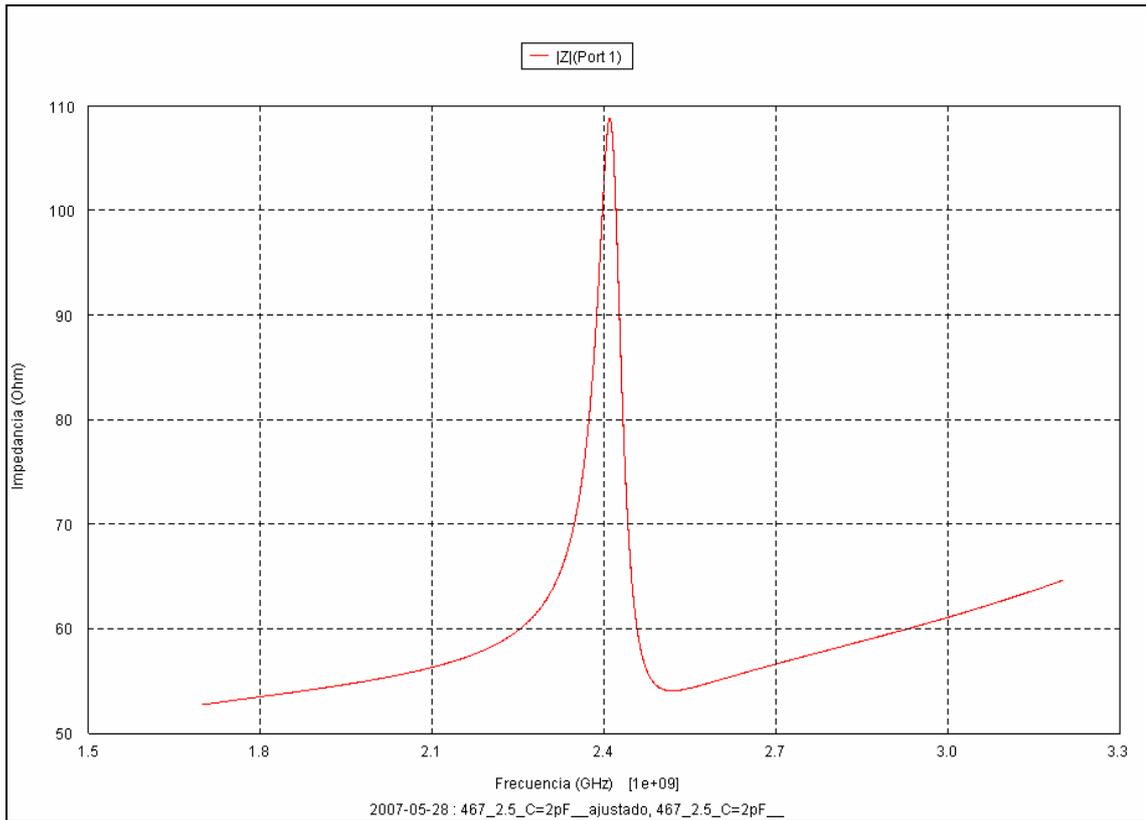


Fig.5.11- Impedancia de entrada con 2pF y 5.73cm

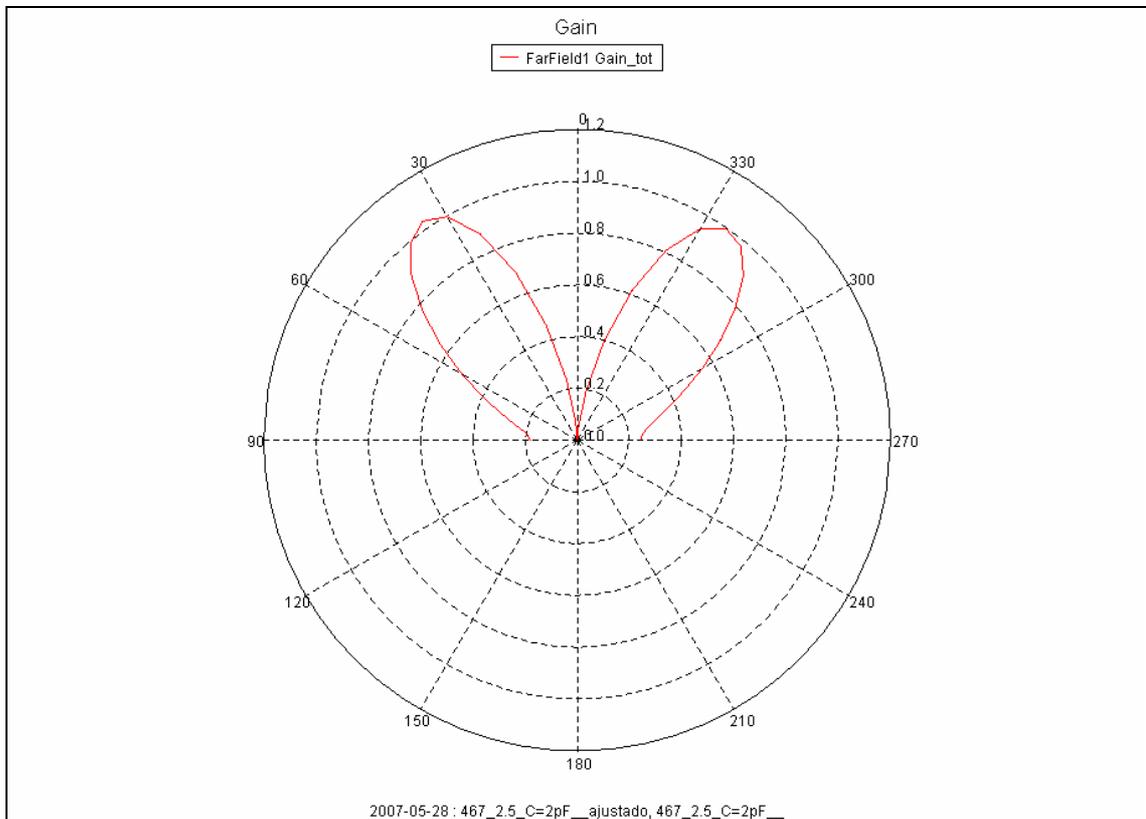


Fig.5.12- Diagrama de radiación en coordenadas polares ($\varphi = 0^\circ$)

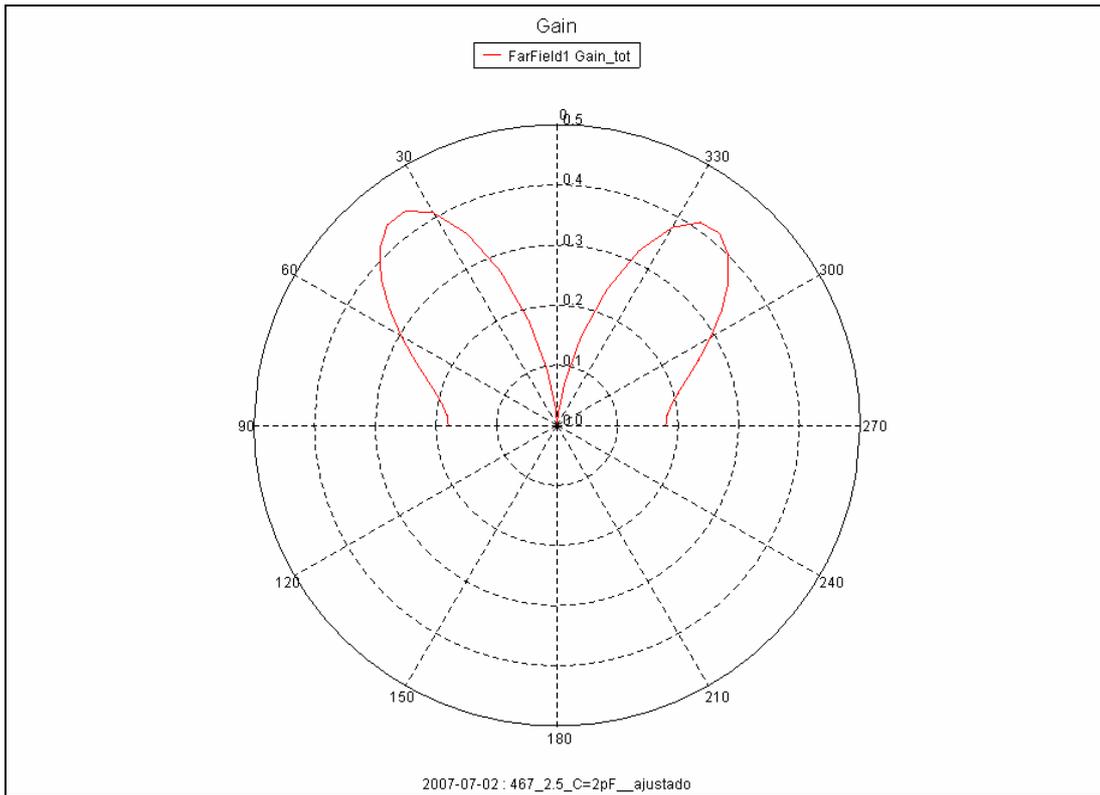


Fig. 5.13- Diagrama de radiación en coordenadas polares ($\phi = 90^\circ$)

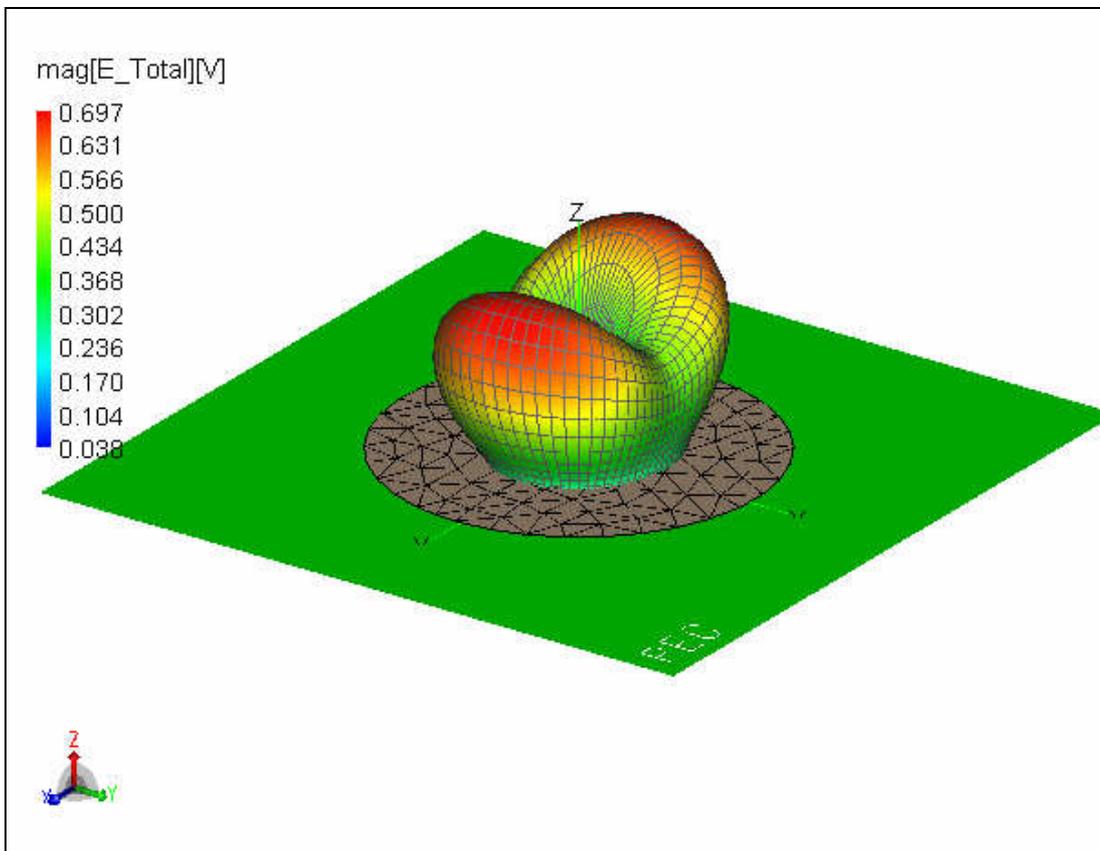


Fig.5.14- Sólido de radiación a 2.45 GHz

Se produce un efecto extraño a causa del condensador. El diagrama de radiación no es omnidireccional en azimuth presentando una mayor ganancia para $\theta = 0^\circ$. Esto no es un inconveniente ya que la antenna la podemos colocar nosotros en la posición que queramos.

5.2.4 Efecto de considerar un condensador real

Como dijimos anteriormente, nuestra filosofía de trabajo parte del caso más básico para, paso a paso, ir incluyendo factores que dificultan la elaboración pero optimizan las características de la antenna y factores que la asemejan más al prototipo real. Uno de estos últimos puede ser el considerar el condensador real; esto es sustituir la capacidad por un circuito serie RLC como muestra la siguiente figura.



Fig. 5.15- Circuito equivalente de un condensador real

Con el fin de proyectar la antenna físicamente hacemos uso de los condensadores de la gama Murata. Para ver los valores de resistencia e inductancia asociados al condensador hacemos uso del software de Murata.

Para el caso que nos ocupa se trata de un condensador de 2pF; introduciendo el valor de capacidad, la serie, tensión, código de tamaño y rango de frecuencia de operación calculamos la resistencia e inductancia asociada. Veamos la interfaz gráfica de dicho software:

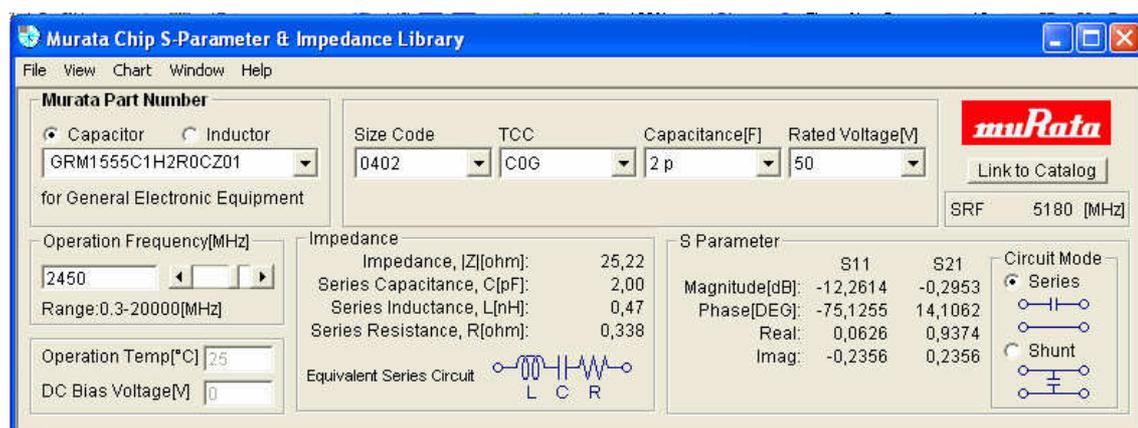


Fig.5.16- Interfaz gráfica del software de Murata

Por tanto introducimos en CADFEKO una resistencia y una bobina en serie de valor 0.338Ω y 0.47nH . Veamos lo obtenido:

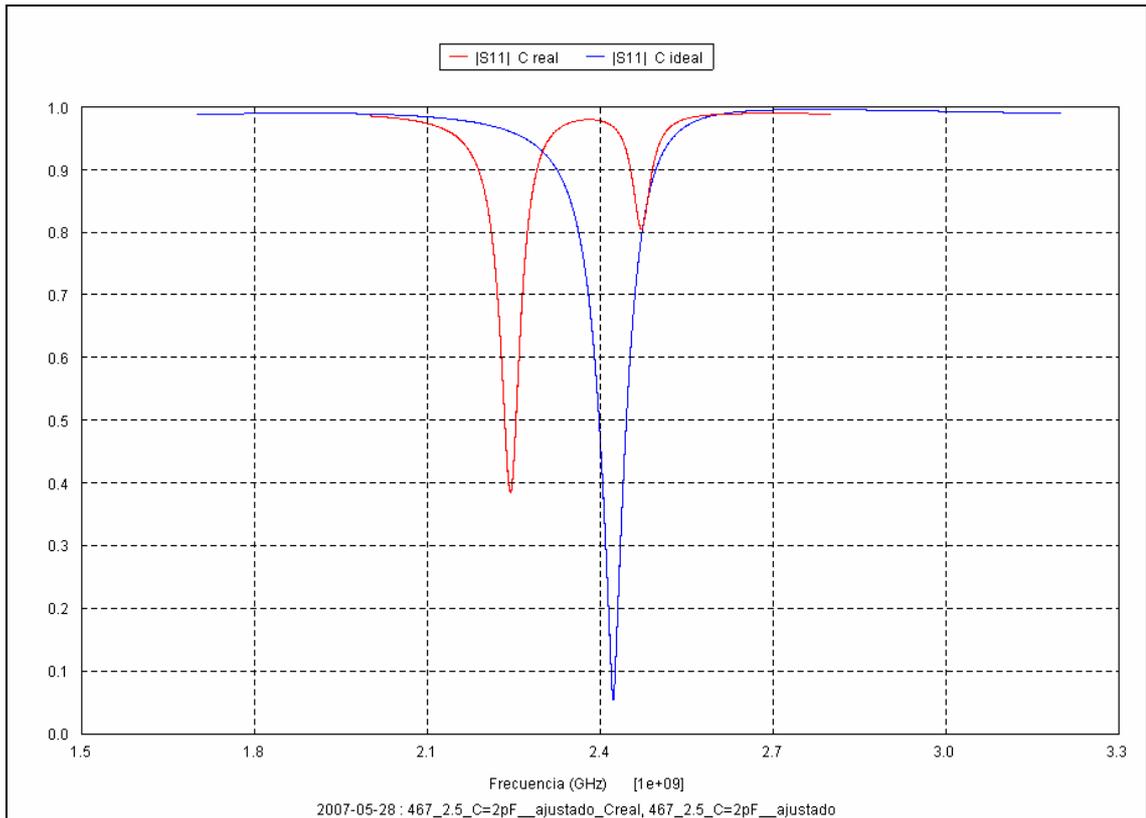


Fig.5.17- Efecto de considerar C real

Obviamente el efecto de poner una inductancia en serie es el mismo que el de aumentar la capacidad (disminuye la impedancia capacitativa lo cual también se consigue aumentando el valor de C); esto es, la frecuencia de resonancia disminuye. El efecto de la resistencia es disminuir las magnitudes del coeficiente de reflexión. La solución al primero es volver a disminuir el radio del patch aumentando, de este modo, la frecuencia de resonancia hasta situarla de nuevo en 2.45GHz. La solución del segundo es acercar la alimentación al centro del patch.

De este modo, disminuyendo el radio del patch de 5.73cm a 3.65cm y acercando la alimentación hasta 0.45cm obtenemos resultados satisfactorios como se muestra a continuación:

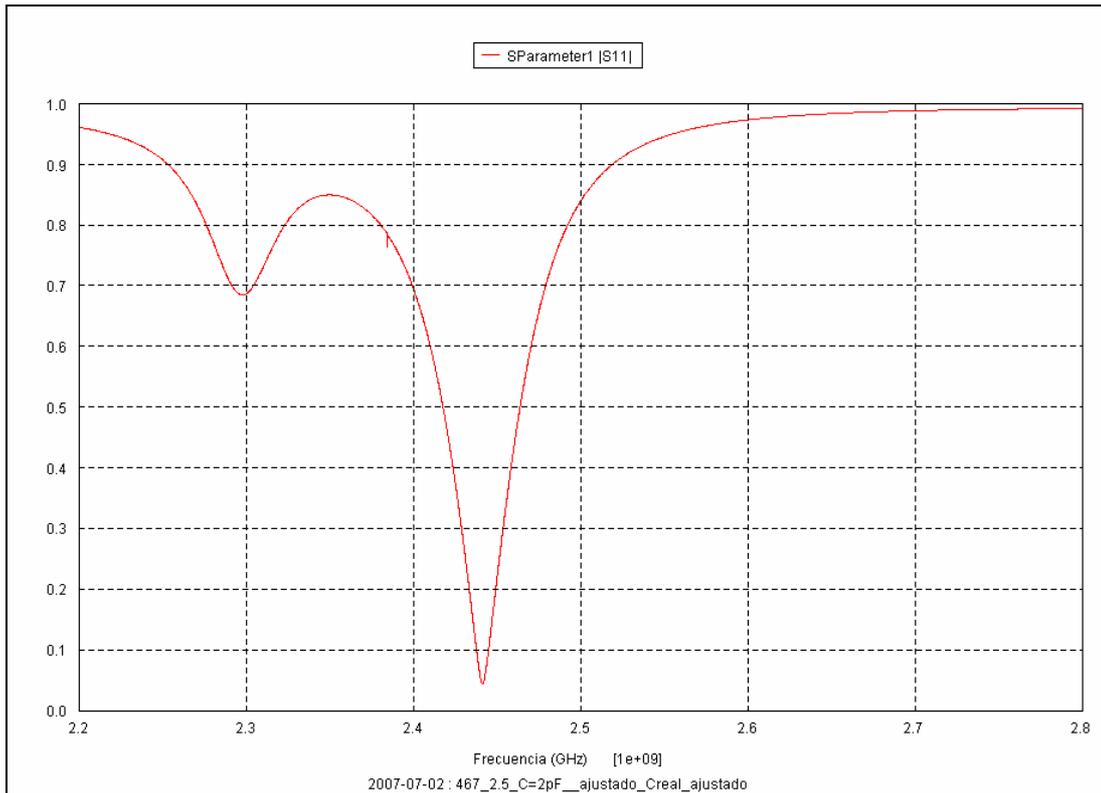


Fig. 5.18- Coeficiente de reflexión con C real y nuevas dimensiones

5.2.5 Uso de un sustrato de ϵ_r 2.5

En esta sección vamos a ver otra forma sencilla de reducir las dimensiones del patch; ésta no es ni más ni menos que utilizar un dieléctrico en vez de aire. De esta forma, al aumentar ϵ_r podemos disminuir el radio sin que varíe la frecuencia de resonancia.

En una primera tentativa usamos un dieléctrico con permitividad relativa igual a 2.55. Según la fórmula hemos de usar un patch de radio 4.67cm para que la resonancia sea a la frecuencia deseada (2.45GHz); sin embargo, en la práctica, usamos un radio de 4.58cm. El espesor del sustrato es de 1.5mm y la alimentación está situada a 1.6cm. Recordar que el plano de masa y el sustrato son infinitos como en todas las simulaciones realizadas hasta ahora.

Mostramos a continuación el módulo del coeficiente de reflexión, la impedancia de entrada y el sólido de radiación para la antena descrita:

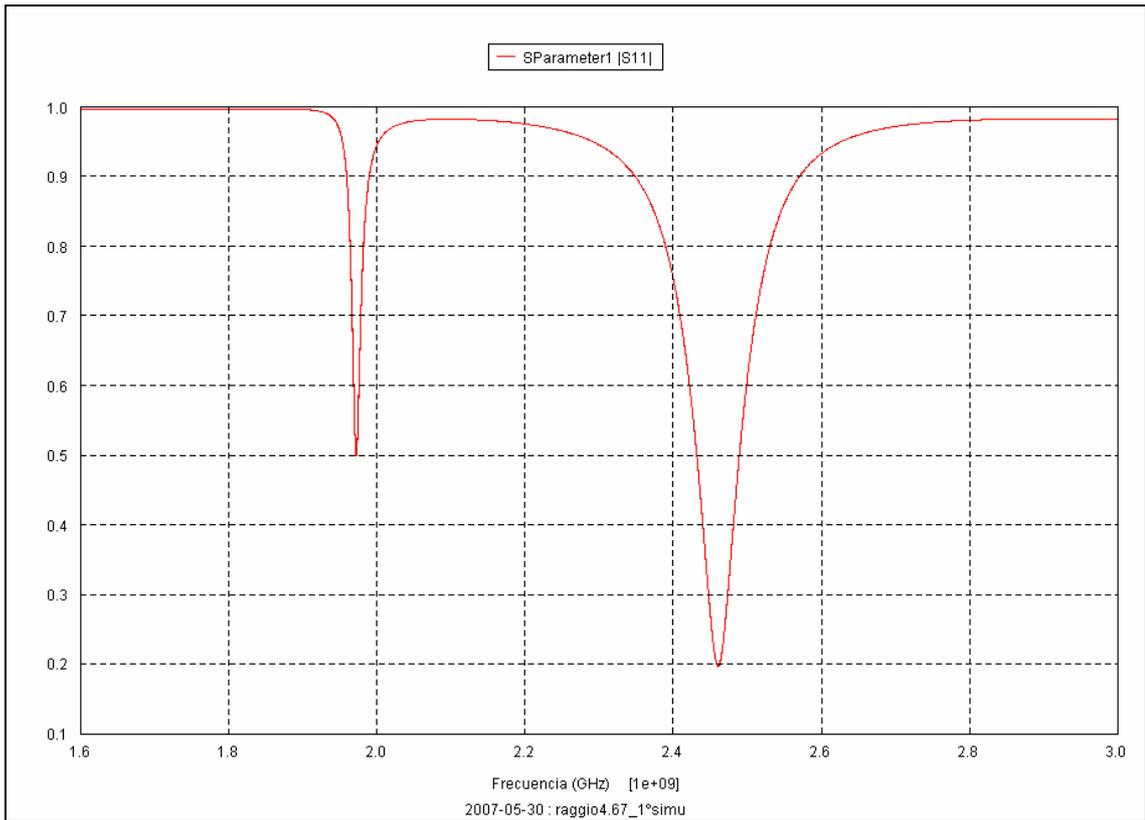


Fig.19- Coeficiente de reflexión para el nuevo sustrato

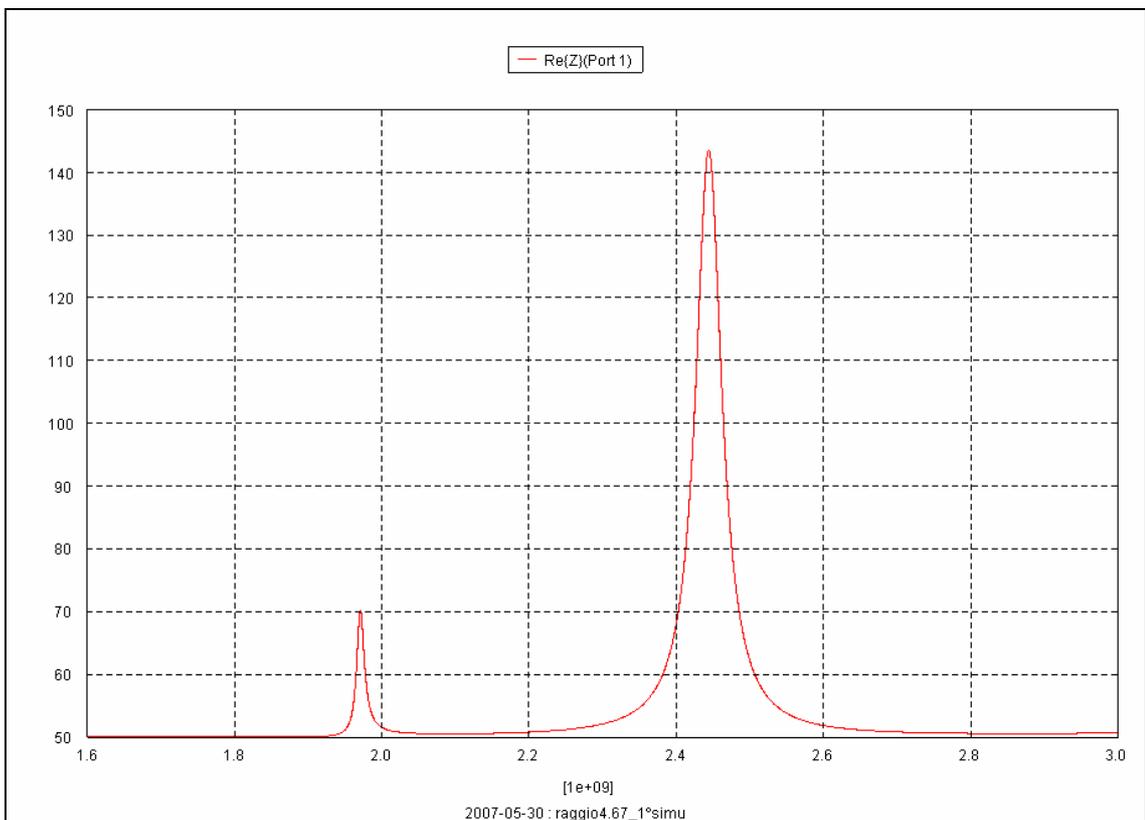


Fig.5.20- Impedancia de entrada

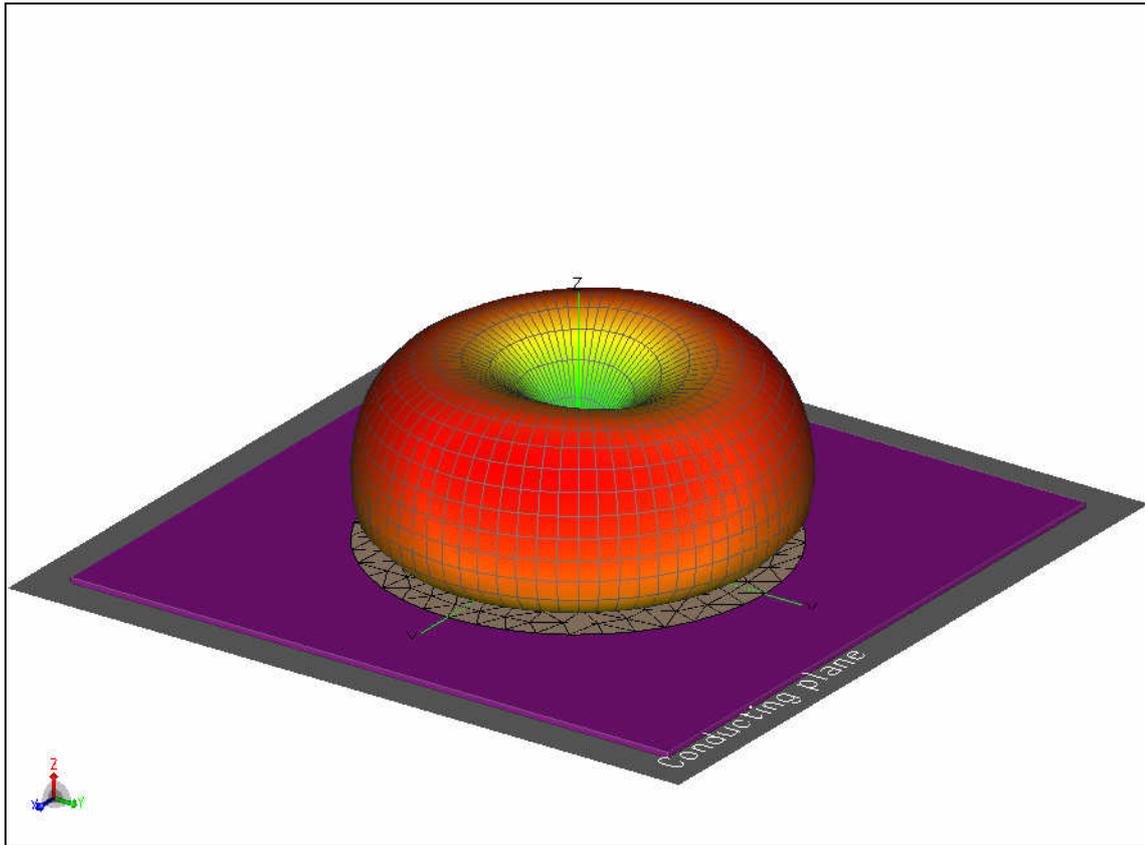


Fig.5.21- Sólido de radiación a 2.45GHz

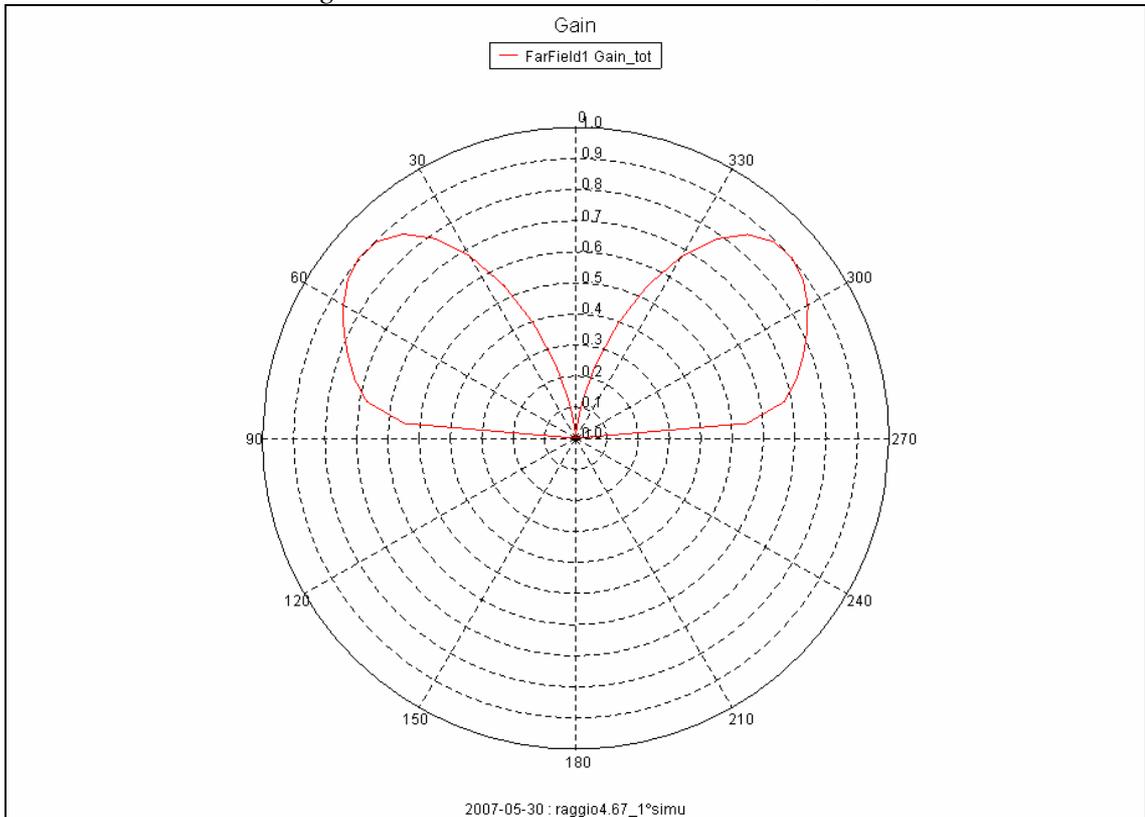


Fig.5.22- Diagrama de radiación (ganancia) en coordenadas polares para 2.45 GHz

Observamos como, en efecto, obtenemos la misma frecuencia de resonancia para un patch más pequeño. La resistencia de entrada vuelve a ser cercana a 100Ω (50 en realidad) lo que manifiesta un buen adaptamiento. Obtenemos una antena menos directiva que aquella de la figura 5.8 en la que usábamos el aire como sustrato pero a cambio esto nos permite radiar con cierta intensidad en ángulos pequeños (esto garantiza una buena transmisión en el caso de que el receptor esté a poca altura). De forma análoga a como procedimos en el caso de aire como dieléctrico, podríamos disminuir las dimensiones en este caso mediante la inclusión de capacidades.

5.2.6 Aumento de la banda

Como se ha expuesto en los capítulos 2 y 4, la antena para poder trabajar en el interior de una red WSN debe cumplir las especificaciones del estándar IEEE 802.15.4. En particular necesita una banda de 83.5 MHz para la comunicación radio (2400-2483 MHz). Sin embargo, la definición de banda no siempre es unívoca. A partir de este punto cuando se habla de banda se entenderá el *intervalo de frecuencia en el cual el coeficiente de reflexión expresado en dB (return loss) se mantiene por debajo de 10 dB*, o también:

$$|\Gamma|_{dB} \leq 10$$

$$|S_{11}|_{dB} \leq 10$$

Estas dos ecuaciones son equivalentes.

La antena simulada presenta una banda de 28 MHz, poco apropiada para ser usada en una red WPAN. Existen diversas técnicas para aumentar la banda. Una de ellas consiste en aumentar el espesor del sustrato reduciendo contemporáneamente la constante dieléctrica; es preciso tener en cuenta que, aumentando el espesor del sustrato aumentan considerablemente las pérdidas y viene por tanto reducida la eficiencia.

Para examinar el efecto de aumentar el espesor del sustrato partimos del modelo anterior con ϵ_r 2.5 y aumentamos paulatinamente el espesor. Veamos el resultado para 1.5, 2, 3, 4 y 5mm:

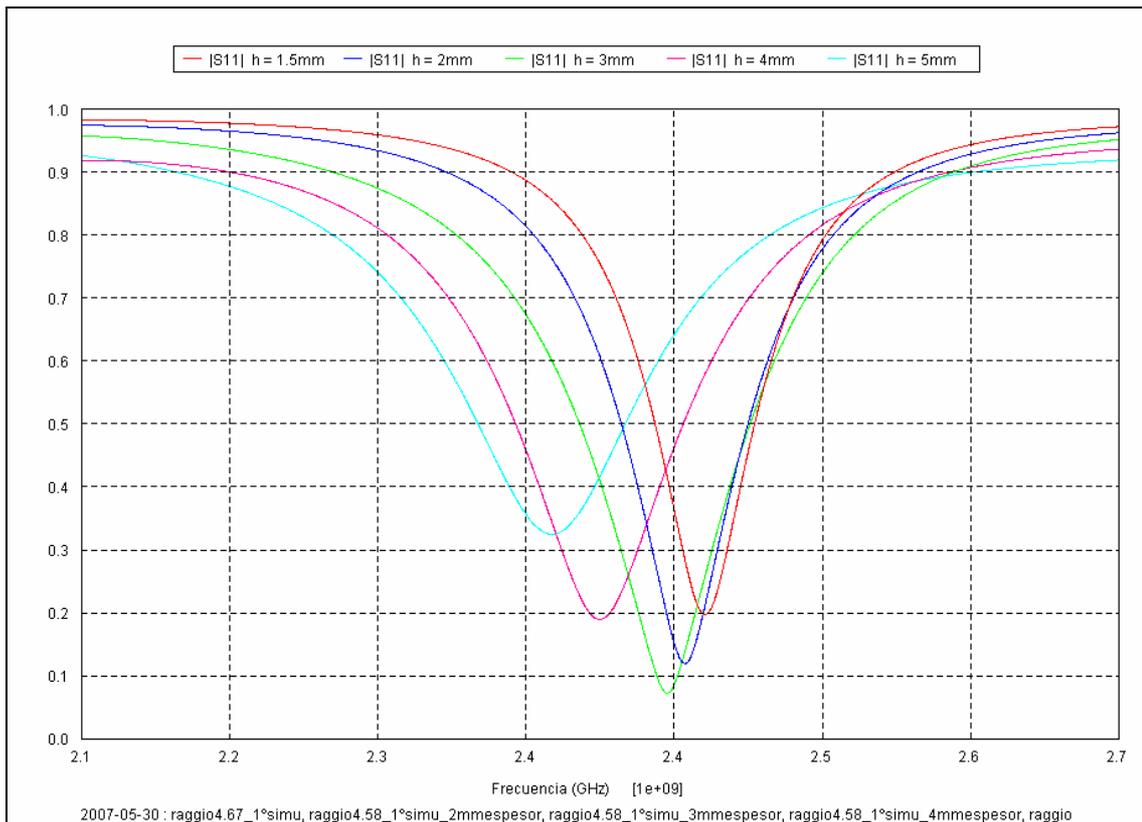


Fig.5.23- Efecto de aumentar el espesor del dieléctrico sobre el coeficiente de reflexión

Efectivamente, la banda ha crecido pero, se manifiesta también una traslación de la frecuencia de resonancia a valores más bajos. Esto podría resolverse disminuyendo el radio del patch como hemos visto anteriormente. A su vez el módulo del coeficiente de reflexión disminuye con lo cual tampoco es conveniente (a pesar de que podría resolverse acercando la alimentación) aumentar mucho el espesor del sustrato (ya que la alimentación no se puede acercar tanto como se pueda al centro del patch ya que esto dificulta su elaboración física).

Mostramos a continuación una tabla con la banda correspondiente a cada valor de h (espesor del sustrato):

h (mm)	f_R (GHz)	f_a (GHz)	f_b (GHz)	BW (MHz)
1.5	2.461	2.446	2.474	28
2	2.448	2.428	2.469	41
3	2.439	2.410	2.466	56
4	2.400	2.365	2.433	68
5	2.372	-----	-----	-----

Tabla 5.2- Banda en función del espesor

De todas formas, debemos de tener presente, como dijimos anteriormente, que al aumentar h crece inevitablemente el nivel de radiación parásita debida a la alimentación además de la aparición de ondas superficiales. Por estos motivos se suele recurrir a otras técnicas para aumentar la banda: unas hacen uso de redes de

adaptamiento planares, otras utilizan al acoplamiento del patch con elementos parásitos.

5.2.7 Uso de un sustrato FR4

A continuación vamos a simular la antena con otro tipo de sustrato, el FR4. Dicha elección es debida al bajo costo de este material y su mayor facilidad a la hora de la implementación física. En contraposición a esto, debemos decir, que presenta una permitividad entre 4.2 y 4.5 y $\tan\delta = 0.02$ (a 1MHz), lo cual implica incertidumbre por un lado y, por otro, altas pérdidas.

En base a la ecuación vista anteriormente seremos capaces de excitar el mismo modo mediante el uso de un patch más pequeño; de hecho pasamos de un radio de 7.367cm (en el caso de aire) y de 4.58cm (para el caso de permitividad 2.5) a 3.467cm (FR4).

Mostramos a continuación los resultados de dicha estructura con FR4:

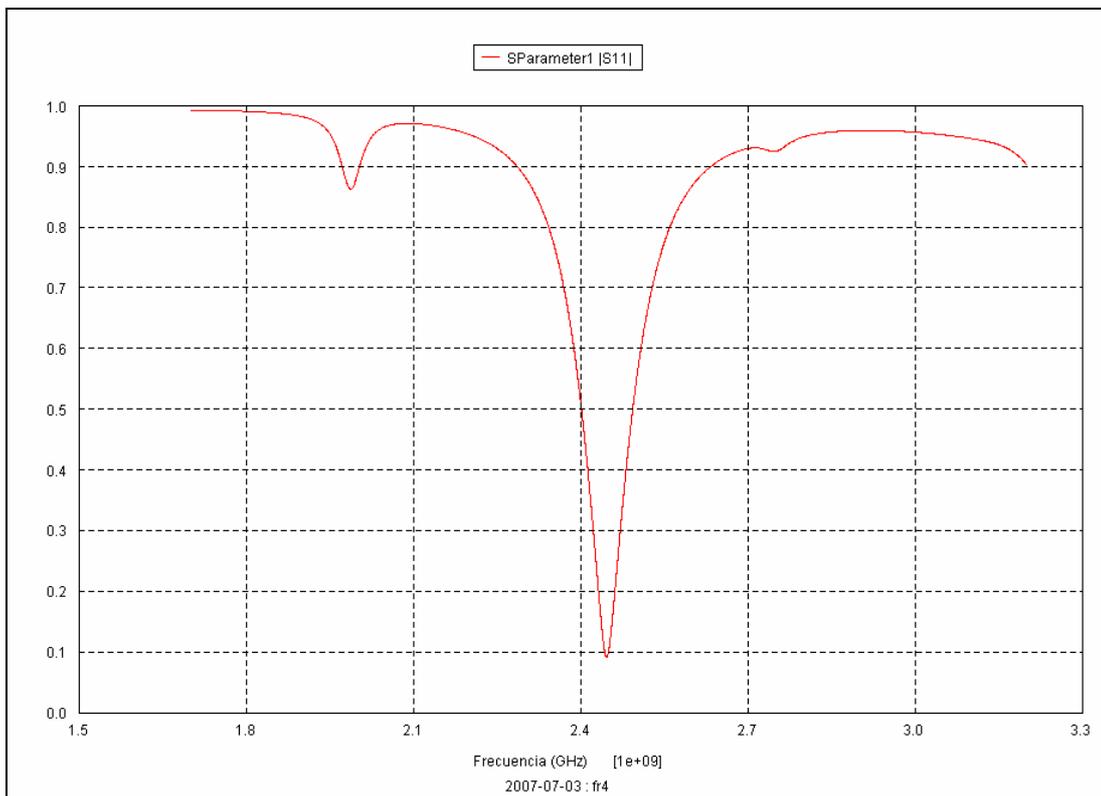


Fig.5.24- Coeficiente de reflexión usando FR4

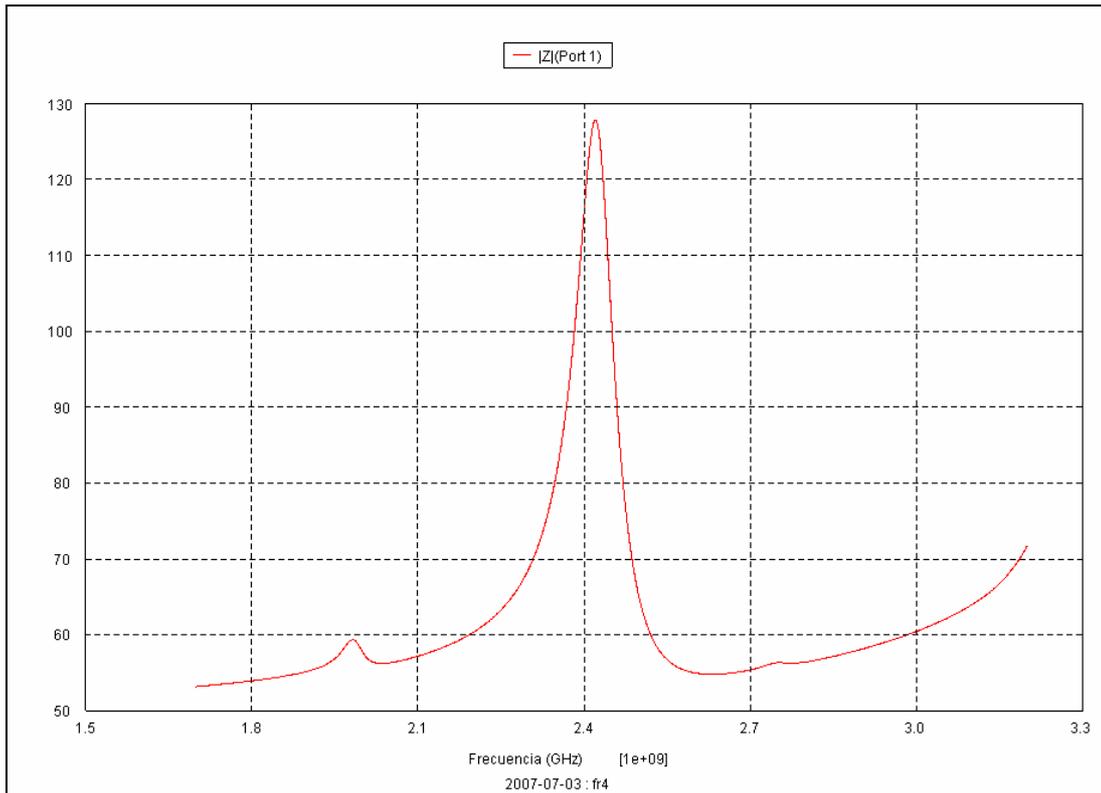


Fig. 5.25- Impedancia de entrada con FR4

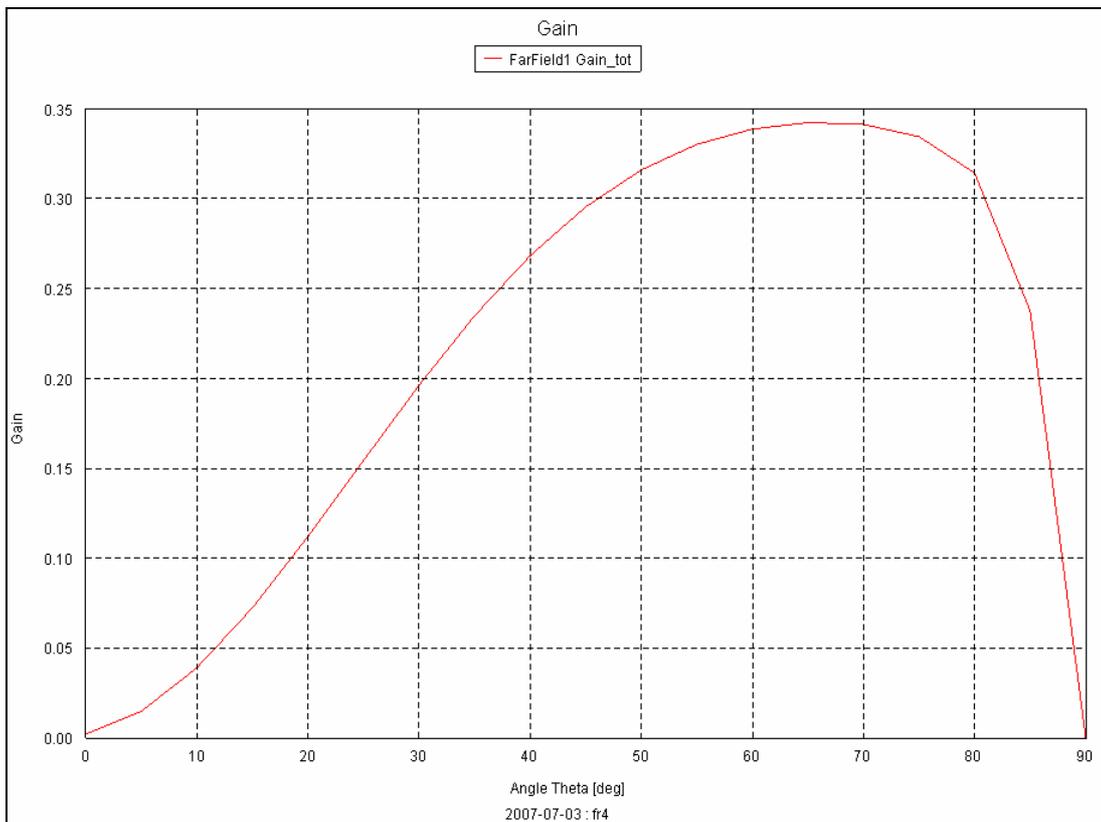


Fig. 5.26- Diagrama de radiación con FR4

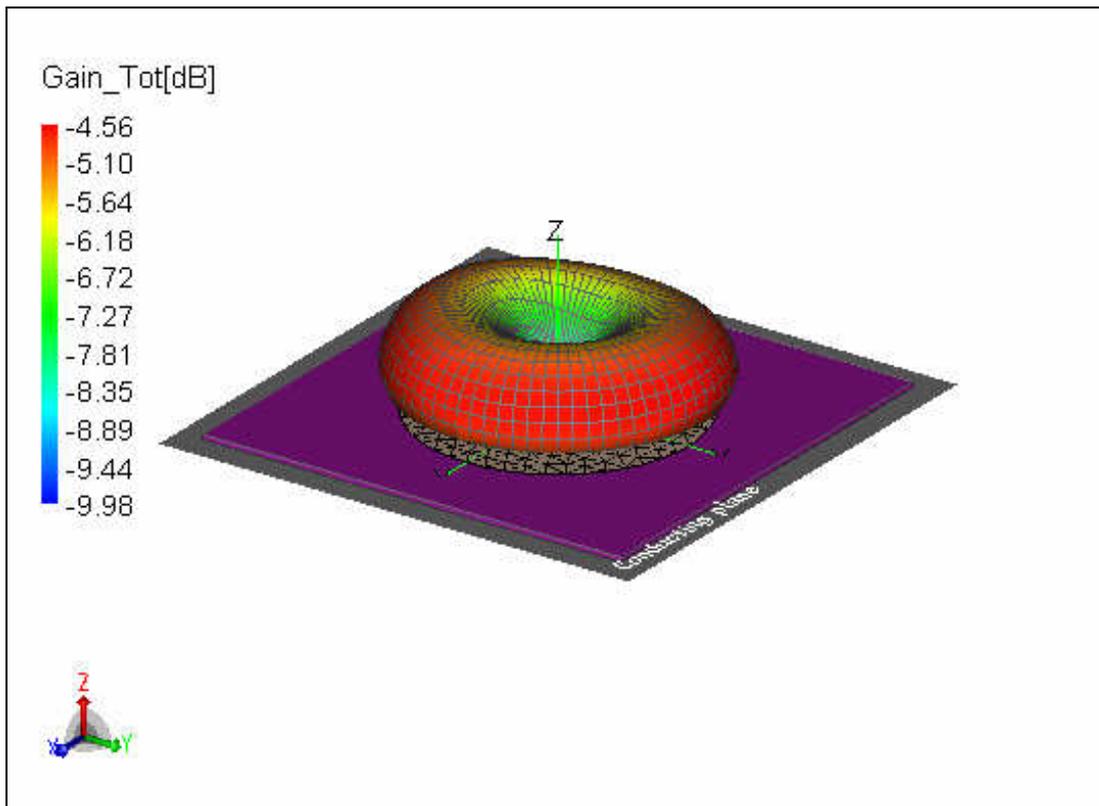


Fig. 5.27- Sólido de radiación usando FR4

Observamos el menor grado de reflexión a la frecuencia deseada; si bien el adaptamiento es bastante bueno (impedancia de entrada próxima a 100Ω), la ganancia es algo escasa a 2.45 GHz.

Al inicio de este apartado de ha dicho que FR4 presenta un valor poco preciso de permitividad (varía entre 4.2 y 4.5). Esto, en base a la ecuación 5.3 puede suponer una variación en la frecuencia de resonancia del orden de los cientos de MHz en función del radio del patch usado. El uso del condensador puede, aparte de reducir las dimensiones, ayudar a compensar este efecto; ya que, es imposible cambiar las dimensiones cada vez que se experimenta una variación de ϵ_r para que resuene siempre a la misma frecuencia.

5.2.8 Aumento de la banda (técnica original)

Existe una técnica original que nos permite aumentar la banda para obtener una acorde al estándar 802.15.4. Este método consiste en colocar un estrato de aire entre el plano de masa y el patch y, sobre éste, colocar el sustrato dieléctrico que en nuestro caso será FR4 (debido a su bajo coste y fácil adquisición). Mostramos a continuación un esquema de la estructura:

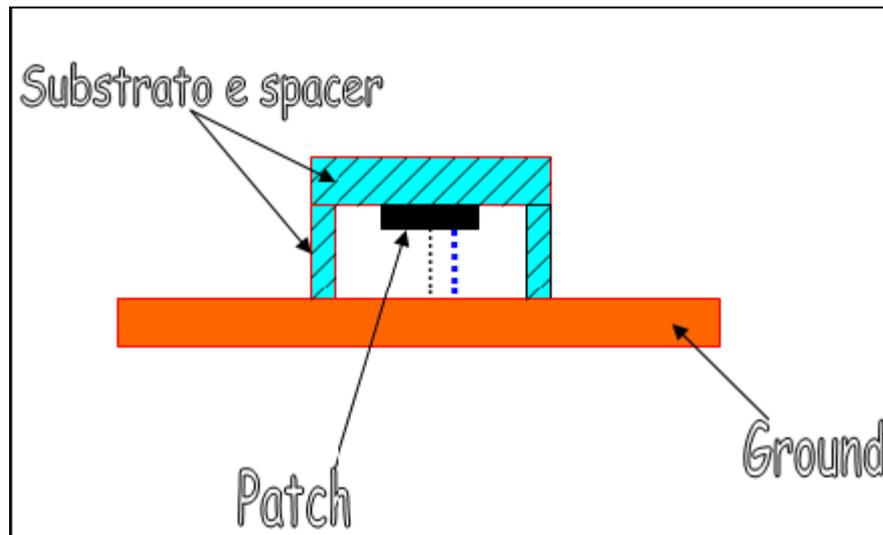


Fig.5.28- Esquema adoptado para aumentar la banda

Las dos líneas de puntos de la figura que unen el plano de masa y el patch corresponden a la alimentación y el condensador. Los divisores usados para separar el sustrato del plano de masa se suponen del mismo material que dicho sustrato. De este modo, es como si tuviésemos una antena microstrip con aire como sustrato sobre la que se apoya a su vez un sustrato de FR4. Variando el espesor del sustrato de aire se varía (siempre dentro de unos límites) el ancho de banda; en concreto, la frecuencia crece conforme aumenta el espesor del sustrato de aire.

Añadiendo a esta original técnica el uso de condensadores puede dar resultados óptimos.

En este apartado, como a lo largo de todo el estudio de antenas microstrip, partiremos de casos más básicos para modelar finalmente una antena acorde a la realidad y especificaciones pedidas. Así pues, mediante diversas tentativas nos iremos acercando a una antena acorde con las especificaciones del estándar 802.15.4 y de dimensiones que se ajusten al uso para el que esta encomendada dicha antena (inmersión en el pavimento).

Una vez más tratamos de excitar el modo TM_{02} para lo cual hacemos uso de la ecuación siguiente:

$$f_{nm} = \frac{\chi_{nm}c}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_{re}}}$$

donde, debido al aire interpuesto entre el sustrato y el plano conductor se produce una reducción de la permitividad efectiva ϵ_{re} de la siguiente manera:

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r(h + \Delta)}{h + \epsilon_r\Delta}$$

Esto produce un aumento de la frecuencia de resonancia.

De este modo para un sustrato de aire de 5mm y de FR4 de 1.5mm encontramos una ϵ_{ref} de 1.219. Debido a que es un valor próximo a uno las dimensiones del patch para excitar el modo TM_{02} a la frecuencia deseada (2.45GHz) serán parecidas a aquéllas en las que usábamos sólo aire. Concretamente obtenemos un valor de 6.76cm. Sin embargo, para obtener resultados correctos hemos de usar 7.5cm (debemos siempre señalar que las ecuaciones anteriores son, si bien bastante precisas, empíricas, por lo que debemos usarlas de ayuda y no como restricción). A su vez la alimentación ha sido colocada a 1.5cm del centro del patch. Mostramos a continuación los resultados obtenidos:

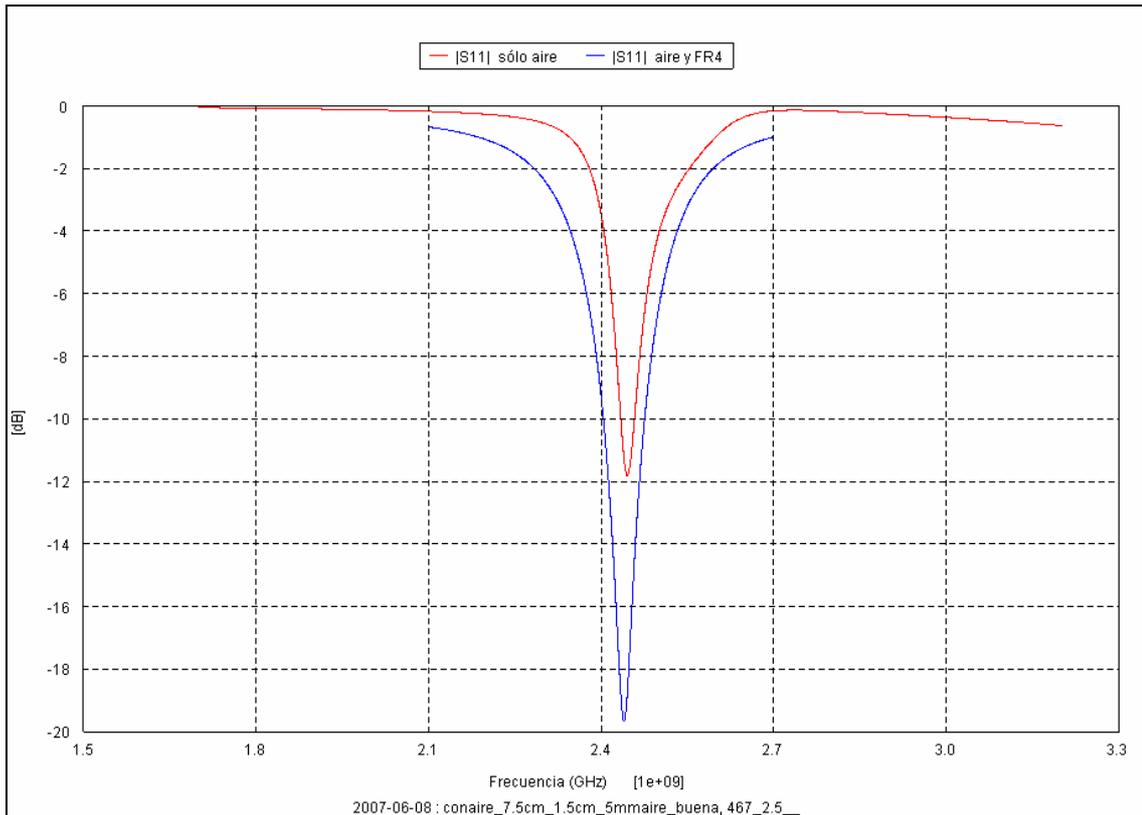


Fig. 5.29- Comparación entre la banda de antena de aire y otra de aire y FR4

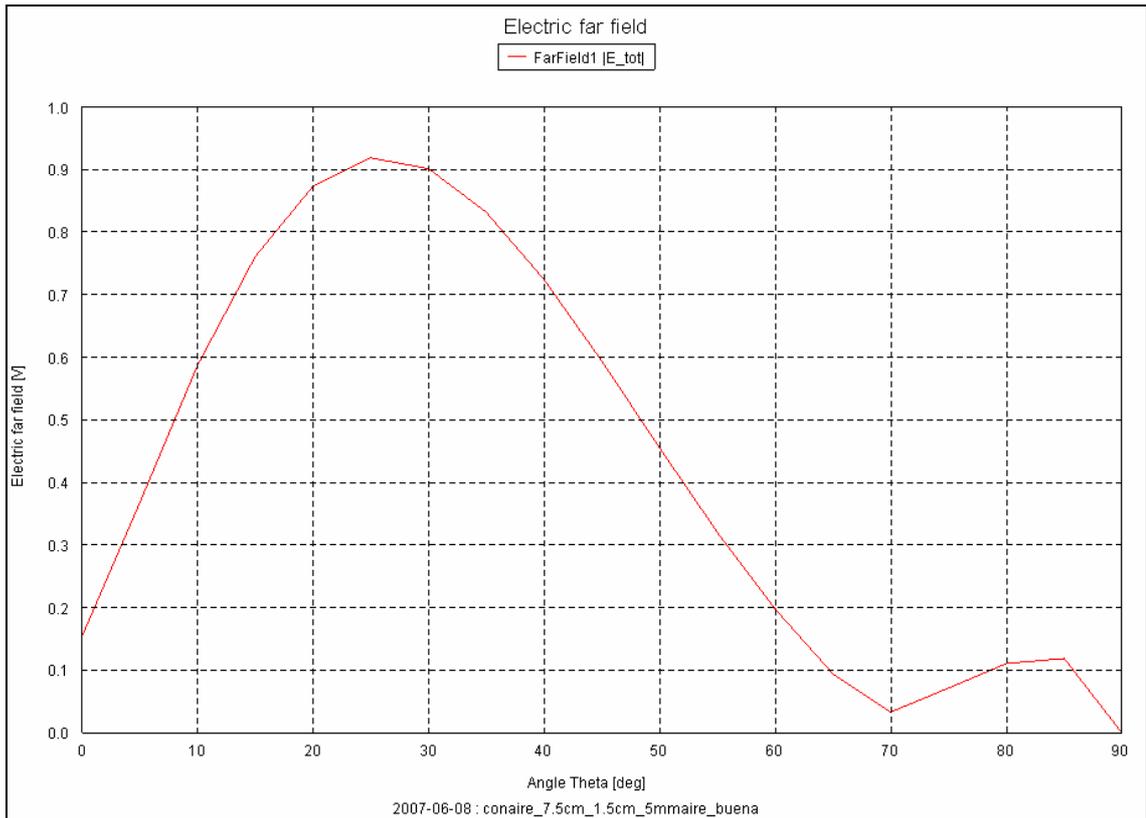


Fig. 5.30- Diagrama de radiación de la antena a 2.45GHz

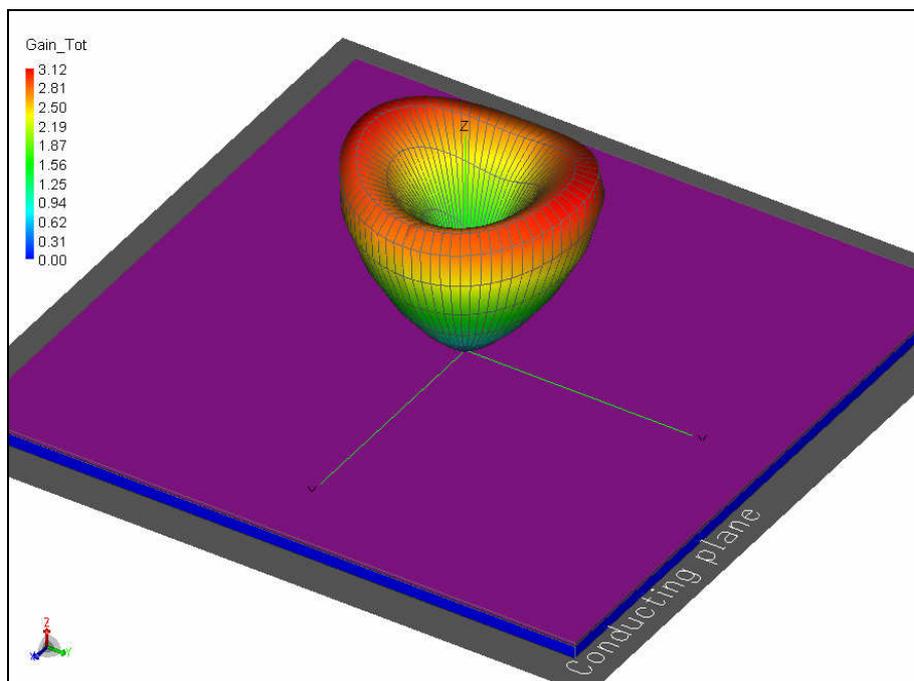


Fig. 5.31- Ganancia de la antena a 2.45GHz

En la primera de las tres figuras podemos observar como, efectivamente, aumenta la banda con respecto a las primeras simulaciones que hicimos para el caso de que exista sólo el patch y el plano conductor (substrato de aire). Sin embargo y a pesar de conseguir un valor bastante bueno de ganancia existen dos inconvenientes en esta estructura:

- El primero y más importante es la dimensión del patch siendo éste demasiado grande; téngase en cuenta que esta estructura debe ir posteriormente encajada en el pavimento. Es más, posteriormente se analizarán estructuras finitas en las cuales, para disminuir el efecto de bordes, el radio del plano de masa y los dieléctricos debe ser considerablemente mayor que el del patch. En suma, todo esto podría desembocar en una estructura final de 40cm de diámetro, poco práctico a nivel real.

- En segundo lugar observamos que el ángulo donde se produce la máxima radiación es demasiado elevado como se puede apreciar en las figuras 5.30 y 5.31; esto es a 60° del suelo ($\theta = 30^\circ$). Aunque esto no es conveniente, sin embargo, no es una limitación tan fuerte como la anterior ya que a la hora de diseñar nuestra red final podemos colocar el nodo receptor a suficiente altura pero con las molestias que ello causaría.

No obstante el patch anterior podemos disminuirlo hasta 4.5cm mediante el uso de un condensador de 0.6pF. Mediante el software de Murata calculamos los valores de resistencia e inductancia asociados a dicha capacidad proporcionando un resultado más real y fiable. Notar que la alimentación se ha acercado al centro del patch donde se encuentra el condensador hasta 7mm. Veamos el coeficiente de reflexión y la ganancia:

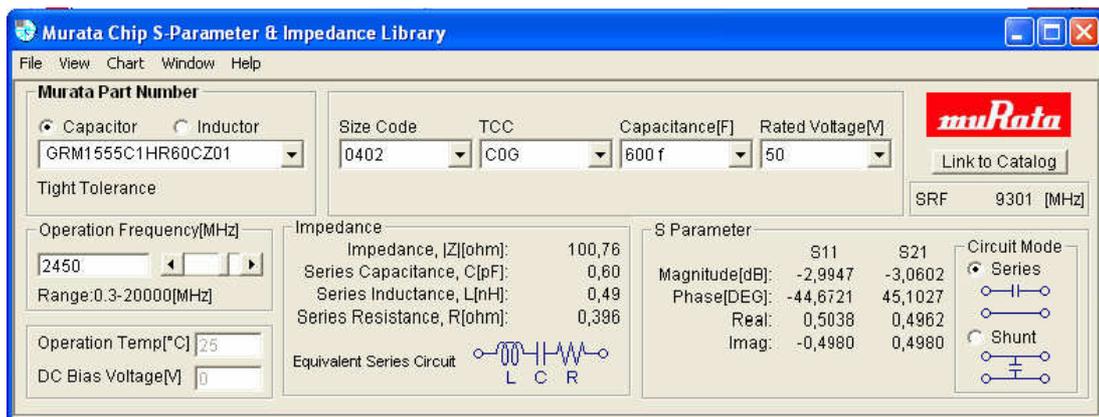


Fig. 5.32- Resistencia e inductancia asociadas a la capacidad real

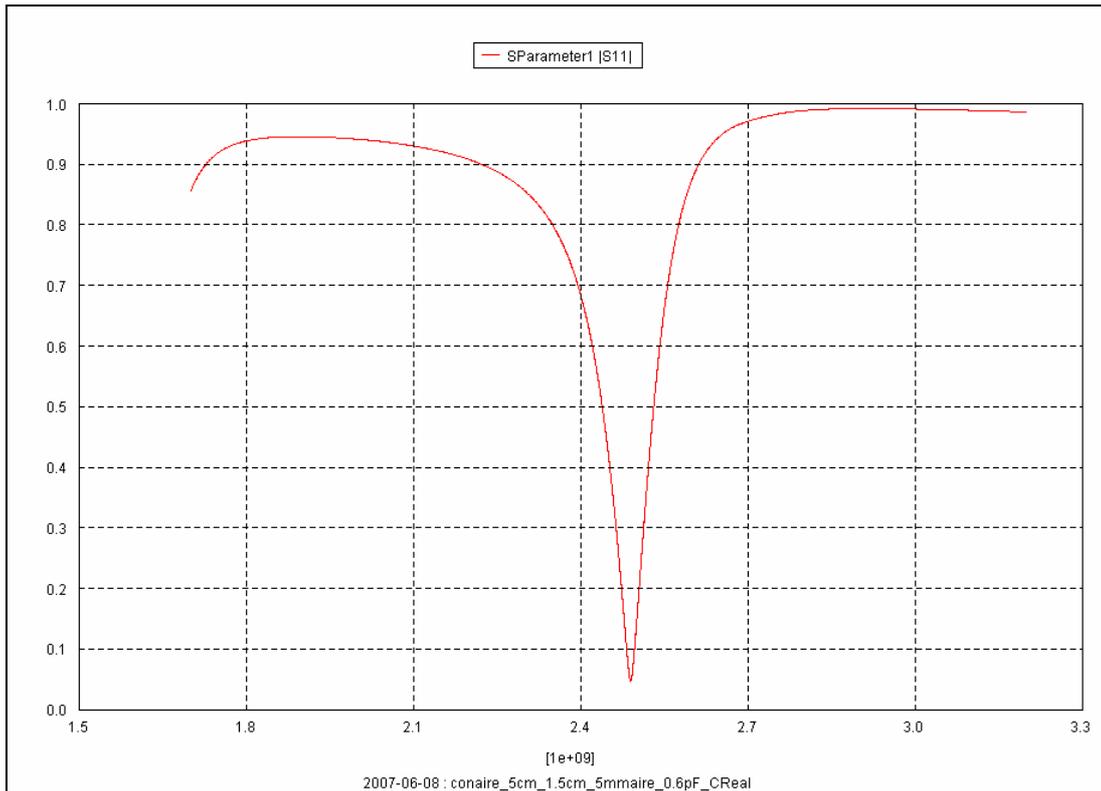


Fig. 5.33- Coeficiente de reflexión

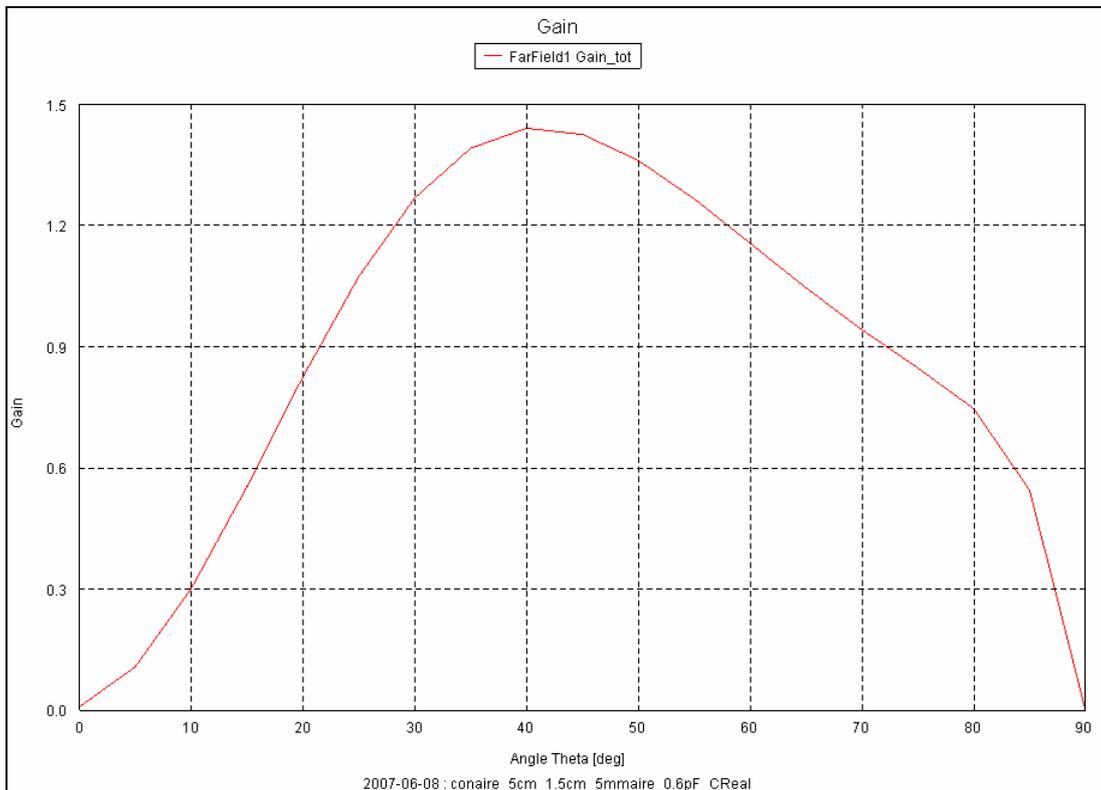


Fig. 5.34- Ganancia a 2.45GHz.

Aún así las dimensiones siguen siendo demasiado grandes con lo que trataremos de conseguir una estructura más pequeña. Se podría pensar que aumentando el condensador y reduciendo el radio del patch se consigue el mismo

comportamiento; sin embargo, para valores de capacidad mayores del citado la antena se comporta de otra manera diversa de tal forma que el modo que deseamos excitar desaparece. Debemos seguir otra dirección de estudio a fin de conseguir una mayor compactibilidad.

Tras realizar diversas tentativas encontramos una antena de dimensiones mucho más reducidas y que presenta un buen comportamiento. Dicha antena presenta 0.66cm de patch, 5mm de aire entre ambos conductores (patch y plano de masa), 1.5mm de FR4, condensador de 5pF en el centro de la antena (con $R = 0.436 \Omega$ y $L = 0.44\text{nH}$, hallados con Murata Software); la alimentación se encuentra a 0.5mm del condensador. Veamos los resultados obtenidos de dicha simulación:

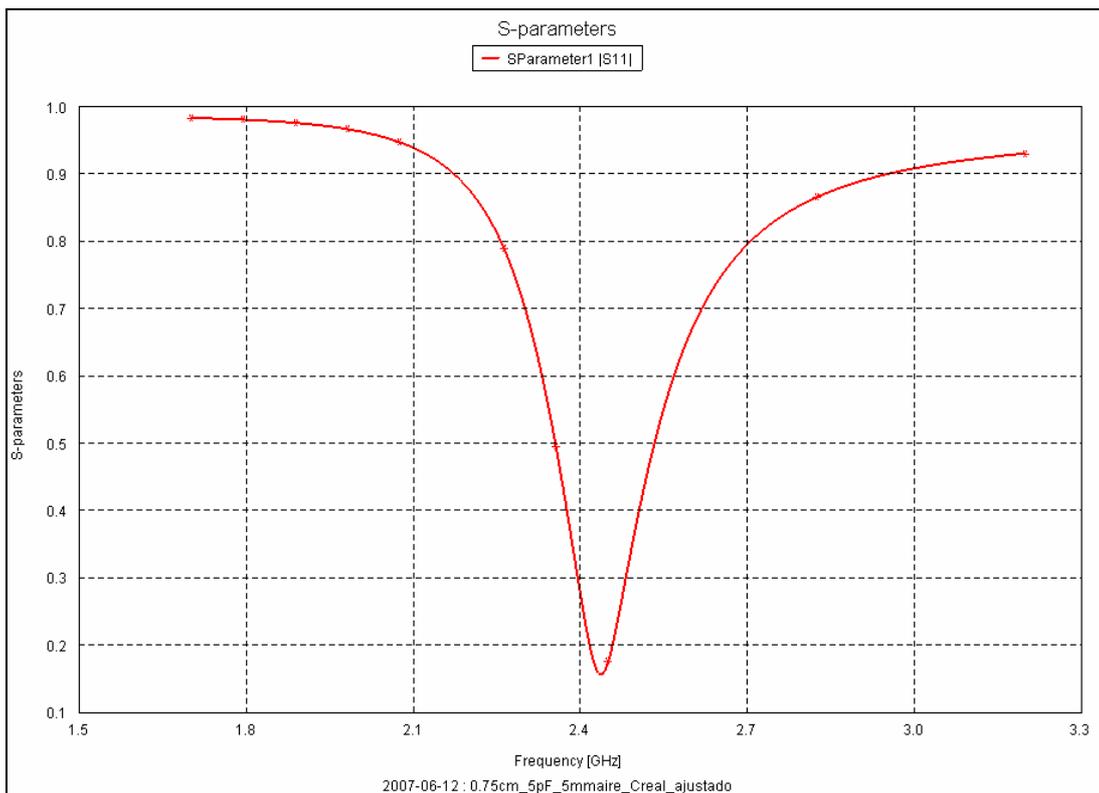


Fig. 5.35- Coeficiente de reflexión

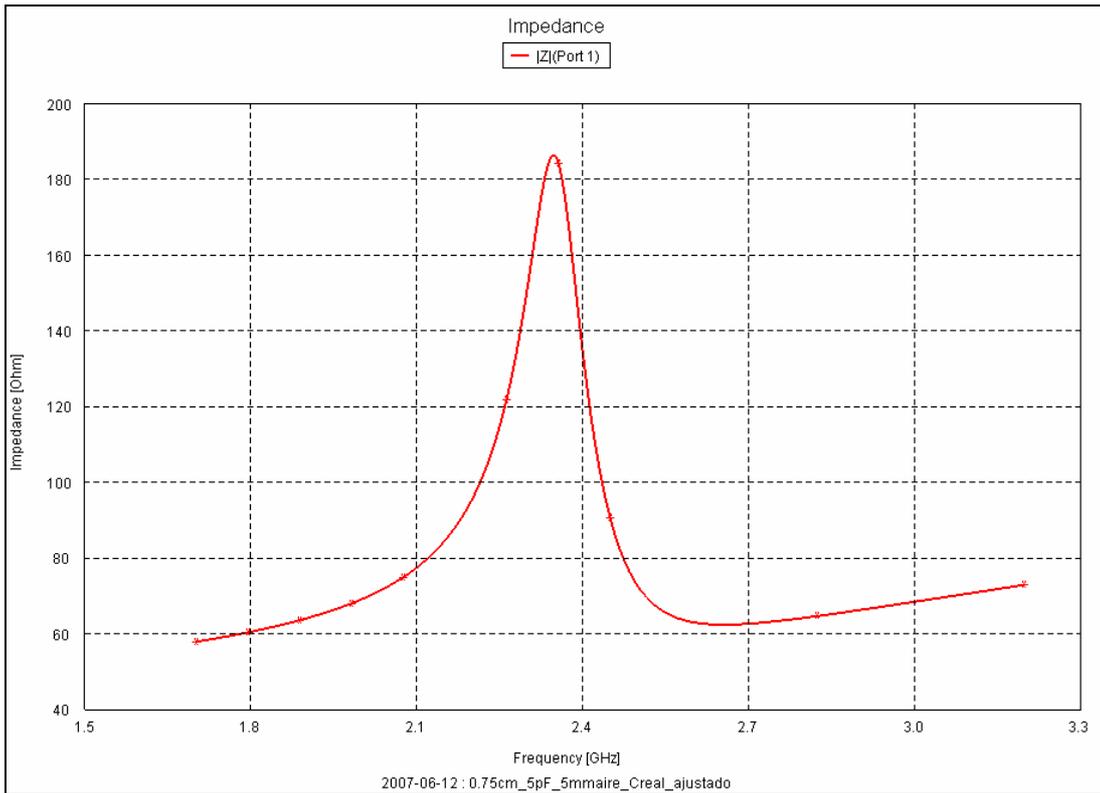


Fig. 5.36- Impedancia de entrada a 2.45 GHz

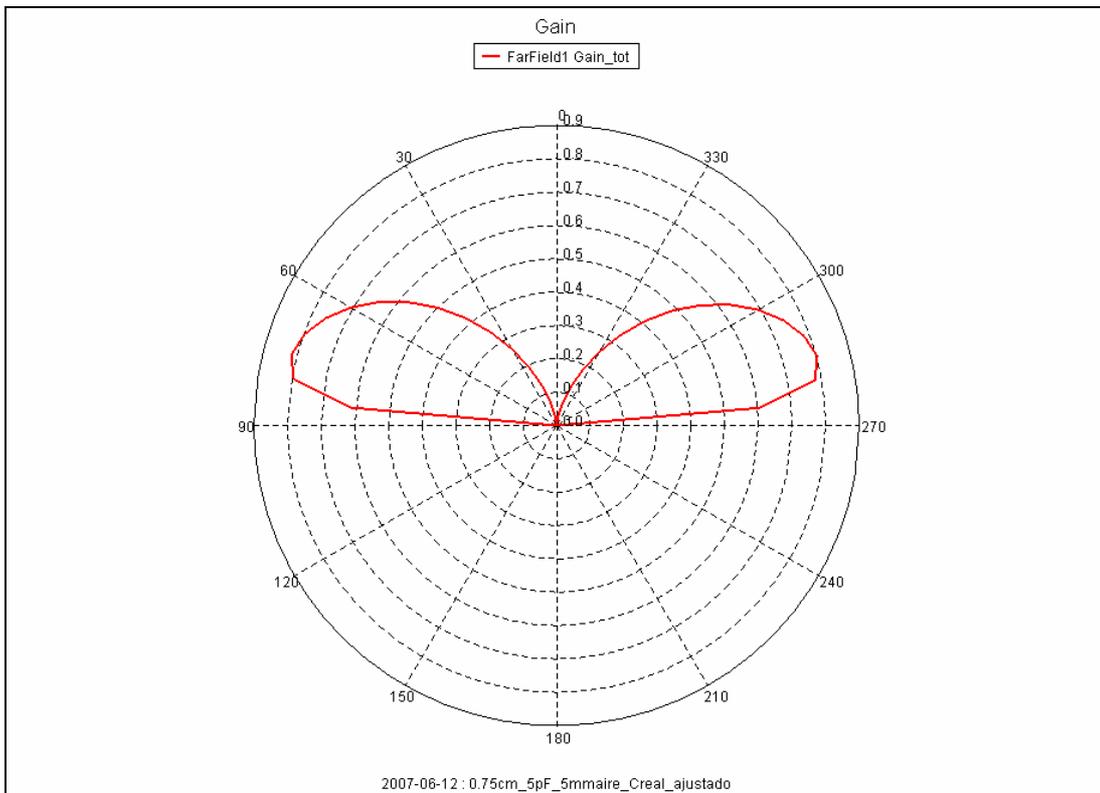


Fig. 5.37- Ganancia en coordenadas polares a 2.45GHz

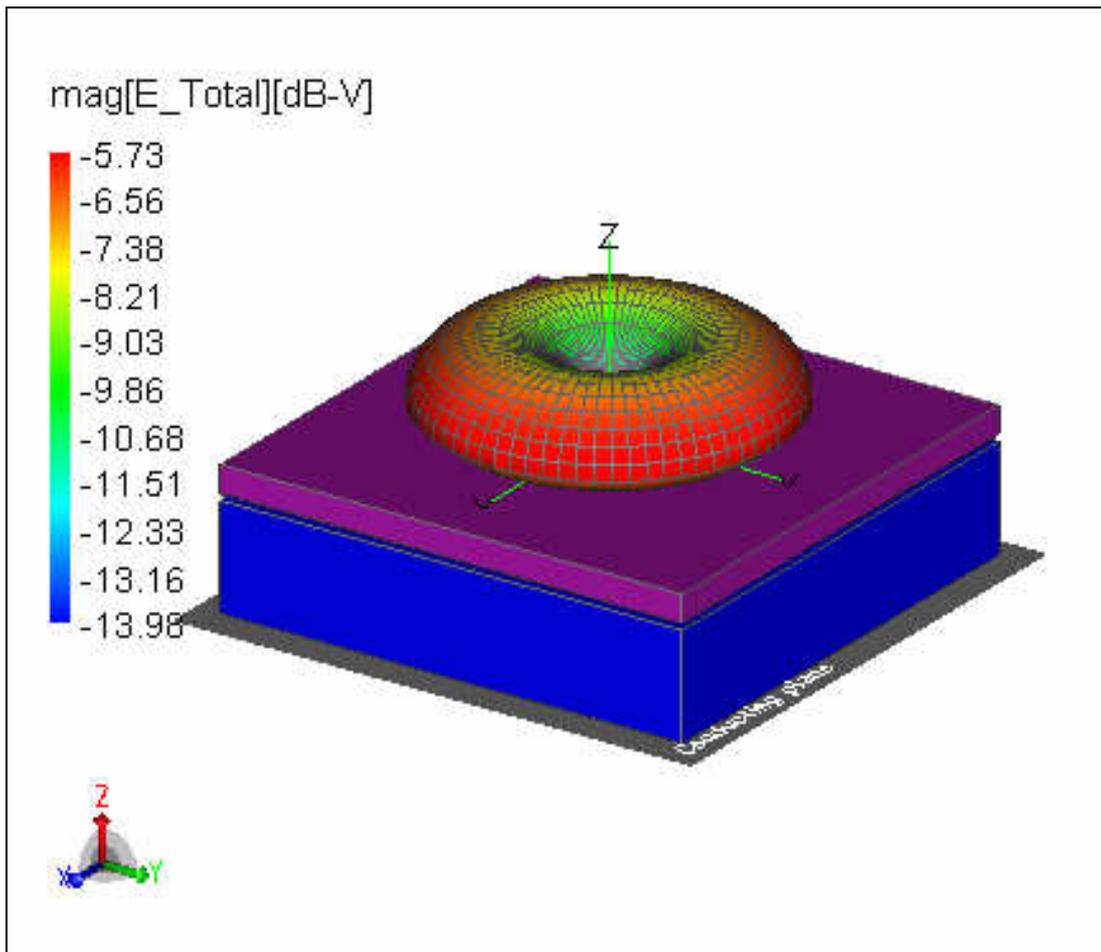


Fig. 5.38- Sólido de radiación a 2.45GHz

Como podemos observar dicha antena proporciona buenos resultados ya que la resonancia se produce a la frecuencia deseada, la impedancia de entrada es próxima a 100Ω e irradia con una ganancia aceptable en ángulos extremadamente pequeños lo cual, si bien no es el objetivo primordial, facilita en gran medida la instalación del receptor el cual puede situarse a bajas alturas.

Notar por otro lado que el modo excitado ya no puede tratarse del TM_{02} ya que según vimos anteriormente el radio del patch debe ser próximo a aquél del modelo que sólo contenía aire mientras que en este caso es la décima parte. Se trata por tanto del modo TM_{01} .

Siguiendo la dinámica de nuestro estudio (paso a paso) procedemos a simular la antena anterior pero con dimensiones finitas. Para ello sustituimos plano de masa, aire y FR4 infinitamente extensos (realizados mediante la opción “*infinite planes*” de CADFEKO) por cilindros de radio 4.5mm y la misma altura de antes (1.5mm de FR4 y 5mm de aire) definiendo la base del de aire como conductor perfecto (plano de masa). Esta última limitación de las dimensiones origina la radiación de la antena también en el semiplano inferior por tanto debemos de analizar los campos lejanos para θ comprendido entre 0 y 180° (antes lo hacíamos entre 0 y 90° ya que ϕ ya barre los 360°). A su vez se produce también el “efecto de bordes” el cual disminuye

conforme sea mayor la proporción entre radio de los cilindros (substratos) y radio del patch.

Destacar que hemos variado el radio del patch de 0.66cm a 0.608cm y avecinado la alimentación a 0.44mm para obtener resultados satisfactorios. Estos son los resultados se la simulación:

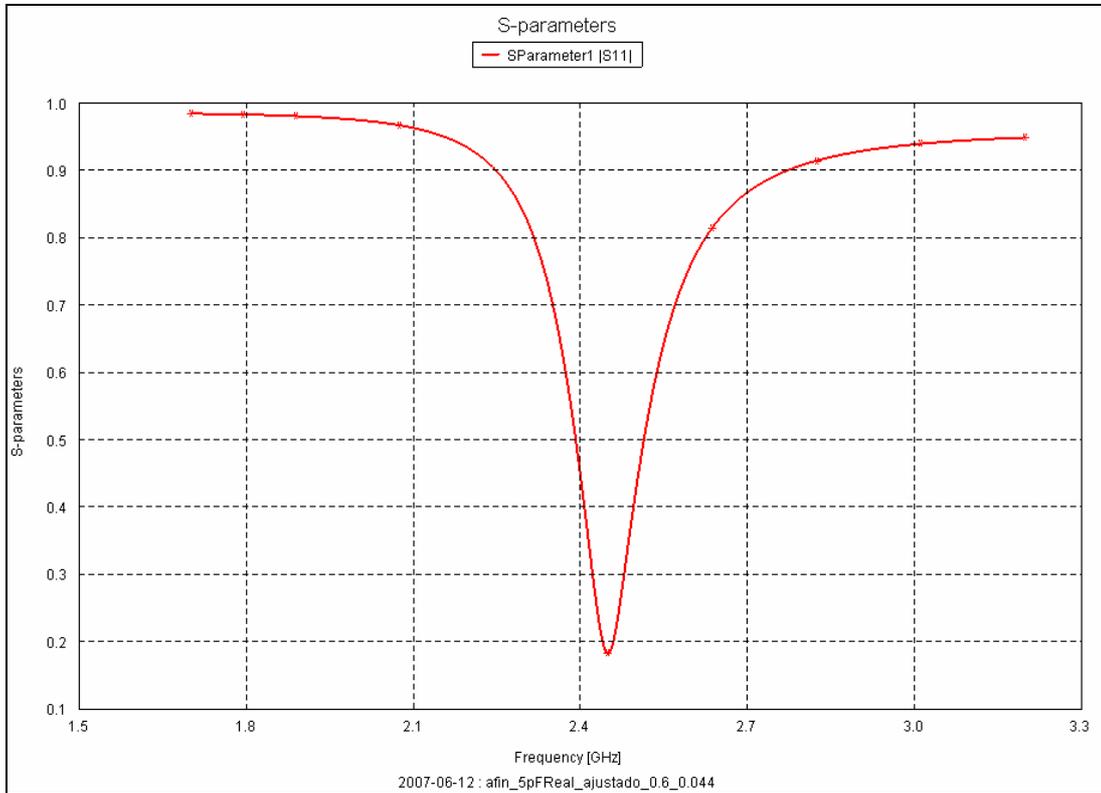


Fig. 5.39- Coeficiente de reflexión

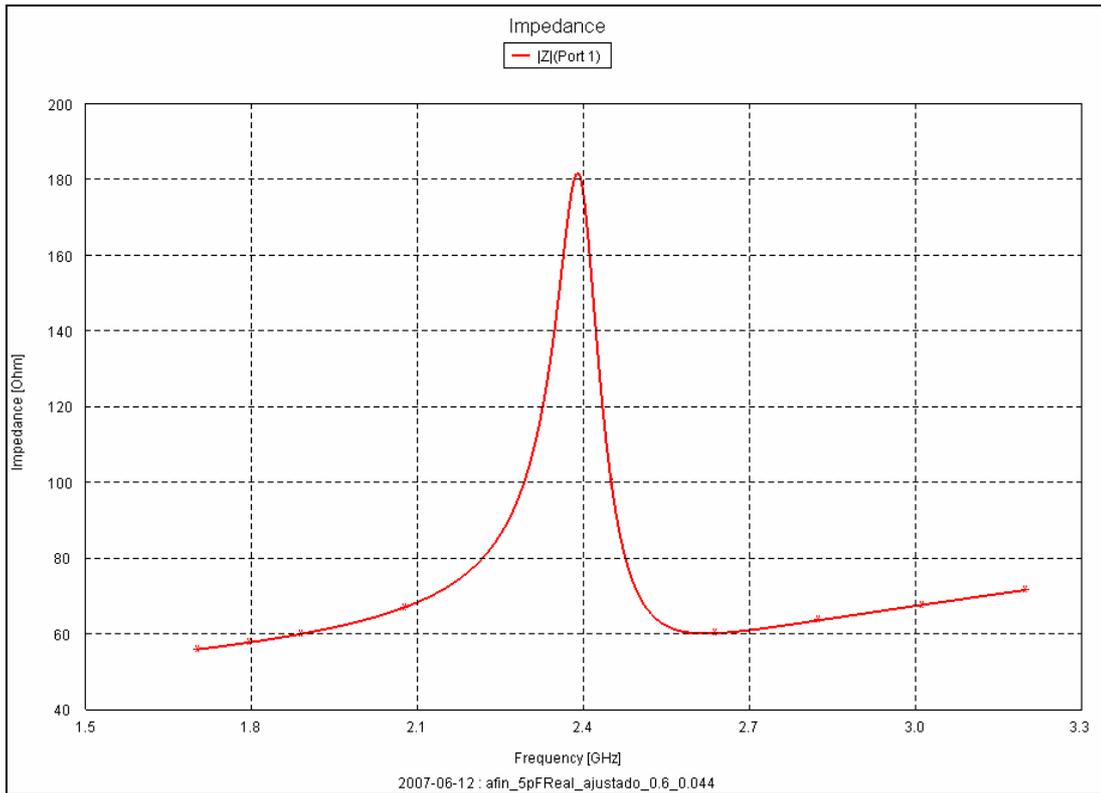


Fig. 5.40- Impedancia de entrada

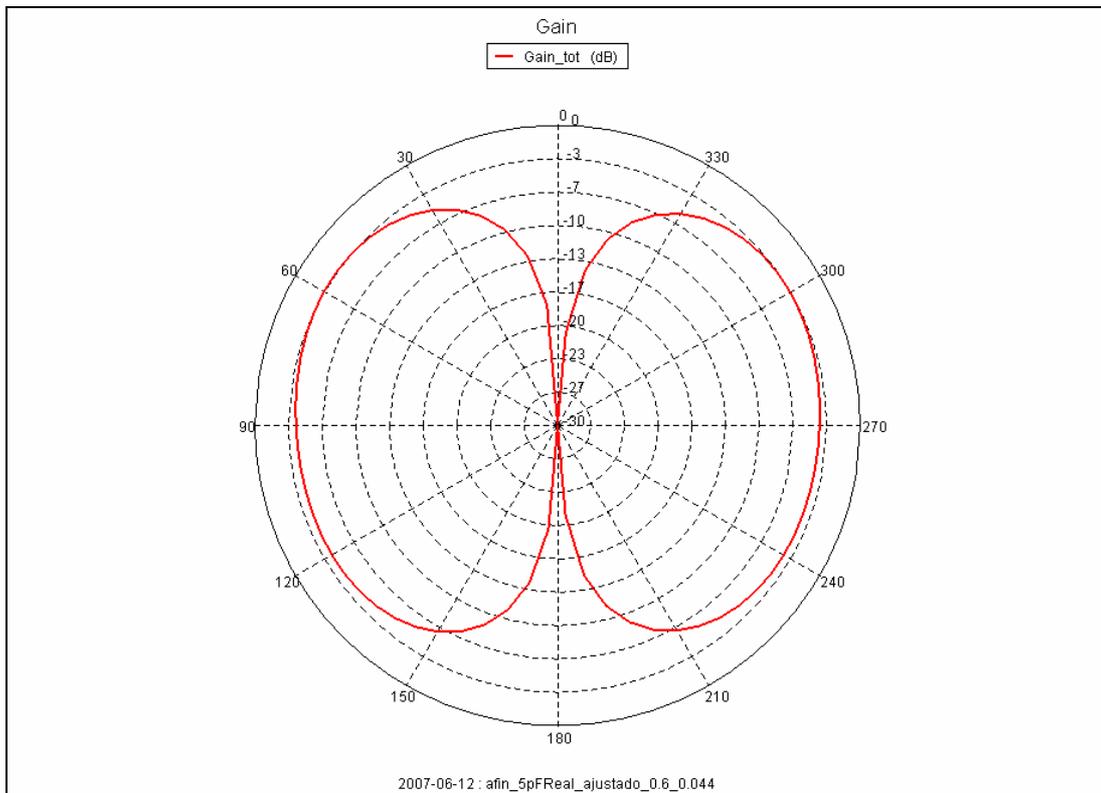


Fig. 5.41- Ganancia en coordenadas polares a 2.45GHz (en dB)

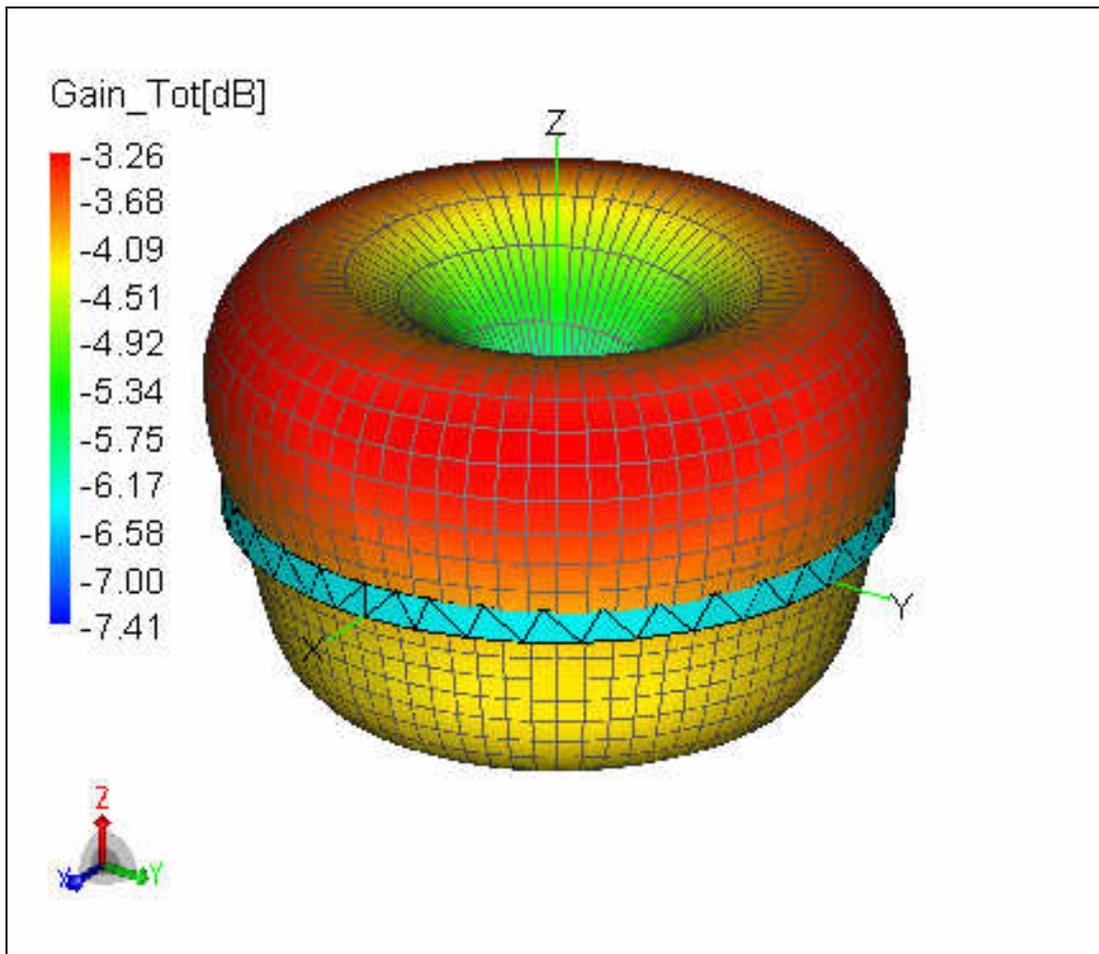


Fig. 5.42- Sólido de radiación (ganancia) a 2.45 GHz en dB

Los resultados obtenidos resultan satisfactorios salvo por el hecho de que la ganancia es algo baja. Sin embargo esta antena no es válida para nuestro estudio. Nuestro objetivo es encontrar una antena que cumpla ciertos requisitos en cuanto a frecuencia, coeficiente de reflexión, dirección de máxima radiación, ganancia, etc. Pero, no podemos olvidar que dicha antena debe ser realizable físicamente de manera “sencilla” y esta última presenta dimensiones bastante costosas como son los 6mm de radio del patch y la alimentación situada a 0.44mm aparte de casi imposible de realizar puede producir acoples con el cable que contiene el condensador.

Se puede aumentar las dimensiones y a su vez incrementar la ganancia simplemente reduciendo el valor del condensador a 1.8pF sin embargo el radio sería de 1cm lo cual sigue siendo pequeño y la alimentación iría a 2mm (demasiado cerca).

Resumiendo un poco hemos encontrado dos antenas (ambas compuestas de aire y FR4 con el patch en medio) que sólo difieren en el radio del patch, situación del cable de alimentación y el valor del condensador; no obstante una es demasiado grande y la otra demasiado pequeña. Esto es, debemos ser capaces de diseñar una antena dentro de unos límites ya que si bien debe ser pequeña para poder ir inmersa en el pavimento debe también ser posible su implementación física.

Ya que hemos obtenido buenos resultados para una estructura de 4.5cm con un condensador de 0.6pF y una estructura de 1cm y con condensador de 1.8pF una primera línea de investigación podría ser el de buscar valores intermedios de radio y condensador (por ejemplo 2cm y 1pF); sin embargo, como ya hemos mencionado, se trata de dos modos excitados diversos y conforme aumentamos el valor del condensador más de 0.6pF en el primer ejemplo desaparece el modo TM_{02} ; lo mismo sucede si disminuimos el condensador de 1.8pF en el segundo ejemplo.

Debemos, por tanto, de buscar otra línea de estudio. Ésta, puede ser la de fijar la estructura y jugar con la alimentación y los condensadores. Esto es, siempre sobre el modelo que incluye aire entre el plano de masa y el patch y encima FR4, elegir un tamaño entre 2 ó 3cm para el radio del patch e ir variando la posición de las líneas donde se encuentran los condensadores así como, el valor de estos (en lo sucesivo la alimentación la colocamos en el centro). Para ello usaremos la técnica “paso a paso” partiendo una vez más de la estructura de dimensiones infinitas para, una vez encontrada una suficientemente buena, darle dimensiones finitas y tratar de optimizarla.

Veamos la primera estructura obtenida. Ésta posee un radio de 1.8cm y dos condensadores de 1.4pF situados en línea recta con la alimentación y distanciados 1.6cm de ella como muestra la siguiente figura:

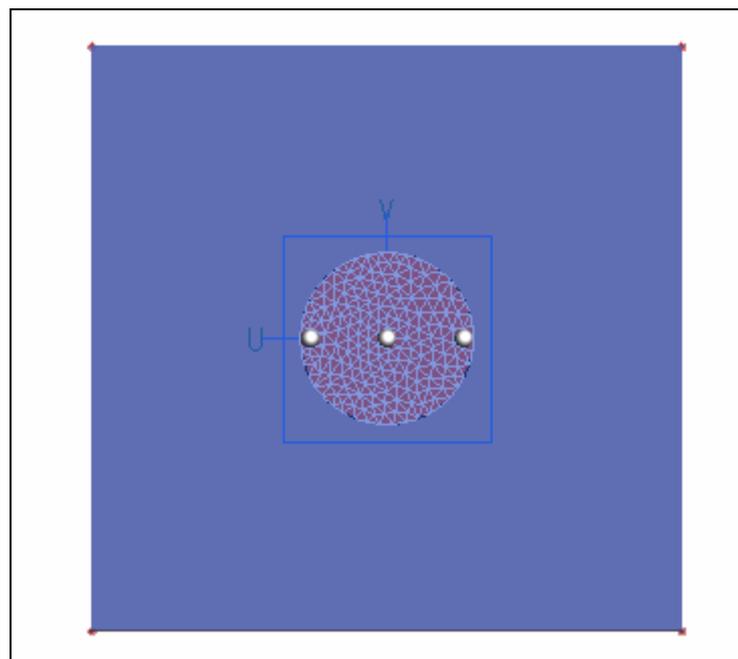


Fig. 5.43- Diseño de la antena con 2 condensadores (alimentación en el centro)

Veamos lo obtenido de las simulaciones:

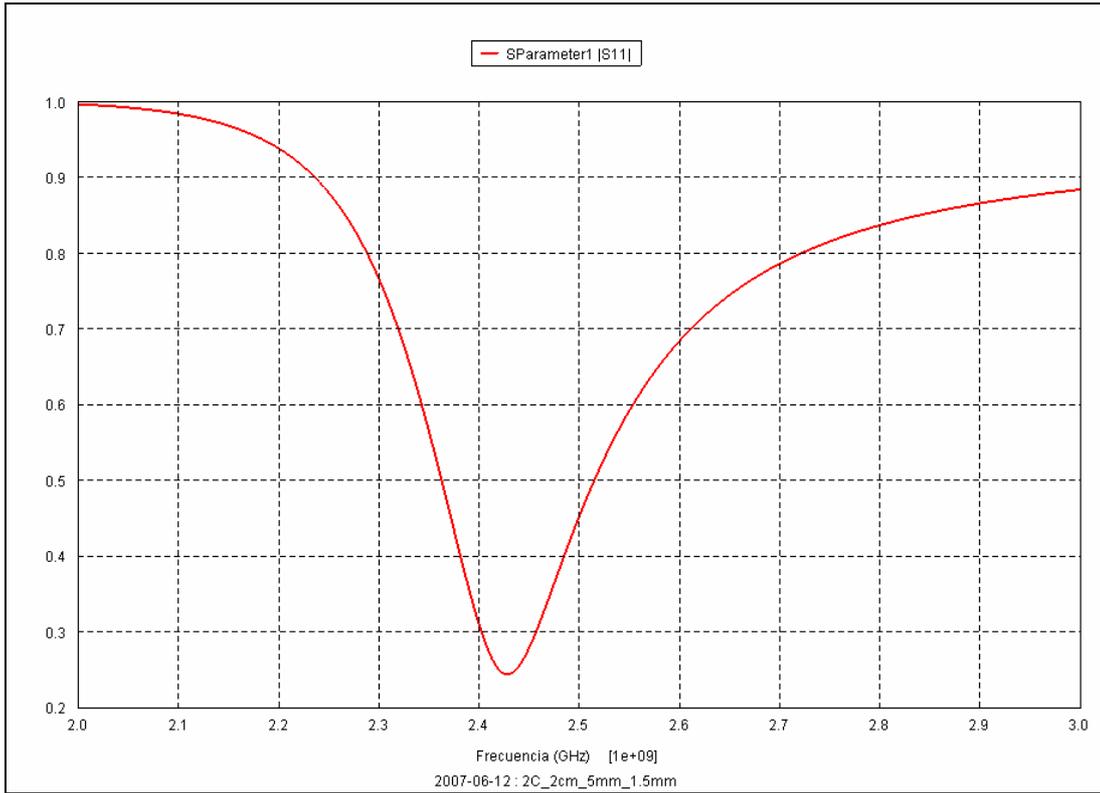


Fig. 5.44- Coeficiente de reflexión

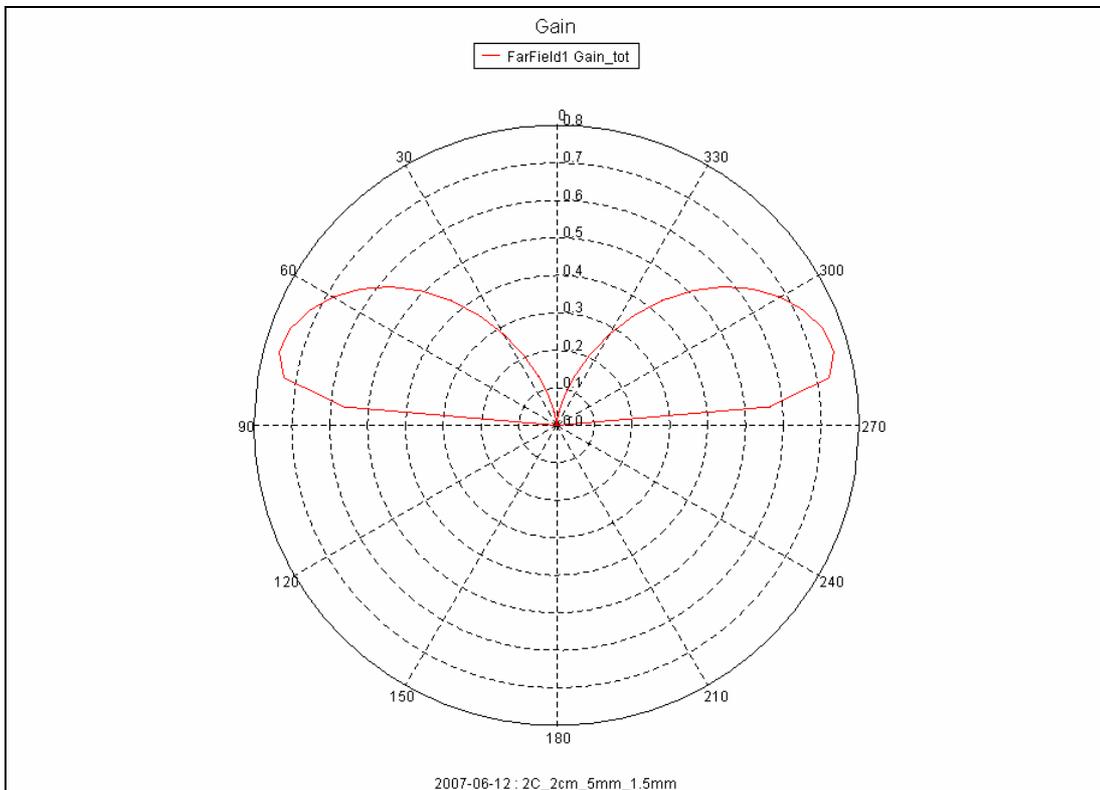


Fig. 5.45- Diagrama de radiación en coordenadas polares a 2.45GHz ($\varphi = 0^\circ$)

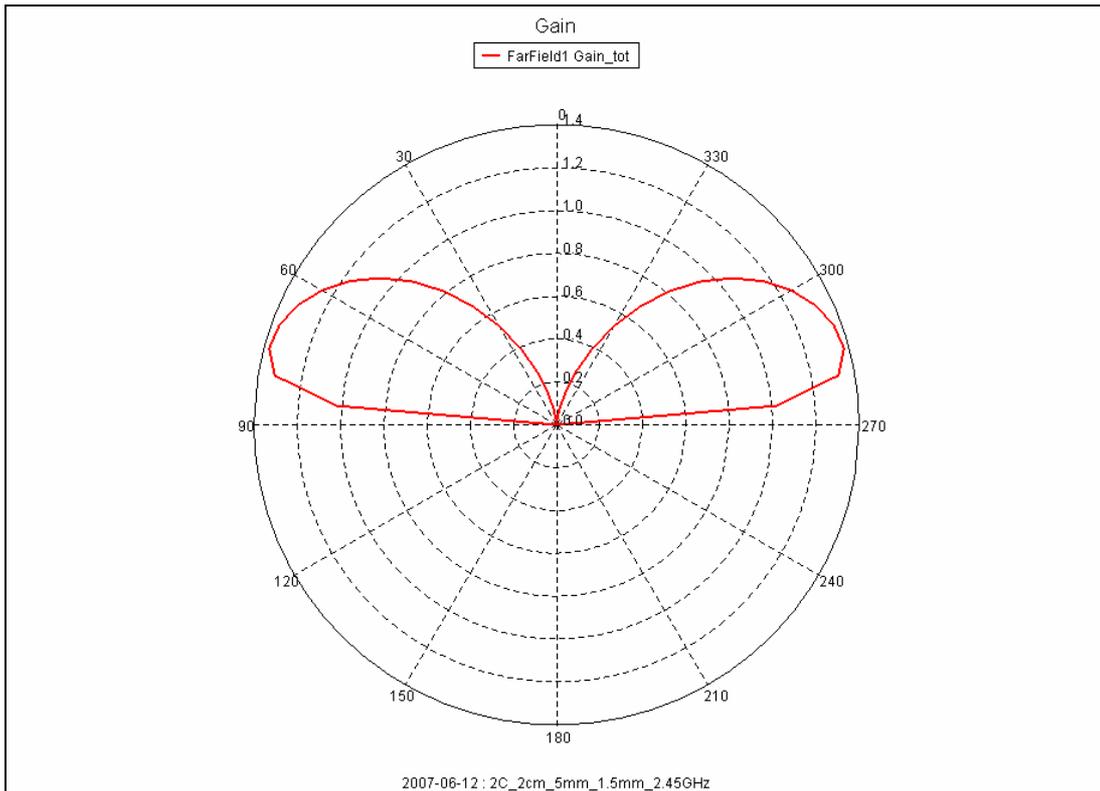


Fig. 5.46- Diagrama de radiación en coordenadas polares a 2.45GHz $\phi = 90^\circ$)

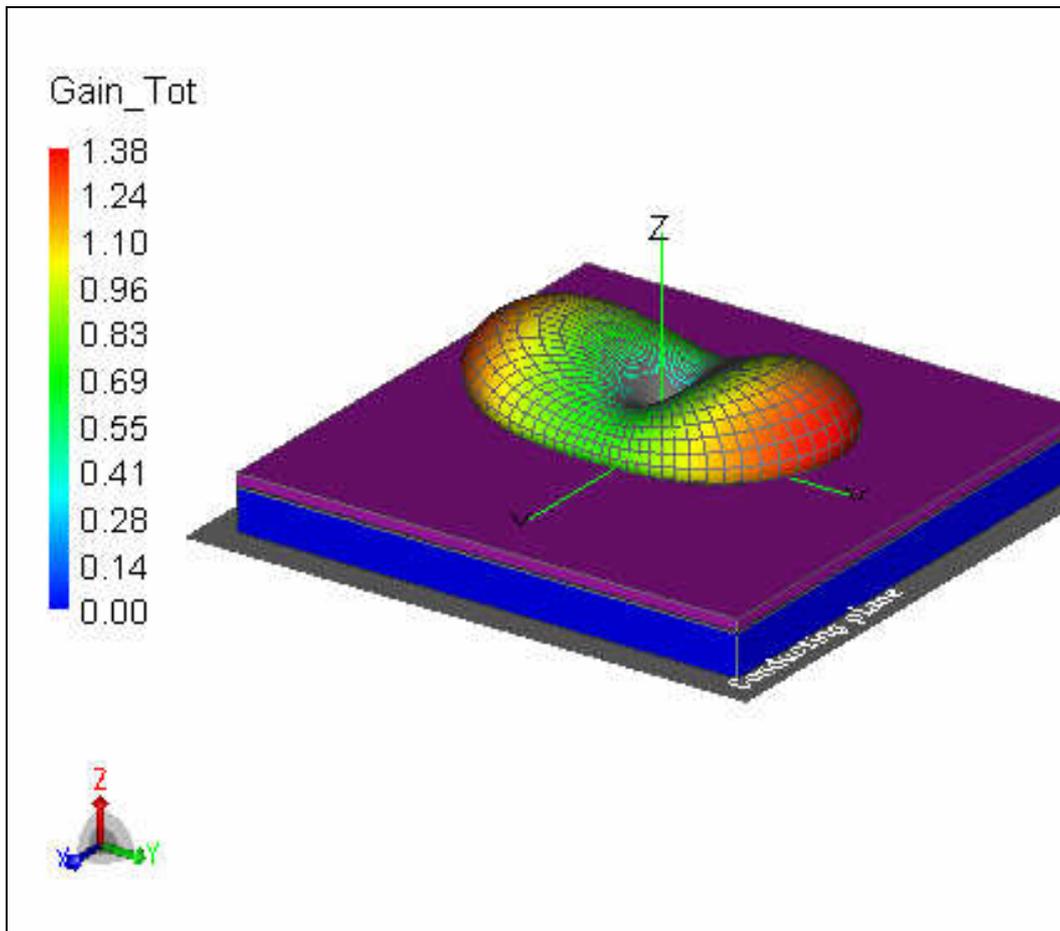


Fig. 5.47- Sólido de radiación a 2.45 GHz

Este modelo presenta un valor un poco alto del coeficiente de reflexión a la frecuencia deseada; sin embargo los valores de ganancia son bastante aceptables. Podemos observar que se produce un fenómeno extraño: la radiación no es constante en todo el espacio; esto es existe una dirección ($\theta = 90^\circ$ en la que la ganancia es máxima). Esto no tiene por qué ser un problema (de hecho puede ser ventajoso) ya que nosotros podemos elegir la posición en la que colocar el receptor, así como, la de dicha antena en el pavimento. Únicamente debería prestarse especial atención en el momento de colocarla tanto por primera vez como a la hora del cambio de batería.

A continuación probamos con una estructura análoga a la anterior pero que contiene tres condensadores. Tras varias tentativas encontramos un dispositivo con la alimentación en el centro y los condensadores situados formando un triángulo equilátero cuyos vértices distan 4.5mm del centro del patch. Dichos condensadores son de 0.7pF. El radio del patch es de 2.8cm. El espesor de los sustratos es el de siempre. El aspecto de dicha antena (vista desde abajo) es el siguiente:

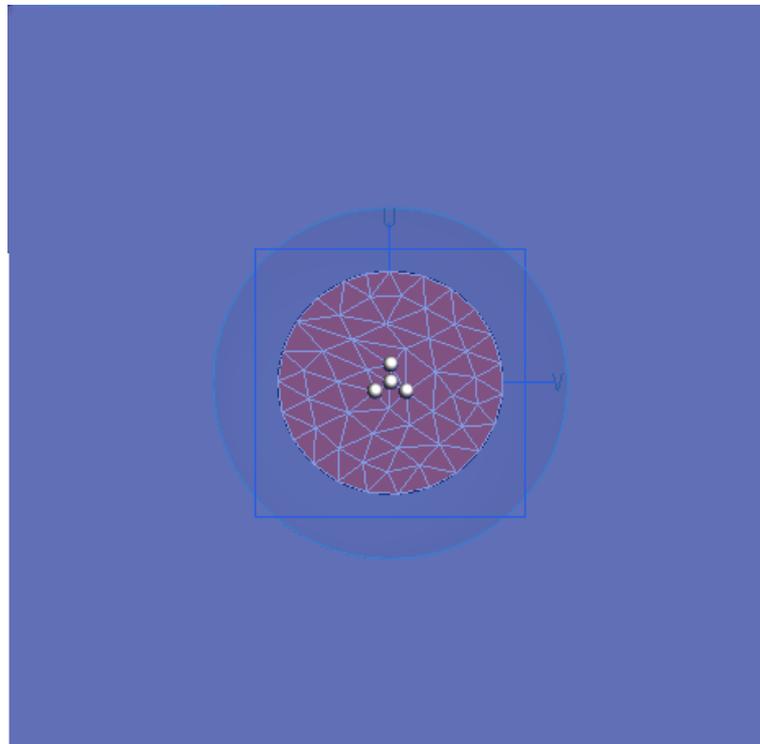


Fig. 5.48- Diseño de la antena con 3 condensadores (alimentación en el centro)

Veamos ahora el resultado de la simulación:

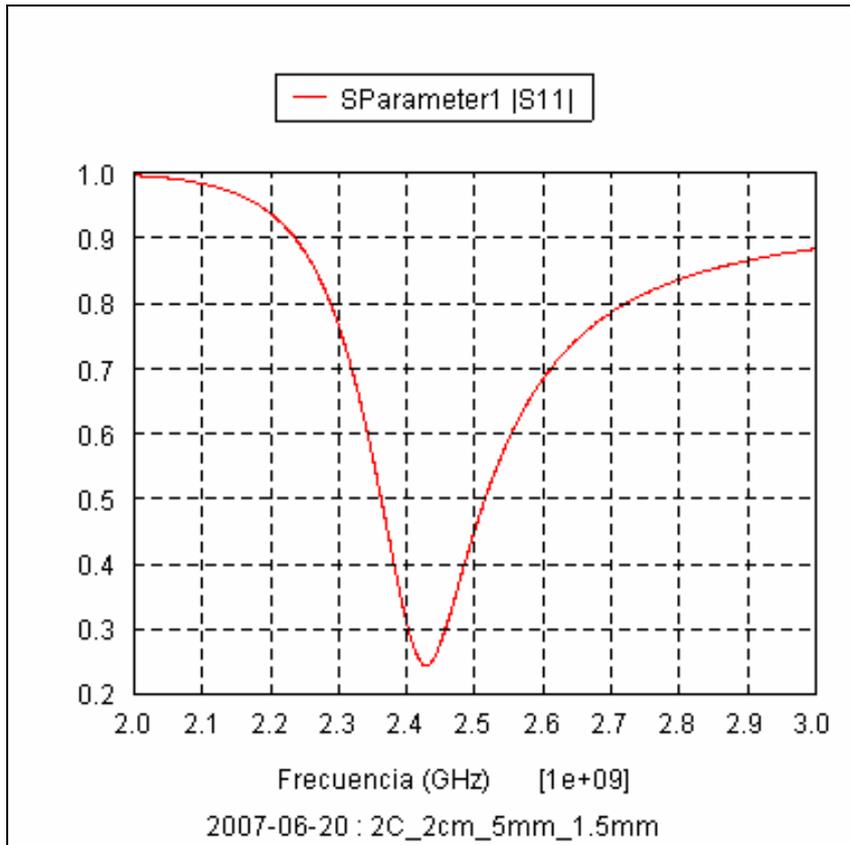


Fig. 5.49- Coeficiente de reflexión

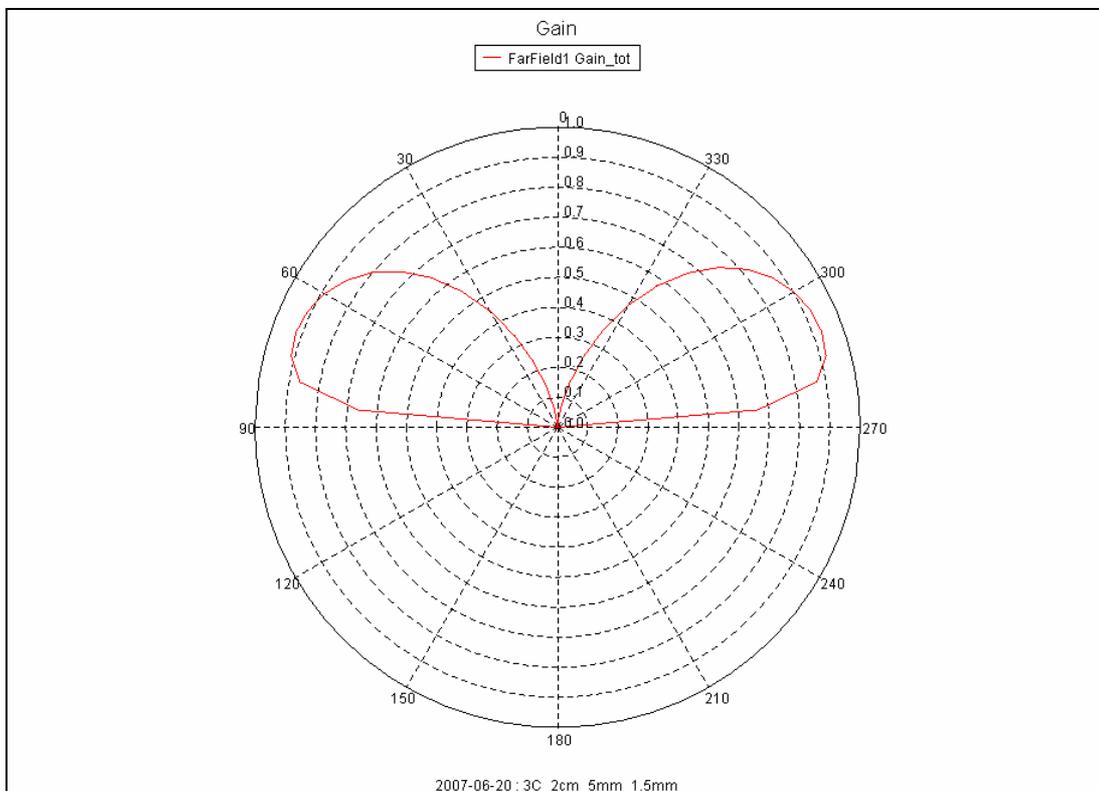


Fig. 5.50- Diagrama de radiación en coordenadas polares a 2.45GHz

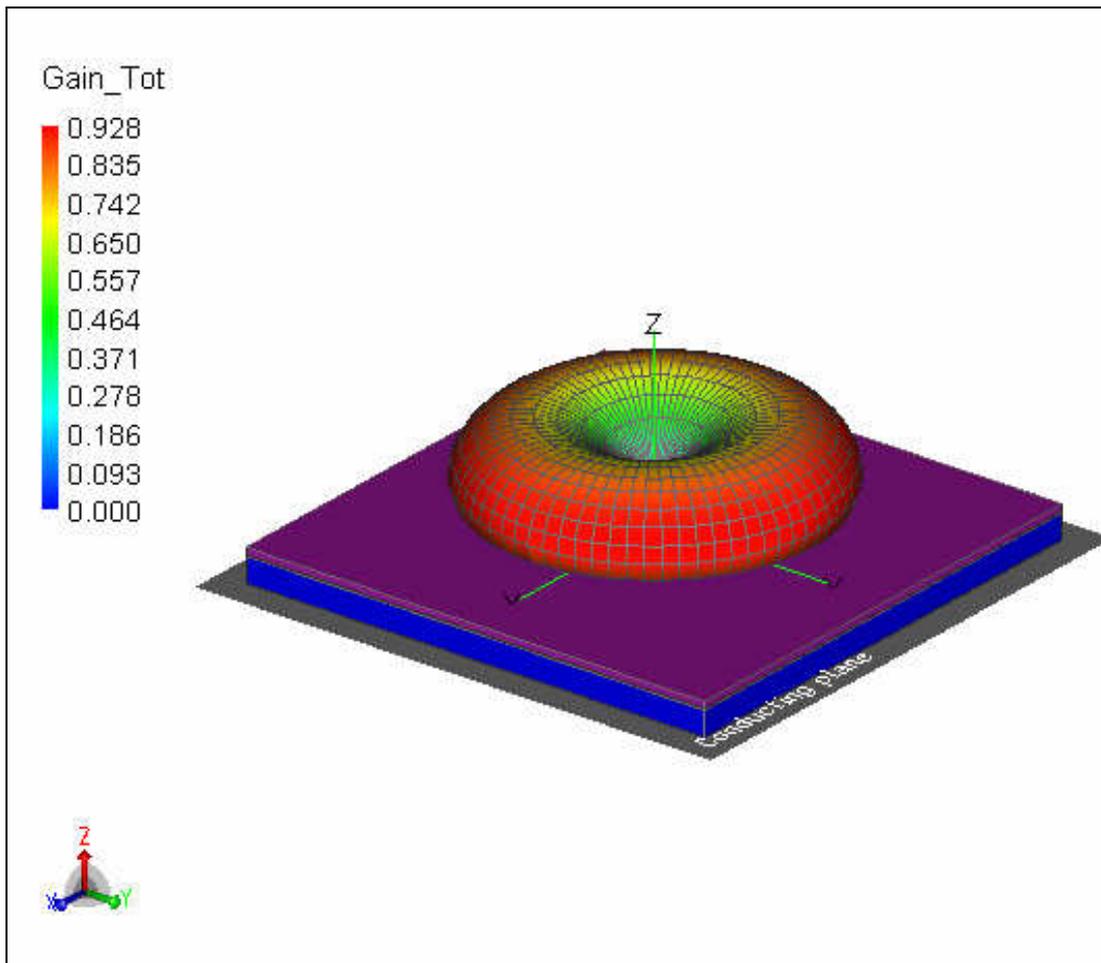


Fig. 5.51- Sólido de radiación a 2.45GHz

Esta antena sí irradia de manera omnidireccional con la misma intensidad y, presenta mayor ganancia que aquella de dos condensadores con $\theta = 0^\circ$ pero, menor con $\theta = 90^\circ$. Ya que, como dijimos previamente, la antena se puede colocar como deseemos y el hecho de no tener una radiación igual en todo ϕ puede ser ventajoso, decidimos elegiríamos la antena de dos condensadores. Además, ésta presenta mayor facilidad de elaboración por requerir un condensador menos. Asimismo, el radio del patch es menor lo que garantiza un menor efecto de bordes a la hora de hacerla finita.

Siguiendo en esta dinámica probemos ahora con una antena que posea cuatro condensadores. El dispositivo que proporciona buenos resultados presenta, una vez más, la alimentación en el centro y cargas de 0.5pF situadas a 5mm del centro formando un cuadrado. El radio del patch es esta vez de 3.3cm. Mostramos la apariencia de dicha antena:

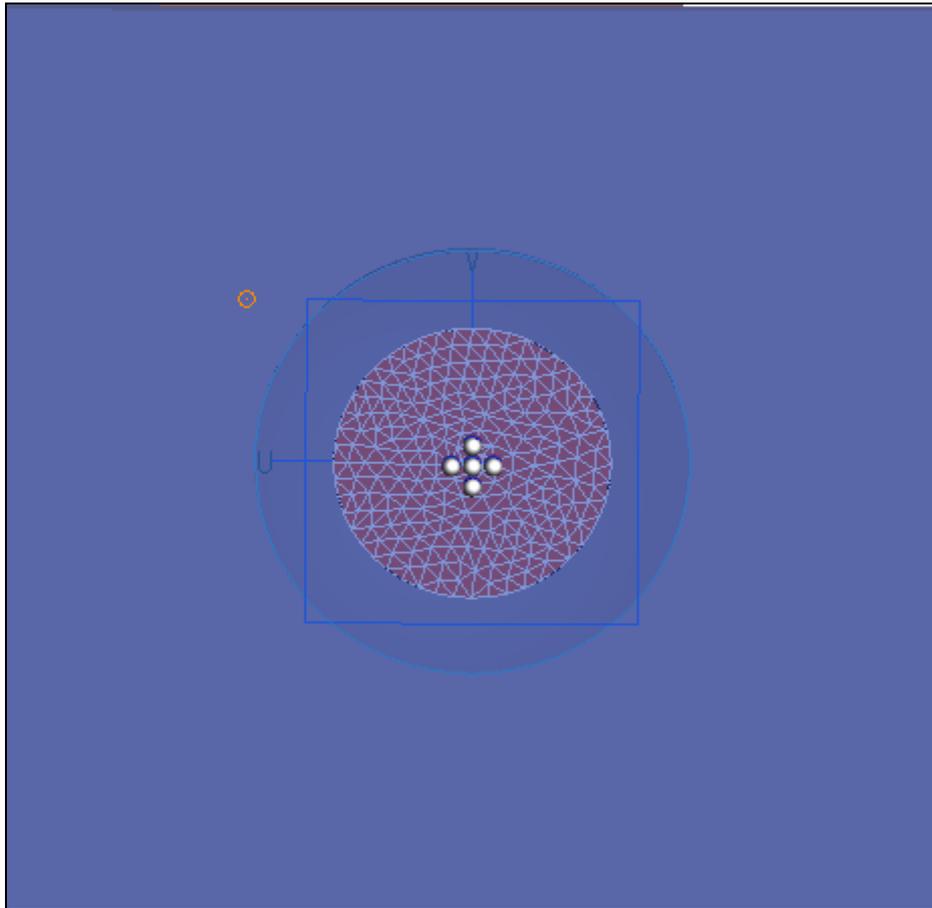


Fig. 5.52- Antena con los cuatro condensadores (parte inferior)

Los resultados obtenidos son:

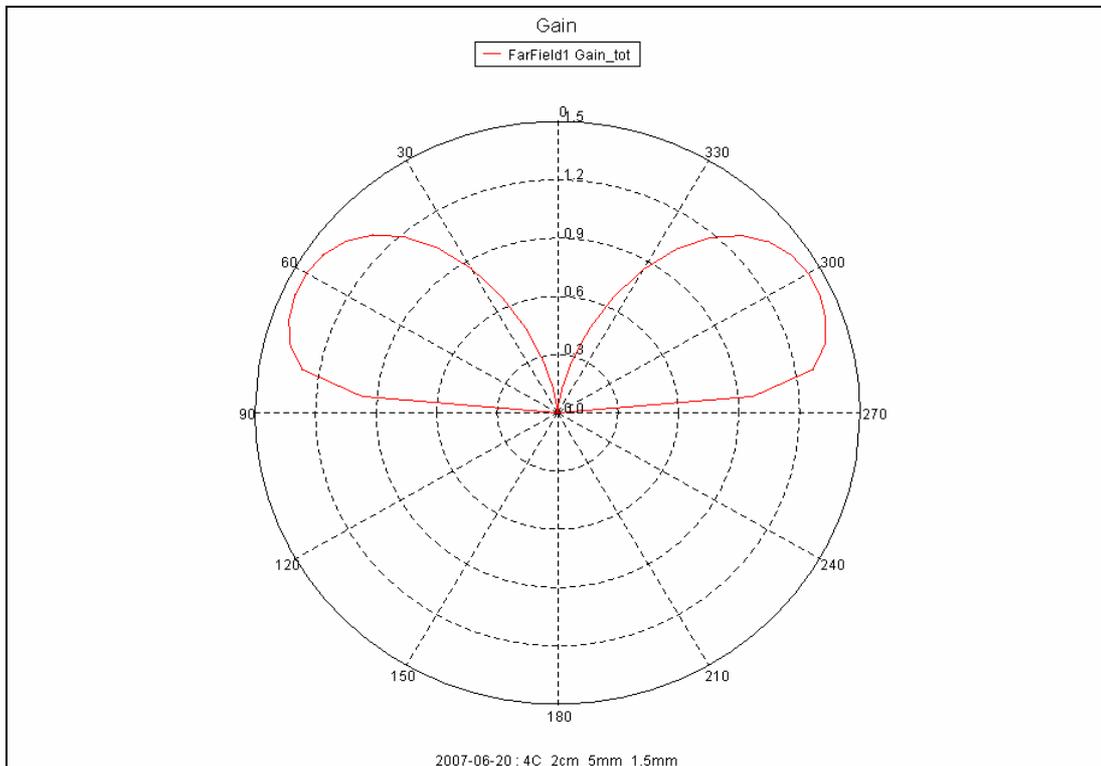


Fig. 5.53- Diagrama de radiación de la antena a la frecuencia deseada.

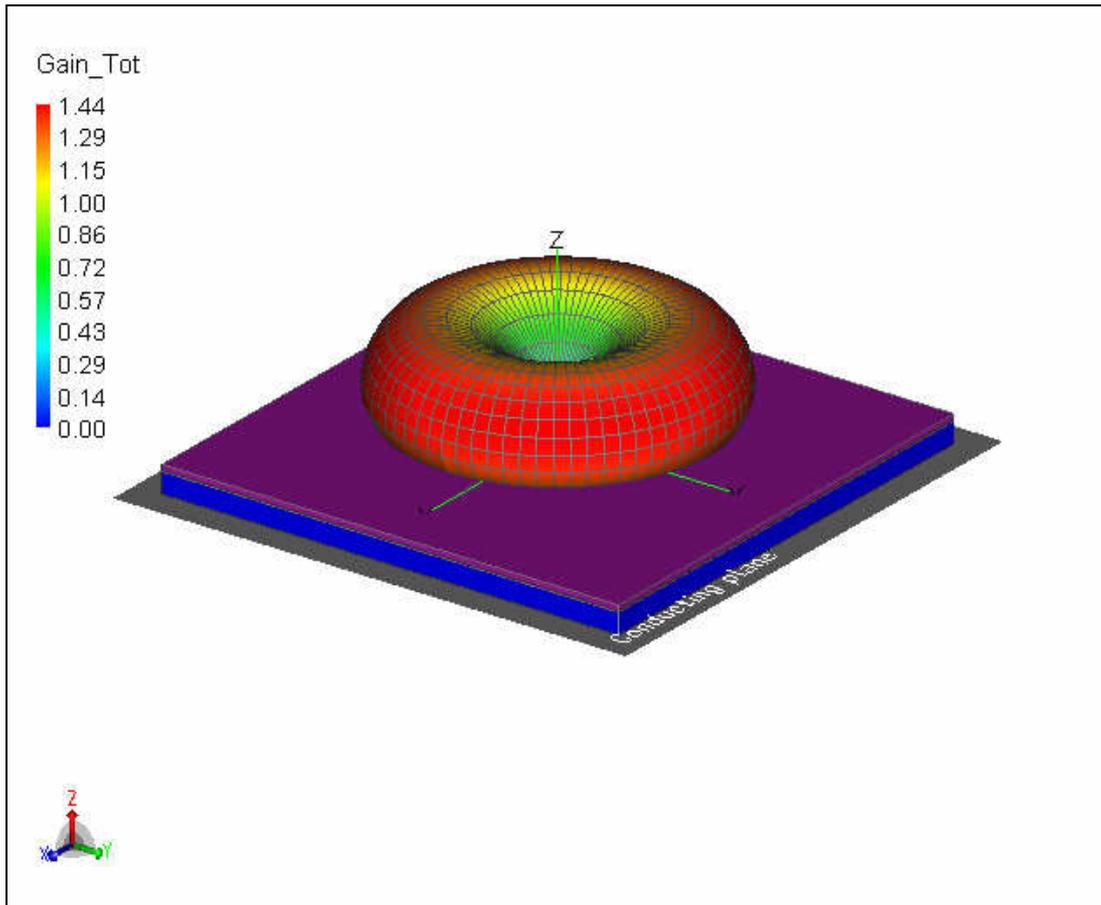


Fig. 5.54- Sólido de radiación a 2.45GHz.

Podemos observar que esta antena es la que mejor se comporta de las tres analizadas ya que presenta la mayor ganancia a la frecuencia deseada. Sin embargo, la primera de ellas (dos condensadores) presenta una ganancia muy parecida para $\varphi = 90^\circ$ lo cual sumado a la mayor simplicidad de fabricación (tanto por un menor número de condensadores como por una mayor distancia de la línea de alimentación a la línea cargada) hace que dudemos entre estas dos antenas.

Para salir de dudas tratemos de analizarlas pero haciendo uso de dimensiones finitas y condensadores reales.

Comenzando con la de dos condensadores mencionamos que hemos hecho ligeros cambios en la estructura: los condensadores pasan de 1.4 a 1.3pF (ya que los de 1.4 no existen en la gama Murata disponible en el laboratorio), el patch se ha reducido 2mm hasta 1.6cm y las cargas se han acercado hasta 1.4cm. Estos pequeños cambios cuadran la frecuencia de resonancia en 2.45GHz, a pesar de los cambios efectuados para asemejar dicha antena a la realidad. Veámoslo:

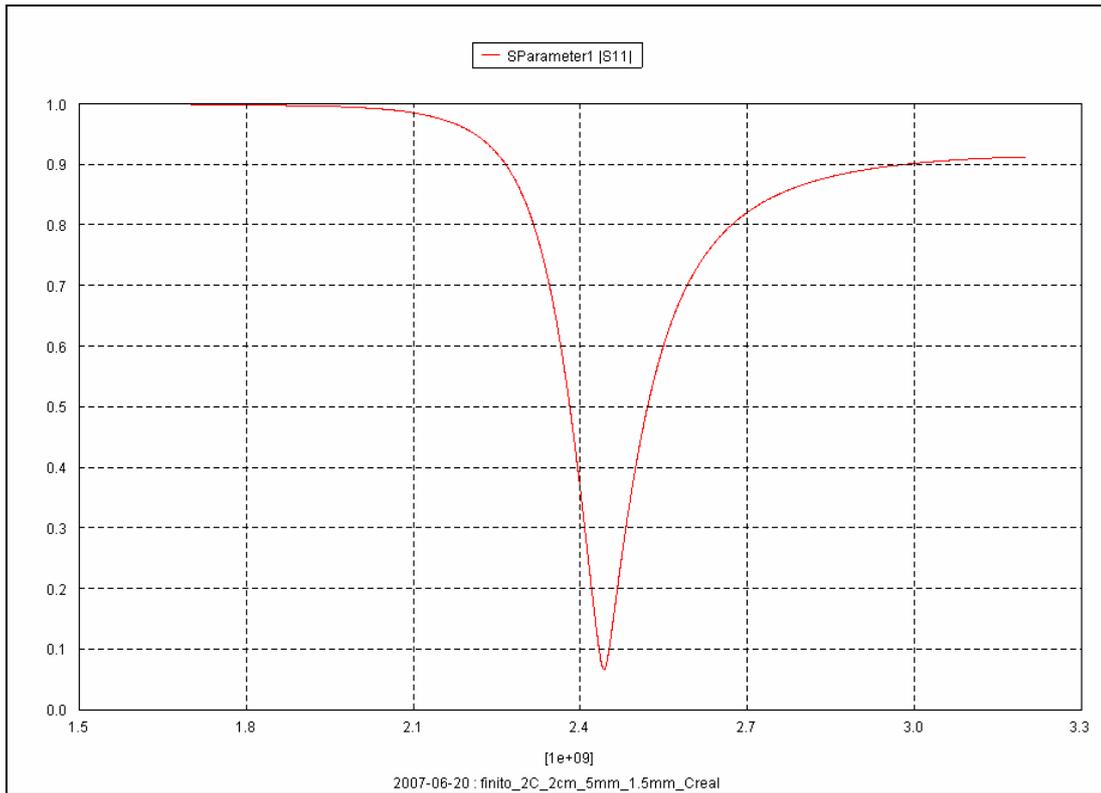


Fig. 5.55- Coeficiente de reflexión

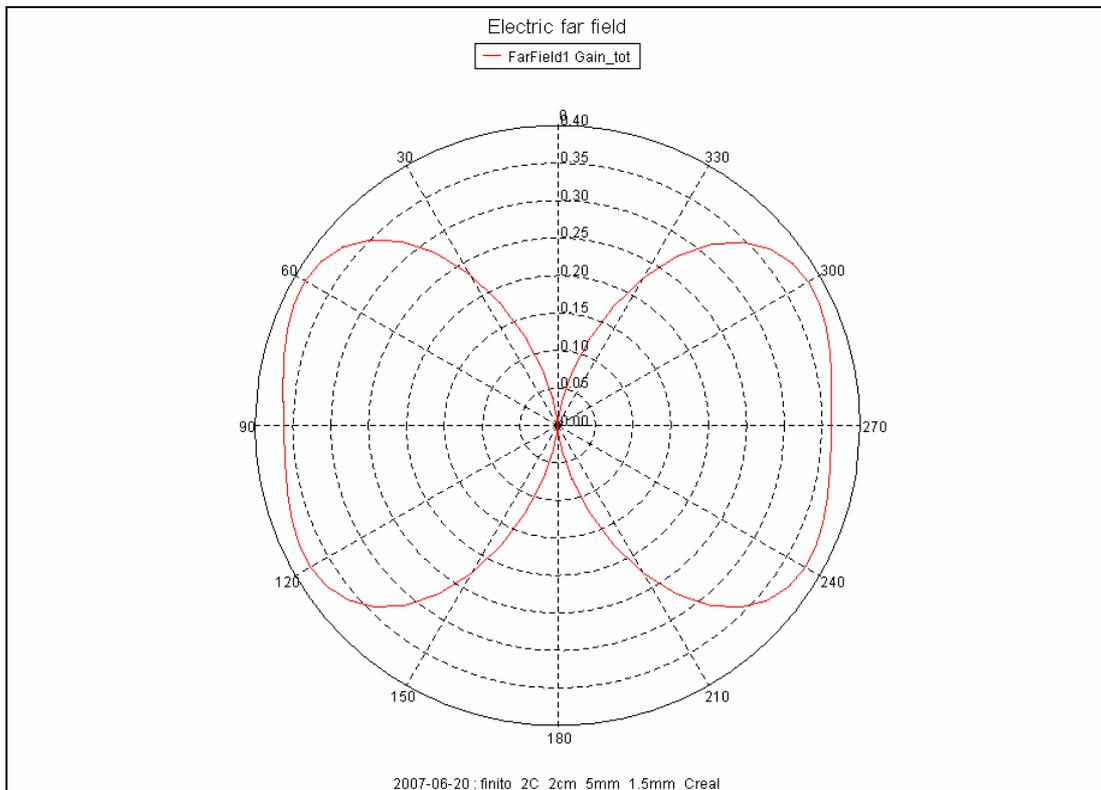


Fig. 5.56- Diagrama de radiación a 2.45GHz para $\phi = 0^\circ$.

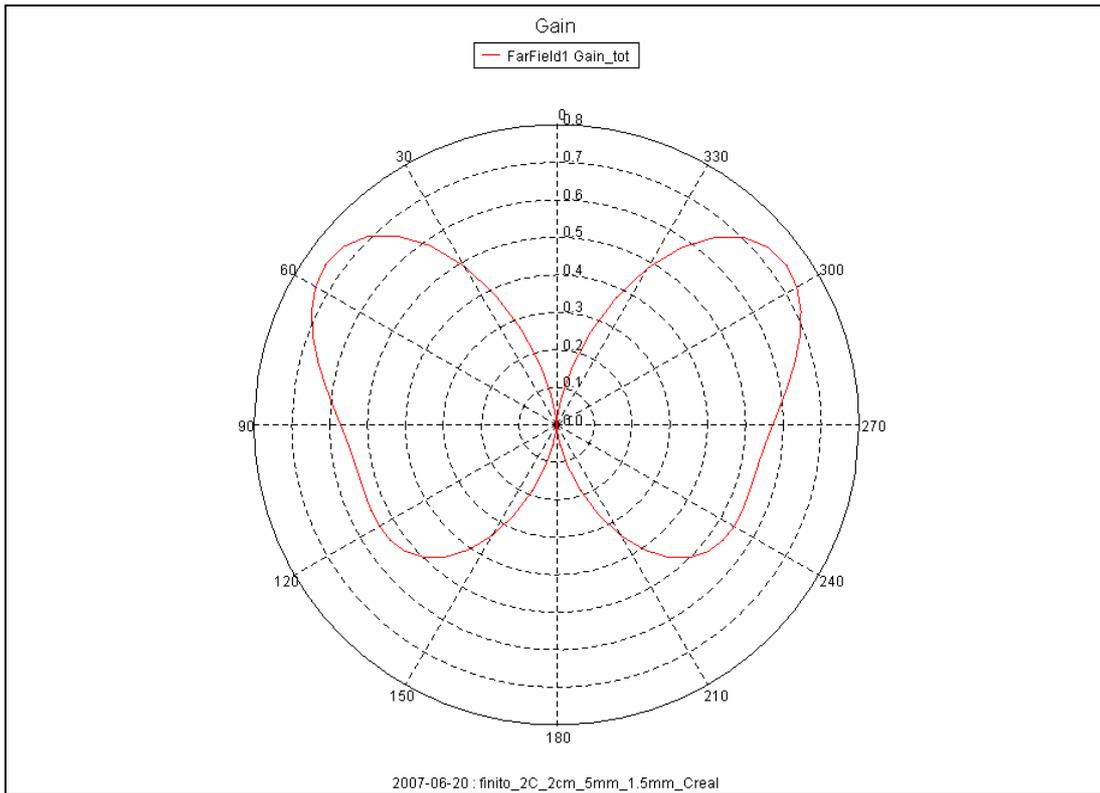


Fig. 5.57- Diagrama de radiación a 2.45GHz para $\varphi = 90^\circ$

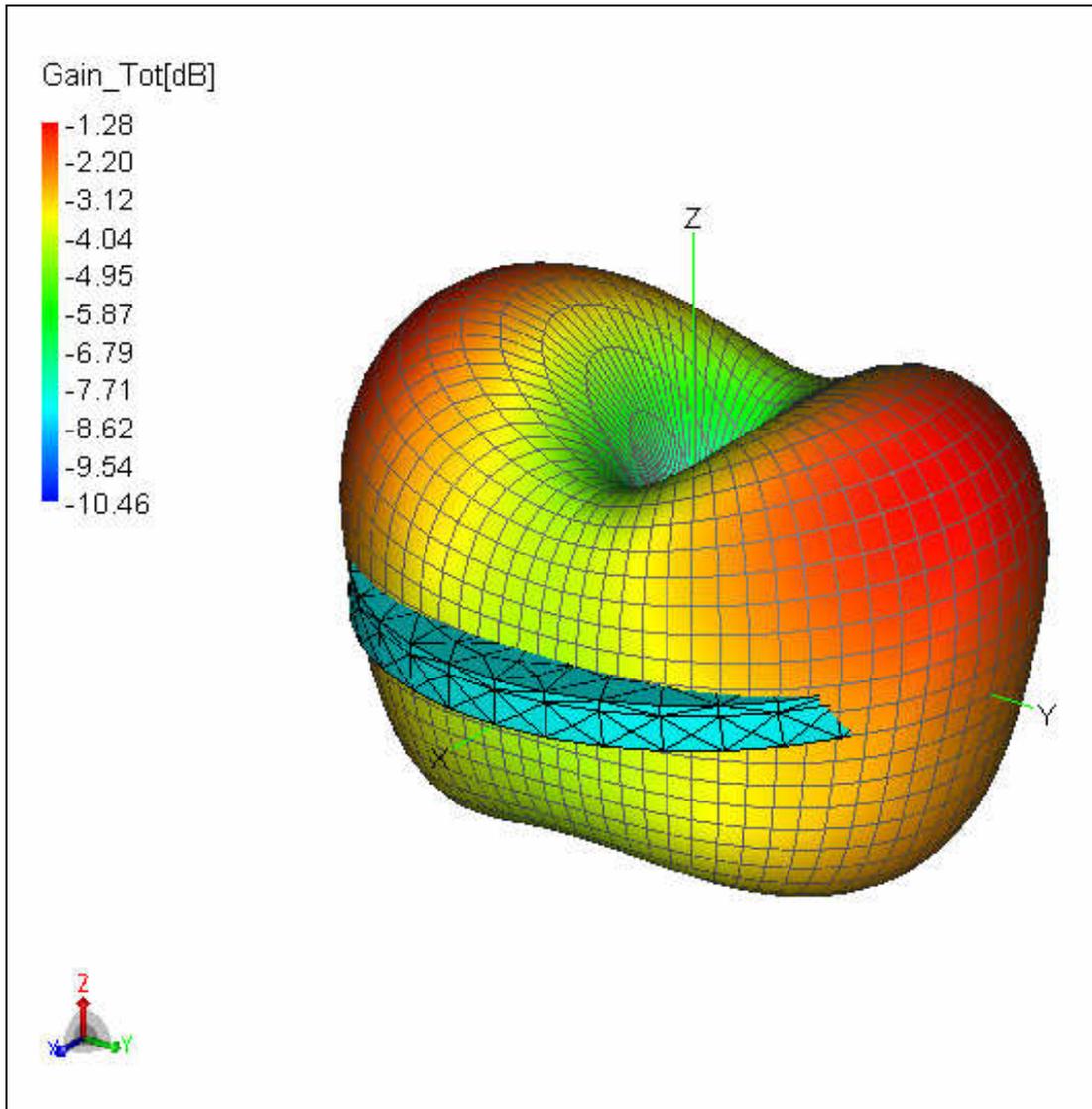


Fig. 5.58- Sólido de radiación 2.45GHz

Para el dispositivo que hace uso de cuatro condensadores también se realizan pequeños cambios a la hora de limitar las dimensiones reduciendo el radio del patch de 3.3cm a 2.34cm; las cargas aumentan de 0.5 a 0.6pF (introduciendo a su vez los valores de resistencia e inductancia asociados al condensador real) y se acercan hasta 3.5mm del centro del patch (alimentación). Mostramos a continuación lo obtenido:

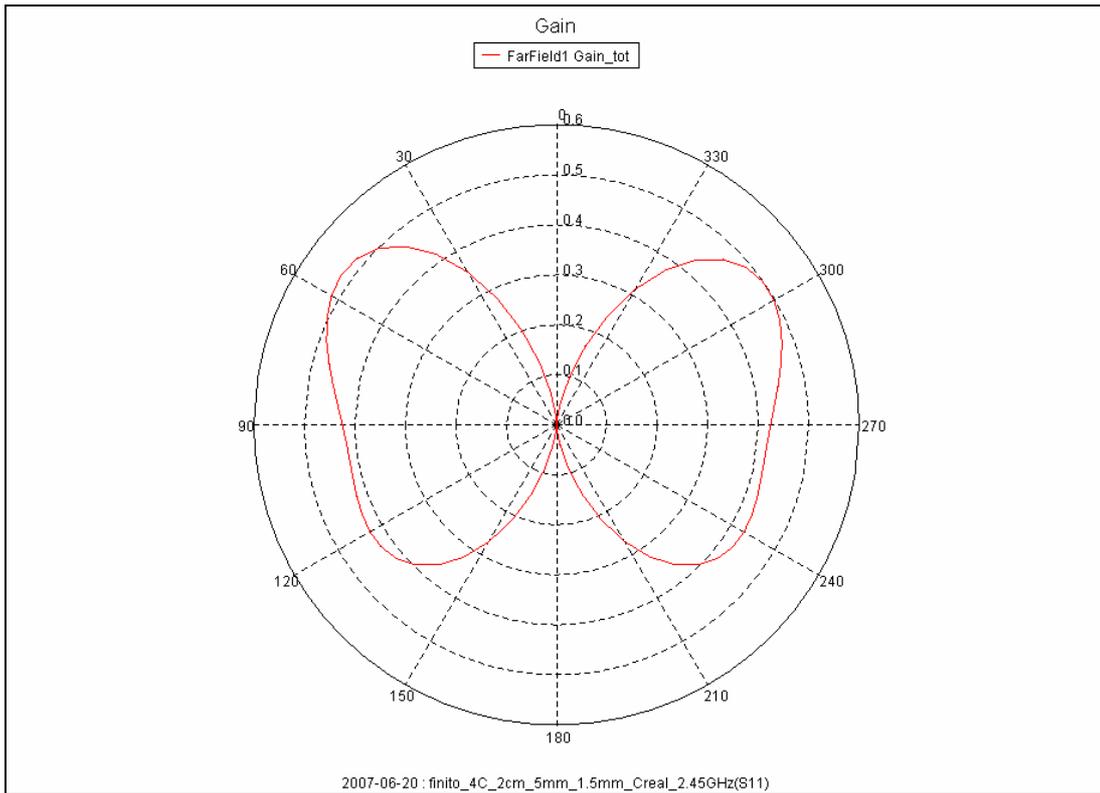


Fig. 5.59- Diagrama de radiación en coordenadas polares a 2.45GHz.

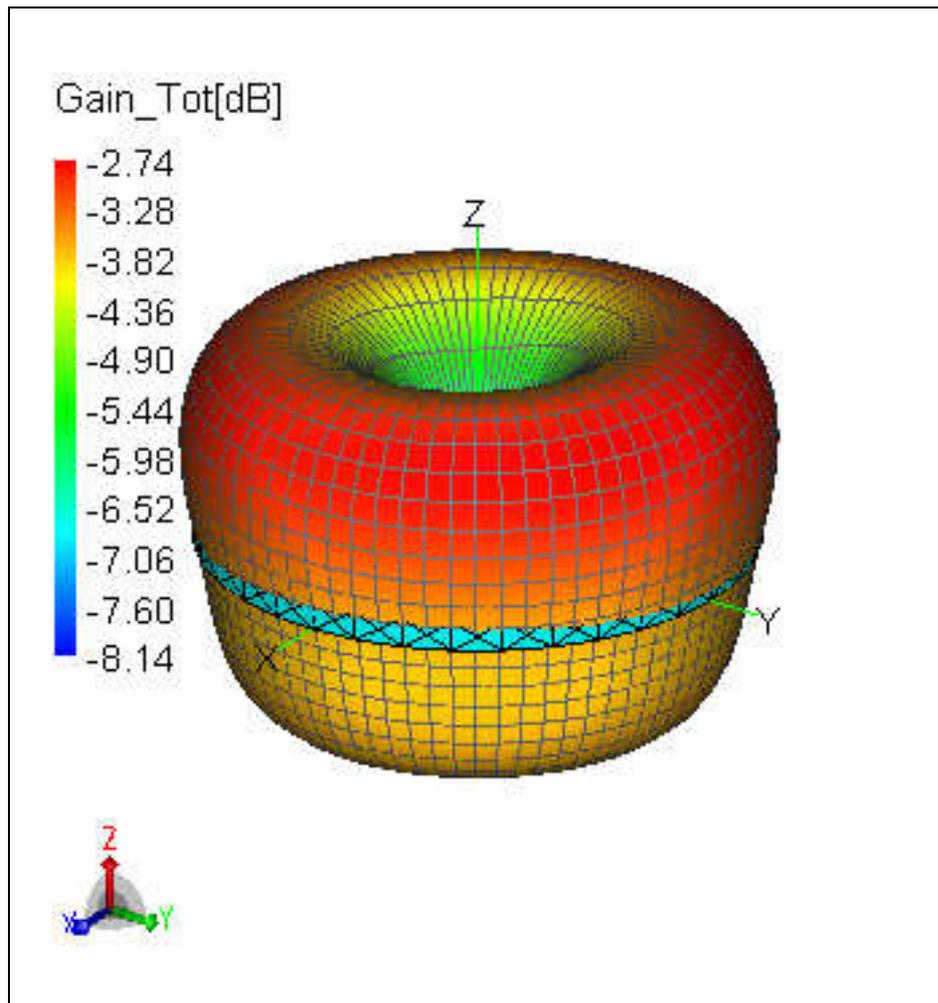


Fig. 5.60- Sólido de radiación a 2.45GHz

Como se puede observar se consigue una mayor ganancia para la antena de dos condensadores (la diferencia está en torno a 1.46dB en el ángulo de máxima radiación). Nótese que, en ambos casos, la ganancia es demasiado pequeña; analizando detalladamente la potencia generada y la que se pierde en nuestra estructura a través del fichero .out generado por POSTFEKO en cada simulación podemos determinar que casi toda la potencia generada se disipa en el puerto 1, es decir, en la línea de alimentación. Esto es debido a que cuando en CADFEKO pedimos un análisis de los parámetros S para obtener el coeficiente de reflexión el programa añade automáticamente una resistencia en serie al generador de 50Ω . Mostramos la pantalla que CADFEKO muestra cuando se pide el análisis de dichos parámetros:

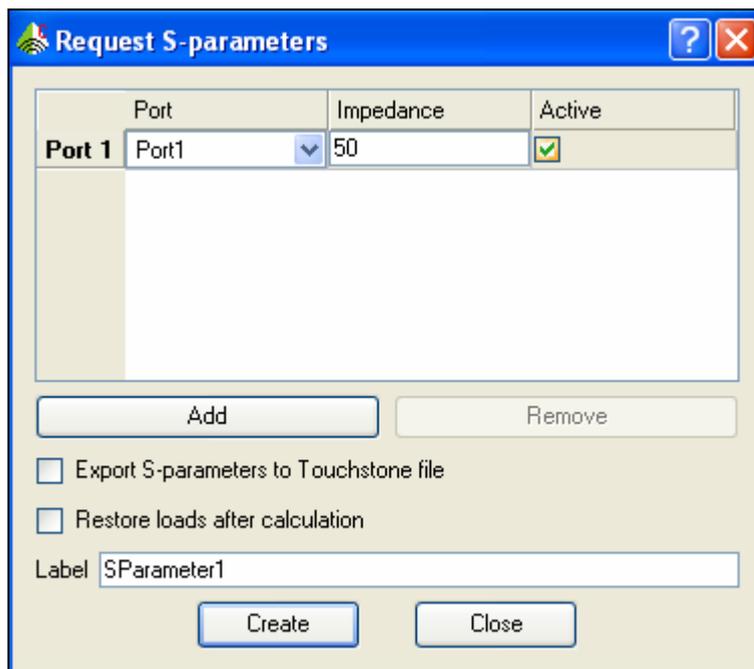


Fig. 5.61- Ventana para el análisis de los parámetros S

Aquí se ve la citada resistencia de 50Ω en serie al generador.

Mostramos a continuación el fichero .out generado para un análisis detallado de la potencia:

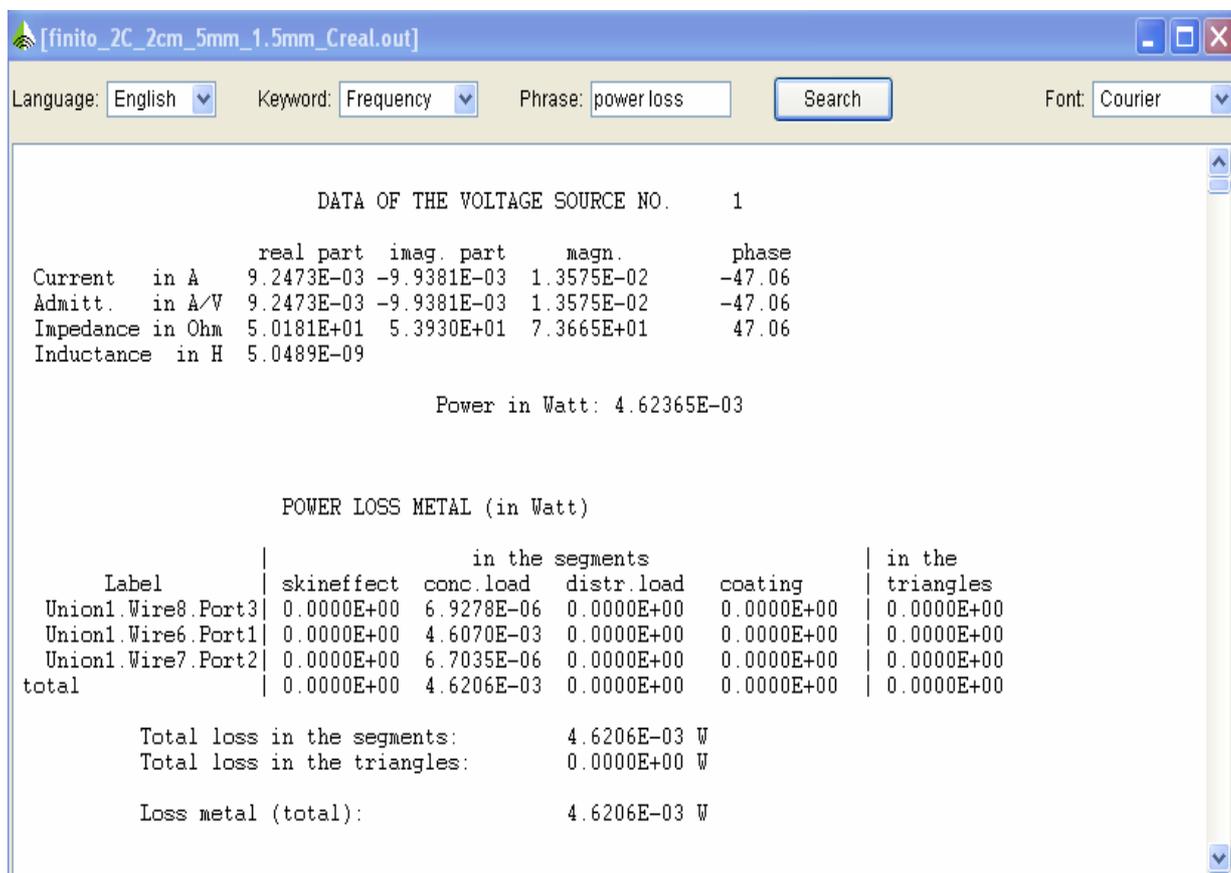


Fig. 5.62- Fichero .out de POSTFEKO (power loss)

Vemos que la potencia total generada es de 4.62365mW de los cuales 4.6070mW se disipan en el puerto1. Esto equivale a un 99.64% de la potencia total generada.

La solución a esto es sumamente sencilla: una vez que sabemos que la resonancia se produce a la frecuencia deseada (2.45GHz) realizamos un nuevo análisis pero sin pedir los parámetros S y, obviamente, a la frecuencia de 2.45GHz y no en un rango ya que así ahorramos tiempo de ejecución y, tenemos la certeza de que resuena a dicha frecuencia. Veamos los resultados obtenidos para el caso de 2 y 4 condensadores, respectivamente.

Para 2 condensadores:

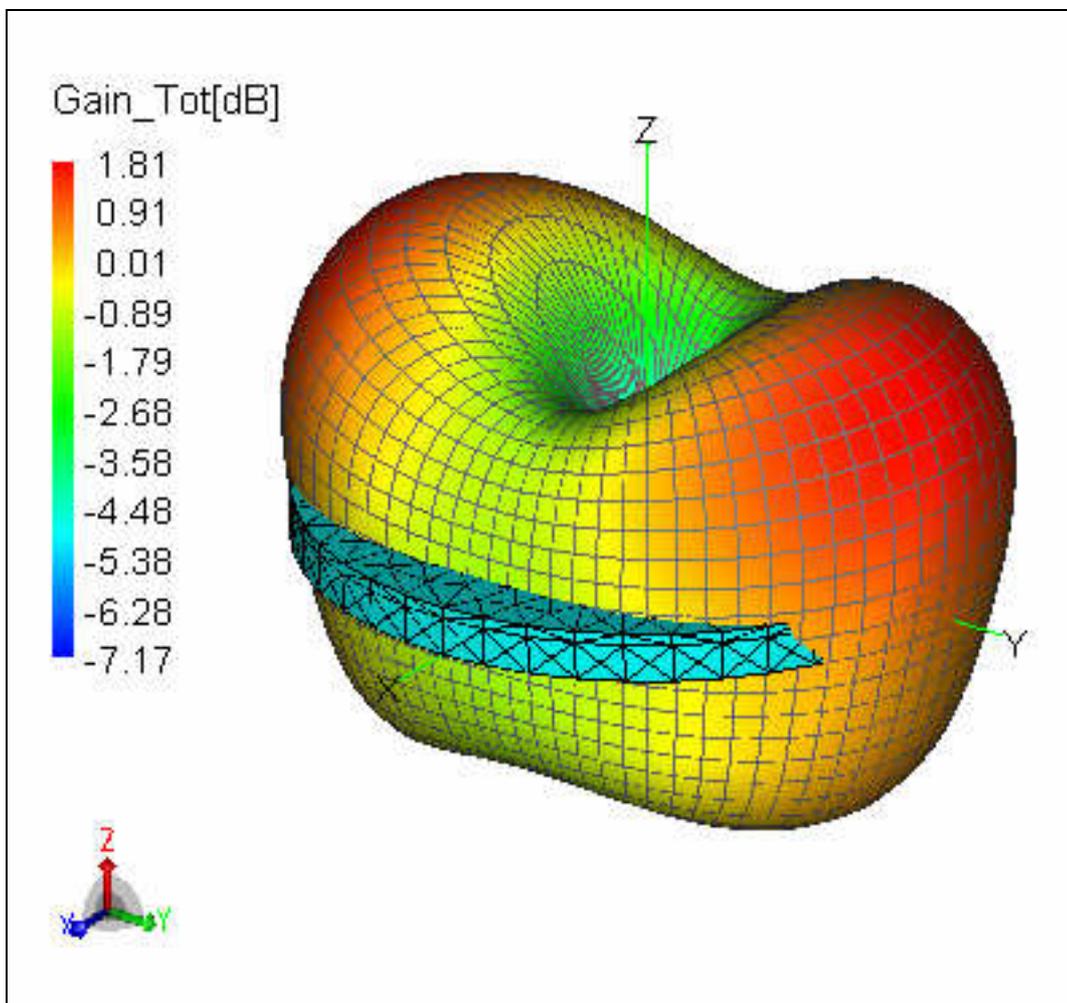


Fig. 5.63- Sólido de radiación a 2.45GHz

Para 4 condensadores:

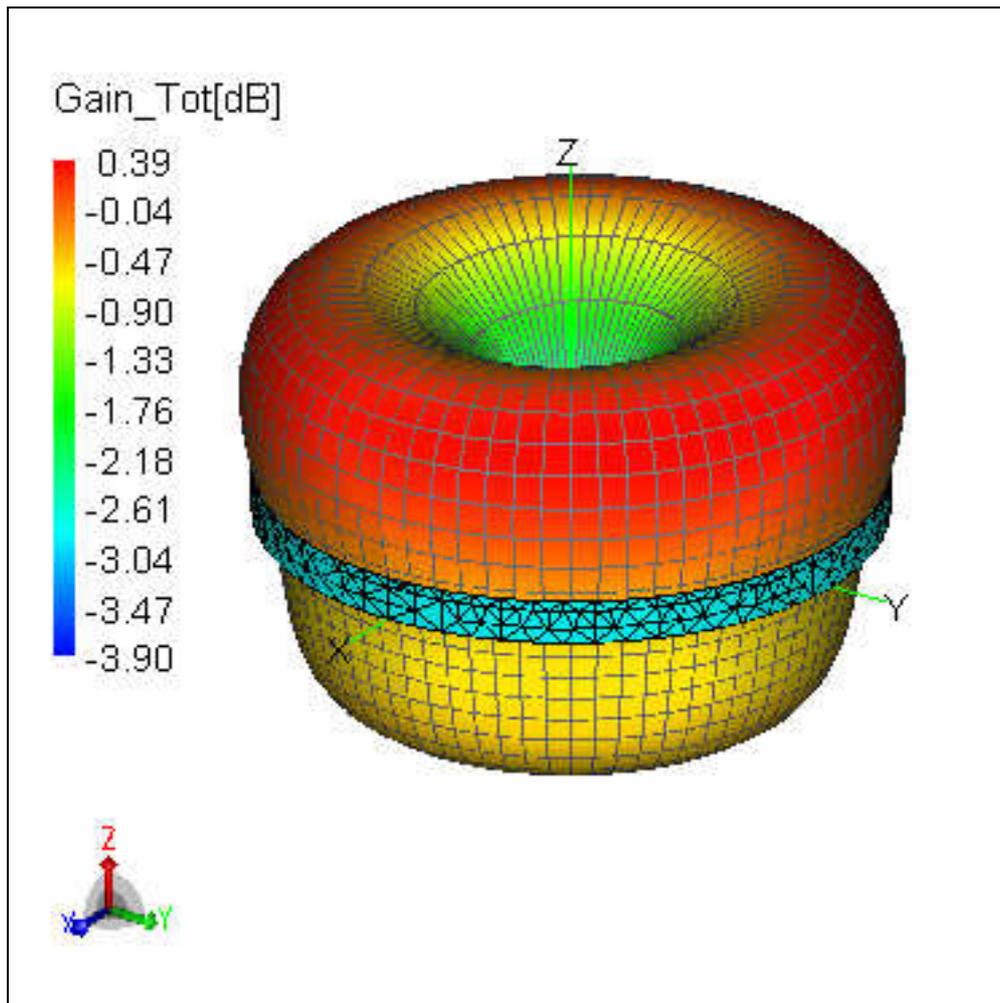


Fig. 5.64- Sólido de radiación a 2.45GHz

Observamos como, efectivamente, la ganancia ha aumentado 3.09dB (de -1.28 a 1.81dB) para el caso de 2 condensadores y 3.13dB (de -2.74 a 0.39dB) para 4 condensadores.

Observemos ahora el fichero .out de, por ejemplo, el caso de 2 condensadores (mismo .out que vimos anteriormente) para mostrar lo sucedido con la potencia:

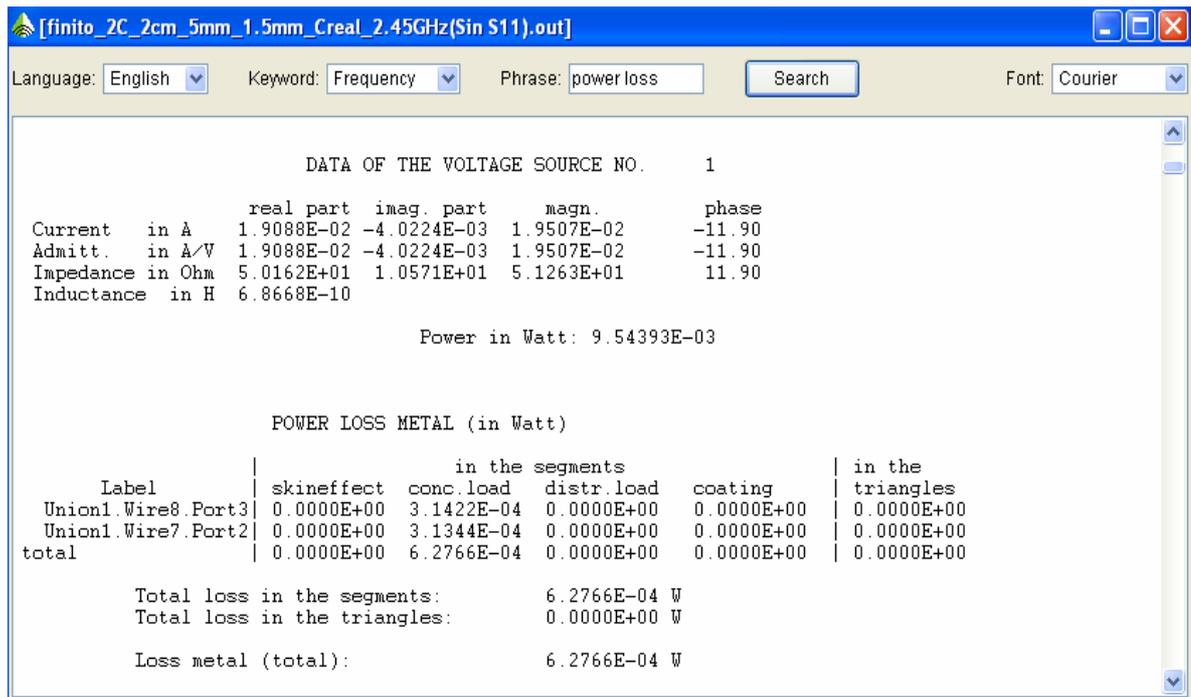


Fig. 5.65- Fichero .out de POSTFEKO (power loss)

En efecto ahora no se disipa potencia en el puerto1 ya que la alimentación no posee la resistencia en serie de 50Ω . Entre los otros dos puertos se disipa 0.62766mW de los 9.54393mW generados; esto es, un 6.58%.

Elegimos, por tanto, como modelo final de nuestro proyecto esta última antena con dos condensadores por cumplir las especificaciones del estándar acordado y respetar el compromiso entre dimensiones y prestaciones de la antena.

6.- CONCLUSIONES

A lo largo del trabajo realizado en el “Centro di Eccellenza DEWS (Design Methodologies for Embedded controllers, Wireless interconnect and System on-chip)” hemos aprendido a ver la antena microstrip como algo real y no como algo que figura en un folio de la alguna de las asignaturas de la carrera.

Dicho trabajo comenzó con un estudio exhaustivo de las propiedades de las antenas microstrip así como sus propiedades electromagnéticas para, en base a la aplicación propuesta (gestión de un parking mediante el uso de redes WSN), decidirnos por aquéllas que hacen uso de patch circular.

Se trató de excitar un modo determinado (TM_{02}) debido al escenario previamente citado en el cual la radiación *broadside* debemos eliminarla.

Se establecieron primero unos requisitos que debe cumplir la antena en función del estándar IEEE 802.15.4 Zigbee, así como unas limitaciones impuestas tanto por el propio escenario como por disponibilidad en el laboratorio.

Existe un gran abanico dentro de este campo. Esto es, aprendiendo a combinar los distintos parámetros que caracterizan una antena microstrip podemos, fijado un modelo, optimizar sus características de radiación.

Existen diversos software para el estudio y análisis de este tipo de estructuras (así como de tantas otras estructuras electromagnéticas). Debemos aprender las propiedades de cada uno y a saber usar uno u otro en función de los requisitos y metas propuestas.

A lo largo de este proyecto se han realizado análisis con distintos substratos comenzando por el más sencillo (aire); se ha hecho uso también de FR4 y de un substrato con permitividad 2.55. Para el caso del aire las dimensiones resultantes eran elevadas. El substrato con permitividad 2.55 nos permitía reducir las dimensiones pero la banda resultante era demasiado pequeña. Para resolver esto se hizo uso finalmente de una técnica que combina el aire y el FR4 obteniendo una banda final de 100MHz.

Vimos también como, independientemente del modelo usado existen diversas técnicas que ayudan a aumentar la banda (aumentando el espesor del dieléctrico) y a reducir las dimensiones del patch (uso de condensadores).

El uso de este tipo de antenas está cada vez más difundido gracias en gran parte a su simplicidad en la fabricación y bajo coste. El número de aplicaciones es tan alto como la ingeniosidad del diseñador.

Este estudio puede abrir diversas ramas de estudio; bien para mejorar las prestaciones finales obtenidas, bien para con los resultados que se tienen modelar el efecto que tendría la inclusión de esta antena en asfalto, efecto de factores climatológicos (lluvia, hielo...).

7.- BIBLIOGRAFÍA

- [1] IEEE Standard 802.15.4. IEEE Computer Society, 2003.
- [2] R.Alesii and L.Pomante. Wireless sensor networks. Univesità degli studi di L'Aquila, Centro di Eccellenza DEWS.
- [3] C.Ghezzi F.Schreiber, M.Cesarini and L.Tanca. Tecnologie alla ribalta: Reti di microdispositivi. In MONDO DIGITALE n.1, Marzo 2006.
- [4] M. Andretto. Tesi di laurea: Studio e sperimentazione di algoritmi di localizzazione per reti di sensori. Università degli studi di Padova, Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione.
- [5] D.Tarchi. Dispense del corso di reti di telecomunicazioni; IEEE 802.15.4-WPAN.
<http://lart.det.unifi.it/didattica/corsi/reti-di-telecomunicazioni-i/dispense/wpan-802-15.pdf>.
- [6] S.Zanero. Wireless LAN IEEE 802.11: Funzionalità, protocolli, (in)sicurezza.
http://www.gadaleta.org/listing/Politecnico/impianti_informatici/wireless_security_0304.pdf.
- [7] A.D. Parker. A Guide For the Clueless: IEEE 802.15.4 Standard for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPAN) . .
- [8] D.M.Pozar. Microstrip antennas. In Proceedings of the IEEE Vol.80 No.1, January 1992.
- [9] R.Garg, P.Bhartia, I.Bahl and A.Ittipiboon: Microstrip Antenna Design Handbook. Artech House, 2001.
- [10] Kin-Lu Wong: Compact and broadband microstrip antennas. JohnWiley and sons, 2002.
- [11] M.Pelosi. Tesi di Laurea: Studio e simulazioni di antenne stampate . Univesità degli studi di Cassino, Facoltà di Ingegneria.
- [12] G.Gerosa and P.Lampariello, Lezioni di Campi Elettromagnetici. Edizioni Ingegneria 2000, 1995.
- [13] D.M. Pozar: Microwave engineering, 2nd edition. John Wiley and Sons.
- [14] C.Balanis, Antenna Theory-Anaysis and Design. John Willey, 2nd edition.

- [15] Y.T.Lo Richards, W.F and D.D.Harrison. An improved theory for microstrip antennas and applications. In IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol.45 N.1, January 1997.
- [16] M.Cavagnaro. Corso di impatto ambientale dei campi elettromagnetici: Lucidi delle lezioni, terza lezione.
<http://mwl.die.uniroma1.it/IACEm/>.
- [17] R.A.Sadeghzadeh Y.J.Guo, A.Paez and S.K.Barton. A circular patch antenna for radio lan's. In Proceedings of the IEEE Vol.80 No.1, January 1992.
- [18] U.Balaji. Circular patch antenna for radio lan application. In Twelfth International Conference on Antennas and Propagation, 2003.
- [19] Zeri delle funzioni di Bessel.
<http://mathworld.wolfram.com/BesselFunctionZeros.html>.
- [20] A.A.Kishk and L.Shafai. The effects of various parameters of circular microstrip antennas on their radiation efficiency and the mode excitation. In IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. AP-34, August 1986.
- [21] M.Tanaka and N.Takahashi. Suppressing undesired modes in a higher-order mode microstrip ring patch antenna. In Electronics and Communications in Japan, Vol.85 N.3, 2002.
- [22] J.Watkins. Circular resonant structures in microstrip. In Electronics Letter Vol.5, 1969.
- [23] A.G.Derneryd. Analysis of the microstrip disk antenna element. In IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. AP N.27.
- [24] N.Kumprasert and W.Kiranon. Simple and accurate formula for the resonant frequency of the circular microstrip disk antenna. In IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. 43 N.11.
- [25] M.R.Allerding L.C.Shen, S.A.Long and M.D.Walton. Resonant frequency of a circular disc, printed-circuit antenna. In IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. AP-25.
- [26] W.C. Chew and J.A. Kong. Effect of fringing fields on the capacitance of circular microstrip disk. In IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. MTT N.28.
- [27] K:Y:Ho Lee, K.F. and J.S.Dahele. Circular disk microstrip antenna with an air gap. In IEEE Transactions on antenna and propagation, Vol.AP N.32, 1984.

- [28] S.H.Tan J.Xia and J.S.Fu. Analysis of TM_{02} mode circular patch antenna with two superstrate layers for wireless lan's. In School of EEE,Nanyang Technological University.
- [29] N.G. Alexopoulos and D.R.Jackson. Fundamental superstrate (cover) effects on printed circuit. In IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol.AP-32, 1984.
- [30] E.M.Pucci. Tesi di Laurea: Antenne planari compatte a doppia frequenza. <http://www.ing.unisi.it/biblio/tesitriennio.php>.
- [31] Frank Silvio Marzano e Nicola Pierdicca. Fondamenti di antenne. <http://www.die.uniroma1.it/personale/marzano/AntenneAQ.htm>.
- [32] Guangping Zhou. Shorting pin loaded annular ring microstrip antenna. In Antennas and Propagation Society International Symposium, 1998.
- [33] D. M. Pozar and D. H. Schaubert, Microstrip Antennas: The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays. IEEE Press, New Jersey, 1995.
- [34] D.M.Pozar. A reciprocity method of analysis for printed slot and slot coupled microstrip antenna. In IEEE transactions on antenna and propagation, Vol.AP-34, December 1986.
- [36] CST Microwave Studio. Getting started. version 5.0.
- [37] Feko. User's manual suite 5.2. August 2006.
- [38] H.F.Pues and A.R.Van de Capelle. An impedance matching technique for increasing the bandwidth of microstrip antennas. In IEEE transactions on antenna and propagation, Vol.AP-37, November 1989.
- [39] M.Sanad. Effect of the shorting posts on short circuit microstrip antennas. In IEEE SP-D International Symposium Digest, 1994.
- [40] T.Chakravarty and A.De. Design of tunable modes and dual-band circular patch antenna using shorting posts. In IEEE Proceedings on microwave and antenna propagations, June 1999.
- [41] Y.M. Yen M.C.Liang, Y.L.Kuo and W.C.Lai. A capacitor loaded frequency control scheme for circular patch antenna. In IEEE Electronics Letter, Vol.36, October 2000.
- [42] CST Microwave Studio. Tutorial. version 5.0.
- [43] Nozioni su zigbee. <http://www.zigbee.org/en/index.asp>.