

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



**DISEÑO DE ANTENAS MULTI-BANDA PARA TERMINALES
MÓVILES UTILIZANDO EL CHASIS DEL TERMINAL**

INFORME DE COMPETENCIA PROFESIONAL

PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE:

INGENIERO ELECTRÓNICO

PRESENTADO POR:

ARTURO ADOLFO ACUÑA VILA

**PROMOCIÓN
2003 - I**

**LIMA – PERÚ
2009**

**DISEÑO DE ANTENAS MULTI-BANDA PARA TERMINALES MÓVILES UTILIZANDO
EL CHASIS DEL TERMINAL**

A mis padres y mi hermano Luis.

SUMARIO

En el presente informe se investigan y desarrollan nuevos conceptos para el diseño de antenas para terminales móviles utilizando el chasis del terminal. Usando estos conceptos se diseñan pequeñas antenas con un gran ancho de banda gracias al uso de unos elementos acopladores colocados óptimamente sobre el chasis metálico del terminal móvil, el cual actúa como principal elemento radiante. Se presentan nuevas técnicas para sintonizar las resonancias del chasis en dos bandas de frecuencias. Se discuten los modos de operación de las antenas propuestas en términos de modos de resonancia del chasis y de circuitos equivalentes. Se analizan elementos acopladores capacitivos e inductivos para excitar las resonancias tipo dipolo eléctrico producidas en el chasis del terminal móvil. Se ilustran modos de implementación y se presentan resultados de las simulaciones para el caso de estudio de una antena multi-banda para teléfonos móviles.

Como una aplicación práctica de alto interés y para demostrar la utilidad de los conceptos desarrollados, se construye el prototipo de un teléfono móvil con una antena que cubre las bandas UHF IV y V, con una pérdida de retorno de por lo menos 7 dB, ideal para recibir las señales de televisión digital utilizando la tecnología DVB-H; los resultados simulados y experimentales muestran un record obtenido en cuanto a la relación ancho de banda y volumen de la antena.

INDICE

PROLOGO	1
CAPITULO I	
TEORÍA DE ANTENAS PEQUEÑAS	4
1.1 Introducción a las antenas pequeñas	4
1.2 Parámetros S	4
1.3 Parámetros fundamentales de antenas	6
1.3.1 Ancho de banda	6
1.3.2 Factor de calidad	7
1.3.3 Patrón de radiación	8
1.3.4 Directividad	8
1.3.5 Ganancia	9
1.3.6 Eficiencia	9
1.4 Especificaciones y requerimientos de antenas pequeñas	9
CAPITULO II	
CHASIS DE TERMINALES MÓVILES	11
2.1 Teoría de modos característicos	11
2.1.1 Factor de calidad modal	12
2.2 Acoplamiento antena-chasis	13
2.3 Análisis de los modos resonantes del chasis	15
2.4 Análisis del chasis en el ancho de banda	17
2.4.1 Chasis en posición horizontal	18
2.4.2 Chasis en posición C (cerrado)	27
2.5 Aplicación en el chasis de un terminal móvil tipo barra	42
2.5.1 Extensión de la longitud eléctrica	42
2.5.2 Sintonización del modo del chasis de banda dual	44
2.6 Aplicación en el chasis de un terminal móvil tipo fólder	46
CAPITULO III	
ACOPLADORES	48
3.1 Acopladores capacitivos	48
3.2 Acopladores inductivos	50
CAPITULO IV	

DISEÑO DE ANTENAS MULTI-BANDA PARA TELÉFONOS MÓVILES	54
4.1 Criterios básicos para el diseño de antenas	54
4.2 Diseño de una antena multi-banda para un teléfono móvil tipo fólдер	55
4.2.1 Caso de estudio de una antena con un acoplador capacitivo	55
4.2.2 Caso de estudio de una antena con dos acopladores inductivos	62
4.3 Diseño de una antena DVB-H para un teléfono móvil tipo fólдер	67
CONCLUSIONES	70
ANEXOS	
ANEXO A	
SÍMBOLOS Y CONSTANTES FÍSICAS	71
BIBLIOGRAFÍA	74

PROLOGO

Durante los últimos años, el negocio de las comunicaciones móviles ha evolucionado notablemente. Los teléfonos móviles son uno de los dispositivos electrónicos más vendidos en todo el mundo. Cada vez más países deciden implementar la televisión digital y se espera que la televisión digital móvil revolucione el mundo de las comunicaciones y el entretenimiento, pues se combinan los dos productos electrónicos de consumo masivo que mayor aceptación y éxito han tenido en la historia

Es así como, el desarrollo constante de novedosos terminales móviles, aplicaciones y sistemas de comunicaciones de banda ancha se ha convertido en una de las mayores motivaciones para la investigación y desarrollo de pequeñas antenas.

Para lidiar con esta creciente demanda de aplicaciones móviles y la coexistencia de diferentes estándares alrededor del mundo, el desarrollo de antenas internas para terminales móviles se ha convertido en una solución estándar a nivel mundial. Los terminales móviles que cubrían una sola banda de frecuencia han quedado obsoletos y han sido reemplazados por terminales móviles que cubran un gran ancho de banda y que ofrezcan múltiples bandas de operación. Todo esto combinado con la limitación de la energía absorbida por los seres humanos

Los conceptos utilizados en el diseño de antenas para terminales móviles han ido cambiando significativamente durante los últimos años. Al pasar los años, las antenas externas han sido ampliamente reemplazadas por antenas internas, mayormente basadas en el concepto de antenas PIFA (Planar Inverted F-Antenna). La disminución del tamaño de los dispositivos y la continua introducción de nuevas bandas de frecuencia han hecho que el concepto utilizado para el diseño de antenas PIFA sea limitado. El pequeño espacio que queda para la antena dificulta el diseño de antenas, lo cual es principalmente visible en las bajas frecuencias, como por ejemplo, en las bandas GSM450/850/900 y en las bandas DVB-H.

El principal problema de las pequeñas antenas es la interdependencia entre su ancho de banda, tamaño y eficiencia. Uno de ellos puede ser optimizado a expensas de los otros. Una pequeña antena con una gran eficiencia siempre tendrá un ancho de banda angosto, el cual puede ser incrementado cuando se reduce la eficiencia, se incrementa el tamaño o se hace ambas cosas. No es posible construir una antena universal que pueda cubrir todas las frecuencias de los sistemas de comunicaciones,

radiar eficientemente y ser lo suficientemente pequeña para instalarse en los terminales móviles cada vez más sofisticados. Considerando que el ancho de banda de las pequeñas antenas puede optimizarse: incrementando su tamaño, lo cual es casi imposible para los pequeños terminales móviles; reduciendo su eficiencia, que traería como consecuencia la disminución de la ganancia de la antena; o usando múltiples resonancias, el precio de incrementar el ancho de banda con múltiples resonancias es incrementar la complejidad del diseño, la construcción y los costos.

En respuesta a estos desafíos, el uso de acopladores es una excelente solución para reducir el tamaño de las antenas y mejorar su rendimiento. Cuando una antena es conectada a un pequeño objeto metálico, como el chasis (PCB o tarjeta de circuitos impresos) de un terminal móvil, el desempeño de la antena es determinado por la posición de la antena sobre este objeto metálico, así como por el tamaño y la forma del objeto.

En los años recientes han ocurrido muchos progresos y se ha comprendido mejor el mecanismo de radiación de pequeños terminales móviles. Recientemente, se ha prestado atención al rol del chasis y se ha aclarado que la "antena" generalmente, y en particular para bajas frecuencias, opera como un acoplador de un modo de resonancia del chasis en lugar de actuar como radiador propiamente dicho. Esto trae como consecuencia el uso de acopladores en el chasis, en lugar de una convencional antena PIFA. El uso del método de análisis de los modos resonantes de chasis permite realizar una importante mejora de ancho de banda y reducción del volumen de la antena en comparación con una antena PIFA convencional.

Las ventajas generales de las antenas PIFA incluyen: un diseño compacto, poco peso, baratas para su producción, fáciles de diseñar, relativamente simples y eficientes. Las principales desventajas son el pequeño ancho de banda, el pobre rendimiento para frecuencias menores a 1GHz y la extrema dependencia de la longitud efectiva del chasis y su posición y distancia sobre este.

Algunos estudios de diseño relacionados al tema fueron reportados recientemente. Haciendo uso del rol dominante del chasis en las propiedades de radiación de un terminal móvil eléctricamente pequeño, se han producido diseños interesantes del chasis para el terminal móvil y su sintonización para diversos modos de resonancia. Se produjeron muchos análisis y estudios referentes a la teoría de modos (resonantes) característicos.

El presente informe explora el uso de acopladores capacitivos e inductivos para explotar los modos de operación del chasis de los terminales móviles. Las ventajas de las propiedades electromagnéticas de los acopladores estudiados sugieren el uso de antenas dedicadas en la posición abierta.

En el capítulo I se hace una introducción a la teoría de pequeñas antenas así como a los parámetros y características físicas más relevantes.

En el capítulo II se desarrolla la teoría de modos característicos, se realiza un análisis de los modos resonantes del chasis y los efectos que estos tienen sobre el ancho de banda. Del mismo modo, se analizan detalladamente las características de los chasis de terminales móviles tipo barra y folder.

En el capítulo III se analizan los acopladores capacitivos e inductivos, se desarrollan algunos diseños y se muestran los circuitos equivalentes para ambos acopladores.

Finalmente, en el capítulo IV se muestran los diseños y los resultados obtenidos mediante la simulación de una antena multi-banda para un teléfono móvil tipo fólder. Así mismo, se muestra el diseño, los resultados de la simulación y la medición real de un prototipo de una antena DVB-H construido para un teléfono móvil tipo fólder.

La investigación y el desarrollo fueron realizados en los centros de innovación de tecnología de las empresas Siemens y BenQ Mobile en Alemania con el soporte de mi amigo Christian Thome y mi jefe y guía Werner Schroeder.

CAPITULO I TEORÍA DE ANTENAS PEQUEÑAS

Una antena es un dispositivo utilizado para transmitir y recibir ondas de radio. Una antena pequeña puede definirse de muchas maneras diferentes. Una antena puede ser pequeña eléctricamente, funcionalmente o físicamente.

1.1 Introducción a las antenas pequeñas

En las siguientes líneas se presenta una teoría de antenas eléctricamente pequeñas. El objetivo es definir los términos más importantes y así comprender qué es lo que sucede cuando las dimensiones de la antena disminuyen.

Una referencia muy útil para caracterizar a las antenas se encuentra en IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas.

Todos los comportamientos electromagnéticos de las antenas pueden ser explicados con las 4 ecuaciones básicas de Maxwell.

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (1.1)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (1.2)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (1.3)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{j} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (1.4)$$

Donde \mathbf{D} es la densidad de flujo eléctrico, \mathbf{B} es la densidad de flujo magnético, \mathbf{E} es la intensidad de campo eléctrico y \mathbf{H} es la intensidad de campo magnético.

Sin embargo, no siempre es posible o conveniente utilizar estas ecuaciones directamente. En muchos casos puede ser complicado resolverlos.

Para un diseño fácil y eficiente de pequeñas antenas es recomendado usar aproximaciones y el parámetro adecuado para medir el resultado de dicho diseño.

1.2 Parámetros S

Los parámetros S brindan gran información para el diseño o medida de pequeñas antenas. Conceptualmente son muy simples y analíticamente convenientes.

Los parámetros de dispersión S determinan la relación entre las ondas de potencia de transmisión y reflexión a través de una red eléctrica de dos puertos.

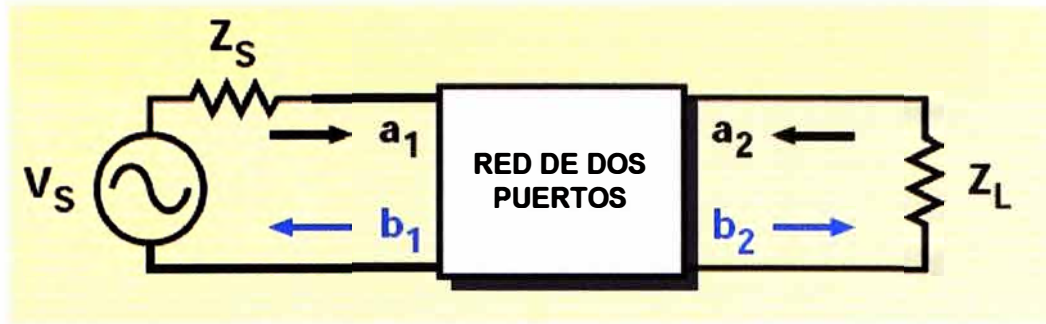


Fig. 1.1 Red Eléctrica de dos puertos que muestra ondas incidentes (a_1 , a_2) y ondas reflectivas (b_1 , b_2) utilizadas en la definición de los parámetros S.

Las ecuaciones lineales que describen la red eléctrica de dos puertos son:

$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \quad (1.5)$$

$$b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \quad (1.6)$$

Notar que:

$$s_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{\frac{V_1}{I_1} - Z_0}{\frac{V_1}{I_1} + Z_0} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad (1.7)$$

y

$$Z_1 = Z_0 \frac{(1 + s_{11})}{(1 - s_{11})} \quad (1.8)$$

Donde

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} \quad (1.9)$$

es la impedancia de entrada en el puerto 1.

Esta relación entre el coeficiente de reflexión y la impedancia es la base de la carta de Smith que se utilizan en líneas de transmisión. Consecuentemente, los coeficientes de reflexión s_{11} y s_{22} pueden ser colocados en la carta de Smith y fácilmente manipulados para determinar redes apropiadas para optimizar los diseños de circuitos.

Para calcular o medir los parámetros S se carga cada puerto con su impedancia característica: Z_0 . Es importante notar que se usan las cargas que se quieran en cada puerto (las Z_0 son arbitrarias), no se usan circuitos abiertos, tampoco cortocircuitos. Así las redes de microondas se cargan con cualquier carga; lo ideal es medirlas con las cargas con las que va a trabajar el circuito en condiciones normales.

Los parámetros S nos indican, si las impedancias de referencias están bien escogidas, la transmisión y la reflexión que presenta la red. Las ondas de potencia nos indican las potencias transmitidas y reflejadas.

1.3 Parámetros fundamentales de antenas

Entre los parámetros fundamentales de antenas pequeñas se encuentran el ancho de banda de impedancia, el factor de calidad, el patrón de radiación, la directividad, la ganancia y la eficiencia.

1.3.1 Ancho de banda

El ancho de banda útil de una antena está limitado por varios factores, como por ejemplo, su ganancia, polarización, impedancia, etc.

El ancho de banda de impedancia indica el ancho de banda al que la antena está suficientemente adaptada a la línea de transmisión de entrada.

La medida del ancho de banda de impedancia incluye la caracterización de la relación de onda estacionaria de voltaje (VSWR – Voltage Standing Wave Ratio) y la pérdida de retorno en la banda de interés.

Si la impedancia Z_L de una carga (por ejemplo una antena) es distinta de la impedancia característica Z_0 de una línea de transmisión, una parte del voltaje es reflejada de la carga (ver Fig. 1.2). El coeficiente de reflexión ρ que usualmente es denotado por el parámetro s_{11} puede ser calculado por la fórmula (1.7).

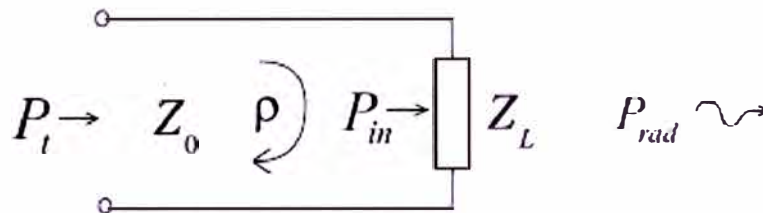


Fig. 1.2 Reflexión de voltaje de una carga desacoplada.

La carga (por ejemplo la antena) se encuentra acoplada cuando el coeficiente de reflexión es cero. Esto es imposible de alcanzar en un rango amplio de frecuencias, pero se pueden alcanzar resultados aceptables.

Con una carga desacoplada hay dos ondas electromagnéticas que viajan en direcciones opuestas y están presentes en la línea de transmisión todo el tiempo. Las ondas viajeras establecen un patrón de interferencia conocido como onda estacionaria. La relación de la onda estacionaria de voltaje es básicamente una medida de desacople entre la impedancia de carga y la impedancia característica de la línea de transmisión.

El máximo voltaje ocurre cuando las ondas incidentes y reflejadas están en fase y el mínimo voltaje ocurre cuando las ondas incidentes y reflejadas están 180° fuera de fase. La VSWR puede ser calculada por la siguiente ecuación:

$$\text{VSWR} = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (1.10)$$

Debido a que es imposible lograr que no exista reflexión (en el cual toda la potencia es entregada a la carga), el valor típico de VSWR que se desea lograr en un diseño es de 2 ó menos.

La pérdida de retorno es otra medida muy útil para el diseño de antenas. Esta pérdida de retorno mide la relación entre la potencia propagada y la potencia reflejada.

Para alcanzar buenos resultados, es importante que la pérdida de retorno sea mayor a 10dB.

1.3.2 Factor de calidad

En antenas pequeñas, los campos cercanos reactivos son dominantes y almacenan mucha mayor energía comparada con los campos irradiados. Para irradiar potencia desde y hacia la antena, esta debe estar sintonizada en la resonancia, la cual es lograda cuando la energía reactiva es nula.

El factor de calidad de la antena nos da una idea de la relación entre la energía almacenada y la potencia consumida en la antena (en forma de potencia radiada más potencia disipada).

El factor de calidad de un resonador denota la tasa a la cual la energía decae en el resonador y se define como:

$$Q = \frac{\omega_r \times \text{energía almacenada en el resonador}}{\text{disminución de energía por segundo}} = 2\pi f_r \frac{W}{P_l} \quad (1.11)$$

Donde ω_r es la frecuencia de resonancia angular, f_r es la frecuencia de resonancia, W es la energía almacenada y P_l es la potencia de pérdida.

La potencia de pérdida puede ser dividida en varios componentes de carga, cada uno de los cuales puede ser descrito por un factor de calidad independiente. El factor de calidad total es llamado factor de calidad cargado (Q_l), el cual se divide en factor de calidad descargado (Q_0) y el factor de calidad externo (Q_e). El factor de calidad descargado muestra las pérdidas internas del resonador, el cual puede ser dividido en pérdidas ocasionadas por la radiación, el conductor y el dieléctrico. Estas son descritas por los factores de calidad de radiación (Q_r), del conductor (Q_c) y del dieléctrico (Q_d). El factor de calidad externo se utiliza para describir las pérdidas causadas por las conexiones externas al resonador, como por ejemplo la alimentación de la antena.

$$\frac{1}{Q_l} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_e} = \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_e} \quad (1.12)$$

Cerca de la resonancia, la impedancia de entrada de una pequeña antena puede ser modelada por un circuito equivalente RLC. Utilizando un modelo de circuito resonante, se puede encontrar que el ancho de banda de impedancia relativo B_r de una antena pequeña es inversamente proporcional al factor de calidad descargado Q_0 .

$$B_r = \frac{1}{Q_0} \sqrt{\frac{(TS - 1)(S - T)}{S}} \quad (1.13)$$

Donde S es el máximo valor de VSWR ($VSWR \leq S$) y T es el coeficiente de acoplamiento.

1.3.3 Patrón de radiación

El patrón de radiación de una antena puede ser descrito como una función matemática o una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de las coordenadas espaciales. En muchos casos, el patrón de radiación es determinado en el campo lejano y es representado como una función de las coordenadas de dirección. Las propiedades de radiación incluyen la densidad del flujo de potencia, la intensidad de radiación, la fuerza del campo, la fase de la directividad o su polarización. La Fig. 1.3 muestra el patrón de radiación espacial de una antena dipolar.

Las antenas móviles usan antenas casi omnidireccionales debido a que la ubicación del usuario es arbitraria. De este modo, la potencia de radiación debe expandirse uniformemente alrededor del usuario para una óptima recepción y transmisión.

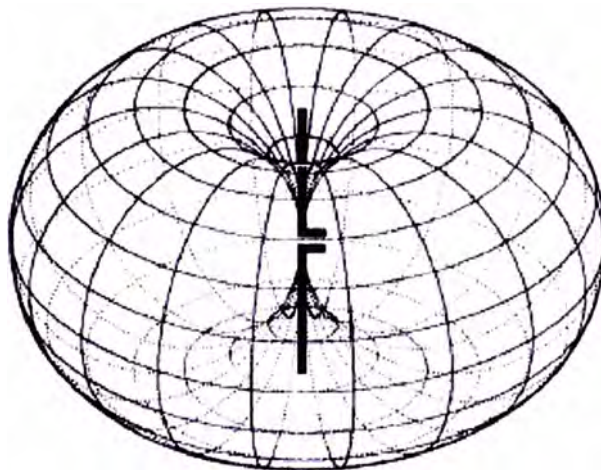


Fig. 1.3 Patrón de radiación espacial de una antena dipolar.

1.3.4 Directividad

La directividad de una antena (en una determinada dirección) es la relación entre la intensidad de radiación en esta dirección y la intensidad de radiación promedio en todas las direcciones. La intensidad de radiación promedio en todas las direcciones es igual a la potencia total radiada por la antena dividida por 4π .

La directividad se puede expresar del siguiente modo:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (1.14)$$

Donde:

D = directividad

D_0 = directividad máxima

U = intensidad de radiación

P_{rad} = potencia total radiada.

1.3.5 Ganancia

La ganancia de una antena es la razón entre la densidad de potencia radiada en una dirección dada y la densidad de potencia que radiaría una antena isotrópica a la misma distancia y potencia entregada a la antena.

La intensidad de radiación correspondiente a la potencia radiada isotrópicamente es igual a la potencia aceptada (de entrada) por la antena dividida por 4π . Así, la ganancia puede expresarse de la siguiente forma:

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (1.15)$$

Donde P_{in} es la potencia aceptada (de entrada).

Cuando no se menciona la dirección, la ganancia es considerada en la dirección de máxima radiación.

1.3.6 Eficiencia

La eficiencia total de la antena e_t es usada para tomar en cuenta las pérdidas totales de energía en los terminales de entrada y dentro de la estructura de la antena. Dichas pérdidas incluyen las pérdidas de desacoplamiento y las pérdidas del conductor/dieléctrico.

La eficiencia puede representarse por la siguiente fórmula:

$$e_t = e_p e_r e_c e_d = e_p e_r \cdot e \quad (1.16)$$

Donde:

e_t es la eficiencia de reflexión (impedancia desacoplada)

e_p es la eficiencia de polarización

e_c es la eficiencia de conducción

e_d es la eficiencia dieléctrica

e es la eficiencia de radiación de la antena

1.4 Especificaciones y requerimientos de pequeñas antenas

En el presente informe nos centraremos en las antenas para terminales móviles. Las siguientes especificaciones y requerimientos de antenas pequeñas son consideradas como las más relevantes para los dispositivos móviles:

a) Soporte de múltiples bandas de frecuencia para servicios celulares, WLAN, PAN, radiodifusión y de navegación; desde las tradicionales bandas de frecuencias de radiodifusión AM hasta la frecuencia de 2.7GHz.

b) Reducción del volumen de las antenas (el objetivo es tener antenas con un volumen menor a 6cm^3).

c) Mejoramiento o al menos preservación la eficiencia a pesar de la reducción del volumen o extensión del rango de frecuencias.

d) Reducción de la tasa de absorción específica SAR (del término en inglés Specific Absorption Rate).

CAPITULO II CHASIS DE TERMINALES MÓVILES

Numerosas investigaciones en el diseño de antenas para terminales móviles se centran en la interacción entre el elemento de antena nominal (acoplador) y el chasis en el cual se monta. Estas investigaciones han mostrado que el desempeño de la radiación, especialmente el ancho de banda, depende fundamentalmente del acoplamiento entre estas dos partes.

Este capítulo explora la aplicación del concepto de modos característicos en el chasis de un terminal móvil diseñado a partir de sus características de radiación. El análisis se centra en los modos resonantes del chasis que dominan las propiedades de radiación. Los factores de calidad de radiación modal se derivarán de los valores Eigen correspondientes a los modos característicos.

2.1 Teoría de modos característicos

La teoría de los modos característicos para cuerpos conductores es un concepto analítico muy importante para el diseño de antenas pequeñas, similar a lo que el análisis modal significa para el diseño de los circuitos de guía de onda. El conocimiento de los modos característicos, que pueden ser excitados adecuadamente a una frecuencia determinada, brinda un recurso muy valioso para la ubicación y diseño de los elementos componentes de la antena.

La teoría de los modos característicos para cuerpos conductores muestran que:

$$E_{\text{tan}}^{\text{inc}} = \hat{\mathbf{Z}} \mathbf{J}_s = (\hat{\mathbf{R}} + j\hat{\mathbf{X}}) \mathbf{J}_s \quad (2.1)$$

Los operadores \mathbf{R} y \mathbf{X} representan las partes real e imaginaria de \mathbf{Z} respectivamente. Por la teoría de la reciprocidad, $\hat{\mathbf{Z}}$ es simétrico pero no hermitiano. $\hat{\mathbf{R}}$ y \mathbf{X} son reales y simétricos.

Utilizando los valores Eigen:

$$\hat{\mathbf{X}} \mathbf{J}_{s,n} = \lambda_n \hat{\mathbf{R}} \mathbf{J}_{s,n} \quad (2.2)$$

Donde λ_n son los valores Eigen reales y $\mathbf{J}_{s,n}$ son los vectores Eigen reales. Adicionalmente, las densidades de corriente superficial $\{\mathbf{J}_{s,n} : n \in \mathbf{N}\}$ obedecen a las relaciones de ortogonalidad.

$$\langle \mathbf{J}_{s,m}, \widehat{\mathbf{R}}\mathbf{J}_{s,n} \rangle = 2P_{\text{rad},n} \delta_{mn} \quad (2.3)$$

$$\langle \mathbf{J}_{s,m}, \widehat{\mathbf{X}}\mathbf{J}_{s,n} \rangle = 2\lambda_n P_{\text{rad},n} \delta_{mn} \quad (2.4)$$

$$\langle \mathbf{J}_{s,m}, \widehat{\mathbf{Z}}\mathbf{J}_{s,n} \rangle = 2P_{\text{rad},n} (1 + j\lambda_n) \delta_{mn} \quad (2.5)$$

Con respecto al producto interior:

$$\langle f, g \rangle = \iint_S f^* g \, dS \quad (2.6)$$

Donde:

$$P_{\text{rad},n} = \frac{1}{2} \langle \mathbf{J}_{s,n}, \widehat{\mathbf{R}}\mathbf{J}_{s,n} \rangle \quad (2.7)$$

Es la potencia radiada por el modo n -ésimo.

2.1.1 Factor de calidad modal

El factor de calidad de radiación es el valor más importante en las antenas pequeñas. Debido a que la radiación de un pequeño terminal móvil es gobernada típicamente por pocos modos característicos de chasis, a veces por un solo modo, los factores de calidad de radiación asociados con diferentes modos característicos (de bajo orden) son altamente útiles en el diseño de antenas pequeñas.

La definición común del factor de calidad de radiación Q_{rad} es:

$$Q_{\text{rad}} = \frac{\omega \max(\langle W_{\text{mag}} \rangle, \langle W_{\text{el}} \rangle)}{P_{\text{rad}}} \quad (2.8)$$

Donde $\langle W_{\text{mag}} \rangle$ y $\langle W_{\text{el}} \rangle$ son las energías de campo magnético y eléctrico almacenadas en un tiempo promedio.

Aplicando el teorema complejo de Poynting con respecto al dominio G , delimitado en la parte externa por una esfera en un campo lejano y en la parte interna por una superficie S del chasis conductor, se obtiene:

$$\frac{1}{2} \iint_S (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot \mathbf{n} \, dS = P_{\text{rad}} + 2j\omega (\langle W_{\text{mag}} \rangle - \langle W_{\text{el}} \rangle) \quad (2.9)$$

Donde, en S , la dirección normal \mathbf{n} es escogida para apuntar a G . Ya que en S :

$$(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot \mathbf{n} = (\widehat{\mathbf{Z}}\mathbf{J}_s) \cdot (\mathbf{H}^* \times \mathbf{n}) = \mathbf{J}_s^* \cdot (\widehat{\mathbf{Z}}\mathbf{J}_s) \quad (2.10)$$

Se obtiene para el n -ésimo modo:

$$\frac{1}{2} \langle \mathbf{J}_{s,n}, \widehat{\mathbf{Z}}\mathbf{J}_{s,n} \rangle = P_{\text{rad}} + 2j\omega (\langle W_{\text{mag}} \rangle - \langle W_{\text{el}} \rangle) \quad (2.11)$$

Comparando con la ecuación (2.5), se obtiene:

$$\lambda_n = 2\omega \frac{\langle W_{\text{mag},n} \rangle - \langle W_{\text{elec},n} \rangle}{P_{\text{rad},n}} \quad (2.12)$$

Como Z es dependiente de la frecuencia, la aproximación resumida que se muestra arriba conduce a una familia de modos característicos con ω como parámetro. Por ejemplo, el valor Eigen cero λ_n sobre la frecuencia indica la resonancia del modo respectivo. La expresión (2.12) para λ_n es idéntica con la definición del llamado factor de calidad de fase, una cantidad que, sin embargo, no es utilizada cerca de la resonancia.

Otra definición familiar del factor de calidad, basada en la pendiente de la fase de resonancia, es obtenida tomando la derivada de los valores Eigen con respecto a la frecuencia.

$$Q_{s,n} = \omega_n \left| \frac{d\lambda_n}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_n} \quad (2.13)$$

A pesar de que los factores de calidad son calculados de acuerdo a las definiciones (2.8) ó (2.13), respectivamente, no son idénticos, pero existe una interrelación que es útil.

En el presente trabajo sólo se consideran los factores de calidad en resonancia.

La resonancia de un modo característico es definida por $\lambda_n(\omega_n) = 0$ y nos referimos a $J_{s,n}(\omega_n)$ como un modo resonante.

Para evaluar las derivadas de frecuencia de la parte reactiva de las energías magnéticas y eléctricas almacenadas $\langle W_{\text{mag},n} \rangle$ y $\langle W_{\text{el},n} \rangle$, podemos ayudarnos de unos modelos de circuitos equivalentes en serie o paralelo, respectivamente, cerca de la resonancia.

Para una resonancia tipo serie, la dependencia de la frecuencia de las partes reactivas de $\langle W_{\text{mag},n} \rangle$ y $\langle W_{\text{el},n} \rangle$ cerca de la resonancia pueden ser incluidas en (2.12) multiplicando estos términos por ω/ω_n y ω_n/ω , respectivamente, y viceversa para una resonancia tipo paralela.

Entonces podemos verificar que en la resonancia:

$$Q_{\text{rad},n} = \frac{1}{2} Q_{s,n} = \frac{\omega_n}{2} \left| \frac{d\lambda_n}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_n} \quad (2.14)$$

2.2 Acoplamiento antena-chasis

La interacción entre el chasis de un terminal móvil y la antena o, de manera más apropiada, el acoplador, es fundamental para el diseño de antenas. El chasis metálico del terminal móvil actúa como un plano de tierra que crea el efecto de espejo-imagen para la antena (acoplador).

El rol dominante del chasis en las propiedades de radiación de terminales móviles eléctricamente pequeños es una simple consecuencia del tamaño relativo del chasis comparado con las antenas internas.

Asumiendo dimensiones típicas, el límite “Chu” en el factor de calidad de radiación, Q_{rad} , es, por ejemplo en 900MHz, un factor cerca de 8 veces más pequeño para un chasis de un terminal móvil tipo fólger y cerca de 4 veces más pequeño para un chasis de un terminal móvil tipo barra que para una antena interna PIFA sola.

El uso adecuado del chasis no solo puede mejorar el ancho de banda, el cual se incrementa inversamente con Q_{rad} , si no que también puede mejorar la eficiencia de radiación, η_{rad} , de acuerdo a:

$$\eta_{rad} = Q_{diss} / (Q_{rad} + Q_{diss}) \quad (2.15)$$

Donde Q_{diss} indica el factor de calidad de disipación.

Un análisis conceptual, en el real significado del término, por ejemplo la descomposición de un problema complejo en partes simples, es posible considerando los modos característicos del chasis con los campos de excitación (o inducción) en el acoplador en forma separada. Una distinción estricta entre el chasis y el acoplador es por supuesto imposible debido a que el acoplador es parte del chasis.

Sin embargo, típicamente el acoplador es mucho más pequeño que el chasis. Para un entendimiento conceptual se puede así aproximar la densidad de corriente J_s del chasis como una superposición de los modos característicos del chasis no excitado.

La importancia de los modos de resonancia del chasis para el análisis y diseño de un terminal con propiedades de radiación multi-banda es grande.

Por modo de resonancia del chasis nos referimos a la distribución de densidad de corriente superficial en la unión de las partes conductoras del dispositivo. La densidad de corriente superficial debido al campo eléctrico puede ser escrito de la siguiente forma:

$$J_s = \sum_n \frac{\langle J_{s,n}, E_{tan}^{inc} \rangle}{(1 + j\lambda_n) 2P_{rad n}} J_{s,n} \quad (2.16)$$

Donde E_{tan}^{inc} indica que el campo eléctrico inducido es tangencial a S. La ecuación (2.16) muestra que los modos cerca de la resonancia $\lambda_n(\omega) \approx \lambda_n(\omega_n) = 0$ son excitados predominantemente. Asimismo, la fórmula provee una guía de cómo mejorar o suprimir la excitación de un modo particular para una optimización de las propiedades de radiación diseñando y ubicando el excitador de una manera que maximice o minimice, respectivamente, la reacción $\langle J_{s,n}, E_{tan}^{inc} \rangle$.

Una excitación efectiva requiere que la reacción $\langle J_{s,n}, E_{\text{tan}}^{\text{inc}} \rangle$ entre la densidad de corriente modal y el campo inducido (debido a la antena o elemento acoplador) sea grande.

Así, para un acoplamiento efectivo entre un pequeño elemento acoplador y un (relativamente) grande chasis, este último debe ser diseñado para exponer los modos resonantes cerca de las requeridas bandas de frecuencia de operación. Estos modos resonantes deben ser seleccionados para dar un vector de radiación F medible.

2.3 Análisis de los modos resonantes del chasis

Como el concepto de modos característicos y el análisis de los modos de resonancia son obviamente una herramienta poderosa de análisis, actualmente existen algunos paquetes de softwares comerciales que sirven de ayuda en el diseño de antenas. Mucha información valiosa a cerca de modos de resonancia puede; sin embargo, ser obtenida gracias a una simple aproximación como la que se muestra abajo.

Desde un punto de vista práctico, el subconjunto de los modos resonantes que se acoplan a las ondas planas es interesante. El análisis independiente del acoplamiento de este subconjunto es posible usando las características de excitación de la onda plana y luego procesando la densidad de corriente superficial $J_s(\mathbf{r}')$ para identificar los modos de resonancia del chasis. En este contexto, el factor más importante es el vector de radiación F .

Enfocándonos en las propiedades de radiación del campo lejano de un radiador pequeño en el espacio vacío, el campo lejano es completamente especificado por vector de radiación:

$$F(\mathbf{k}) := \int_{r' \in S} J_s(\mathbf{r}') e^{j\mathbf{k}\mathbf{r}'} dS \quad (2.17)$$

Donde $\mathbf{k} = kr/r$ ($k = 2\pi/\lambda$) indica el vector de onda en la dirección del punto de observación y J_s indica la densidad de corriente superficial en la unión S en la superficie conductora del terminal.

Para un chasis eléctricamente pequeño, por ejemplo para uno que quepa dentro de una esfera de diámetro $< \lambda_0/\pi$, el vector de radiación puede ser aproximado típicamente a sus dos primeros momentos con un error aceptable.

$$F_0 := \int_{r' \in S} J_s(\mathbf{r}') dS = j\omega p \quad (2.18)$$

$$F_1(\mathbf{k}) := j \int_{r' \in S} (\mathbf{k}\mathbf{r}') J_s(\mathbf{r}') dS = j\mathbf{m} \times \mathbf{k} - \frac{\omega}{2} \mathbf{Q}\mathbf{k} \quad (2.19)$$

Donde p indica el momento dipolar eléctrico de la corriente de distribución

$$\mathbf{p} = \frac{1}{j\omega} \int_{r' \in S} \mathbf{J}_s(r') dS \quad (2.20)$$

y

$$\mathbf{m} = \frac{1}{2} \int_{r' \in S} \mathbf{r}' \times \mathbf{J}_s(r') dS \quad (2.21)$$

$$\mathbf{Q} = \frac{1}{j\omega} \int_{r' \in S} (\mathbf{r}' \mathbf{J}_s^T + \mathbf{J}_s \mathbf{r}'^T) dS \quad (2.22)$$

Son el momento dipolar magnético y el momento cuadripolar, respectivamente, de \mathbf{J}_s , \mathbf{r}' y \mathbf{J}_s son vectores columna y \mathbf{r}'^T y \mathbf{J}_s^T son vectores fila.

Los modos de resonancia del chasis que corresponden a uno de estos momentos son identificados como la magnitud máxima del momento respectivo, sobre la frecuencia, bajo una excitación de onda plana.

Como el campo lejano puede ser escrito en términos del vector de radiación como

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = j\omega\mu_0 \frac{e^{-jk r}}{4\pi r} \mathbf{k} \times (\mathbf{k} \times \mathbf{F}(\mathbf{k})), \quad (2.23)$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = j \frac{e^{-jk r}}{4\pi r} (\mathbf{k} \times \mathbf{F}(\mathbf{k})) \quad (2.24)$$

Y la densidad de potencia radiada en la dirección \mathbf{k} como:

$$S(\mathbf{k}) = \frac{Z_0}{32\pi^2 r^2} |\mathbf{k} \times \mathbf{F}(\mathbf{k})|^2 \quad (2.25)$$

Los modos de resonancia identificados también son buenos radiadores.

Para investigar las propiedades del chasis se aplica una excitación genérica. La excitación de onda plana es el método que se ha escogido ya que es suficiente para excitar los modos que nos interesan en el campo lejano; sin embargo, se debe tener presente que los modos resonantes que son ortogonales a un campo constante se mantienen ocultos.

Para evaluar numéricamente los valores de las ecuaciones (2.18) – (2.22) se ha utilizado el software de análisis electromagnético IE3D.

La Fig. 2.1 ilustra la aproximación para un chasis rectangular de longitud ℓ y ancho $\omega < \ell$ bajo la iluminación de una onda plana polarizada a lo largo del eje de su longitud. La dependencia de la frecuencia del modo dipolar expuesto por $F_{0,z}$ se encuentra en concordancia con el modelo resonador.

$$F_{0,z} \approx \frac{A}{1 + jQ \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)} \quad (2.26)$$

La frecuencia de resonancia f_0 y la frecuencia f_{\max} , se encuentran relacionadas por:

$$f_{\max} = \frac{Q}{\sqrt{Q^2 - \frac{1}{2}}} f_0 \quad (2.27)$$

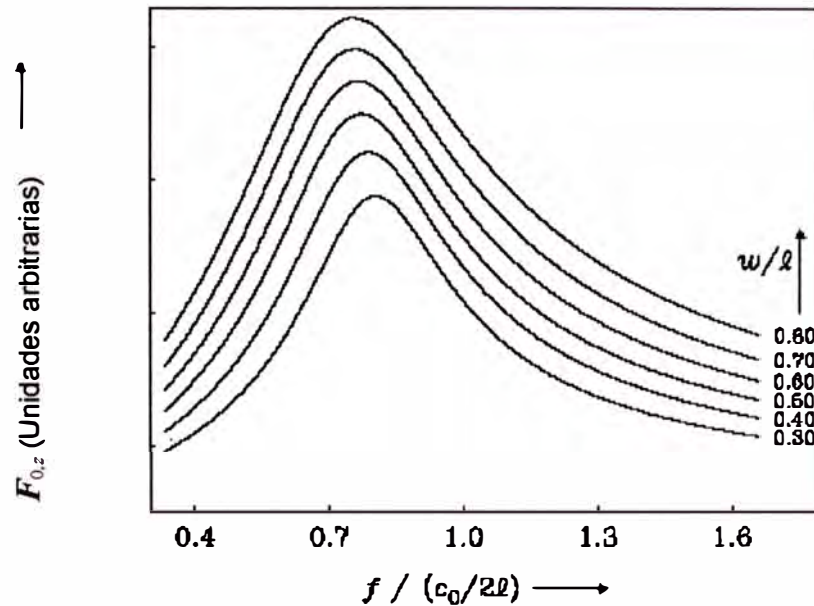


Fig. 2.1 Dependencia de frecuencia de la componente co-polarizada $F_{0,z}$ de (2.18) para un cuerpo rectangular de dimensiones ℓ (en el eje z) y $\omega < \ell$ bajo la iluminación de una onda plana polarizada en la dirección z cerca de la resonancia de media longitud de onda.

Los modos de resonancia identificados son también excelentes radiadores. Las frecuencias angulares de resonancia ω_i y la asociada Q_{rad} son deducidas de, por ejemplo la curva ω sobre $|F_0|$ (ver Fig. 2.3) ajustando el modelo de resonador genérico.

$$|F_0| \approx \frac{A_i}{1 + jQ_{rad,i} \left(\frac{\omega}{\omega_i} - \frac{\omega_i}{\omega} \right)} \quad (2.28)$$

2.4 Efectos del chasis en el ancho de banda

En los teléfonos móviles, el chasis metálico del terminal actúa con un plano de tierra finito para la antena.

En investigaciones pasadas se demostraron que la eficiencia de una antena eléctricamente pequeña puede ser incrementada considerablemente utilizándola para excitar las corrientes en un objeto metálico más grande, el cual es un mejor radiador debido a su tamaño eléctricamente más grande. Asimismo, es sabido que el ancho de banda de impedancia, la eficiencia de radiación, la forma del patrón de radiación y el SAR dependen fuertemente del tamaño y forma del chasis metálico y de la posición y orientación de la antena sobre este chasis.

De este modo, es claro que para mejorar el desempeño de la antena se debe

considerar ambos, la antena y el chasis, en el diseño. Considerando que el elemento más importante, para irradiar la potencia de las señales, es el chasis del terminal móvil, del cual depende básicamente la eficiencia de la “antena”, es muy importante diseñarlo con el objetivo de para aprovechar al máximo sus resonancias, ya sean de $\lambda/2$ ó $3\lambda/2$, y acoplarlo con el elemento acoplador más adecuado (capacitivo o inductivo).

Algunas investigaciones han demostrado que el ancho de banda se incrementa en la medida de que la longitud del chasis es incrementado hasta que el primer máximo es alcanzado a una longitud alrededor de 0.4λ . Asimismo, cuando los modos resonantes de la antena y del chasis se encuentran acoplados, el ancho de banda de la combinación antena-chasis se incrementa considerablemente cuando la frecuencia de resonancia del modo del chasis, el cual es principalmente controlado por la longitud física del chasis, se acerca a la frecuencia de resonancia del modo de la antena. Así, el máximo ancho de banda es obtenido cuando la frecuencia de resonancia del modo del chasis es igual a la frecuencia de resonancia del modo de la antena.

Debido a las particularidades de las dimensiones de los teléfonos móviles, un típico chasis de un teléfono móvil tiene una distribución de corriente del tipo dipolo, y la resonancia del chasis ocurre cuando la longitud efectiva del chasis es un múltiplo de $\lambda/2$ en la frecuencia deseada.

En todas las simulaciones siguientes se ha utilizado el software IE3D que es muy útil para diseñar y optimizar antenas mediante simulaciones electromagnéticas. Las densidades de corriente son representadas por diagramas de colores. Las magnitudes de las densidades de corriente deben ser evaluadas considerando el espectro mostrado en la Fig. 2.2, donde el color azul muestra la menor magnitud y el color rojo muestra la mayor magnitud.



Fig. 2.1 Espectro de colores. La magnitud se incrementa de izquierda a derecha, siendo el color azul y el color rojo la mínima y máxima magnitud, respectivamente.

2.4.1 Chasis en posición horizontal

La frecuencia de resonancia de $\lambda/2$ del chasis metálico puede ser determinado por:

$$f_r = \frac{\omega}{\lambda} \quad (2.29)$$

Asimismo, diversas simulaciones e investigaciones han demostrado que:

$$\frac{\lambda}{2} \approx l + w \quad (2.30)$$

Donde l es la longitud de, por ejemplo 100mm, y w es el ancho de, por ejemplo 40m. Esto resulta en una frecuencia de resonancia de 1070MHz.

Para disminuir la frecuencia de resonancia del chasis, se debe modificar adecuadamente el dispositivo. La frecuencia de resonancia es mayormente determinada por la longitud del dispositivo.

La Fig. 2.3 muestra las simulaciones de un chasis de 100x40mm. En la Fig. 2.3 (a) la frecuencia de resonancia calculada para ese diseño es de 1300MHz. Esta frecuencia de resonancia no resulta útil para un teléfono móvil ya que es muy alta para la "banda baja" y muy pequeña para la "banda alta". La Fig. 2.3 (b) muestra una estructura con una variación a los extremos del chasis para alargarla y así reducir el efecto del ancho. De este modo, la frecuencia de resonancia puede ser incrementada a 1400MHz. Este efecto es mejorado en la estructura de la Fig. 2.3 (c), el cual incluye una especie de capacitores fijos en los extremos. Adicionalmente a la carga capacitiva, se puede notar también que la longitud es ligeramente incrementada. Gracias a esto, la frecuencia de resonancia que se alcanza es de 1500MHz, más cerca de la "banda alta".

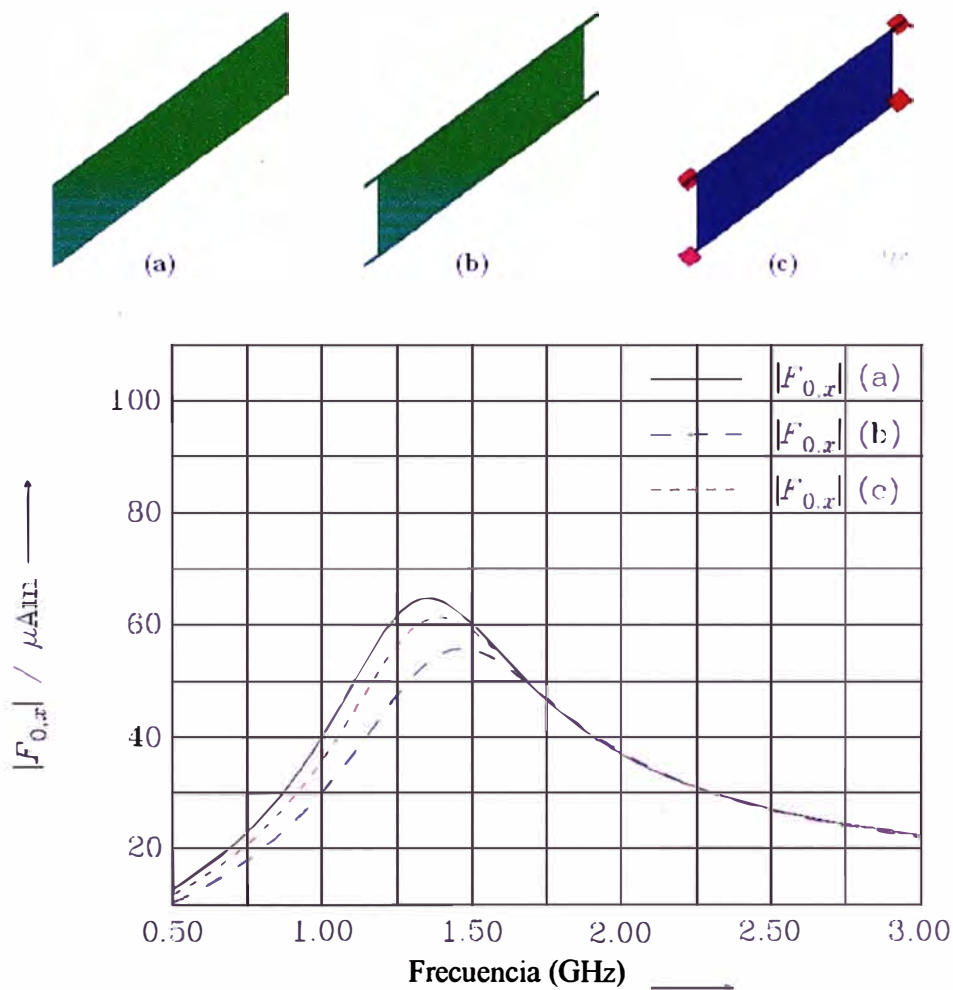


Fig. 2.3 Simulaciones de estructuras similares pero con distintas frecuencias de resonancia.

En los siguientes análisis, se estudian solamente las simulaciones para las resonancias en la “banda baja” y ‘banda alta” en las que operan los teléfonos móviles.

Debido al tamaño típico de un teléfono móvil en la posición abierta, sólo es útil la resonancia $\lambda/2$ para las frecuencias bajas y la resonancia de $3\lambda/2$ para las frecuencias altas.

La Fig. 2.4 muestra la simulación de un chasis simple de dimensiones 150x45mm. Los resultados de la simulación se muestran en la Fig. 2.5. La resonancia de $\lambda/2$ puede ser tomada de F_0 en la Fig. 2.5 (a) y debido a sus dimensiones, esta tiene un valor 800MHz. La resonancia de $3\lambda/2$ que es obtenida a partir de F'_0 , tiene un valor de 2.7GHz y es mostrada en la Fig. 2.5 (b). La resonancia de $\lambda/2$ resulta útil para las frecuencias bajas y la resonancia de $3\lambda/2$ resulta útil para las frecuencias altas.

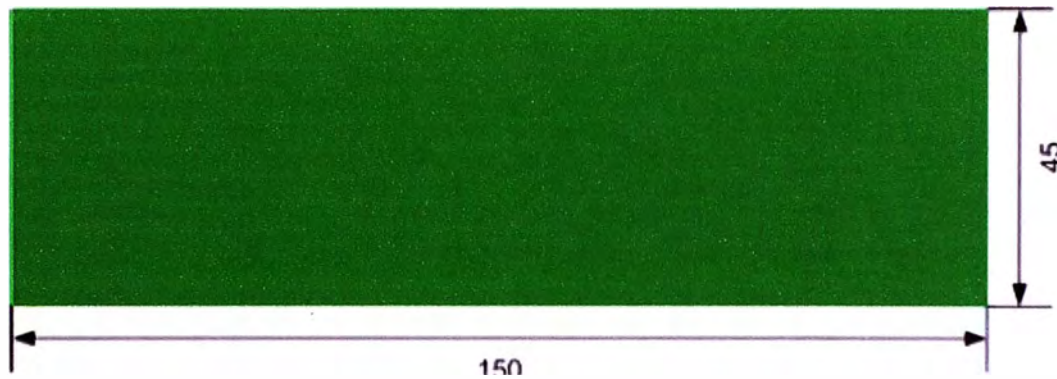
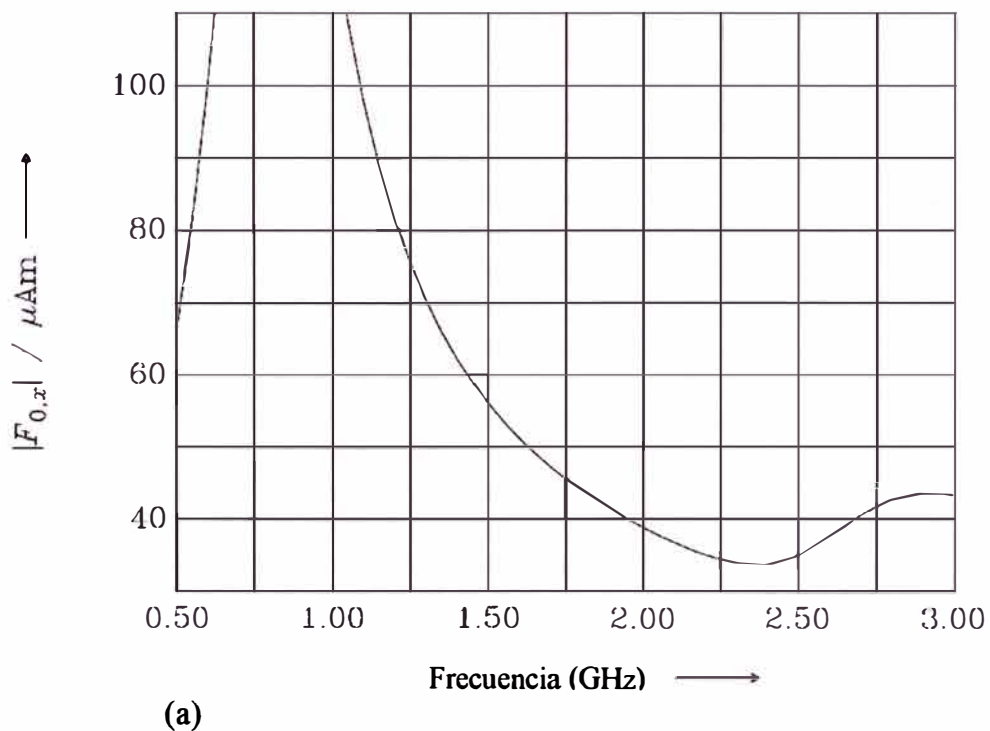


Fig. 2.4 Chasis rectangular de 150x45mm.



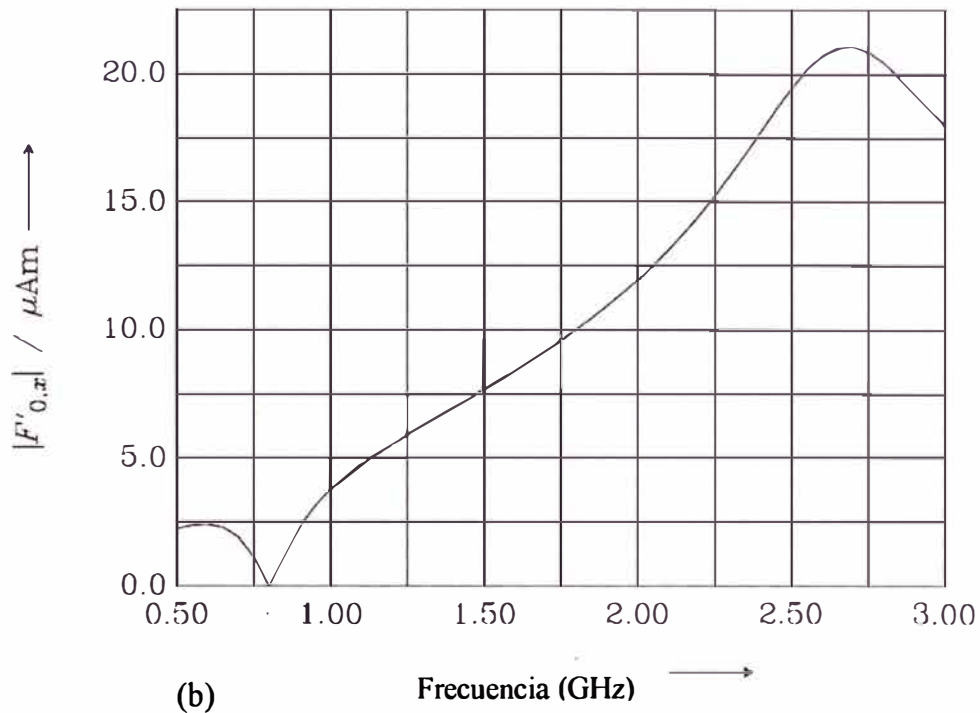


Fig. 2.5 Resultado de la simulación de F_0 (a) y F'_0 (b) del chasis de la Fig. 2.4.

Con el objetivo de mover convenientemente la resonancia de $3\lambda/2$ para las frecuencias altas, es posible colocar unas ranuras pequeñas en el chasis para extender su longitud. La Fig. 2.6 muestra la simulación de un chasis con unas ranuras de $\lambda/4$. La longitud total de la resonancia de $3\lambda/2$ es compuesta por la longitud de dos $\lambda/2$ y por la ranura de $\lambda/4$, cuyo borde tiene una longitud de $\lambda/2$. Con esta variación se logra afectar ligeramente la resonancia de $\lambda/2$, la cual se encuentra localizada en 700MHz. Sin embargo, en la banda de las frecuencias altas aparece un máximo que es útil para un terminal móvil multi-banda. Esto es confirmado por la resonancia de $3\lambda/2$ mostrada por F'_0 . Esta segunda resonancia está localizada en la frecuencia de 1650MHz, cerca de la banda de frecuencias altas. De este modo, el vector de radiación ahora tiene dos máximos con un ancho de banda relativamente amplio y el objetivo es conseguir buenas características de radiación tanto para las frecuencias bajas como para las frecuencias altas en las que operan los teléfonos móviles.

Con la introducción de unas ranuras pequeñas se ha logrado mejorar las características de radiación de un terminal multi-banda sin la necesidad de variar sus dimensiones.

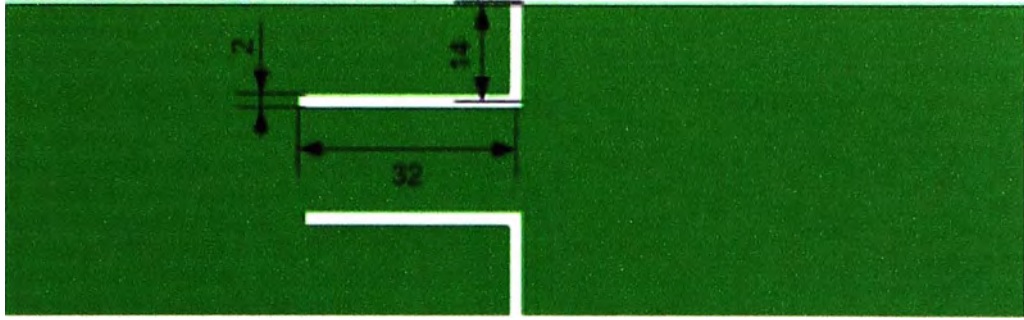


Fig. 2.6 Chasis con ranuras de $\lambda/4$ con un ancho de 2mm.

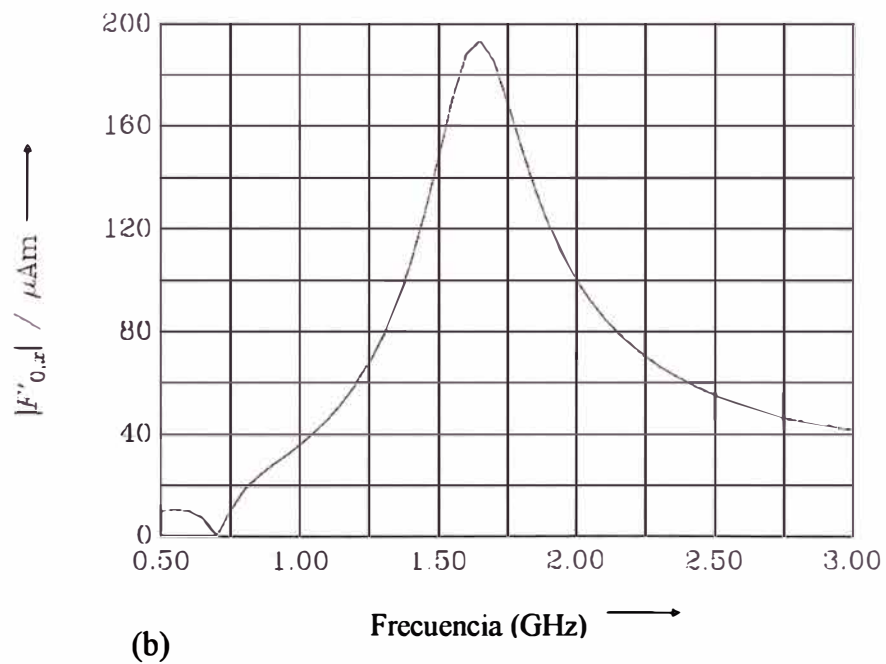
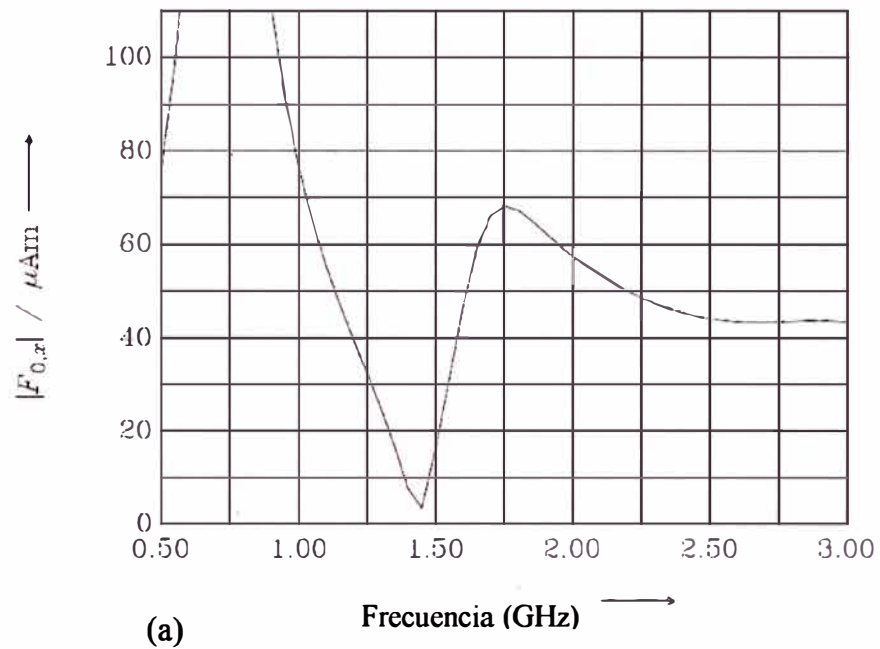


Fig. 2.7 Resultado de la simulación de F_0 (a) y F'_0 (b) del chasis de la Fig. 2.6.

Considerando que la introducción de ranuras resulta interesante, es conveniente analizar cómo las dimensiones y forma de estas impactan en las características de radiación del chasis.

Tomando como base la estructura de la Fig. 2.6, se puede notar en la Fig. 2.9 que, disminuyendo el ancho de la ranura a la mitad, las características de radiación prácticamente no varían.

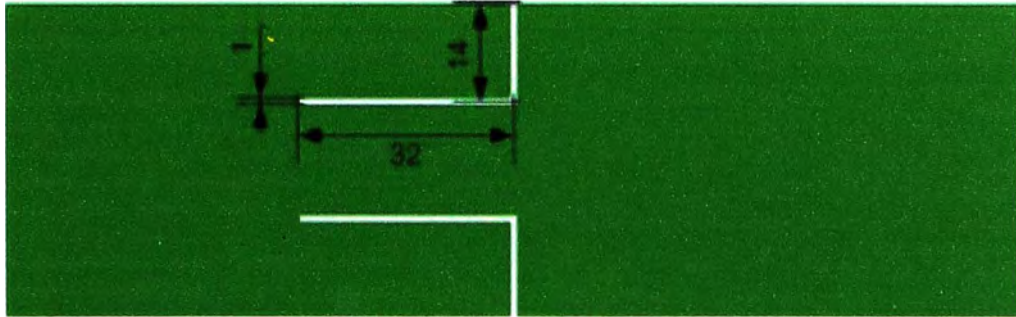
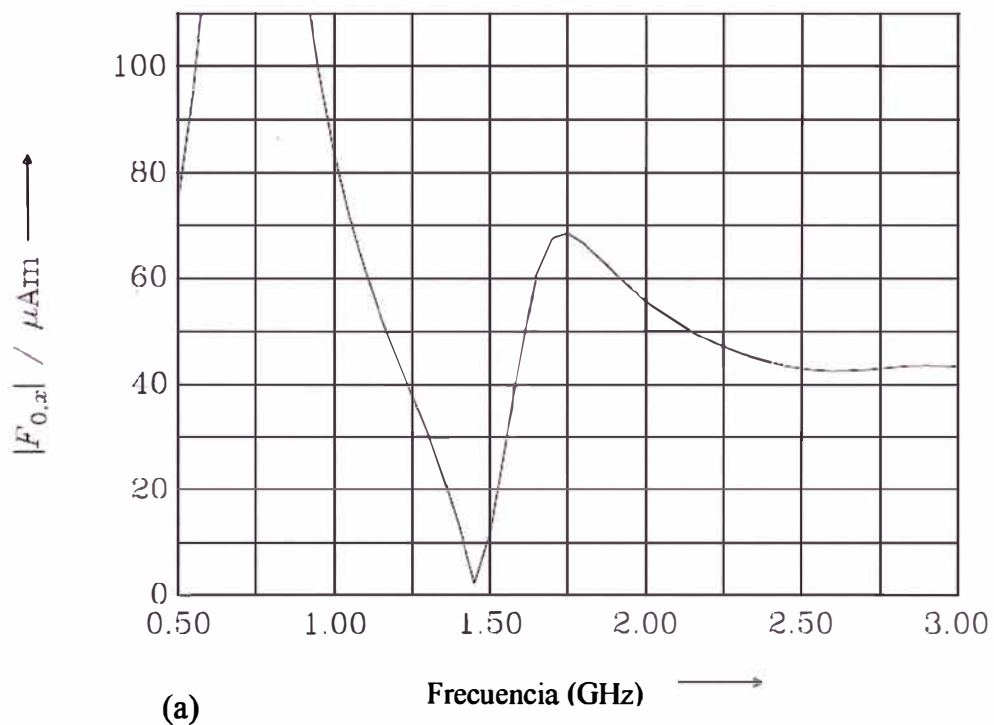


Fig. 2.8 Chasis con ranuras de $\lambda/4$ con un ancho de 1mm.



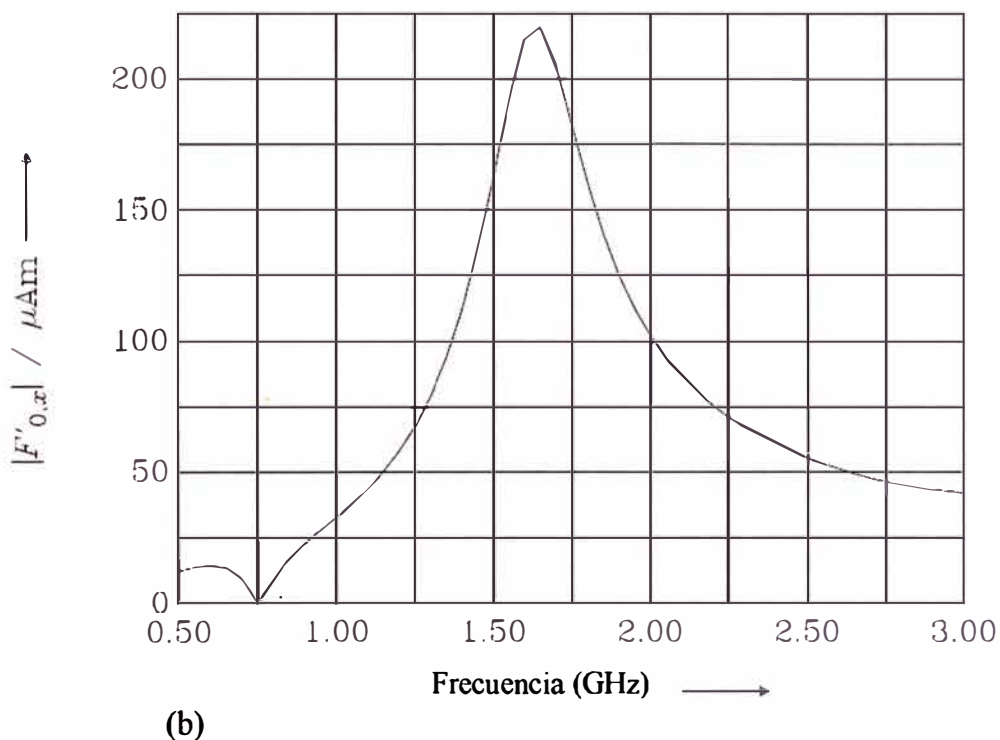


Fig. 2.9 Resultado de la simulación de F_0 (a) y F'_0 (b) del chasis de la Fig. 2.8.

Debido a que en el diseño y construcción de teléfonos móviles reales no es muy práctico tener ranuras en medio del terminal, podría resultar conveniente colocar las ranuras en una ubicación adecuada.

Colocando ranuras en el borde del chasis se puede tener nuevamente una resonancia de $\lambda/2$ en 800MHz. La Fig. 2.11 muestra los resultados de la simulación, en la que se puede notar que el ancho de banda para las frecuencias altas es menor que el obtenido previamente y podría resultar difícil conseguir el ancho de banda requerido para los teléfonos móviles en la "banda alta".

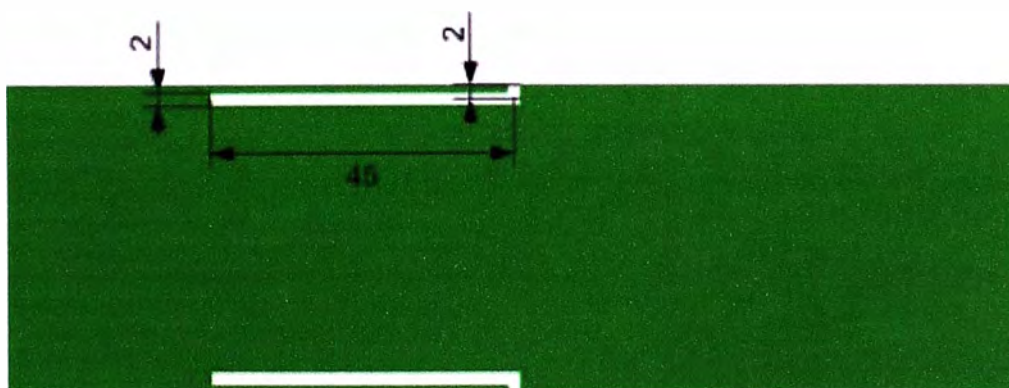
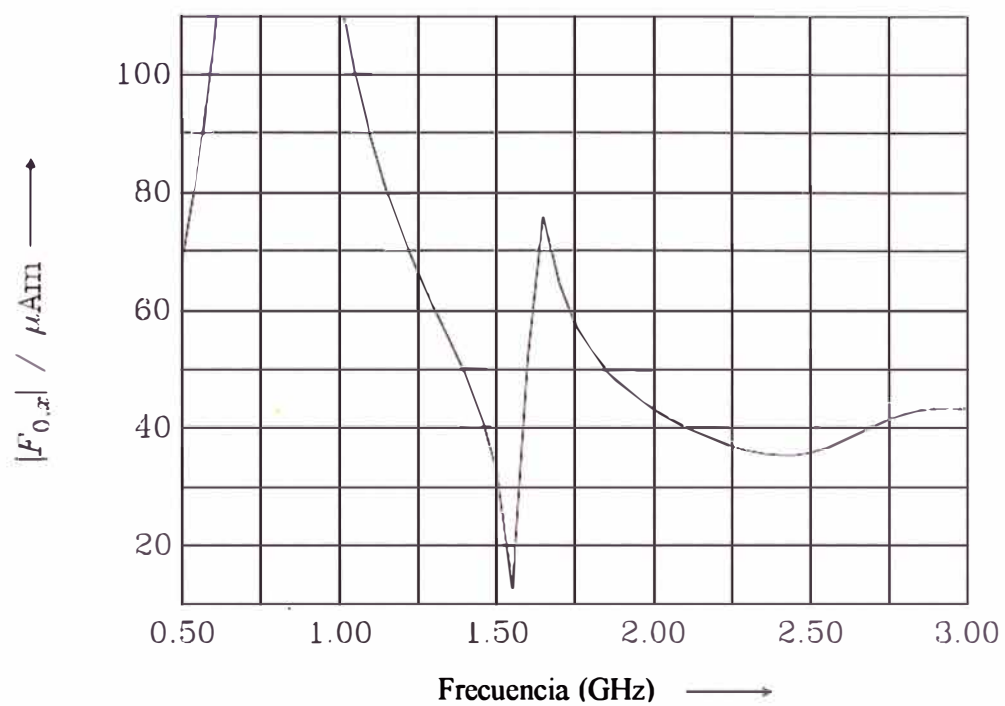
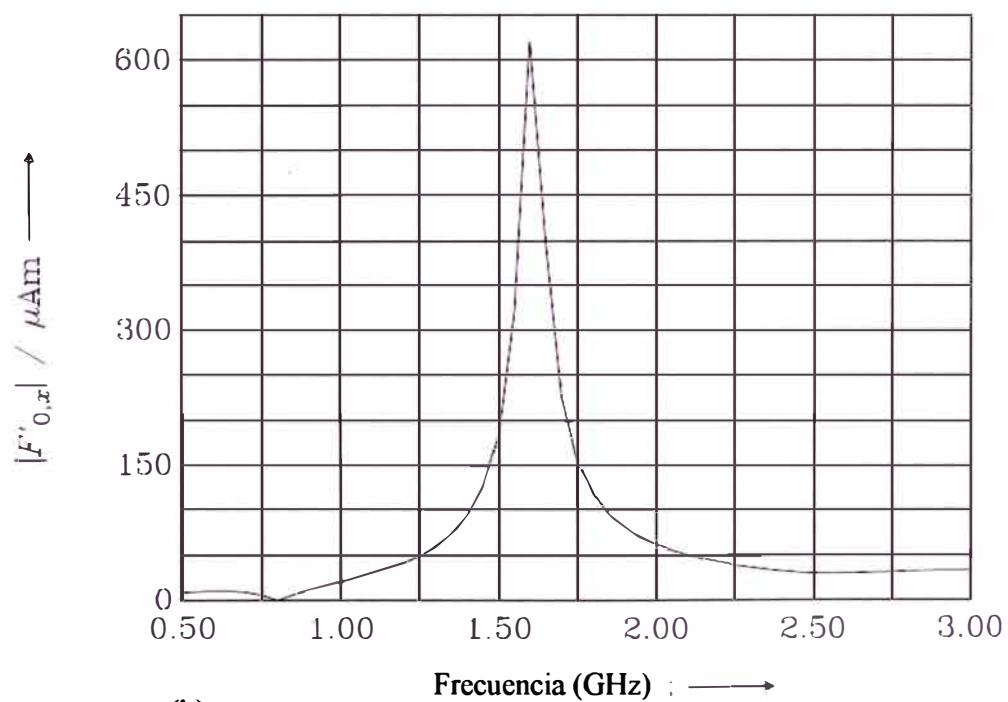


Fig. 2.10 Chasis con ranuras de $\lambda/4$ en el borde.



(a)



(b)

Fig. 2.11 Resultado de la simulación de F_0 (a) y F'_0 (b) del chasis de la Fig. 2.10.

Con el objetivo de tener una estructura simétrica, es posible tener dos ranuras en el chasis tal como se muestra en la Fig. 2.12.

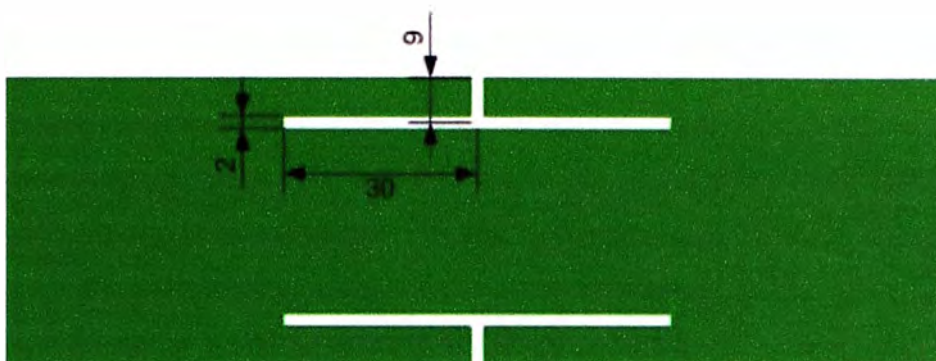


Fig. 2.12 Chasis simétrico con ranuras de $2\lambda/4$.

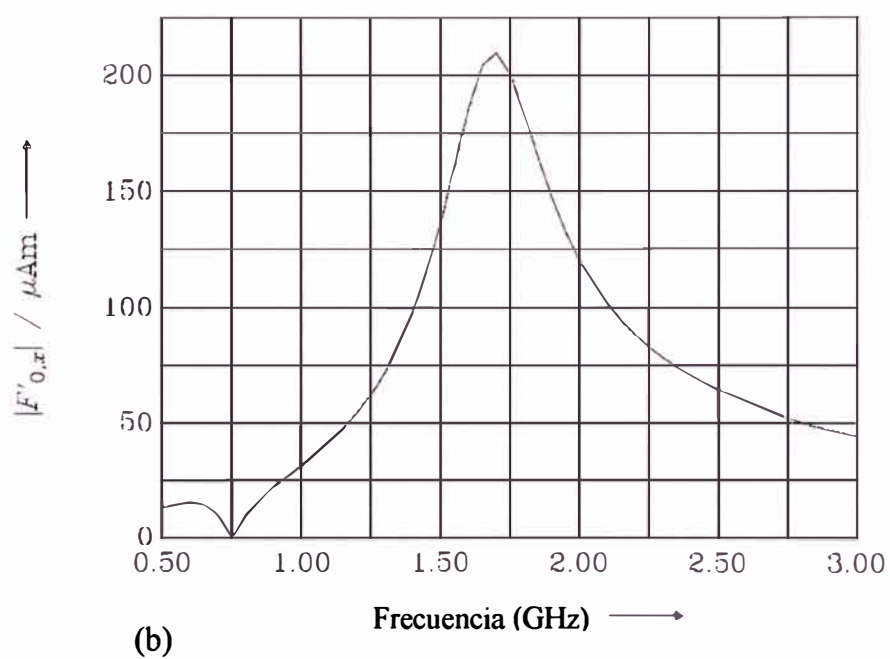
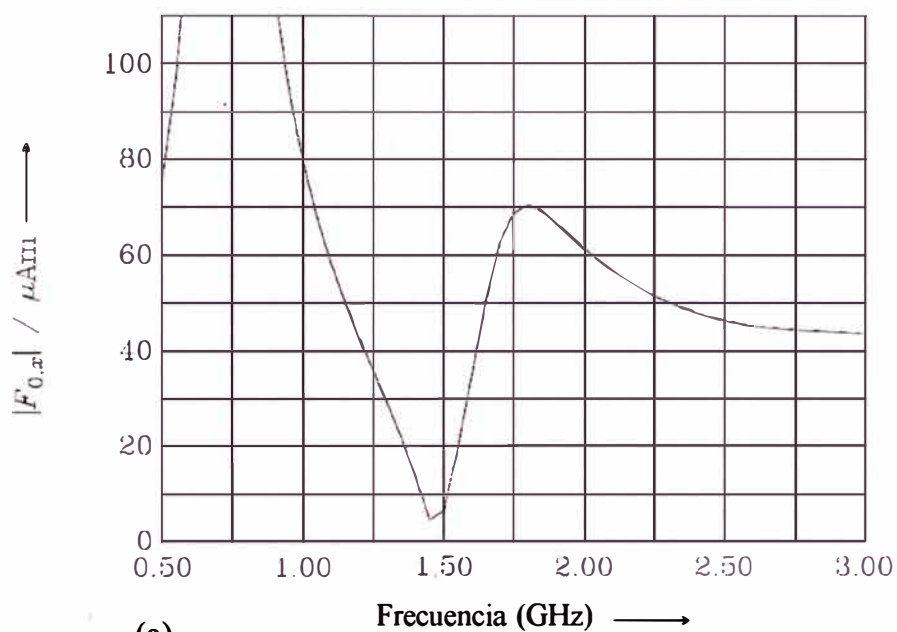


Fig. 2.13 Resultado de la simulación de F_0 (a) y F'_0 (b) del chasis de la Fig. 2.12.

2.4.2 Chasis en posición C (cerrado)

Debido a que en esta posición se tiene dos planos paralelos que se encuentran unidos en uno de sus extremos, los efectos de los modos de resonancia de $\lambda/4$ cambian.

En primer lugar se analizará lo efectos de tener un chasis con ambos planos (teclado y pantalla del teléfono móvil) de igual tamaño. Luego se verá los efectos que produce una estructura desbalanceada, con longitudes distintas.

Las dimensiones de la estructura simétrica considerada se muestran en la Fig. 2.14.

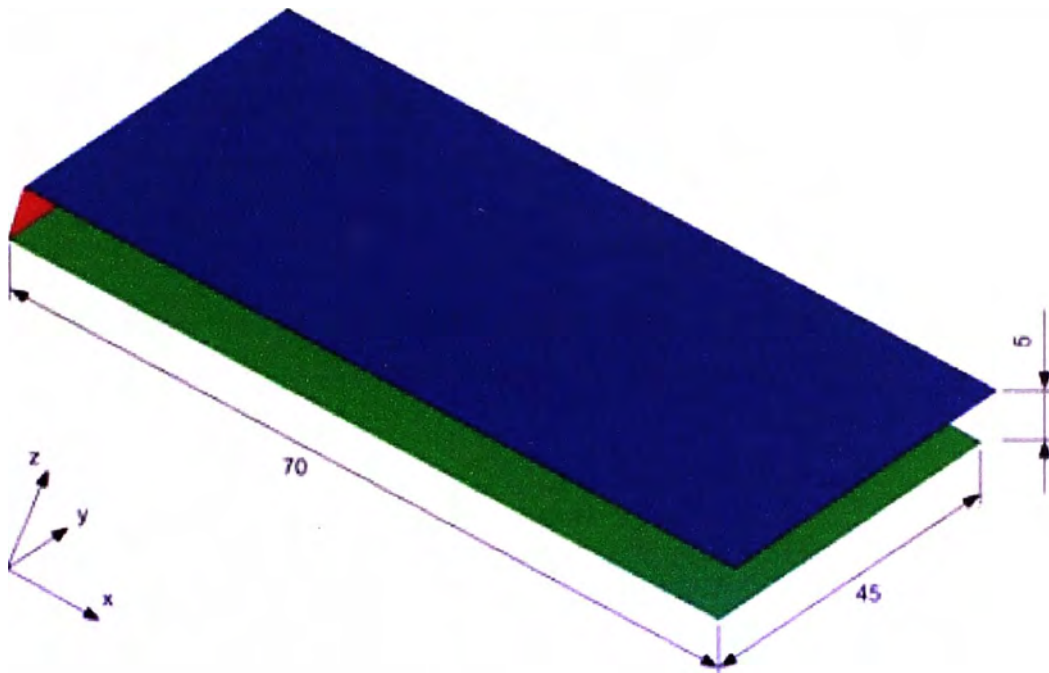


Fig. 2.14 Chasis simétrico con dimensiones iguales para la pantalla y el teclado del teléfono móvil.

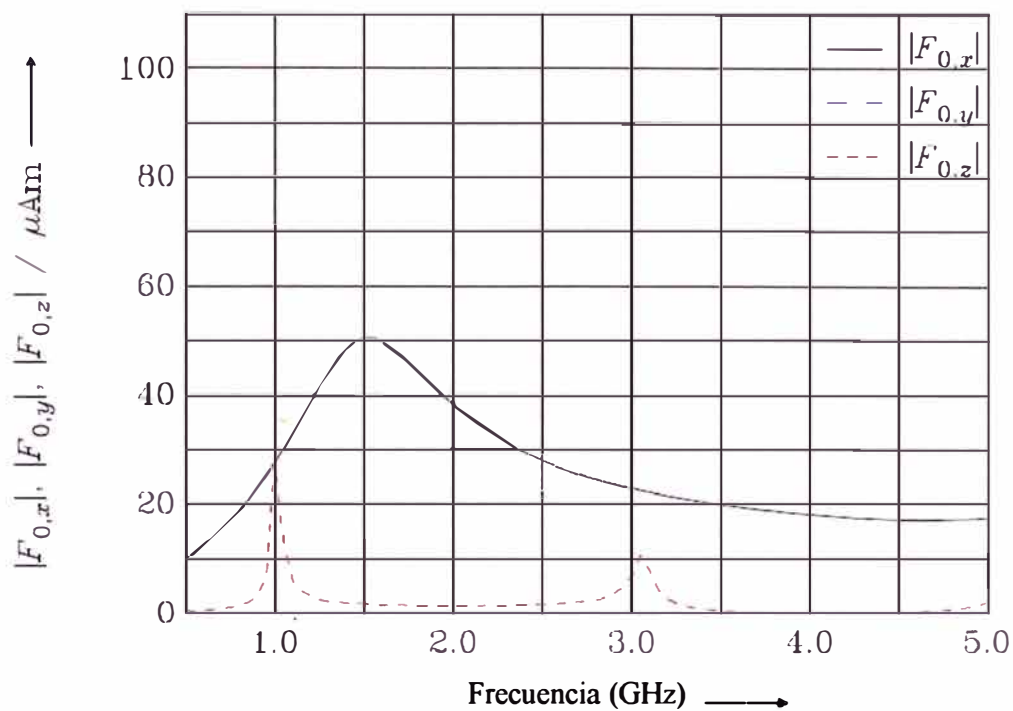


Fig. 2.15 Magnitud de la componente cartesiana del primer momento del vector de radiación correspondiente a la estructura de la Fig. 2.14.

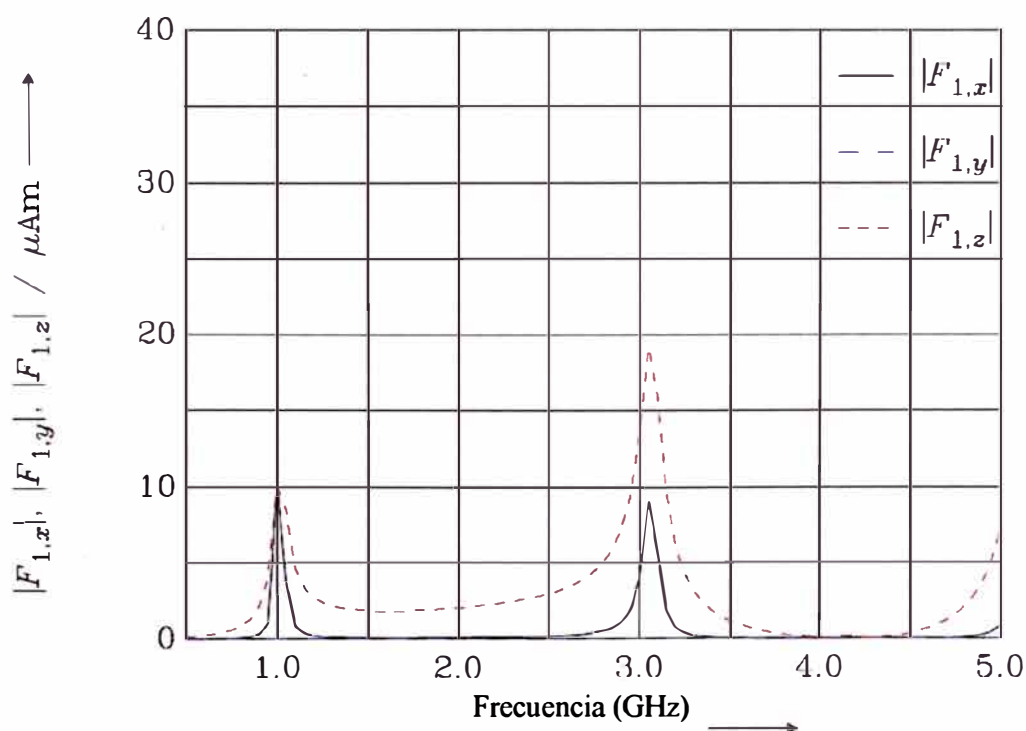


Fig. 2.16 Magnitud de la componente cartesiana del segundo momento del vector de radiación correspondiente a la estructura de la Fig. 2.14 para k en la dirección x .

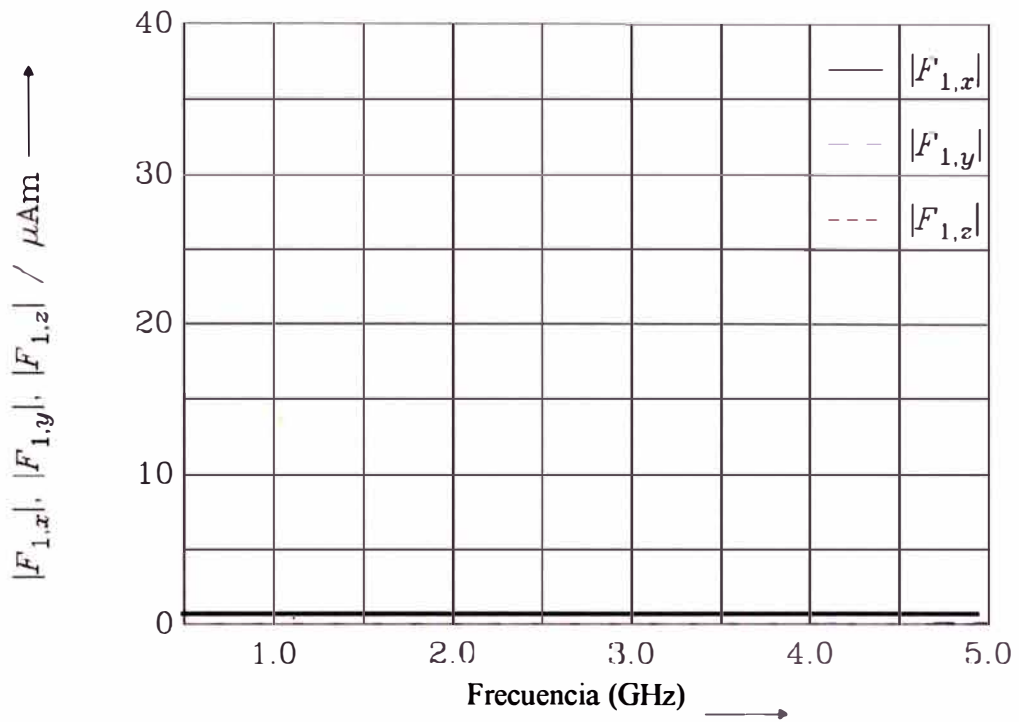


Fig. 2.17 Magnitud de la componente cartesiana del segundo momento del vector de radiación correspondiente a la estructura de la Fig. 2.14 para k en la dirección y .

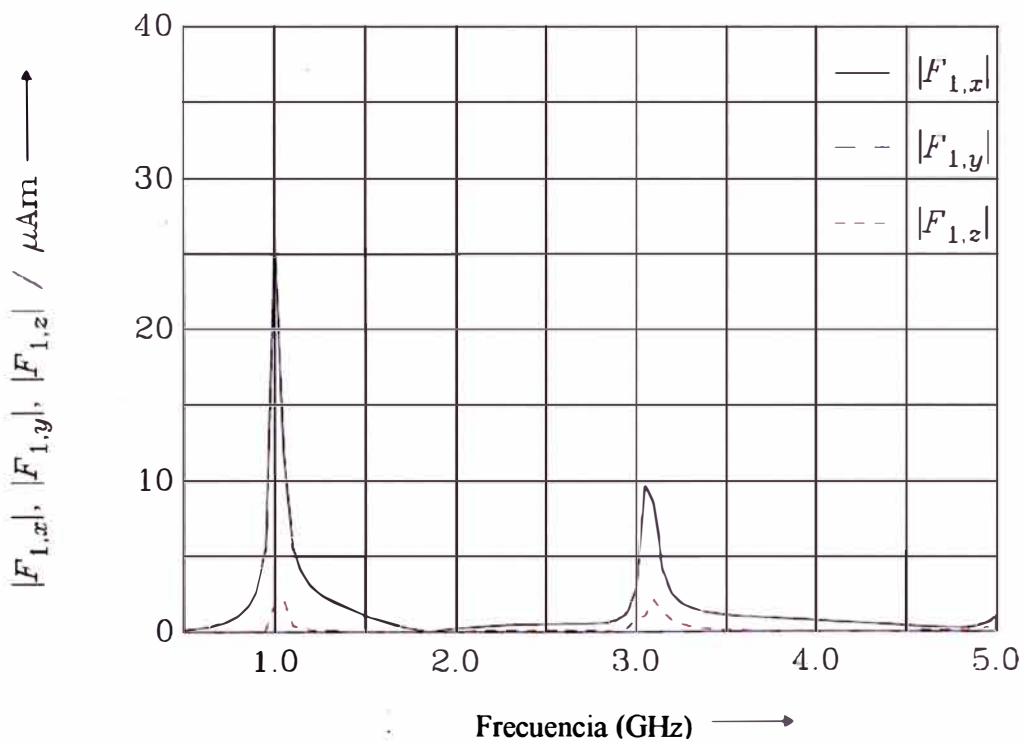


Fig. 2.18 Magnitud de la componente cartesiana del segundo momento del vector de radiación correspondiente a la estructura de la Fig. 2.14 para k en la dirección z .

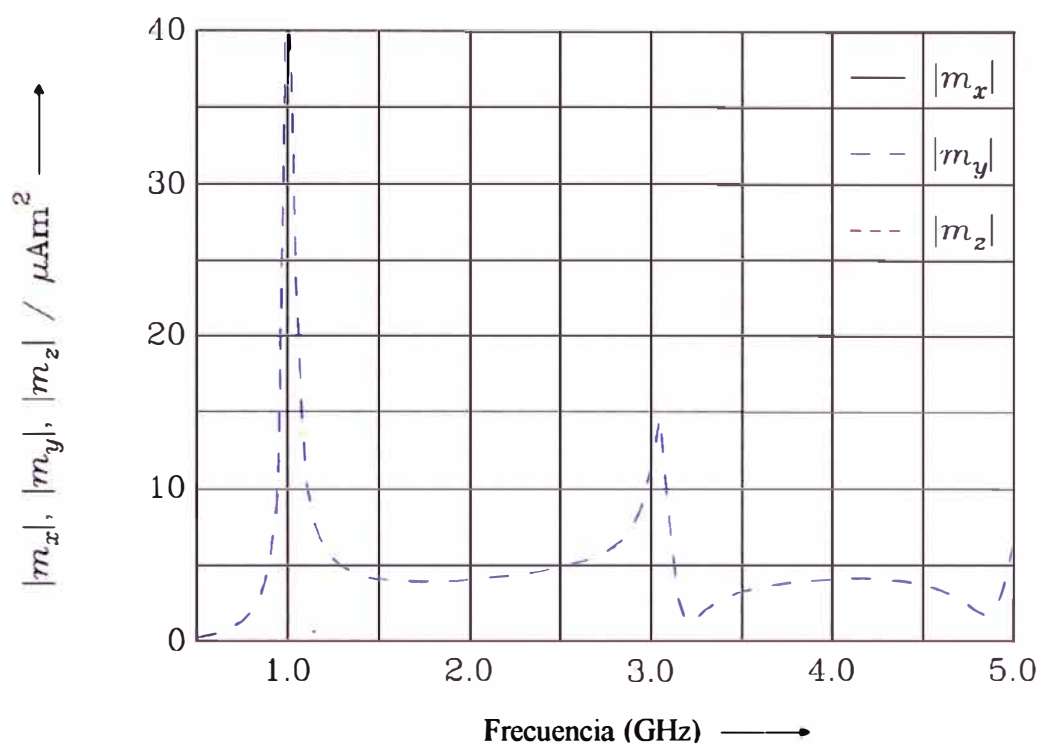


Fig. 2.19 Magnitud de la componente cartesiana del momento dipolar magnético correspondiente a la estructura de la Fig. 2.14.

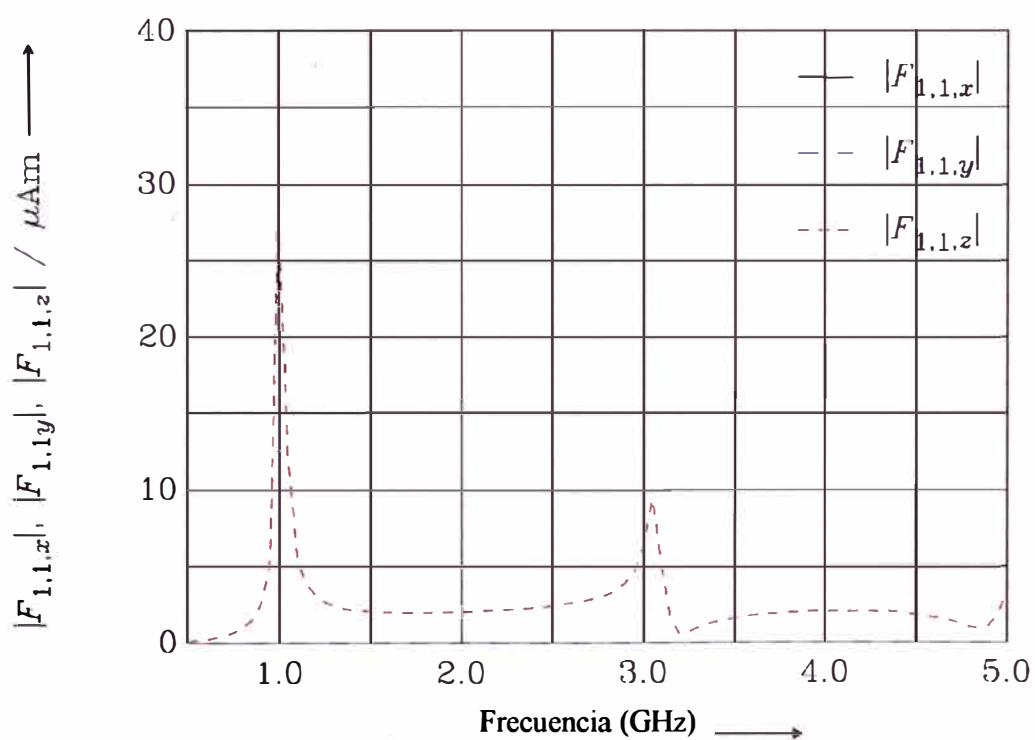


Fig. 2.20 Magnitud de la componente cartesiana de $F_{1,1} = jm \times k$ correspondiente a la estructura de la Fig. 2.14 para k en la dirección x .

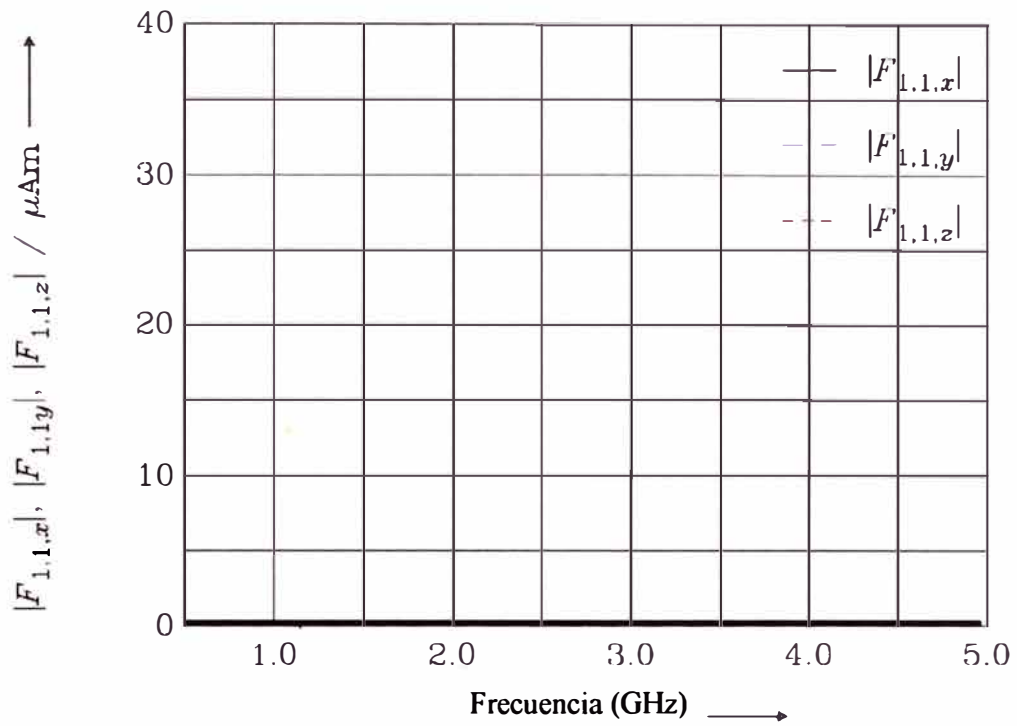


Fig. 2.21 Magnitud de la componente cartesiana de $F_{1,1} = jm \times k$ correspondiente a la estructura de la Fig. 2.14 para k en la dirección y .

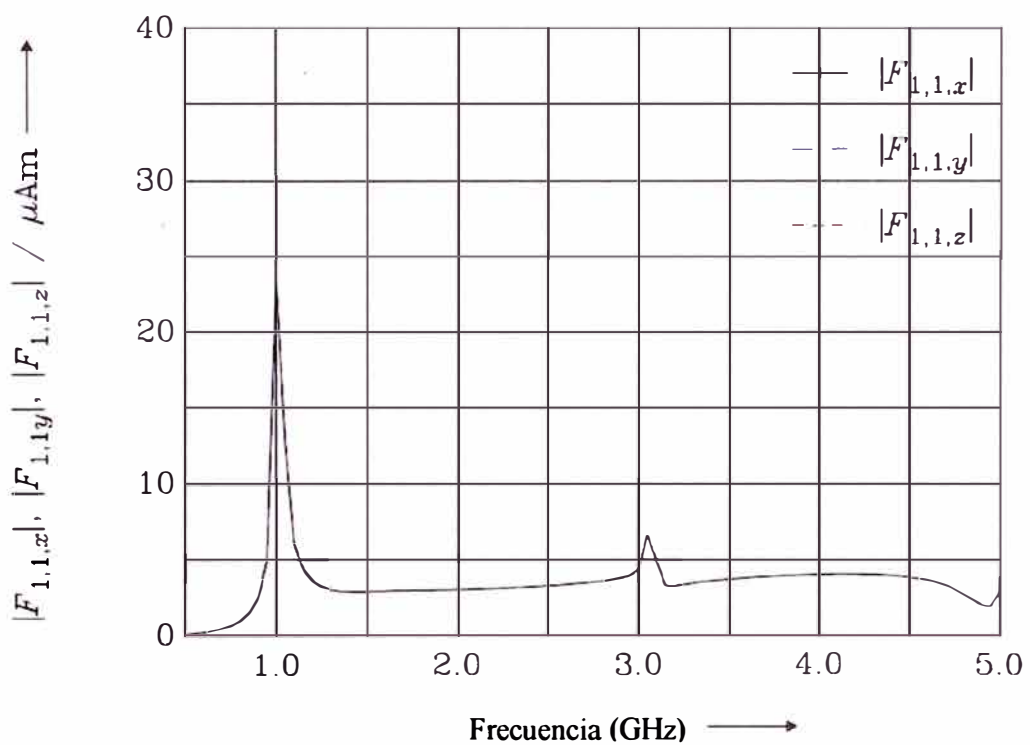


Fig. 2.22 Magnitud de la componente cartesiana de $F_{1,1} = jm \times k$ correspondiente a la estructura de la Fig. 2.14 para k en la dirección z .

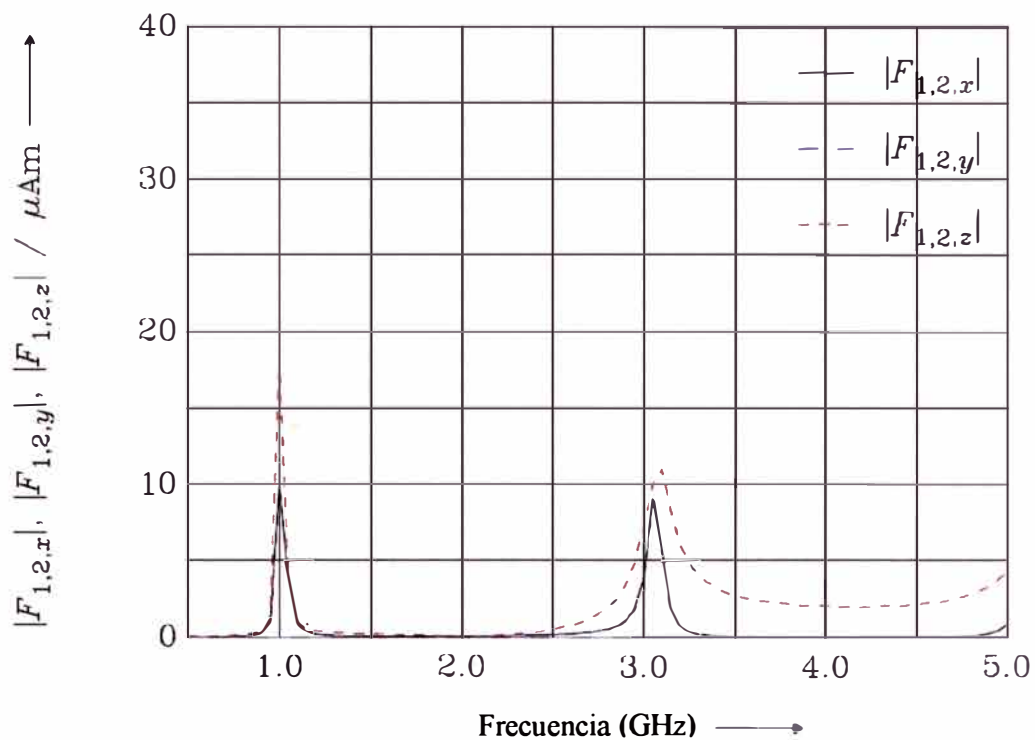


Fig. 2.23 Magnitud de la componente cartesiana de $F_{1,2} = -\frac{\omega}{2}\mathbf{Qk}$ correspondiente a la estructura de la Fig. 2.14 para k en la dirección x .

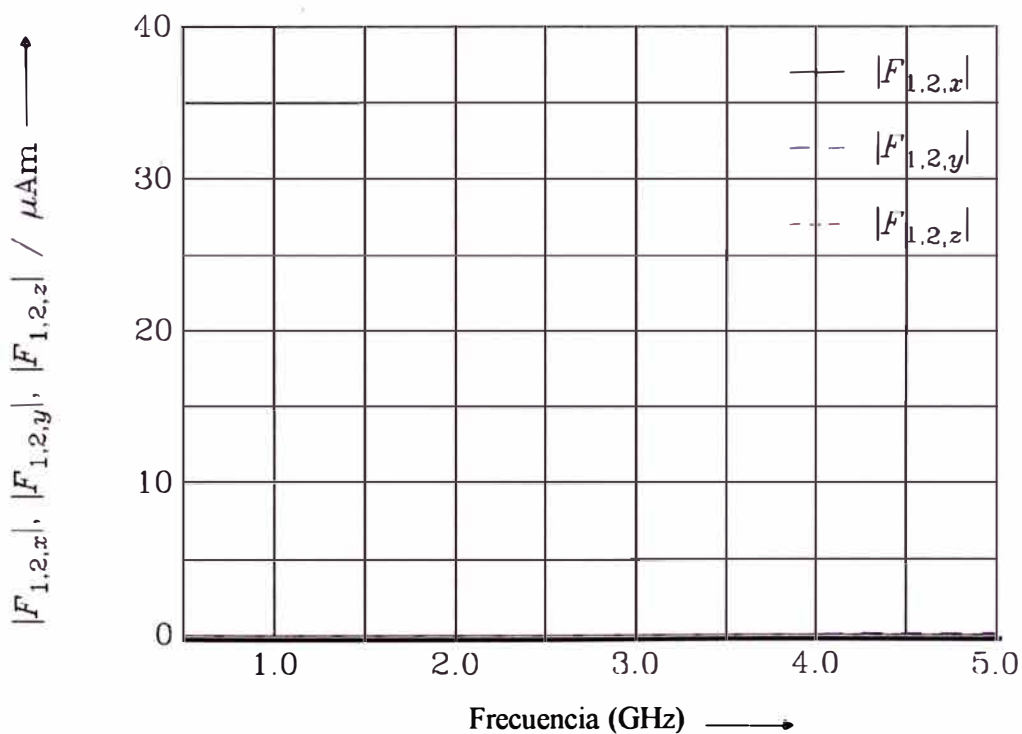


Fig. 2.24 Magnitud de la componente cartesiana de $F_{1,2} = -\frac{\omega}{2}\mathbf{Qk}$ correspondiente a la estructura de la Fig. 2.14 para k en la dirección y .

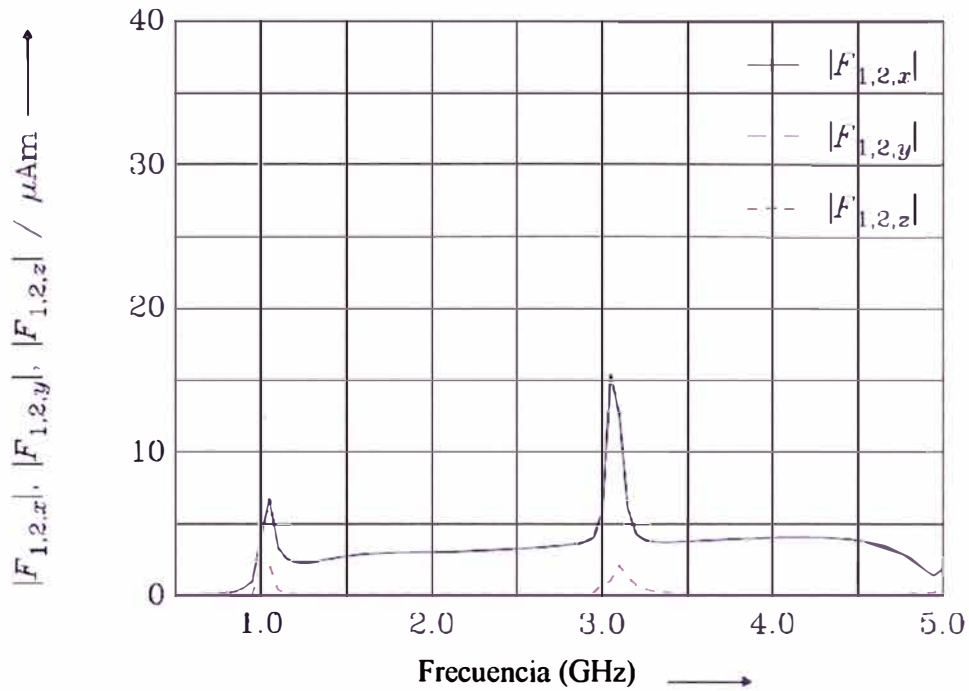


Fig. 2.25 Magnitud de la componente cartesiana de $F_{1,2} = -\frac{\omega}{2} \mathbf{Q} \mathbf{k}$ correspondiente a la estructura de la Fig. 2.14 para \mathbf{k} en la dirección z .

En la representación del primer momento del vector de radiación correspondiente a la estructura de la Fig. 2.14 se detectó un valor máximo en la componente z para la frecuencia de 1000MHz. Este valor máximo es debido al modo $\lambda/4$ de la estructura paralela del chasis. Este modo aparece como pico angosto en el diagrama del momento dipolar magnético mostrado en la Fig. 2.19.

Los modos no aparecen como un máximo en la componente x para el primer momento del vector de radiación. Solamente la corriente en la parte vertical de la estructura contribuye a generar el momento dipolar eléctrico en la componente z . Este modo es un radiador deficiente. La densidad de corriente de este modo se muestra en la Fig. 2.26.

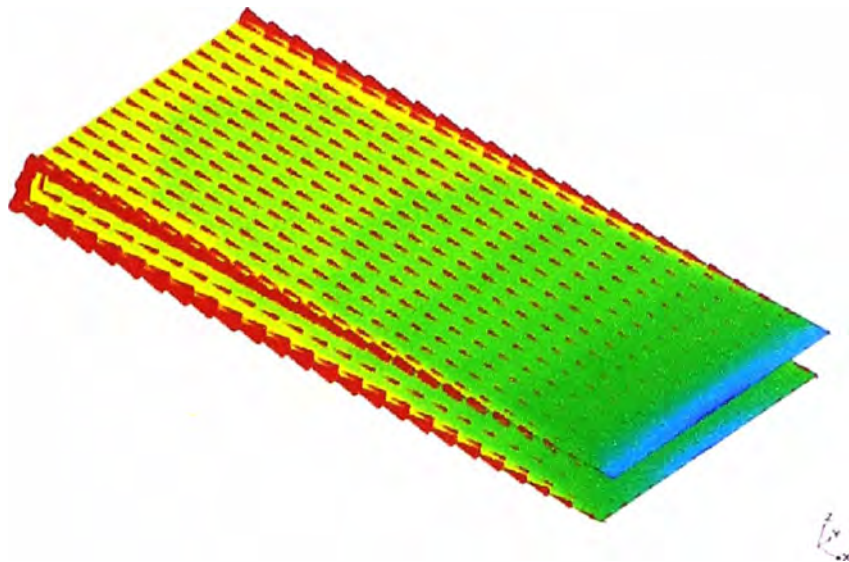


Fig. 2.26 Densidad de corriente en la frecuencia de 1000MHz para la estructura simétrica de la Fig. 2.14.

El pico máximo de F_0 en la componente x a 1500MHz es causado por la resonancia λ del chasis. La potencia de $\lambda/2$ en base y en la parte superior de la estructura tienen la misma dirección. Por lo tanto, el chasis actúa como un buen reflector en este modo. La densidad de corriente a 1500MHz se muestra en la Fig. 2.27.

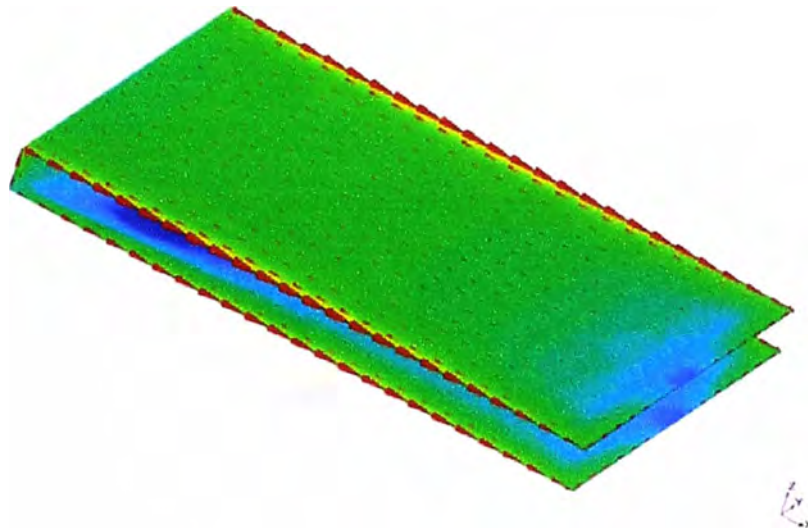


Fig. 2.27 Densidad de corriente en la frecuencia de 1500MHz para la estructura simétrica de la Fig. 2.14.

Para complementar el análisis del efecto de chasis en la posición cerrada, se analizará una estructura con dimensiones asimétricas, en la cual, la longitud del chasis del teclado es distinto del chasis de la pantalla. Las dimensiones pueden encontrarse en la Fig. 2.28

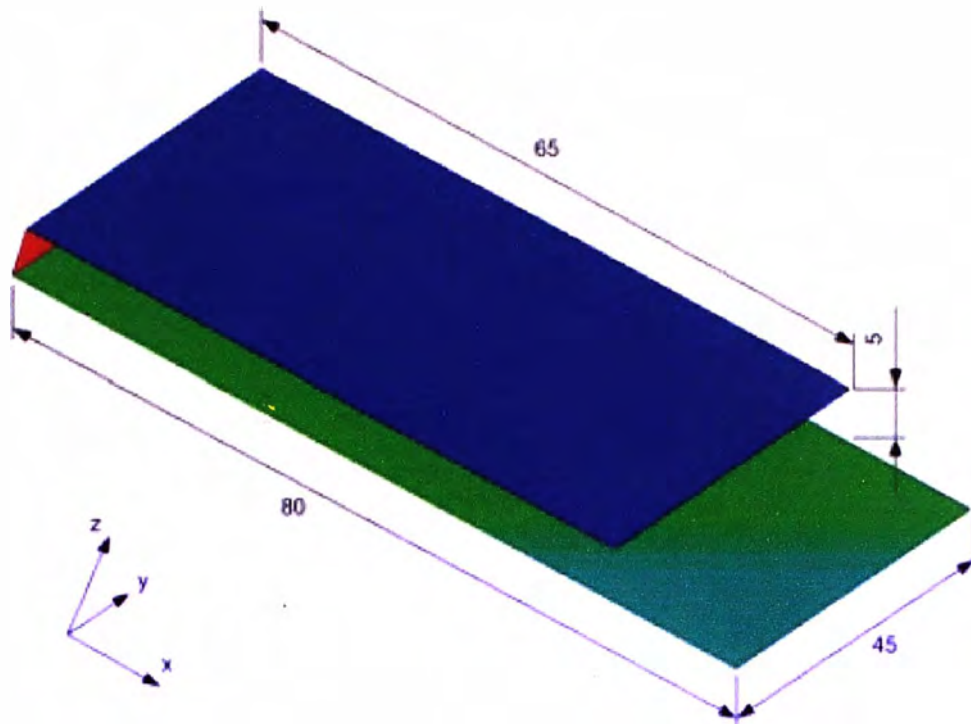


Fig. 2.28 Chasis con dimensiones distintas del teclado y de la pantalla.

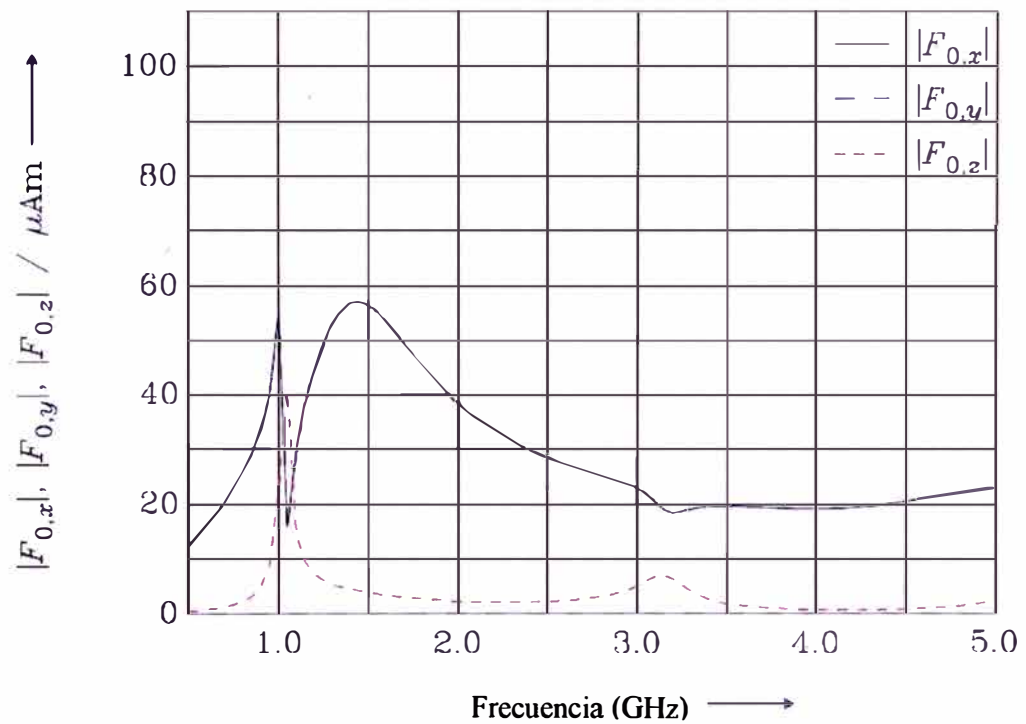


Fig. 2.29 Magnitud de la componente cartesiana del primer momento del vector de radiación correspondiente a la estructura de la Fig. 2.28.

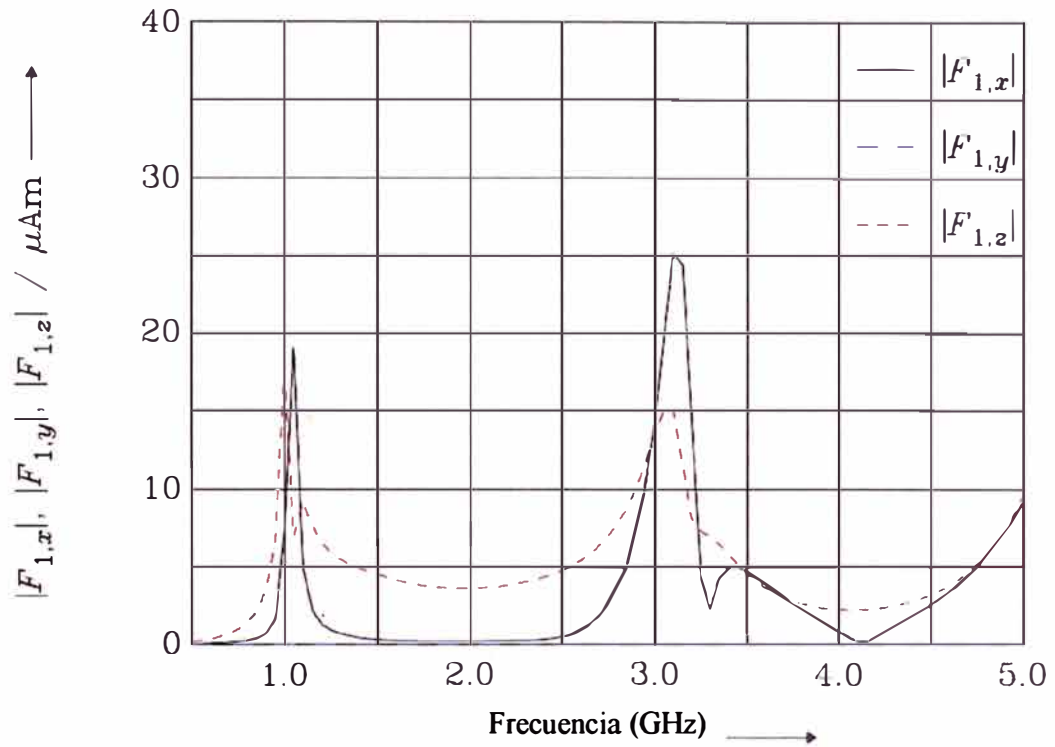


Fig. 2.30 Magnitud de la componente cartesiana del segundo momento del vector de radiación correspondiente a la estructura de la Fig. 2.28 para k en la dirección x .

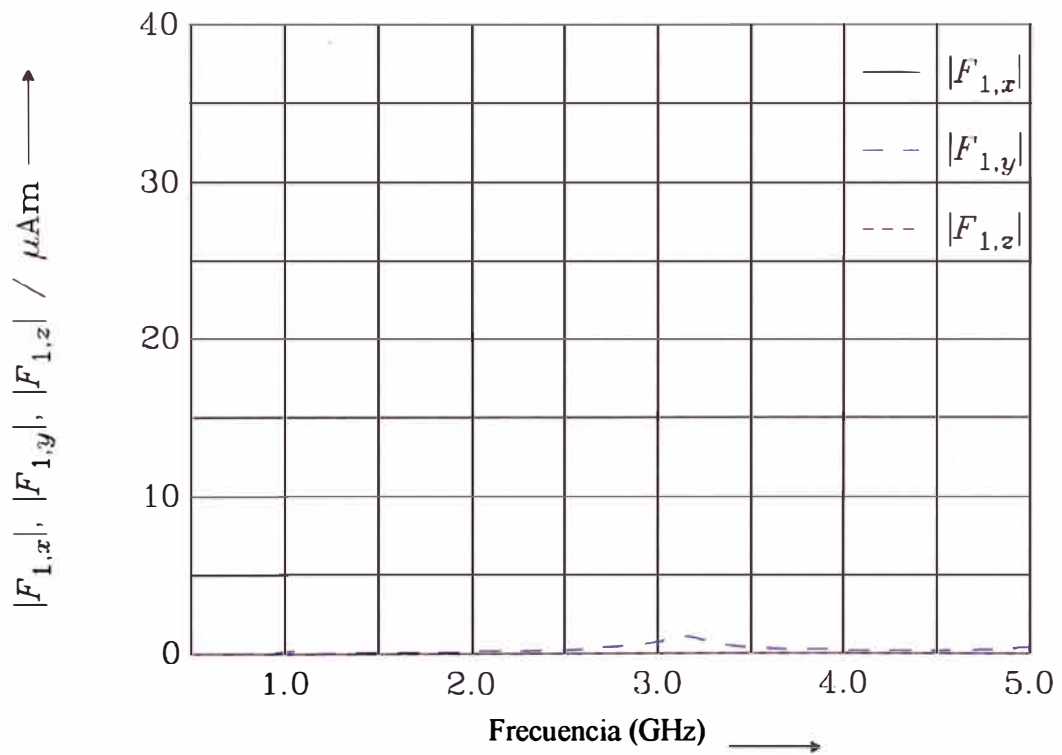


Fig. 2.31 Magnitud de la componente cartesiana del segundo momento del vector de radiación correspondiente a la estructura de la Fig. 2.28 para k en la dirección y .

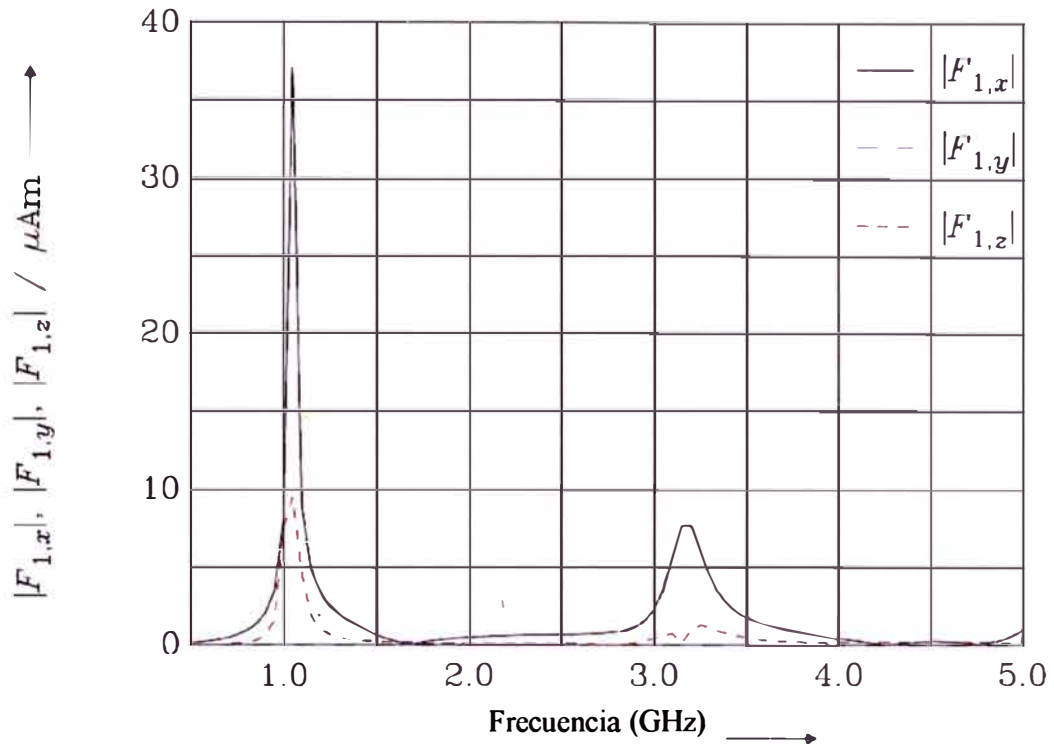


Fig. 2.32 Magnitud de la componente cartesiana del segundo momento del vector de radiación correspondiente a la estructura de la Fig. 2.28 para k en la dirección z .

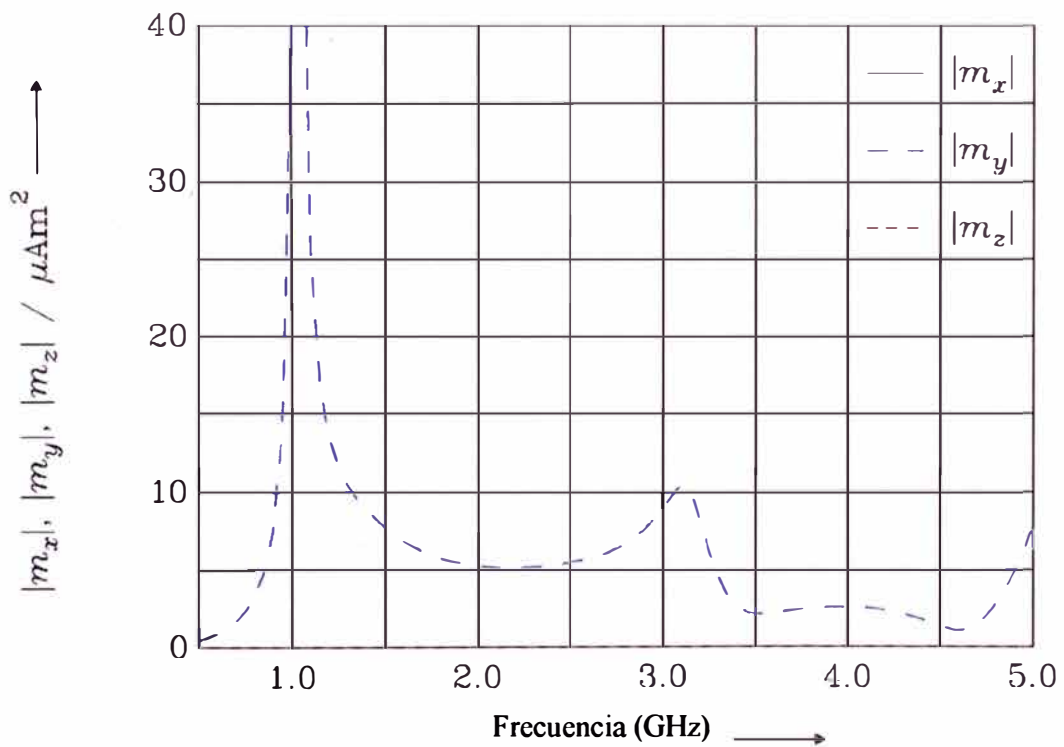


Fig. 2.33 Magnitud de la componente cartesiana del momento dipolar magnético correspondiente a la estructura de la Fig. 2.28.

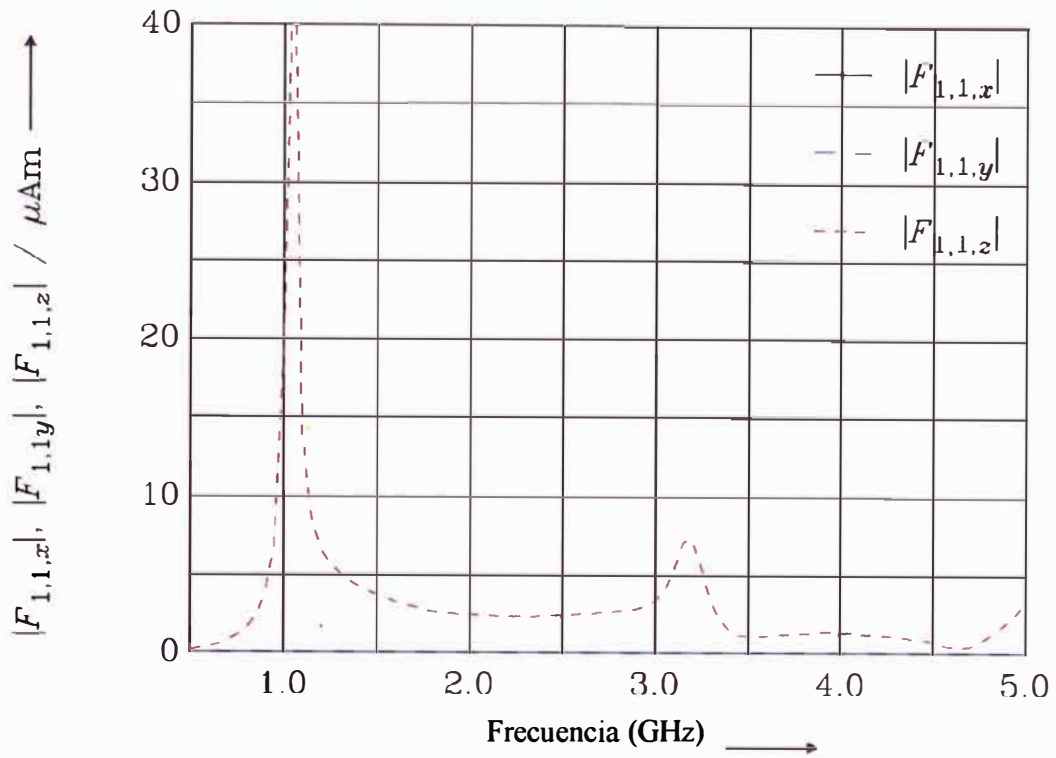


Fig. 2.34 Magnitud de la componente cartesiana de $F_{1,1} = jm \times k$ correspondiente a la estructura de la Fig. 2.28 para k en la dirección x .

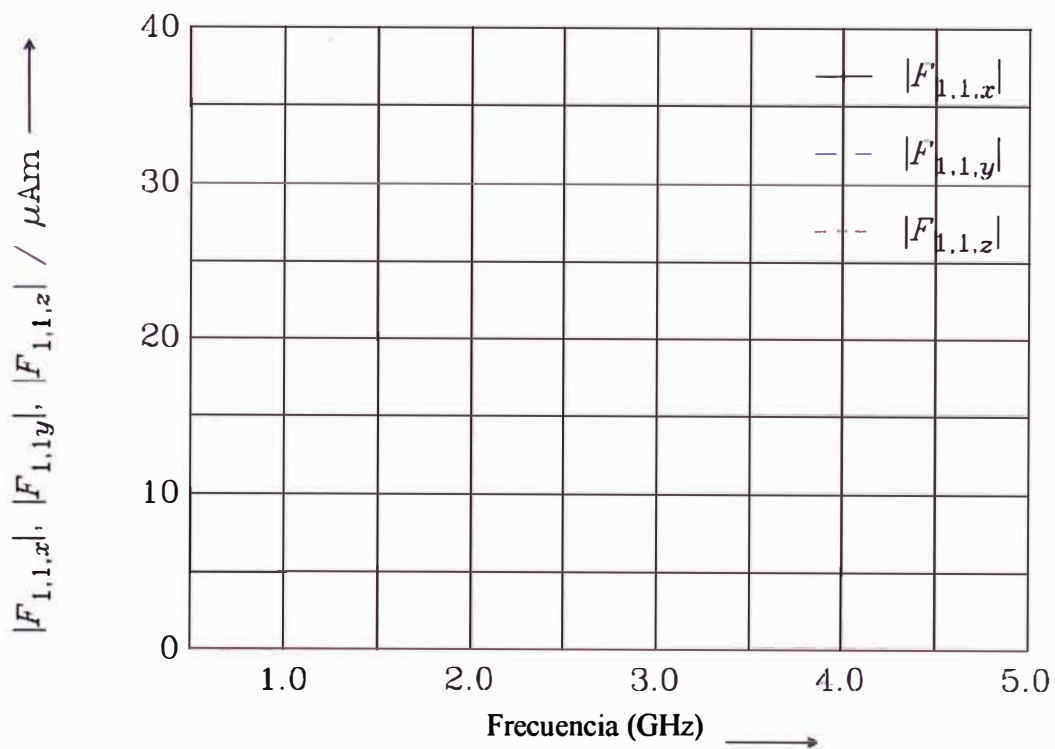


Fig. 2.35 Magnitud de la componente cartesiana de $F_{1,1} = jm \times k$ correspondiente a la estructura de la Fig. 2.28 para k en la dirección y .

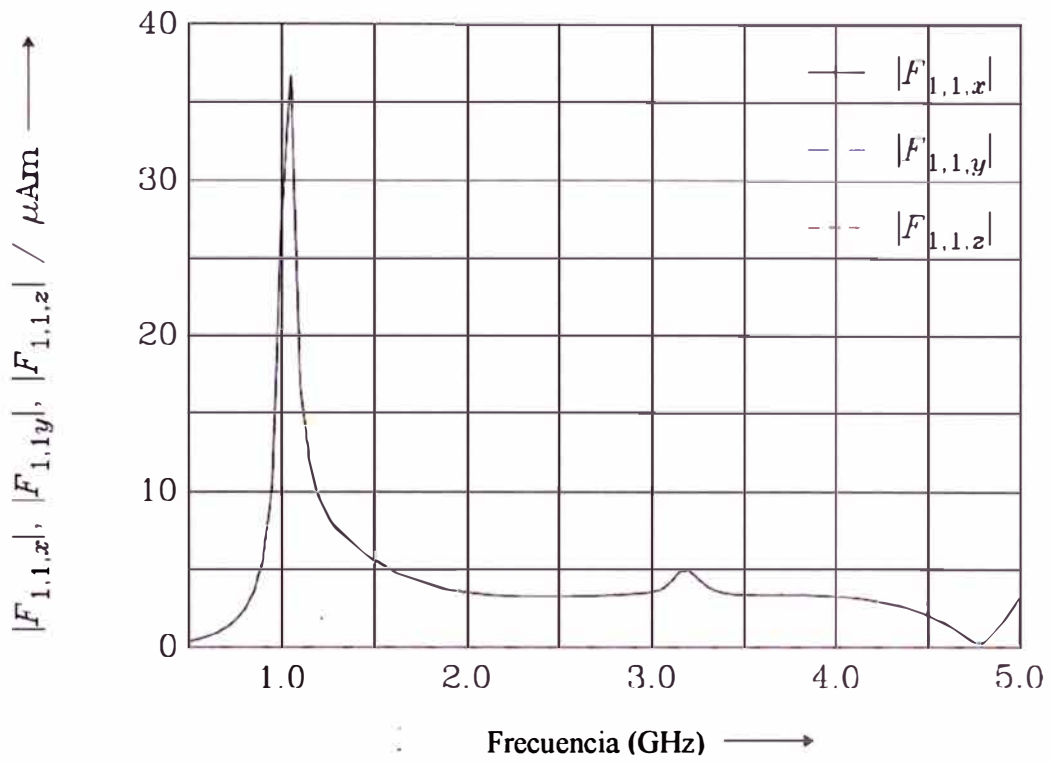


Fig. 2.36 Magnitud de la componente cartesiana de $F_{1,1} = jm \times k$ correspondiente a la estructura de la Fig. 2.28 para k en la dirección z .

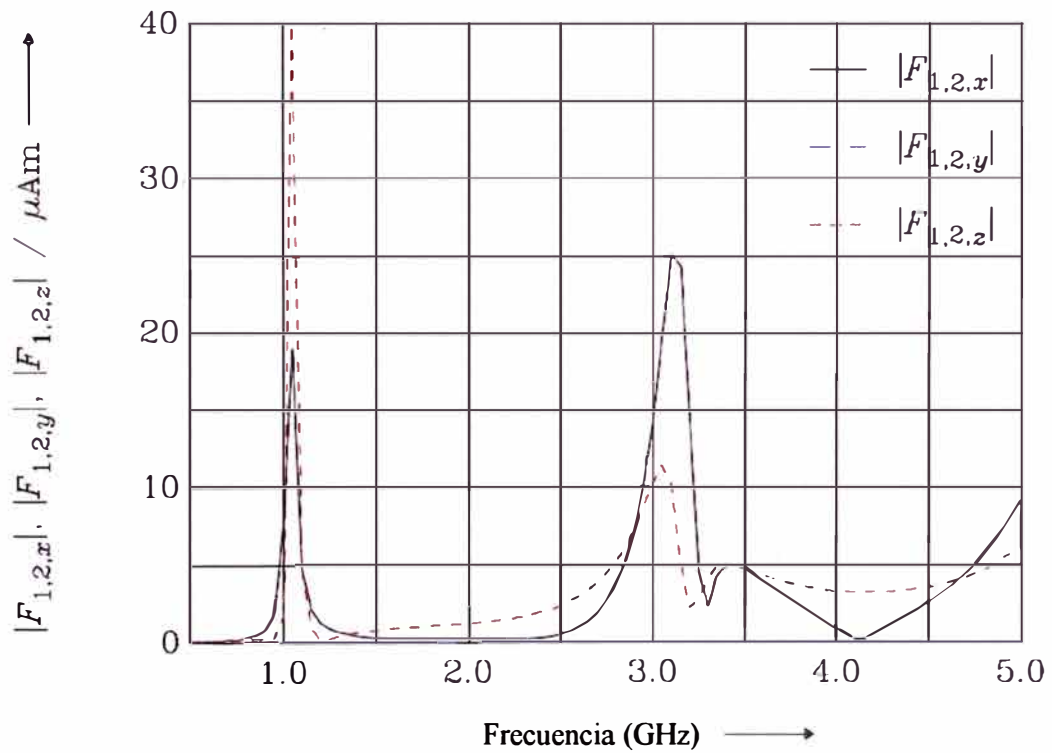


Fig. 2.37 Magnitud de la componente cartesiana de $F_{1,2} = -\frac{\omega}{2} Qk$ correspondiente a la estructura de la Fig. 2.28 para k en la dirección x .

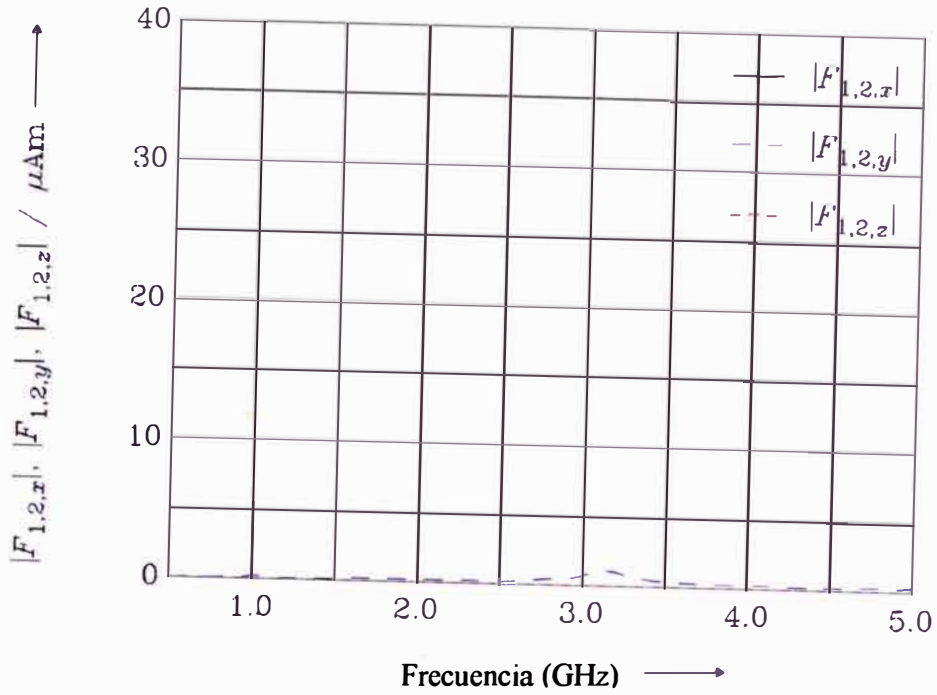


Fig. 2.38 Magnitud de la componente cartesiana de $F_{1,2} = -\frac{\omega}{2} Qk$ correspondiente a la estructura de la Fig. 2.28 para k en la dirección y .

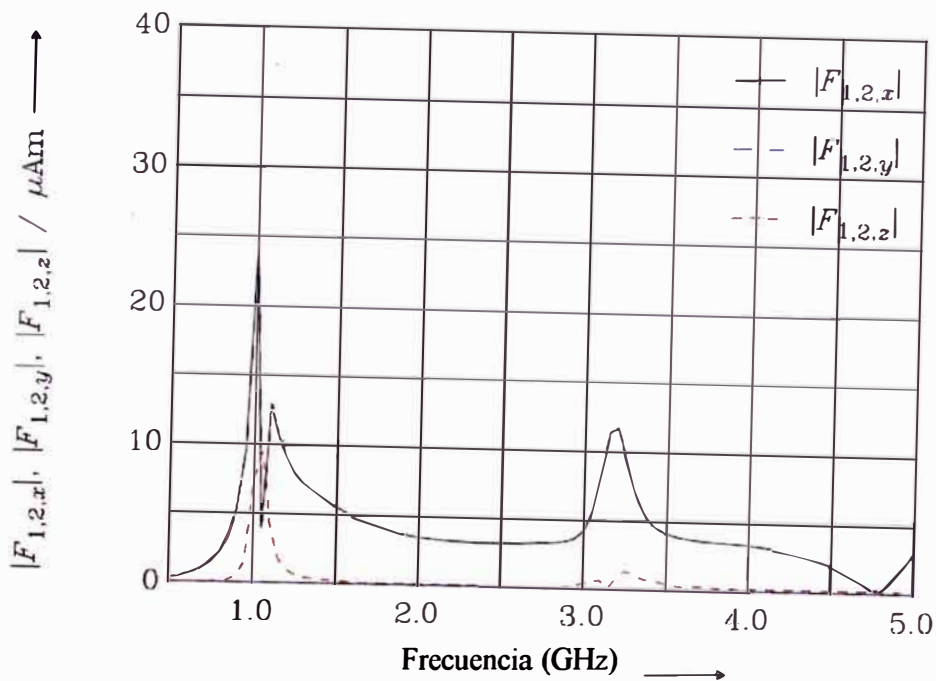


Fig. 2.39 Magnitud de la componente cartesiana de $F_{1,2} = -\frac{\omega}{2} Qk$ correspondiente a la estructura de la Fig. 2.28 para k en la dirección z .

Debido a las distintas longitudes del chasis del teclado y de la pantalla en la posición cerrada del teléfono móvil tipo f6lder, el valor m6ximo de F_0 ocurre en 1000MHz.

El flujo en las dos partes del chasis contribuye a crear un fuerte momento dipolar eléctrico. Este componente aparece como un máximo en la componente x de F_0 . El ancho de la estructura tiene una pequeña influencia en la resonancia. La representación correspondiente de la densidad de corriente de este modo se muestra en la Fig. 2.41.

La segunda resonancia a 1500MHz también había sido identificada en la estructura simétrica estudiada anteriormente. La densidad de corriente del chasis con una forma simétrica se muestra en la Fig. 2.40.

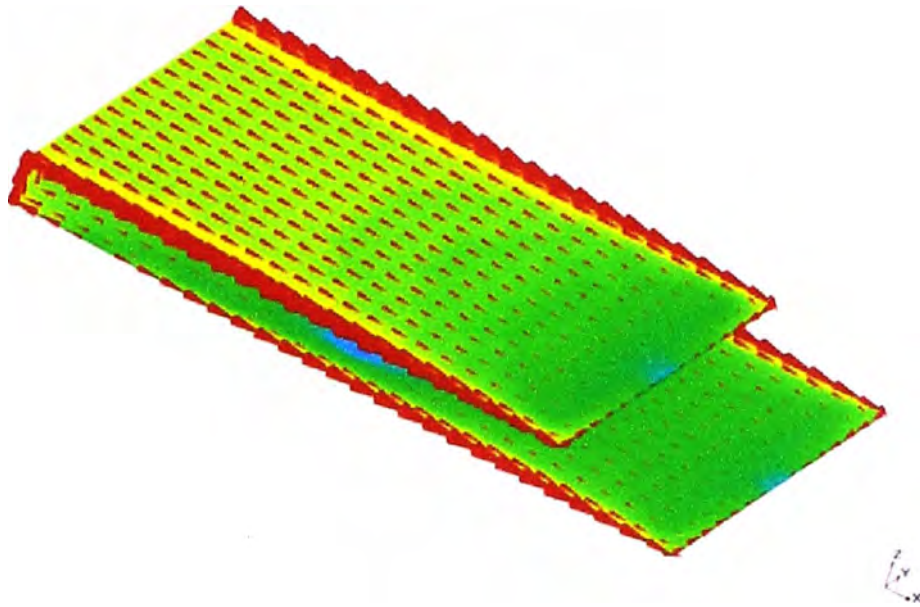


Fig. 2.40 Densidad de corriente de la estructura asimétrica de la Fig. 2.27 a la frecuencia de 1450 MHz.

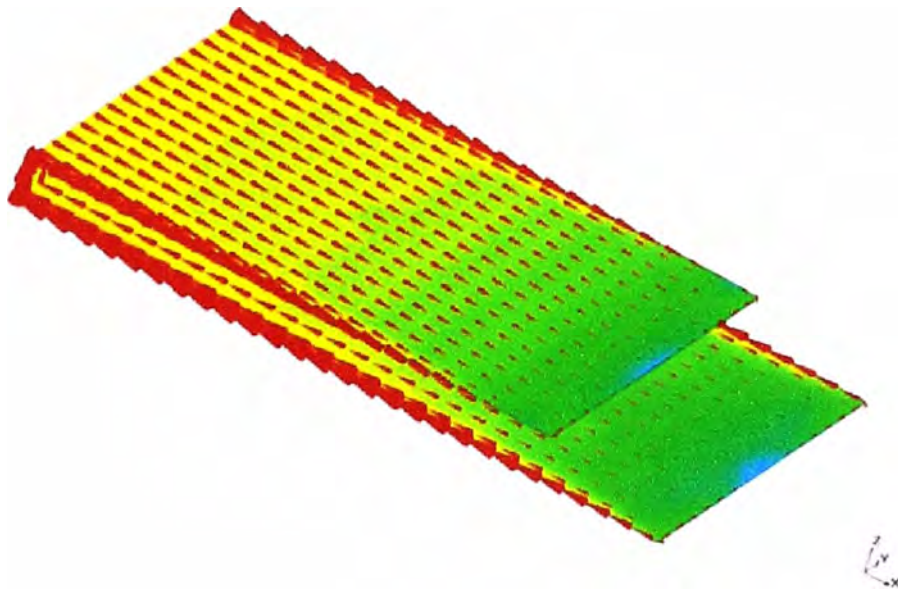


Fig. 2.41 Densidad de corriente de la estructura asimétrica de la Fig. 2.27 a la frecuencia de 1000 MHz.

2.5 Aplicación en el chasis de un terminal móvil tipo barra

Considerando que la utilización de los modos de resonancia del chasis facilita grandemente la excitación de una distribución de corriente, es altamente útil investigar la sintonización de los modos de resonancia del chasis de un terminal móvil.

Un teléfono móvil tipo barra diseñado para operar en las bandas de frecuencias: GSM850, GSM900 (“bandas bajas”) y las bandas DCS y PCS (“bandas altas”) generalmente tiene un chasis es demasiado pequeño para una resonancia de “banda baja” y muy grande para una resonancia de “banda alta”.

El análisis que se presenta abajo permite la optimización de las propiedades de radiación en dos bandas gracias a la extensión y reducción simultánea de las longitudes eléctricas con respecto a las diferentes bandas.

Debemos notar, sin embargo, que la optimización de las propiedades de radiación en el campo libre debe ser ajustada a los límites SAR (o Tasa de Absorción Específica que es la unidad de medida de la cantidad de energía de Radio-Frecuencia absorbida por el organismo al emplear un teléfono móvil). En este trabajo, este aspecto es ignorado por un tema de simplicidad.

2.5.1 Extensión de la longitud eléctrica

La longitud eléctrica de un chasis puede ser extendida con una carga capacitiva o inductiva.

Las cargas capacitivas son efectivas para disminuir la resonancia de tipo dipolo. De este modo, la excitación producida por un pequeño elemento acoplador (“antena”) es convenientemente mejorada para las frecuencias a las que operan los teléfonos móviles.

La Fig. 2.42 muestra algunos ejemplos para ampliar la longitud eléctrica del chasis y así disminuir la frecuencia de resonancia del chasis.

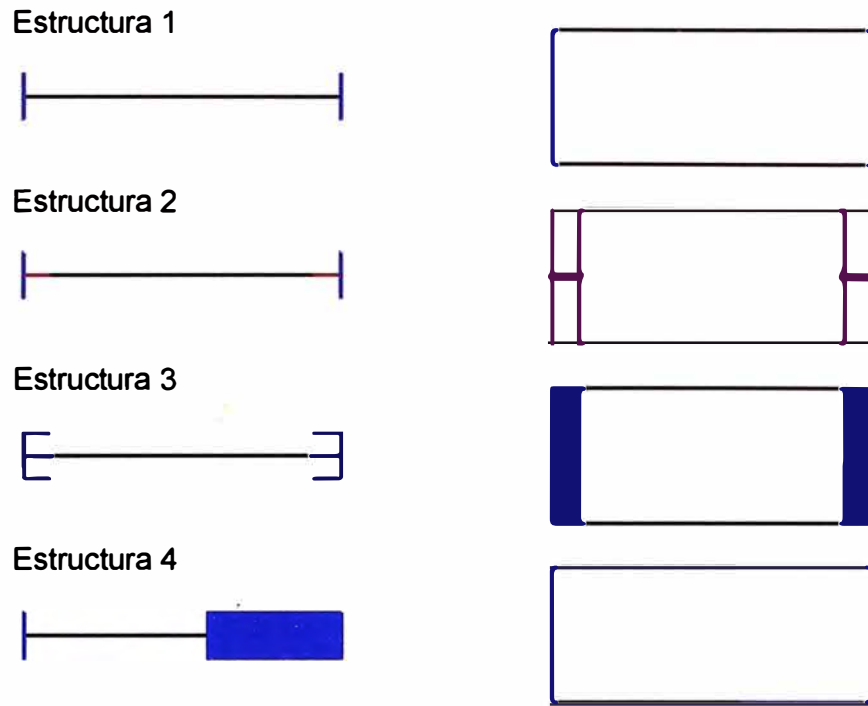


Fig. 2.42 Ejemplo de la extensión eléctrica a través de cargas capacitivas a los extremos de una estructura.

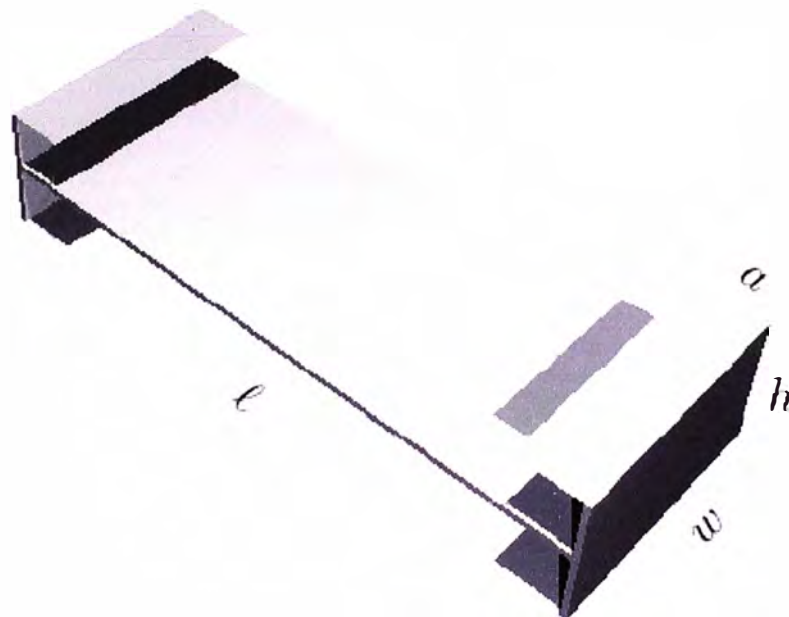


Fig. 2.43 Detalles del tercer chasis mostrado en la Fig. 2.42.

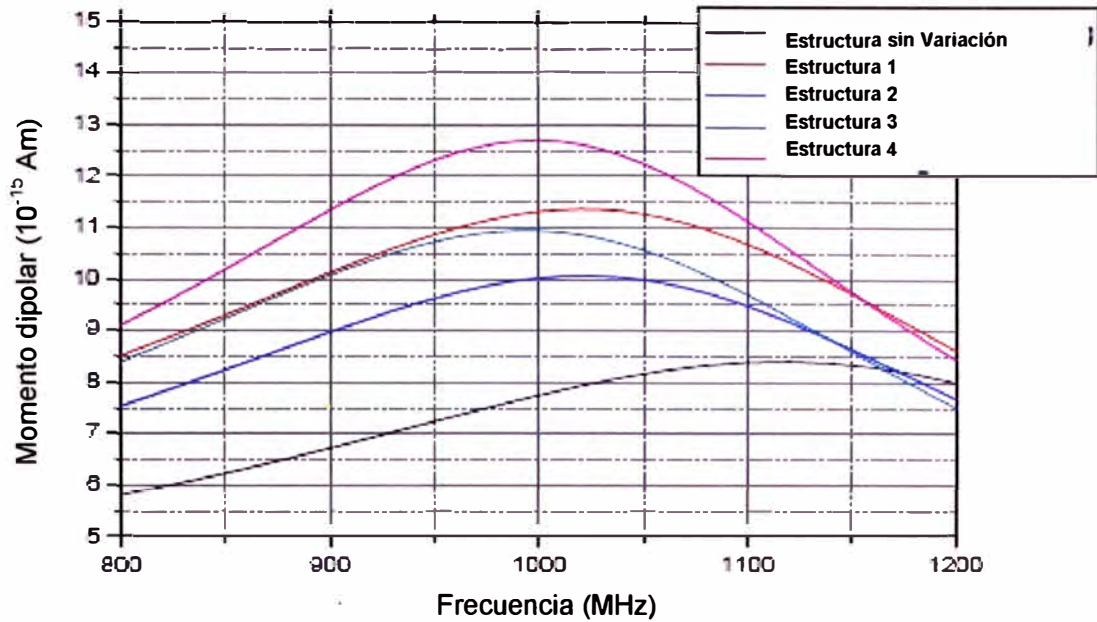


Fig. 2.44 Momentos dipolares de los chasis mostrados en la Fig. 2.42.

2.5.2 Sintonización del modo del chasis de banda dual

La Fig. 2.45 muestra la sintonización simultánea de dos resonancias de chasis distintos. El chasis de $100 \times 400 \text{ mm}^2$ es cargado capacitivamente en ambos extremos, pero en uno de ellos, el chasis es diseñado como una pantalla resonante para cubrir las bandas DCS y PCS.

La pantalla actúa como una ranura resonadora en un cuarto de onda en la "banda alta", ocasionando una densidad de corriente igual a cero en extremos abiertos. Asimismo, puede observarse una resonancia de media longitud de onda de tipo dipolo en la otra parte del terminal. La ranura tiene una longitud total de 45mm, donde 35mm son paralelos al terminal. Como las corrientes en la ranura son compensadas en su mayoría, la radiación del extremo del terminal donde se encuentra la pantalla es pequeña en la "banda alta" y tiene un patrón dipolar casi perfecto en ambas bandas.

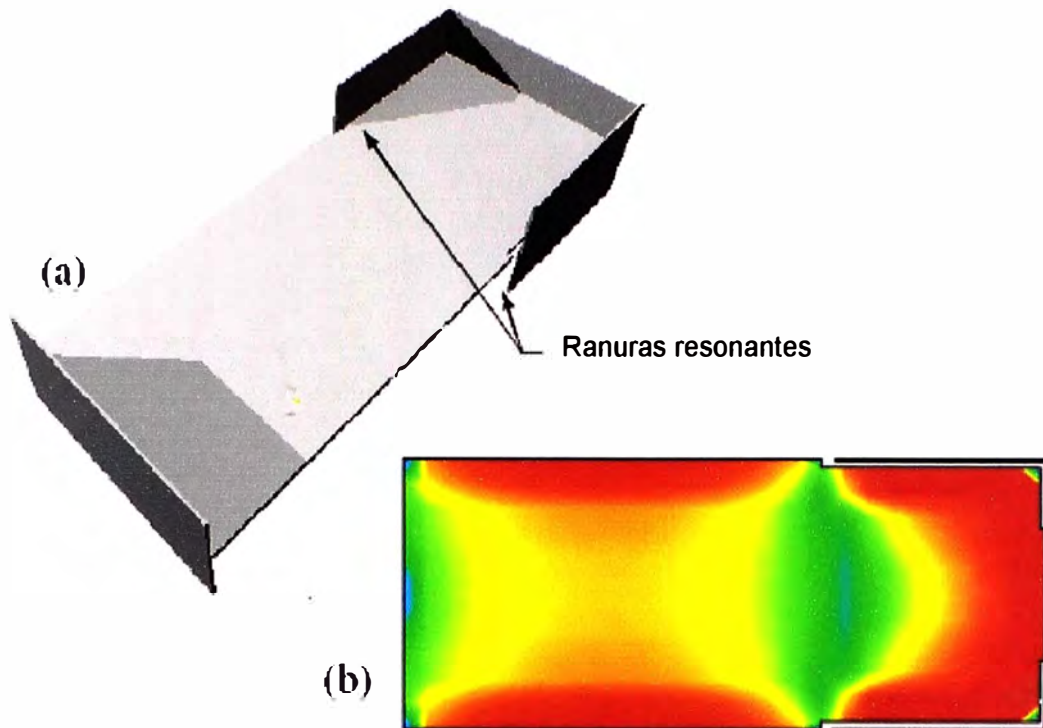


Fig. 2.45 Reducción de la longitud eléctrica y forma del patrón de radiación con una pantalla resonante: (a) estructura del terminal, (b) densidad de corriente a 1780MHz.

La Fig. 2.46 muestra el primer momento del vector de radiación sobre la longitud del terminal. Como puede notarse, se exhibe claramente el comportamiento de resonador dual.

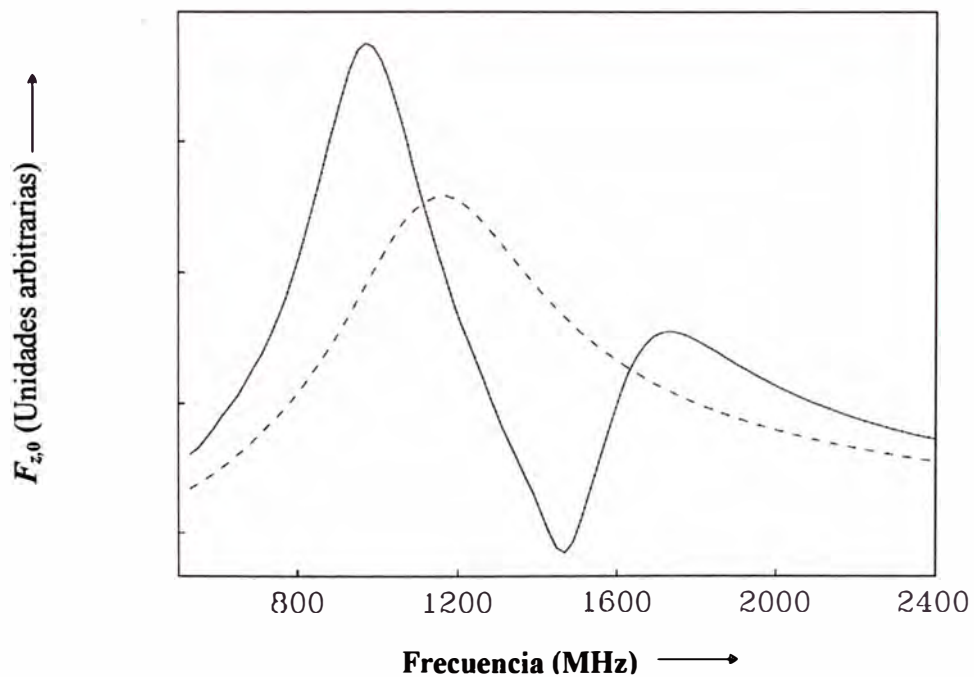


Fig. 2.46 Comportamiento de resonador dual de $F_{z,0}$ para la estructura de la Fig. 2.45. Las líneas entrecortadas corresponden al terminal sin la carga capacitiva.

2.6 Aplicación en el chasis de un terminal móvil tipo f3lder

En un tel3fono m3vil tipo f3lder existen dos chasis que se encuentran separados (la base y la tapa del tel3fono) y que se interconectan con un conector delgado, usualmente por un PCB (Printed Circuit Board) flexible y protegido.

Los dos primeros modos 3tiles en el chasis de un tel3fono m3vil tipo f3lder, las resonancias $\lambda/2$ y $3\lambda/2$, son las m3s importantes.

Las densidades de corriente se muestran en la Fig. 2.47. La magnitud de F_0 es deducida de la ecuaci3n (2.18) y de:

$$F'_0 = F_0 - \frac{\langle J_{s,1}, J_s \rangle}{\|J_{s,1}\|^2} F_{0,1} \quad (2.31)$$

La componente de F_0 debido a la densidad de corriente ortogonal en la primera resonancia $J_{s,1}$ se muestran en la Fig. 2.48.

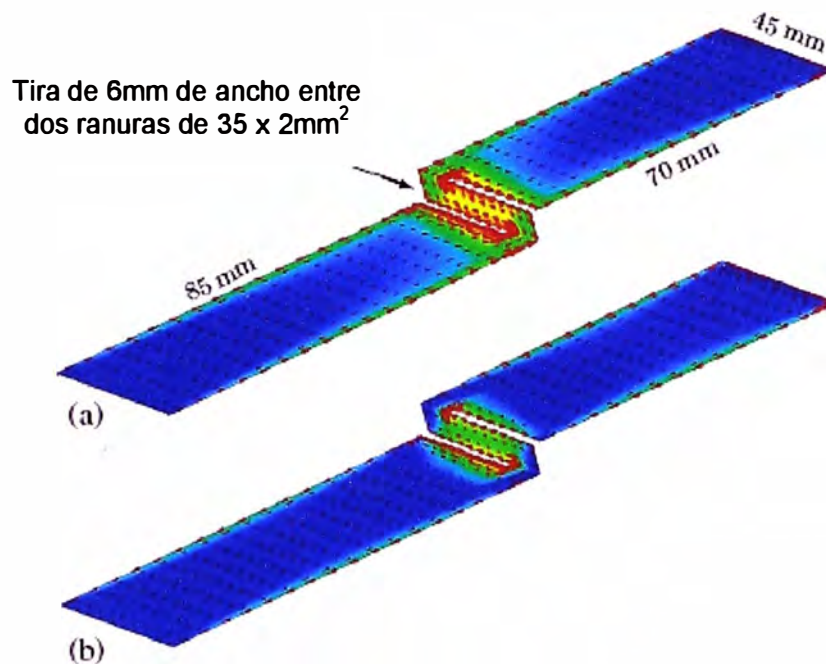


Fig. 2.47 Densidad de corriente para el primer y segundo modo de resonancia en un chasis de un tel3fono m3vil tipo f3lder a (a) 900MHz y (b) 2GHz.

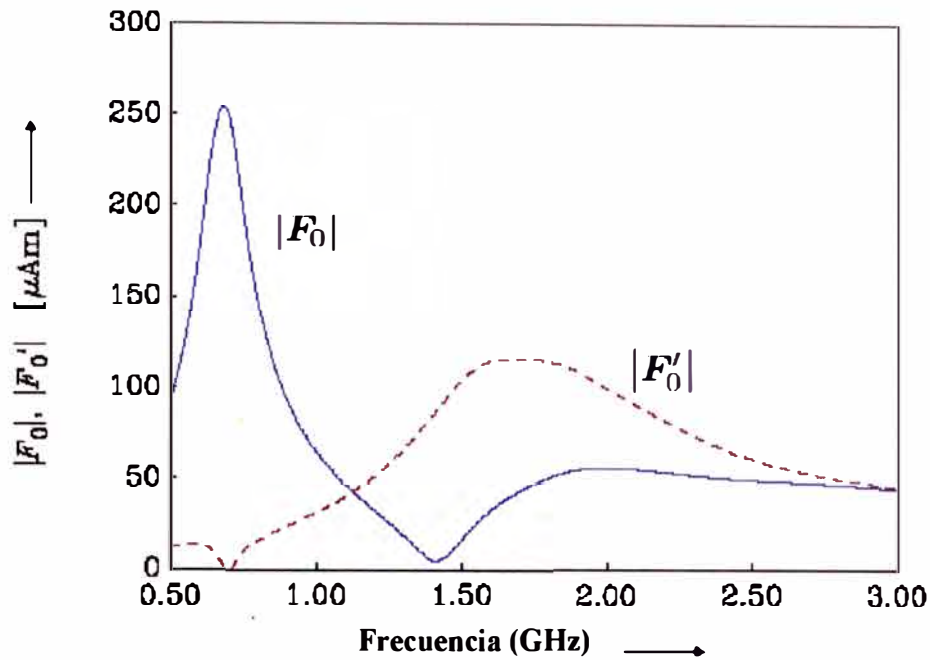


Fig. 2.48 Magnitud del primer momento del vector de radiación F_0 de acuerdo a (2.18) para la estructura de la Fig. 2.47 bajo la iluminación de una onda plana polarizada en el eje de su longitud. F'_0 es generada solamente por la componente de densidad de corriente J'_s definida por $\langle J_{s,1}, J'_s \rangle = 0$.

La primera resonancia es aquella generada por el dipolo cargado inductivamente y capacitivamente y por lo tanto tiene un incremento en el factor de calidad de radiación; por ejemplo $Q_{rad,1} = 4.4$ a $\omega_1 = 680\text{MHz}$ en el ejemplo como opuesto a 2.6 para un chasis medido igualmente. Existe un rango útil de sintonización que se realiza diseñando el ancho y la longitud de la interconexión.

No obstante, existen opciones más interesantes para la resonancia de $3\lambda/2$. Como es evidente de la Fig. 2.47 (b), es posible absorber el centro de la media longitud de onda en las ranuras entre la base y la tapa del terminal. Las densidades de corriente en la base y la tapa están co-orientadas y agregan constructivamente a F_0 mientras que las corrientes orientadas opuestamente en la región de la ranura se cancelan con respecto a la radiación. De este modo, la longitud efectiva es incrementada y el patrón de radiación se preserva de una forma dipolar (aunque un poco aplanado). El modo $3\lambda/2$ puede ser utilizado sobre un ancho de banda muy amplio como se indica por el máximo muy grande de F'_0 en la región de 1,6...2GHz en la Fig. 2.48.

Ambos, la resonancia de $\lambda/2$ y $3\lambda/2$, exponen un máximo de densidad de corriente en la interconexión. De este modo, se sugiere colocar, en este caso, el acoplador inductivo en la parte central del chasis para explotar estos modos de resonancia.

CAPITULO III ACOPLADORES

3.1 Acopladores capacitivos

Por las restricciones del diseño mecánico de los terminales móviles, muchas veces es preferible tener un acoplador capacitivo, el cual es sumamente útil en los terminales móviles tipo barra.

En la Fig. 3.1 se muestra el diseño de un acoplador capacitivo y una representación aproximada de circuitos eléctricos equivalentes con respecto a la puerta de entrada de la excitación. Los elementos C_0 , L_0 y G son determinados principalmente por las dimensiones y la geometría del chasis. Escogiendo un conveniente valor de C_1 y C_2 se puede mejorar el acoplamiento con el chasis.

De la Fig. 3.1 (b) se puede deducir que se necesita una capacitancia grande en el circuito equivalente para tener óptimos resultados. Se puede obtener una capacitancia directa entre el acoplador y el chasis, pero esta debe ser diseñada para evitar un corto circuito. Así mismo, el diseño debe considerar una distancia adecuada entre el acoplador y el chasis para obtener un buen resultado.

En las siguientes investigaciones se utilizará una estructura simple para mejorar el acoplamiento con el chasis. El chasis que se utilizará es uno de dimensiones 100x40mm. En la Fig. 3.2 (a) se muestra la estructura simulada. El campo eléctrico se incrementa y corta la pantalla del acoplador mejorando el acoplamiento con el chasis. La Fig. 3.3 muestra la comparación de los resultados de dos simulaciones. En el caso (b) se puede extender el factor de reflexión de entrada a 20MHz para un ancho de banda de 8dB.

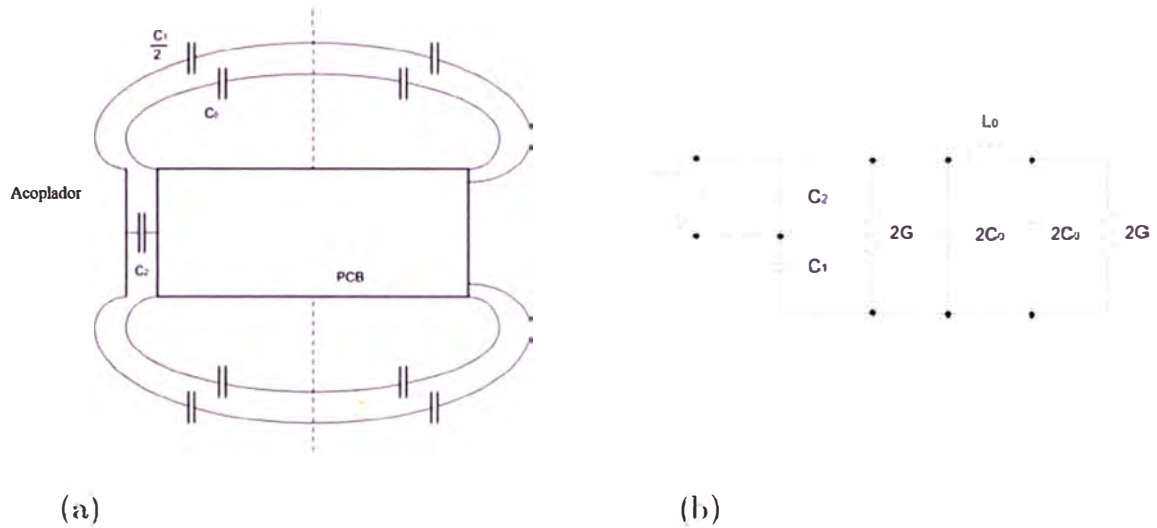


Fig. 3.1 (a) Chasis con un acoplador capacitivo, (b) circuito equivalente correspondiente.

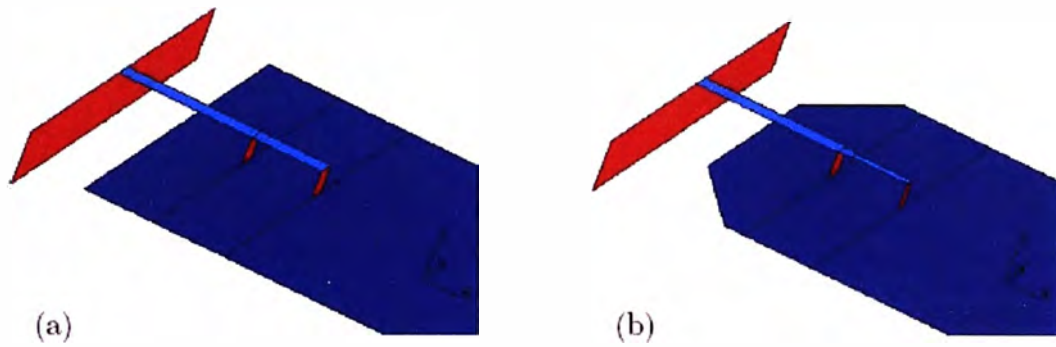


Fig. 3.2 (a) Estructura de un acoplador capacitivo, (b) acoplador capacitivo con una mejoría en el chasis.

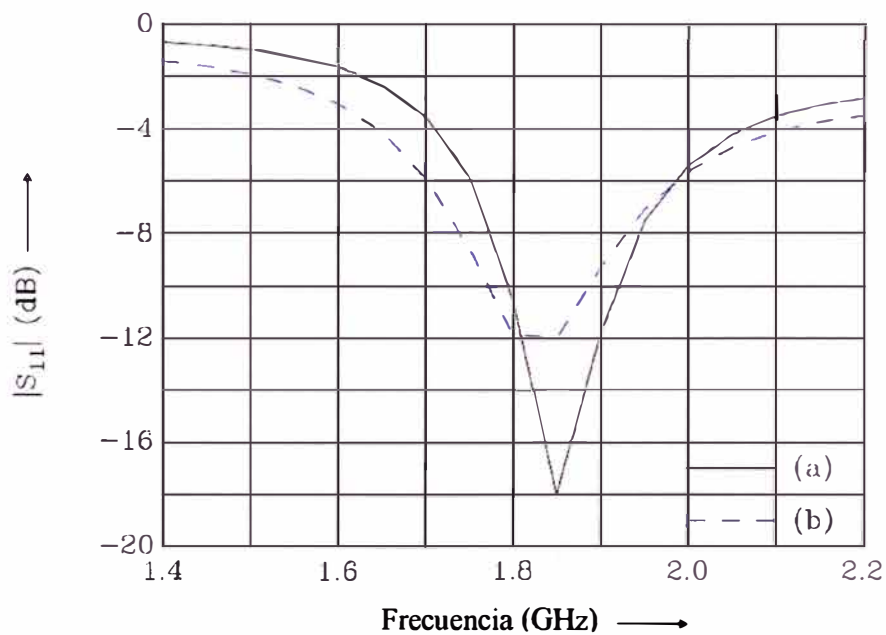


Fig. 3.3 Factor de reflexión de entrada de las estructuras mostradas en la Fig. 3.2 (a) y (b).

3.2 Acopladores inductivos

Los dos tipos básicos de acopladores inductivos o magnéticos, colocados en la parte central del chasis, se muestran esquemáticamente en las Fig.3.4 (a) y (b).

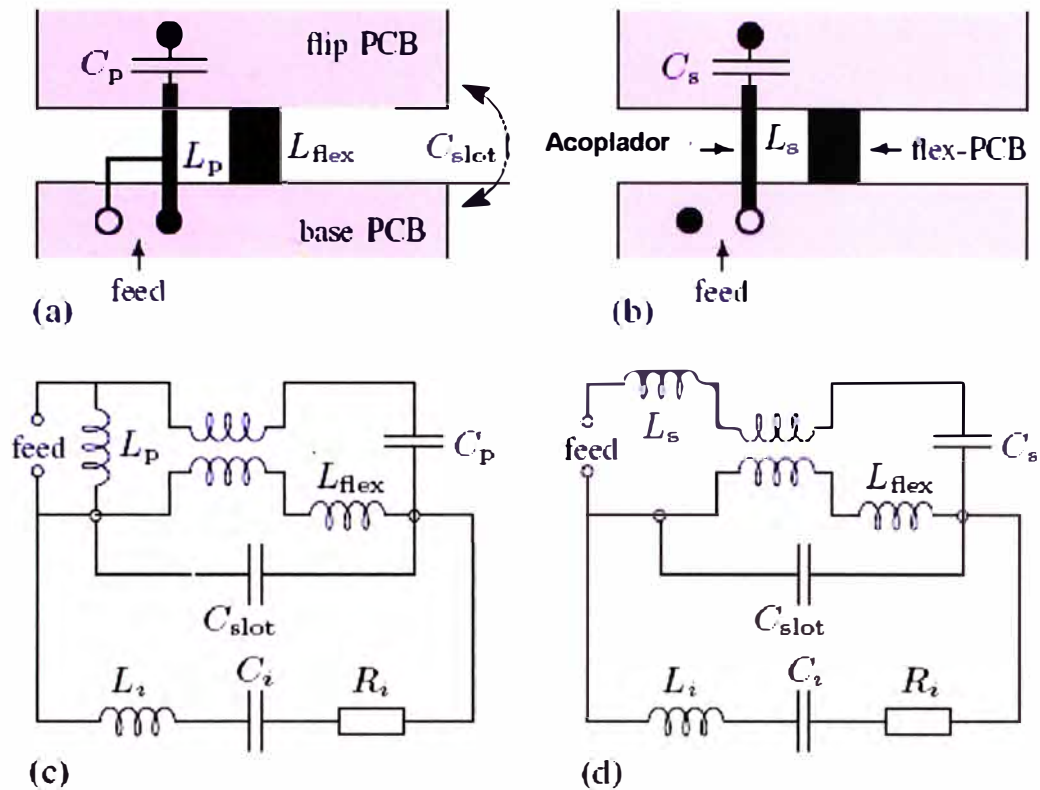


Fig. 3.4 Construcción esquemática y representación cualitativa de los circuitos equivalentes de acopladores inductivos en el chasis de un teléfono móvil tipo f6lder: (a, c) acoplador resonante en paralelo, (b, d) acoplador resonante en serie.

La interconexi3n entre la base y la tapa del tel3fono m3vil es representada por una franja o cinta ancha. El acoplador es simplemente otra l3nea con un capacitor en l3nea que se utiliza para la sintonizaci3n de la resonancia a la frecuencia deseada.

La Fig. 3.4 (a) muestra el resonador tipo paralelo, donde ambos extremos se conectan a sus respectivas tierras PCB y una llave es colocada adecuadamente para alimentar el terminal. El resonador tipo serie es mostrado en la Fig. 3.4 (b). Ambos arreglos hacen un autotransformador.

Las Fig. 3.4 (c) y (d) muestran una aproximaci3n cualitativa de los circuitos equivalentes de la combinaci3n chasis-acoplador. L_i , C_i y R_i son introducidas para modelar el modo i -3simo del chasis cerca de la resonancia. La inductancia adicional L_{flex} corresponde a la franja de interconexi3n, la capacitancia C_{slot} es la producida entre la base y la tapa del terminal en la parte central del chasis (ambos, la base y la tapa se consideran como chasis independientes y separados).

Los acopladores resonantes se encuentran fuertemente acoplados al modo de resonancia del chasis; esto es representado por un transformador en las Fig. 3.4 (c) y (d).

A pesar del pequeño tamaño de estas “antenas” y el bajo factor de calidad, se pudo conseguir un ancho de banda muy amplio.

Como la intensidad del campo eléctrico es relativamente pequeña en los alrededores del acoplador, el volumen requerido para no dejar pasar este campo a su alrededor es también pequeña.

Mecánicamente, existe una gran cantidad de variedades que se pueden construir considerando estos principios. Los acopladores pueden ser colocados sobre la interconexión o convenientemente en la parte lateral tal como se mostrará más adelante, por ejemplo en forma de una conexión flexible separada o integrada con un PCB flexible que se encuentra en el terminal, generalmente para interconectar el teclado y la pantalla del teléfono móvil.

La Fig. 3.5 muestra la simulación de una estructura simple y la Fig. 3.6 muestra su aproximación a circuitos equivalentes. En las simulaciones se utiliza el acoplador magnético tipo serie. La estructura mostrada en la Fig. 3.5 es diseñada para mostrar las excelentes propiedades para las bandas DVB-H. Con ese diseño es posible cubrir el rango de las frecuencias deseadas con un pequeño volumen.

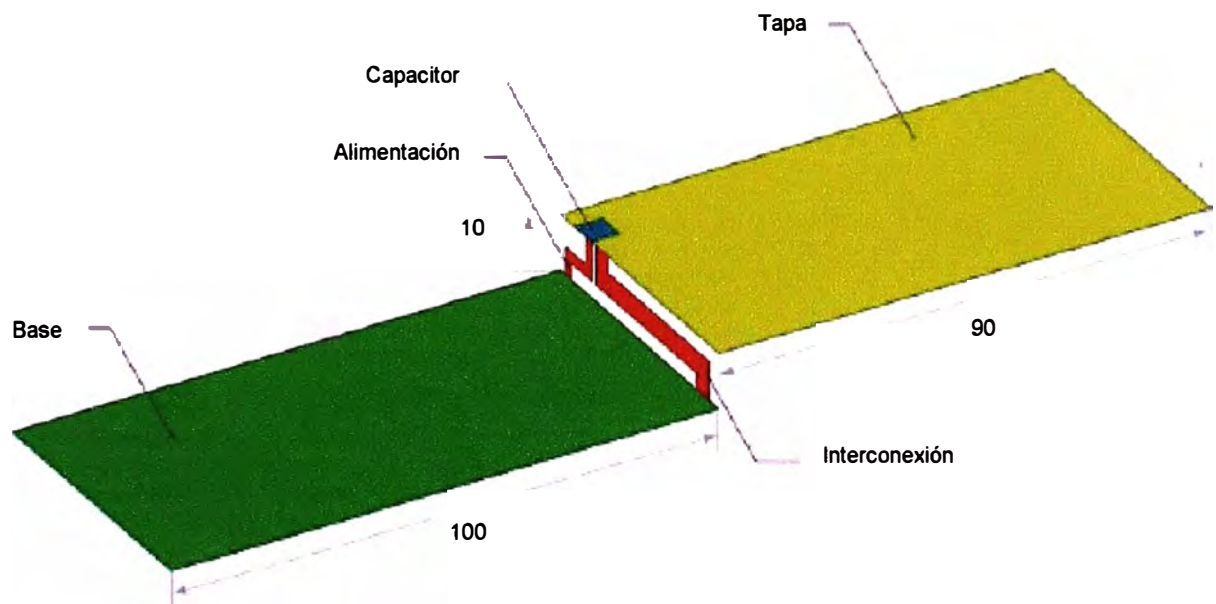


Fig. 3.5 Chasis de un teléfono móvil tipo fólder diseñado en conjunto con un acoplador inductivo tipo serie para transmitir señales DVB-H.

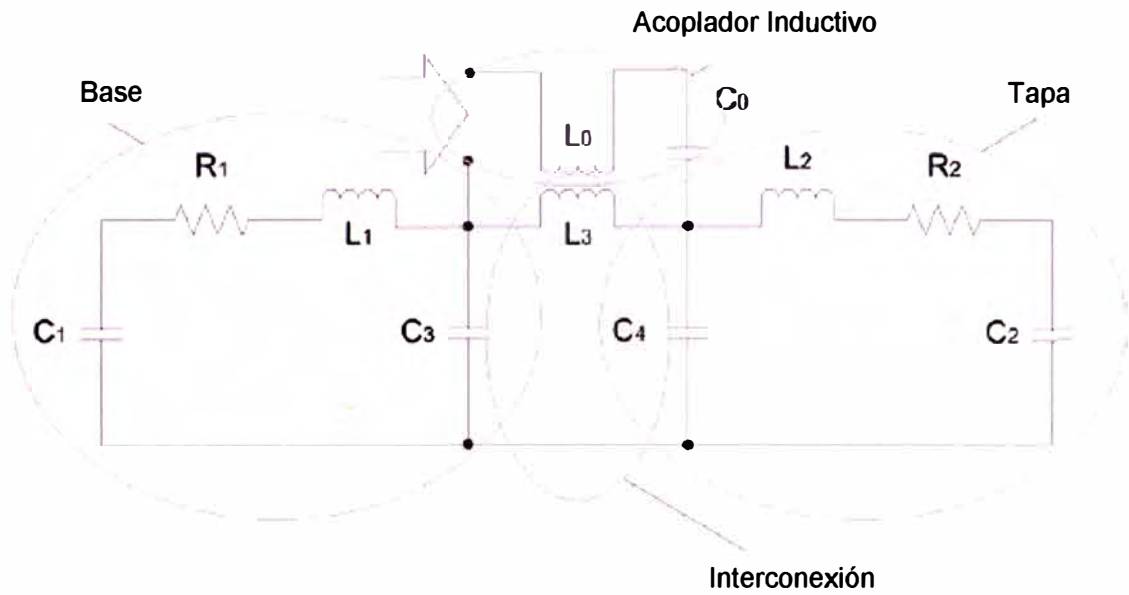


Fig. 3.6 Circuito equivalente aproximado de la estructura mostrada en la Fig. 3.5.

La Fig. 3.7 muestra el factor de reflexión de entrada, correspondiente a la estructura de la Fig. 3.5, a través del diagrama de Smith. En el centro del diagrama de Smith se encuentra la resonancia de $\lambda/2$. El rango completo de la banda DVB-H es mostrado en la Fig. 3.7 con líneas rojas. Como puede notarse en la Fig. 3.8, es posible sintonizar el chasis para cubrir todo el rango a por lo menos 6dB. El segundo lazo de resonancia, a 1.6GHz, corresponde al modo $3\lambda/2$. En este caso, esta resonancia no se utiliza.

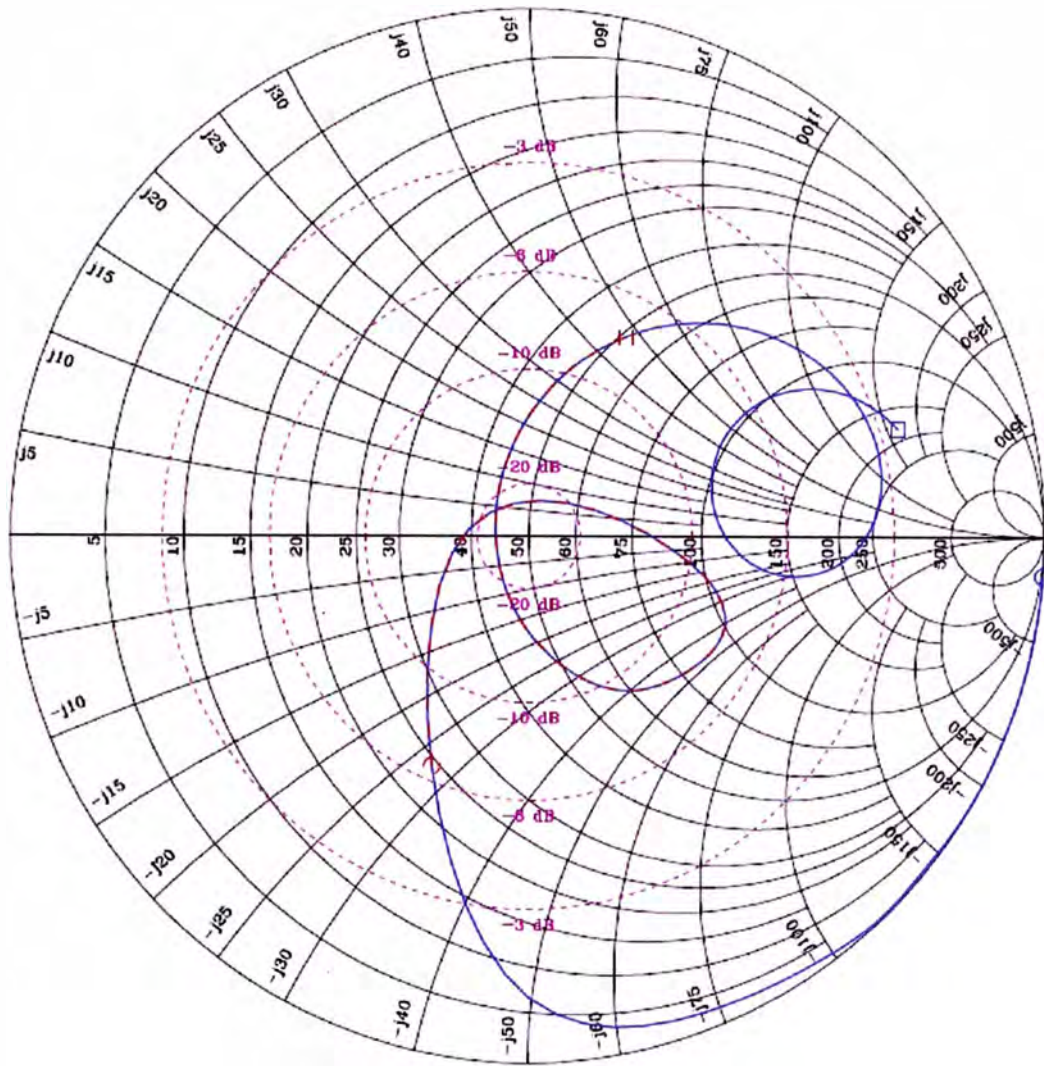


Fig. 3.7 Diagrama de Smith para la estructura de la Fig. 3.5.

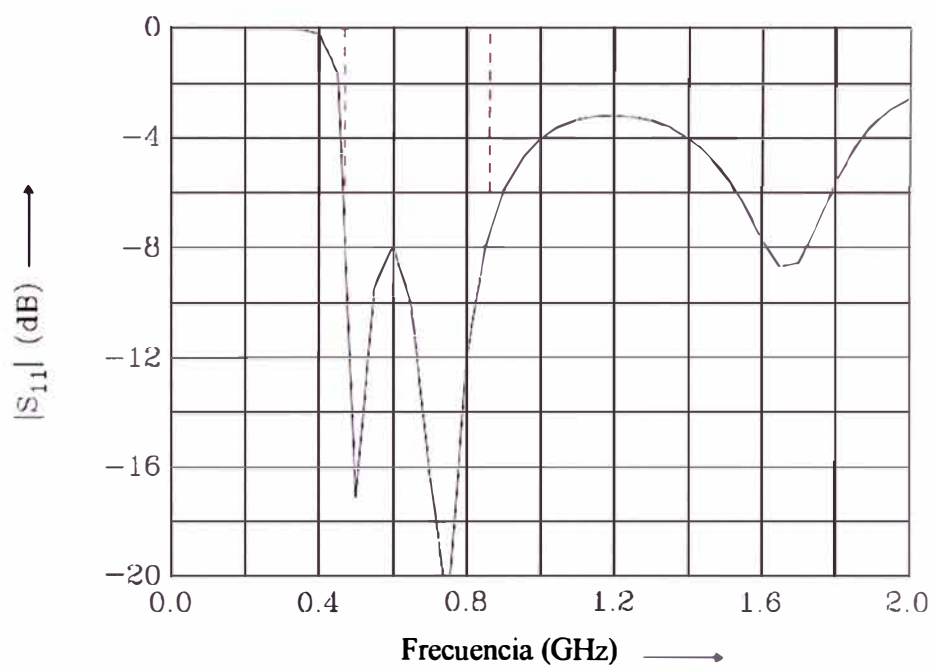


Fig. 3.8 Factor de reflexión de entrada de la estructura de la Fig. 3.5.

CAPITULO IV DISEÑO DE ANTENAS MULTI-BANDA PARA TELÉFONOS MÓVILES

En el capítulo II se vio claramente como el rendimiento de la antena depende grandemente del chasis del terminal móvil. Se notó que la radiación electromagnética de los teléfonos móviles depende en gran medida de la corriente que existe en las partes metálicas de su estructura. Esta distribución de corriente es determinada principalmente por la forma y el tamaño del chasis.

En este capítulo se mostrará la utilización de los modos resonantes del chasis en conjunto con unos pequeños acopladores para diseñar antenas de banda ancha.

Las frecuencias más comunes en las que operan los teléfonos móviles se encuentran en la TABLA. N° 4.1. Como puede notarse, la aplicaciones operan en un rango muy diverso de frecuencias.

El desarrollo de las estructuras, las simulaciones y optimizaciones se realizaron utilizando el software IE3D.

TABLA N° 4.1 Frecuencias más comunes en la telefonía móvil.

Frecuencias	Aplicación	Región
50.4 MHz – 467.6 MHz	GSM450	Europa del Este y Escandinavia
470 MHz - 862 MHz	DVB-H	Europa
824 MHz - 894 MHz	GSM850	Norteamérica
880 MHz - 960 MHz	EGSM900	Europa
1710 MHz - 1880 MHz	DCS	Europa
1850 MHz - 1990 MHz	PCS	Norteamérica
1920 MHz - 1980 MHz	UMTS-1	Europa
2110 MHz - 2170 MHz	UMTS-2	Norteamérica
1850 MHz - 1990 MHz	UMTS-2	Norteamérica
2400 MHz - 2497 MHz	Bluetooth	Todo el Mundo

4.1 Criterios básicos para el diseño de antenas

Durante el diseño del acoplamiento entre la antena y el chasis es importante considerar los siguientes aspectos:

a) Para un acoplamiento efectivo entre un pequeño elemento acoplador y un relativamente grande chasis, este último debe ser diseñado para exponer los modos de resonancia cercanos a las bandas de frecuencia que se desea.

b) Estos modos de resonancia deben ser seleccionados para producir un vector de radiación F considerable.

c) El tipo de elemento acoplador (eléctrico o magnético) y su ubicación en el chasis deben seleccionarse con el objetivo de maximizar la reacción entre el modo de resonancia del chasis y el campo eléctrico-magnético del acoplador.

d) El campo cercano debe moldearse con el objetivo de minimizar la interacción con el usuario. (Por un tema de simplificación, este punto no será considerado en el presente trabajo).

4.2 Diseño de una antena multi-banda para un teléfono móvil tipo fólder

Por lo general, las condiciones que se toman en cuenta en el diseño de antenas multi-banda para teléfonos móviles son las siguientes:

Modelo del teléfono móvil.

Números de puntos de alimentación (por lo general es uno).

Cubrimiento de las siguientes bandas de frecuencia: GSM850, GSM900, DCS, PCS, UMTS.

Eficiencia de radiación: $\eta_{rad} > 80\%$.

Coefficiente de reflexión máximo: $|s_{11}| \leq -8\text{dB}$.

Volumen máximo $< 6\text{cm}^3$.

Nivel SAR.

Como se mencionó anteriormente, en este trabajo no se considera los niveles SAR por un tema de simplificación. Sin embargo, su análisis es fundamental para la fabricación de teléfonos móviles.

4.2.1 Caso de estudio de una antena con un acoplador capacitivo

En este diseño se considera la posición abierta del teléfono móvil tipo fólder. Como se vio en el capítulo II, resulta beneficioso utilizar la resonancia $3\lambda/2$ para las frecuencias altas y la resonancia de $\lambda/2$ para las frecuencias bajas.

Las ranuras se diseñan convenientemente en la parte central del chasis (unión entre el teclado y la pantalla del teléfono móvil). En la práctica esta unión entre la pantalla y el teclado es hecho a través de un conductor multi-capa flexible. En el diseño, esta interconexión es muy crítica ya que su forma y tamaño sirve para sintonizar la resonancia del chasis.

La estructura considerada para la simulación en la posición abierta del teléfono móvil se muestra en la Fig. 4.1.

Esta primera estructura es investigada y optimizada en términos del momento dipolar inducido.

El primer máximo de F_0 en la componente x ocurre en la frecuencia de 700MHz, la cual corresponde a la frecuencia de resonancia del chasis de $\lambda/2$. Esta frecuencia de resonancia está un poquito baja para las bandas GSM850 y GSM900. Sin embargo, se tratará de utilizar esta resonancia para diseñar la "antena".

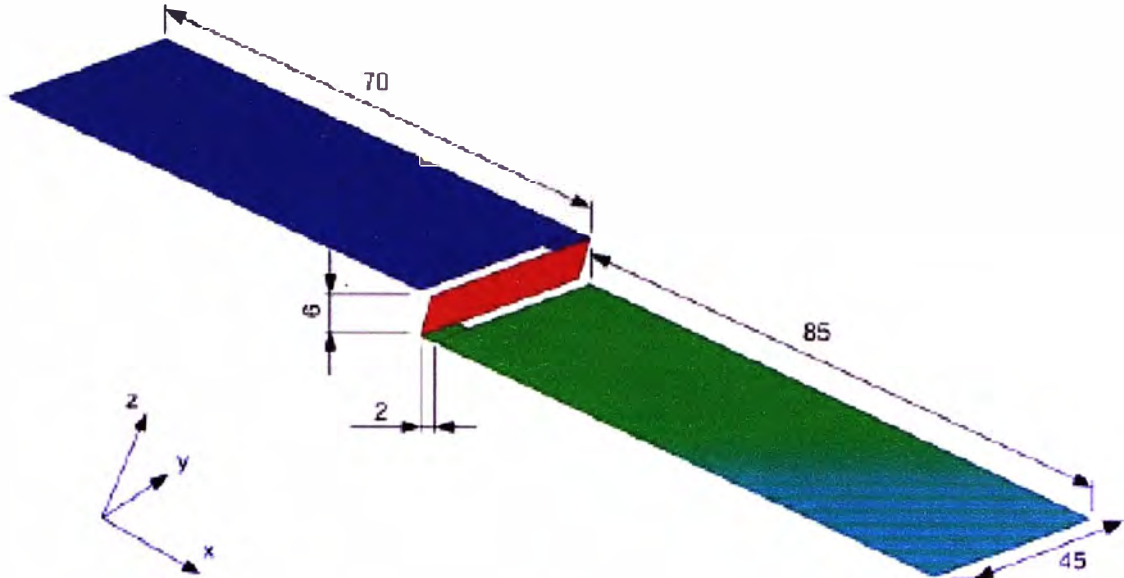
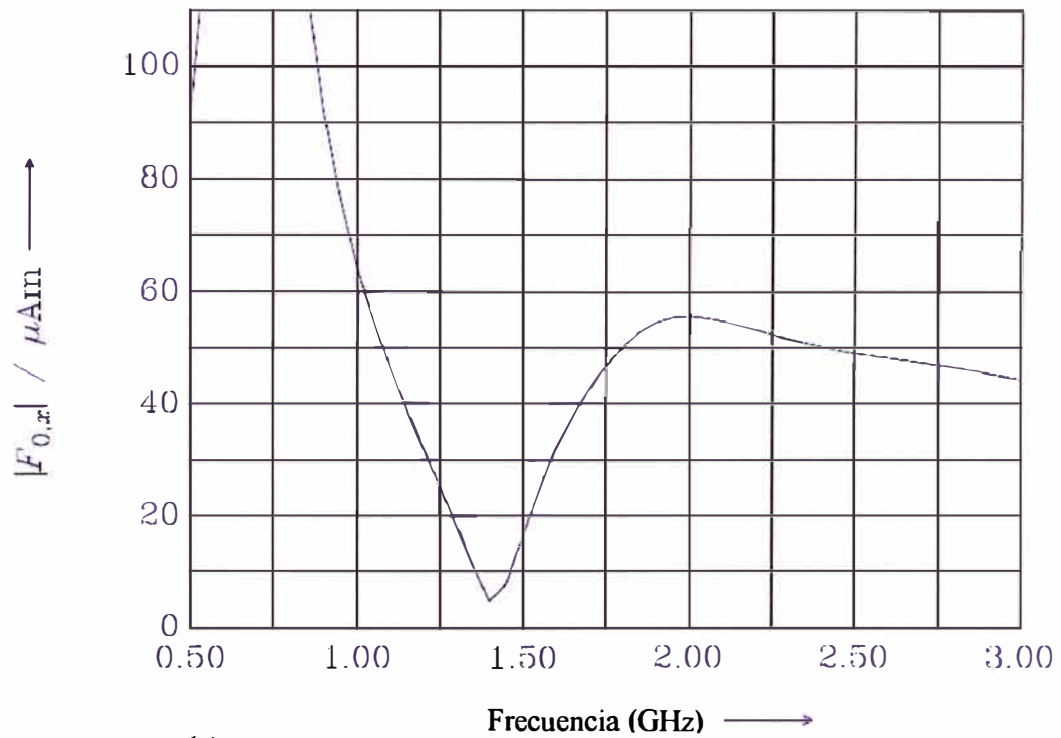
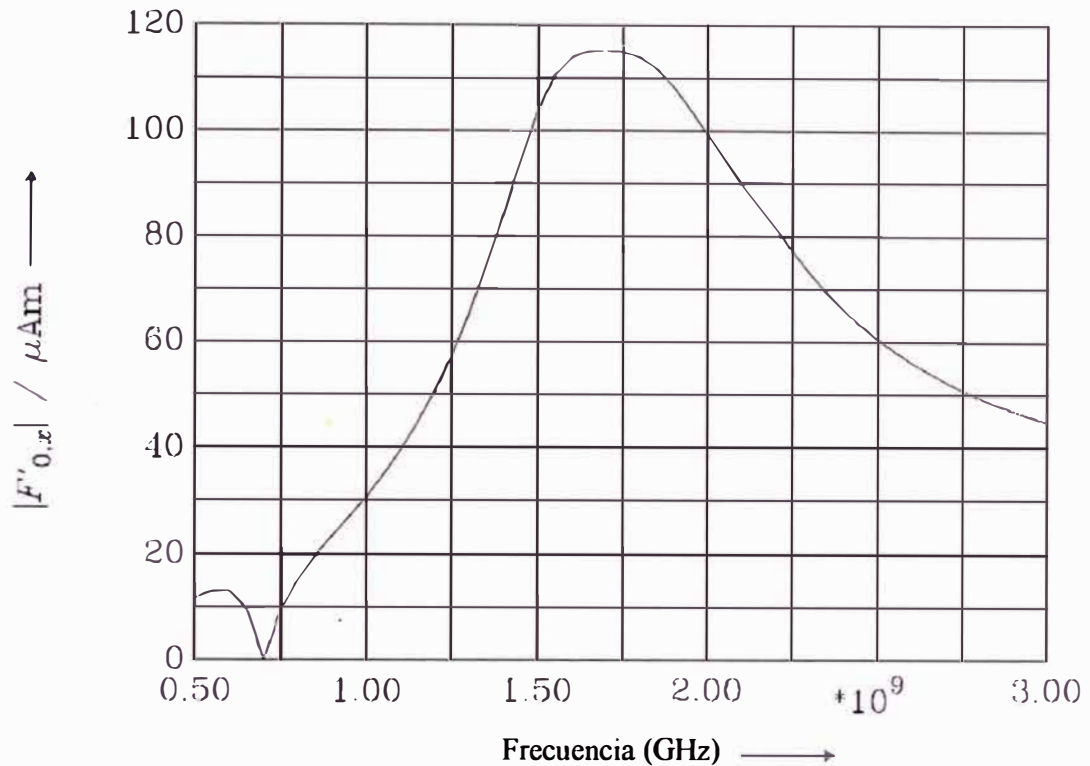


Fig. 4.1 Estructura de un teléfono móvil en la posición abierta.



(a)



(b)

Fig. 4.2 Simulaciones de los valores (a) F_0 y (b) F'_0 de estructura mostrada en la Fig. 4.1.

Con el objetivo de incrementar la frecuencia de resonancia se pueden realizar las siguientes acciones:

- Disminución de las dimensiones del chasis.
- Rediseño de la ranura de $\lambda/4$. Las ranuras se modifican tratando de afectar lo menos posible la resonancia de $\lambda/2$.

El valor mínimo de F_0 se encuentra en la frecuencia de 1400MHz, esto corresponde a la resonancia λ del chasis, la cual no es utilizada.

El segundo máximo se encuentra en la resonancia de $3\lambda/2$. Las resonancias $\lambda/2$ y $3\lambda/2$ son relativamente amplias y muy útiles para el diseño.

La Fig. 4.3 muestra la densidad de corriente en las frecuencia de 900MHz y la Fig. 4.4 muestra la densidad de corriente en la frecuencia de 2000MHz.

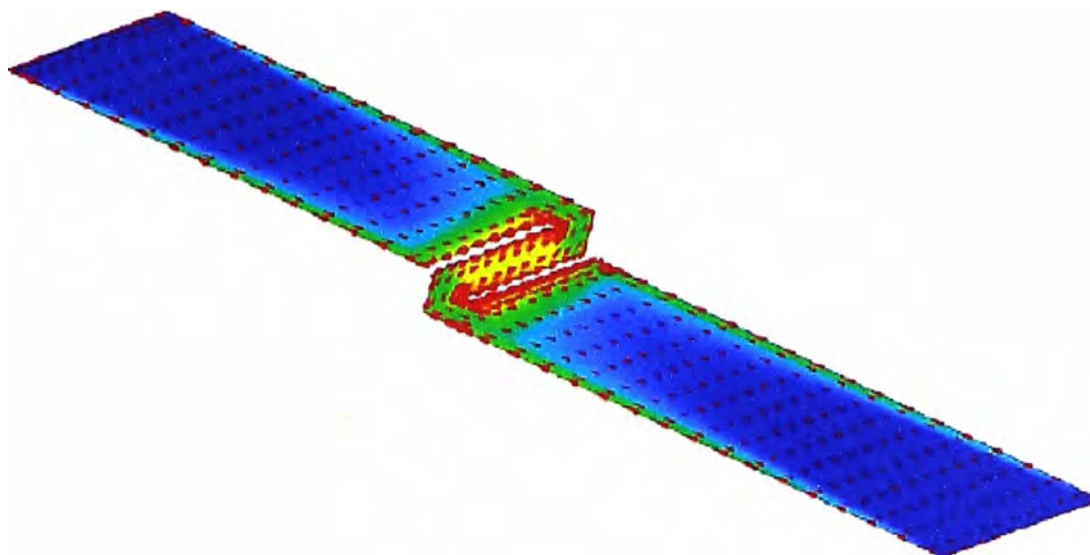


Fig. 4.3 Distribución de corriente de la estructura mostrada en la Fig. 4.1 a 900MHz.

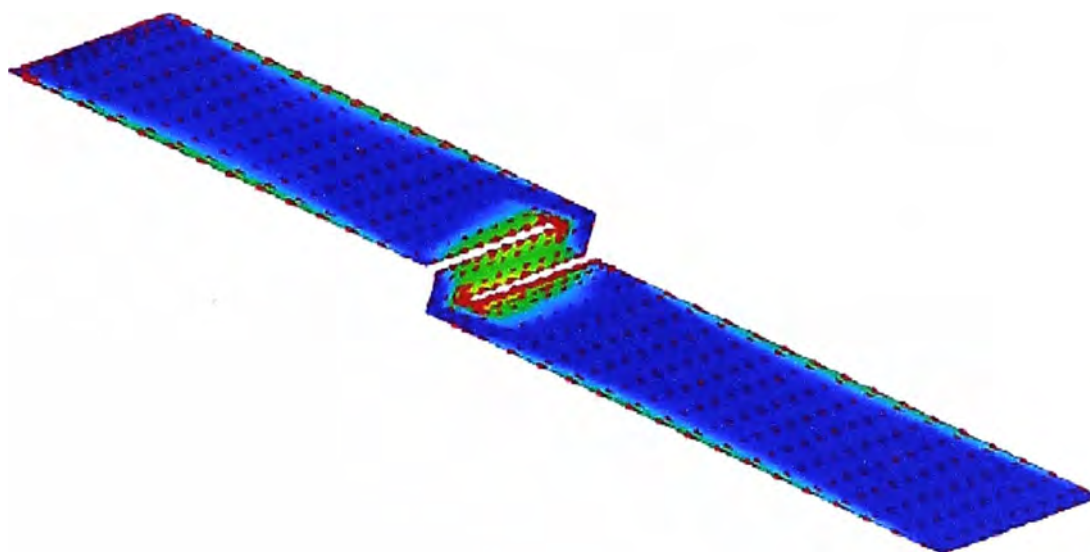


Fig. 4.4 Distribución de corriente de la estructura mostrada en la Fig. 4.1 a 2000MHz.

El resultado de las dos resonancias paralelas de $\lambda/2$ resultantes crean un patrón de radiación combinado muy fuerte, el cual es mostrado en la Fig. 4.5.

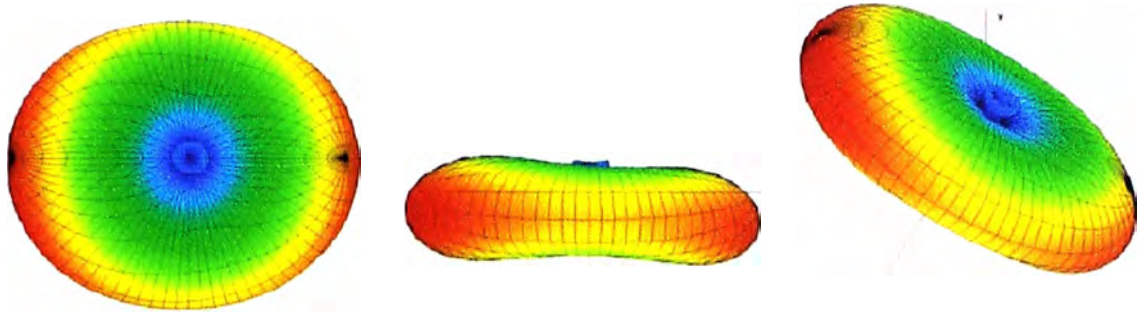


Fig. 4.5 Patrón de radiación de la estructura mostrada en la Fig. 4.1 a 2000MHz.

Con el objetivo de estimar el ancho de banda que se puede lograr con esta estructura, se realiza algunas simulaciones con un acoplador capacitivo localizado en uno de los extremos del teléfono móvil.

La Fig. 4.6 muestra el diseño del acoplador capacitivo localizado en el chasis

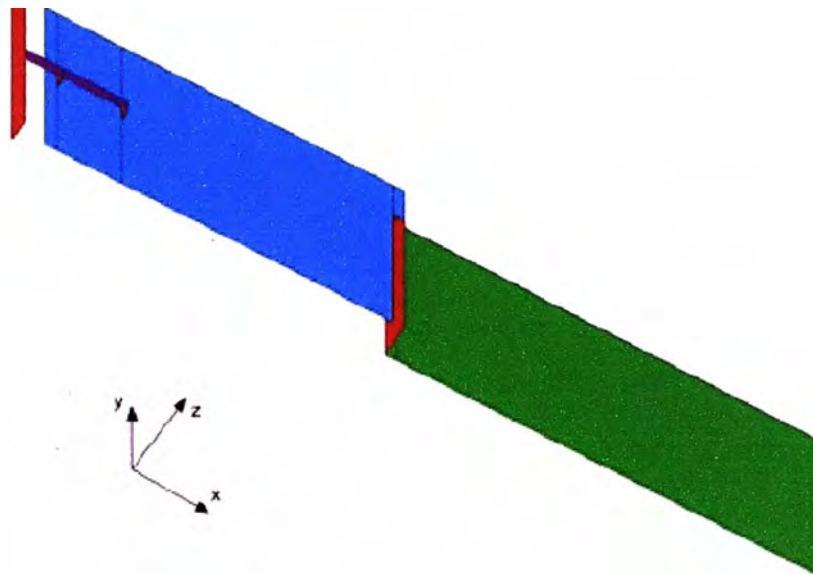


Fig. .4.6 Acoplador capacitivo localizado en el chasis de la estructura mostrada en la Fig. 4.1.

Como puede notarse en la Fig. 4.7, esta estructura cubre deficientemente las bandas GSM850 y GSM900. Esto es debido a que la longitud total de la estructura se ha extendido con la adición del acoplador capacitivo, lo cual disminuye la frecuencia de resonancia $\lambda/2$ del chasis a 700MHz. Sin embargo, este acoplador puede diseñarse solamente para cubrir una banda GSM850 o GSM900. De este modo se podría tener una antena cuatri-banda.

El factor de reflexión de entrada del terminal con la adición del acoplador capacitivo se muestra en la Fig. 4.8. Con la introducción de las ranuras, se puede utilizar

convenientemente el acoplador para sintonizar la resonancia de $3\lambda/2$ y utilizarla en las frecuencias altas. Esta estructura cubre las bandas DCS, PCS y UMTS con un factor de reflexión de entrada $|s_{11}| \leq -10\text{dB}$.

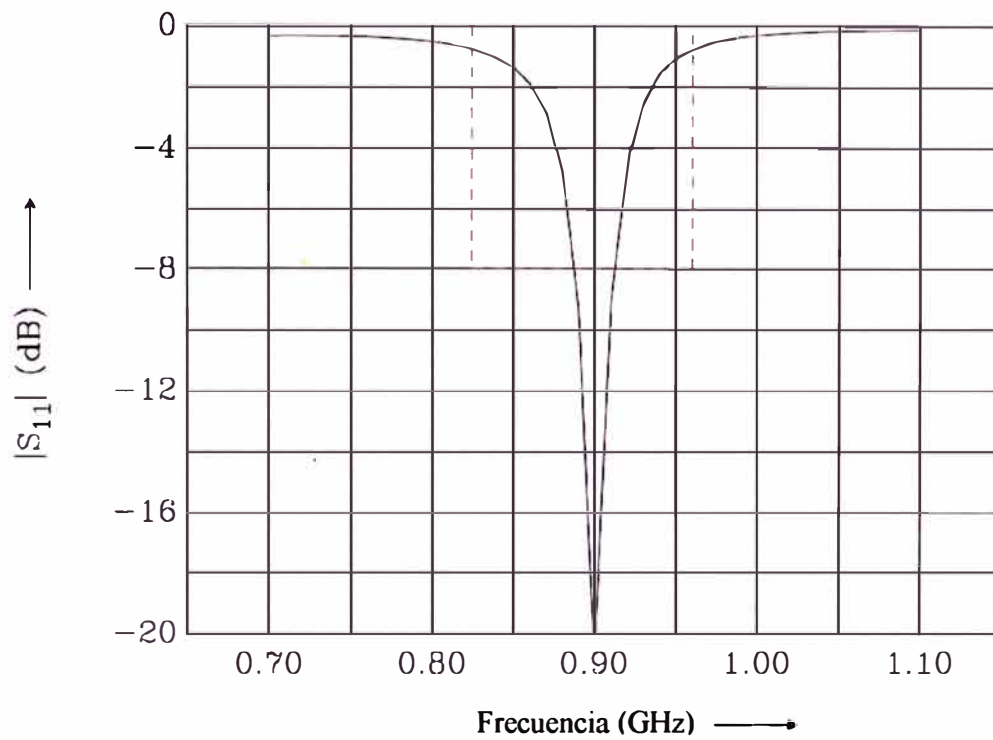


Fig. 4.7 Factor de reflexión de entrada en las frecuencias bajas con un acoplador capacitivo.

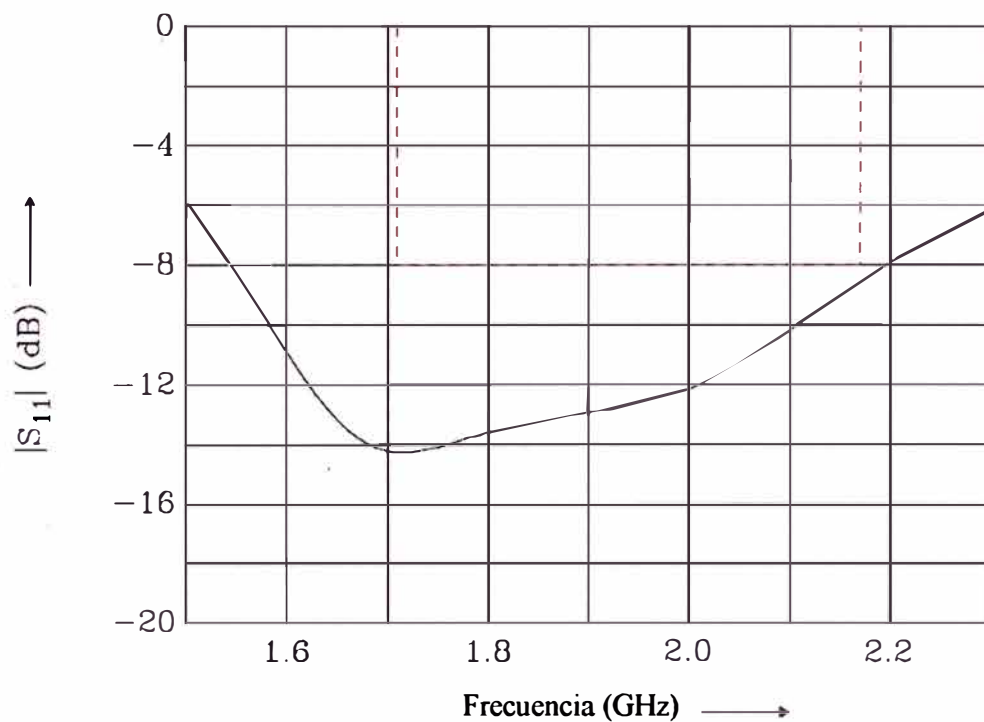


Fig. 4.8 Factor de reflexión de entrada en las frecuencias altas con un acoplador capacitivo.

La representación de la densidad de corriente para una frecuencia en la “banda baja” se muestra en la Fig. 4.9. Acá puede apreciarse la resonancia de $\lambda/2$. La máxima intensidad se encuentra en la parte central del chasis que es la unión entre la pantalla y el teclado del teléfono móvil.

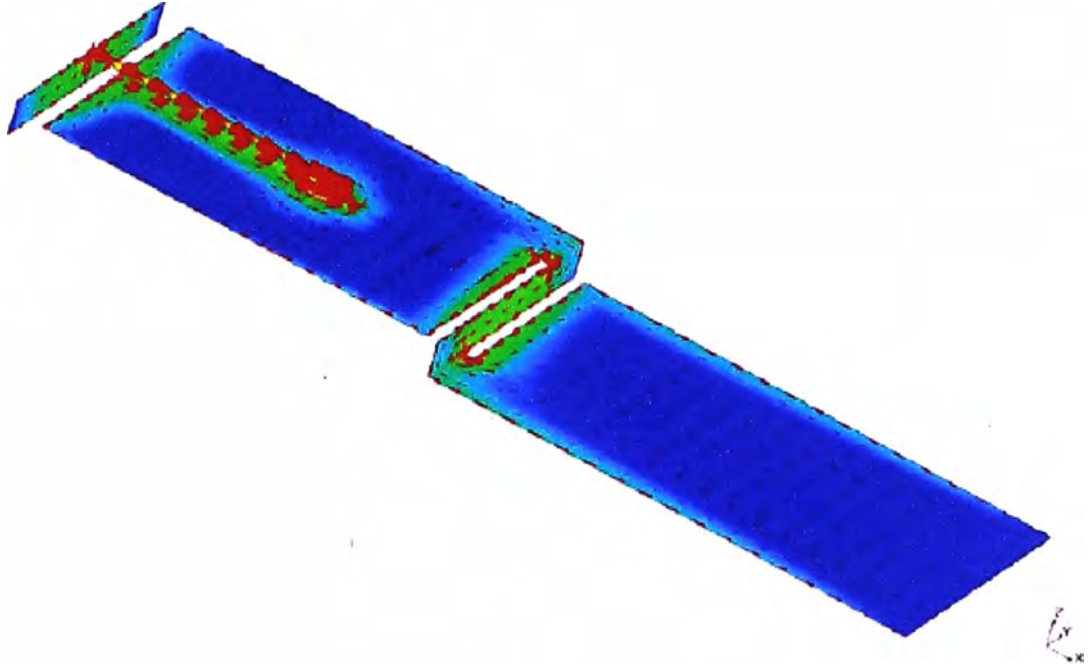


Fig. 4.9 Densidad de corriente de la estructura mostrada en la Fig. 4.6 a 900MHz.

La Fig. 4.10 muestra la densidad de corriente en 200MHz. Como puede notarse, existe una mayor densidad de corriente inducida en el lado del acoplador. Las ranuras en el centro de la estructura ocasionan la reducción la densidad de corriente en el segundo PCB.

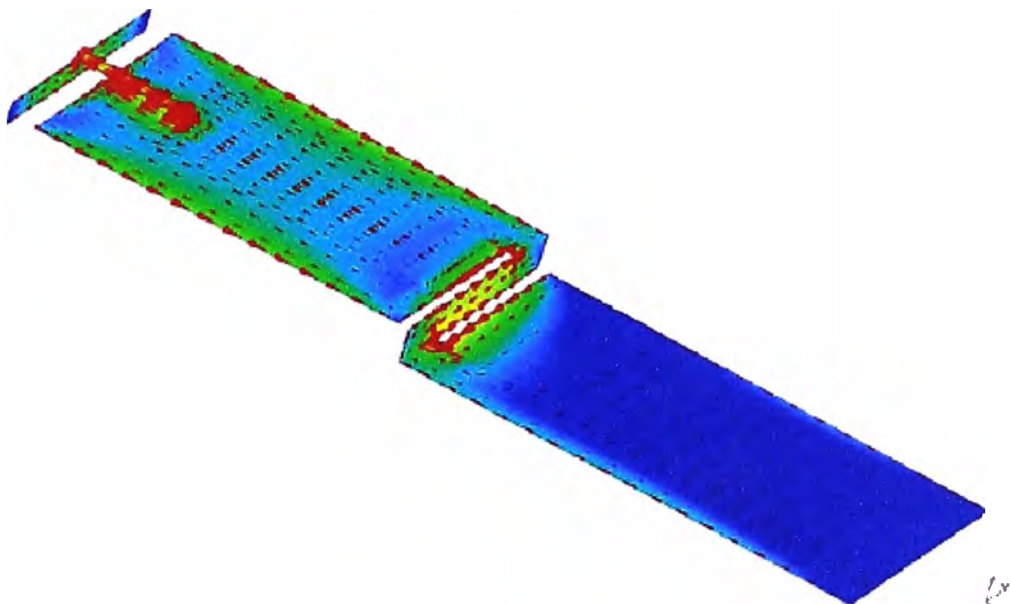


Fig. 4.10 Densidad de corriente de la estructura mostrada en la Fig. 4.6 a 2000MHz.

Si se asume que el acoplador capacitivo se encuentra en la parte del teclado de teléfono móvil, se puede reducir la corriente del teléfono cerca de la cabeza del usuario. Este efecto es altamente deseado desde una perspectiva de optimización en términos de SAR.

En las Fig. 4.11 y Fig. 4.12 se muestran los patrones de radiación en tres dimensiones. Se puede notar que a 900MHz se produce un patrón de radiación tipo dipolo.

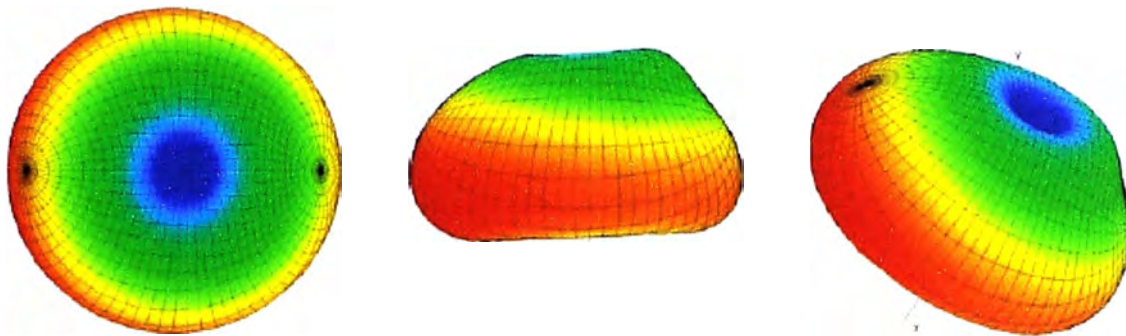


Fig. 4.11 Patrón de radiación para la estructura mostrada en la Fig. 4.6 a 900MHz.

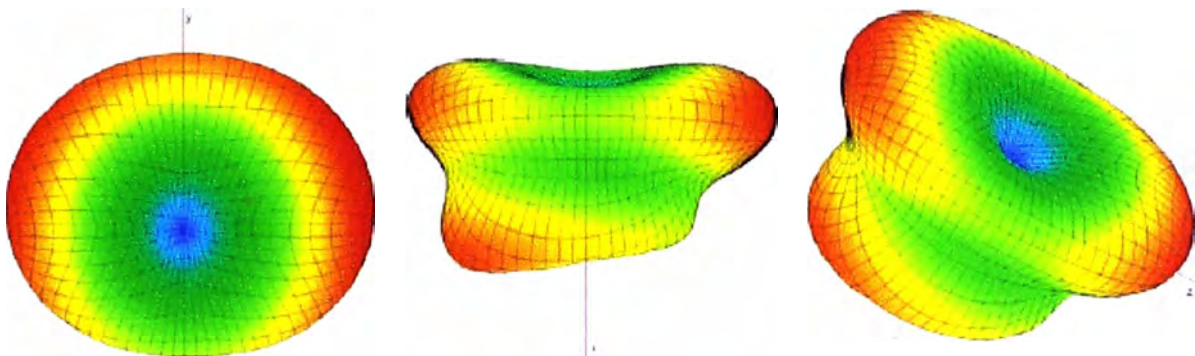


Fig. 4.12 Patrón de radiación para la estructura mostrada en la Fig. 4.6 a 2000MHz.

4.2.2 Caso de estudio de una antena con dos acopladores inductivos

En lugar del acoplador capacitivo, también es posible utilizar un acoplador inductivo. Igualmente, el diseño preliminar muestra el acoplador inductivo o magnético simple que no se encuentra totalmente optimizado.

La Fig. 4.13 muestra en detalle la estructura del acoplado magnético. La estructura de este acoplador, compuesta de un punto de alimentación, una conexión a tierra y una capacitancia, tiene un fuerte acoplamiento en el chasis.

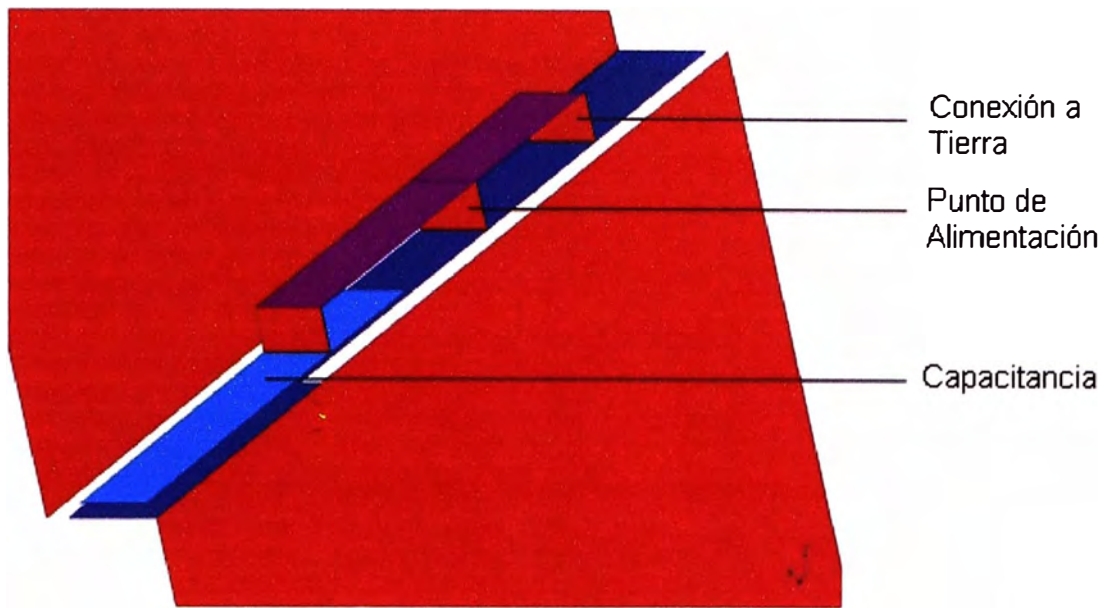


Fig. 4.13 Representación detallada del acoplador inductivo.

Para ilustrar la implementación y rendimiento de los acopladores inductivos, se realiza el diseño conceptual de una antena penta-banda (GSM850/900, DCS, PCS, UMTS) con alimentación dual mediante simulaciones (Fig. 4.14).

El acoplador inductivo puede cubrir ambos, la “banda baja” y la “banda alta”, con un rango bastante amplio.

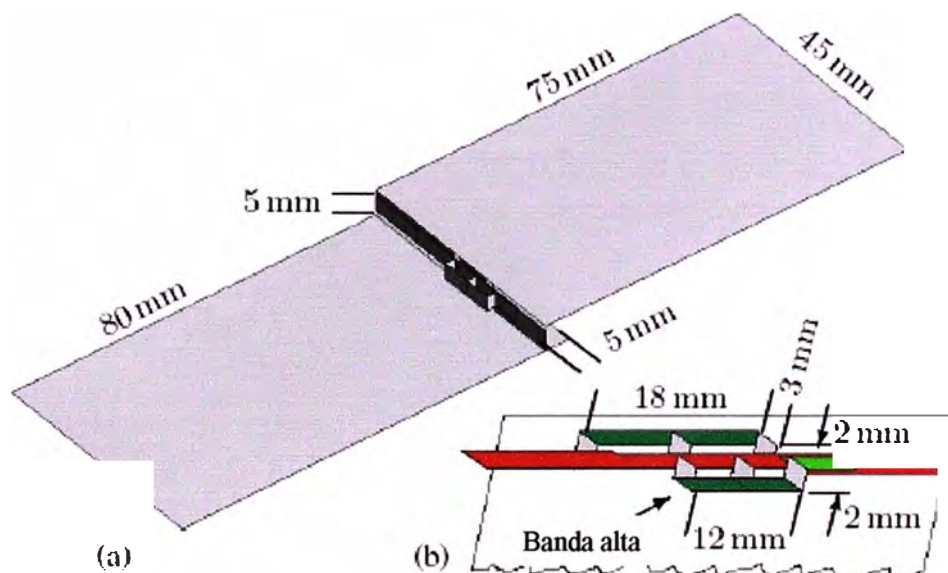


Fig. 4.14 Simulaci3n de un modelo con alimentaci3n dual como concepto de estudio de una antena penta-banda para un tel3fono m3vil tipo f3lder: (a) chasis, (b) vista de la interconexi3n en forma de S en la que se coloca el acoplador inductivo.

El chasis de la Fig. 4.1 se ha modificado un poco en ambos extremos de la interconexi3n central donde se coloca el acoplador inductivo.

La forma de la interconexión es diseñada en principio como se muestra en la Fig. 2.46 pero ligeramente movida hacia la base del terminal para incrementar la frecuencia de resonancia del primer modo.

Dos acopladores inductivos de resonancia paralela son colocados en ambas caras de la interconexión (uno en cada lado).

Cada acoplador es una pequeña parte de una franja o cinta conductora en paralelo a la interconexión, aterrados a esta última por un lado y terminados capacitivamente por el otro lado. En el medio de ambos se coloca el punto de alimentación.

El acoplador en la parte posterior de la Fig. 4.14 es sintonizado en la "banda baja" (GSM850/900), y el otro es sintonizado en las "banda alta" (DCS/PCS/UMTS).

Algo que resulta muy atractivo de este tipo de acopladores, a parte del gran ancho de banda que se puede lograr, es que el acoplador ocupa un volumen de solamente $.11\text{cm}^3$ y 0.08cm^3 , respectivamente.

La Fig. 4.15 muestra los parámetros S obtenidos mediante la simulación del diseño de puerto dual de la Fig. 4.14. s_{11} pertenece al puerto de "banda baja" y s_{22} pertenece al puerto de banda alta. La "banda baja" cubre el rango de 824...960MHz con una pérdida de retorno de 8dB. La "banda alta" está ligeramente desplazada de las bandas DCS/PCS/UMTS (1710...2170MHz) pero exhibe un ancho de banda lo suficientemente largo con una extraordinaria pérdida de retorno de 10dB (>480MHz). El aislamiento entre ambos puertos también es muy bueno, este tiene un valor mayor a 12dB en la "banda baja" y 10dB en la "banda alta".

Las Fig. 4.16 y 4.17 muestran la densidad de corriente en las frecuencias de 900MHz y 2000MHz, respectivamente. Las Fig. 4.18 y 4.19 muestran el patrón de radiación en las frecuencias de 900MHz y 2000MHz, respectivamente.

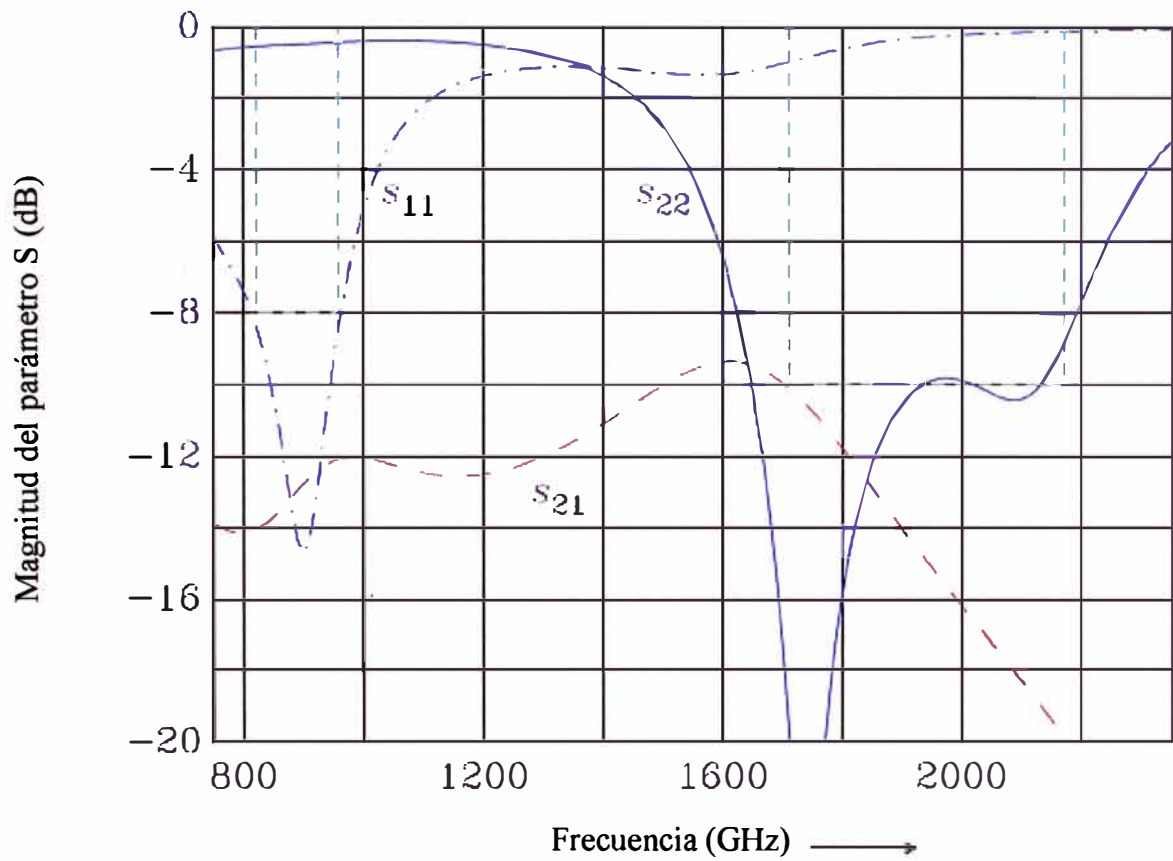


Fig. 4.15 Parámetros S simulados para la antena de la Fig. 4.14 con puerto dual. El puerto 1 es para la “banda baja” y el puerto 2 es para la “banda alta”.

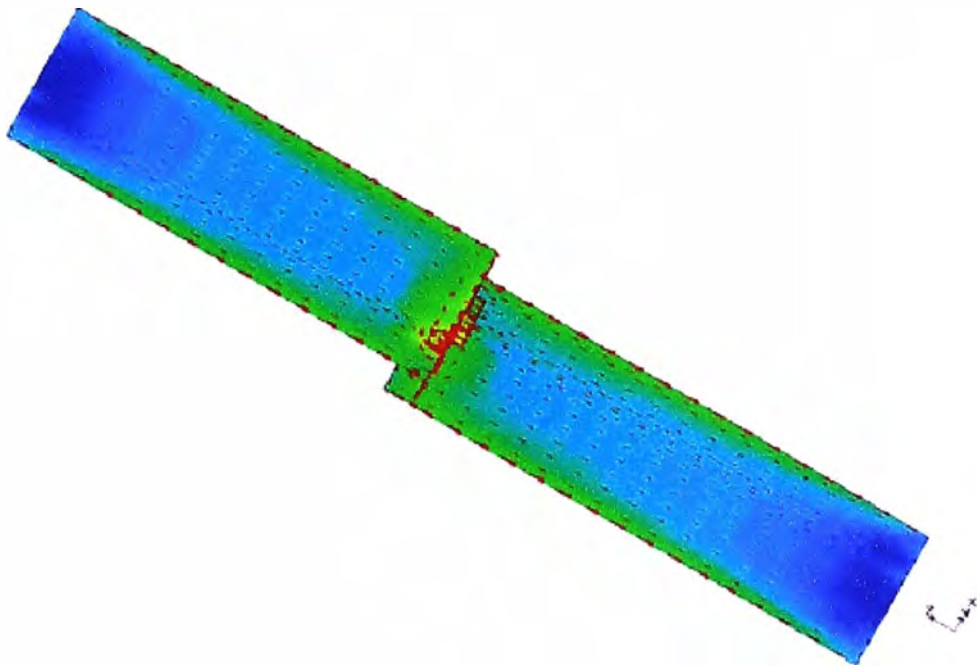


Fig. 4.16 Densidad de corriente de la estructura mostrada en la Fig. 4.14 a 900MHz.

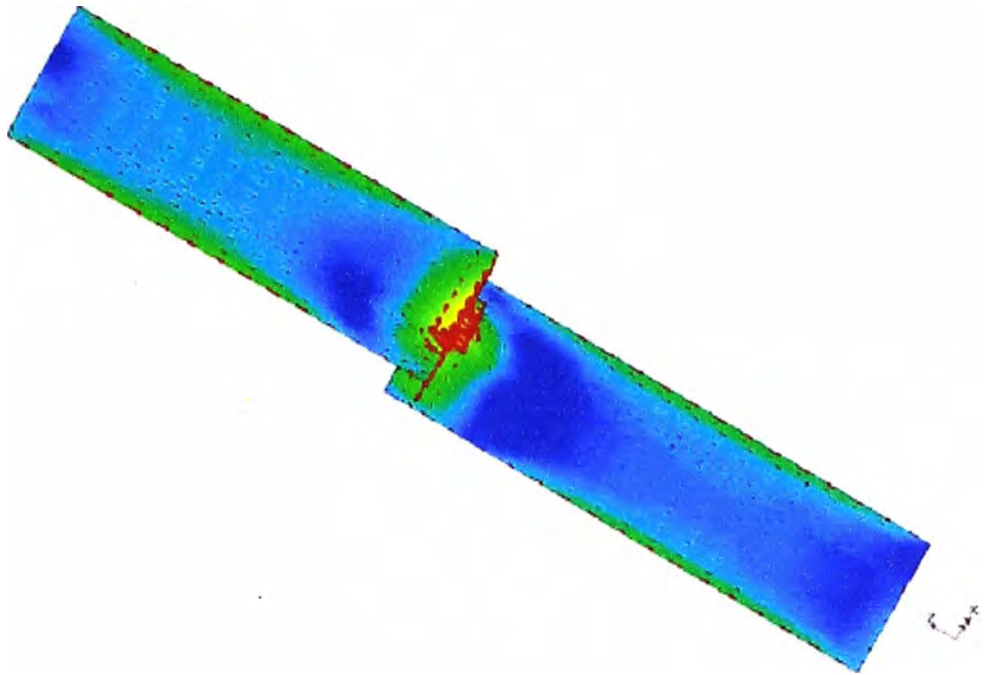


Fig. 4.17 Densidad de corriente de la estructura mostrada en la Fig. 4.14 a 2000MHz.

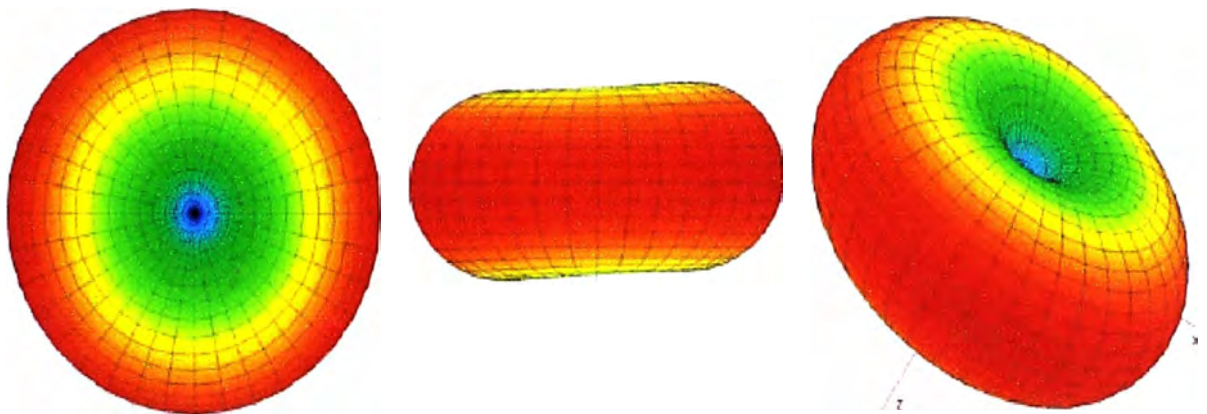


Fig. 4.18 Patrón de radiación para la estructura mostrada en la Fig. 4.14 a 900MHz.

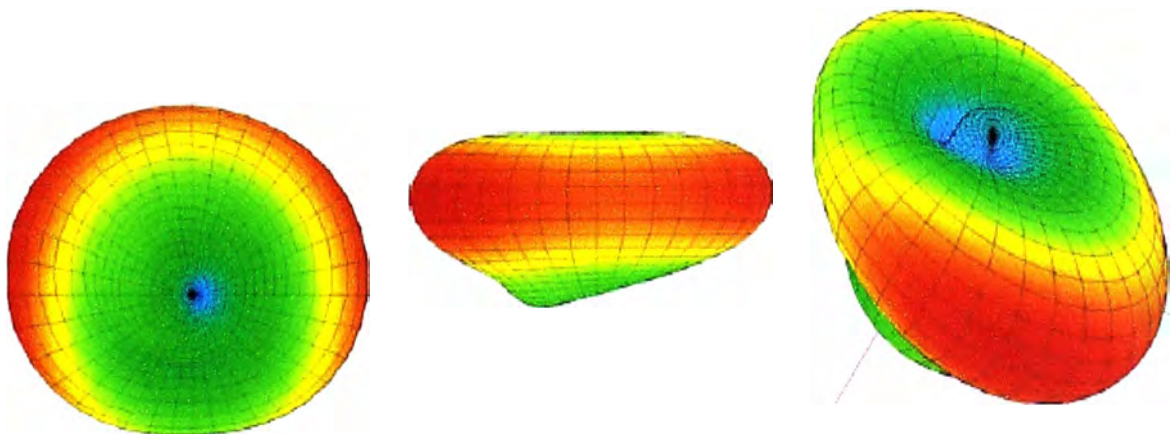


Fig. 4.19 Patrón de radiación para la estructura mostrada en la Fig. 4.14 a 2000MHz.

4.3 Diseño de una antena DVB-H para un teléfono móvil tipo fólder

La radiodifusión de video digital para dispositivos móviles (DVB-H: Digital Video Broadcast for Handhelds) actualmente es un tópico de alto interés mundial.

Debido al rango de bajas frecuencias que se encuentran asignado, 470...702(862)MHz, y su amplio ancho de banda fraccionado de 40% (60%), el diseño de antenas internas es considerado como un desafío difícil de cumplir.

Algunas antenas externas largas han sido construidas y utilizadas en los primeros dispositivos móviles. Como se ilustra abajo para un teléfono móvil tipo fólder en la posición abierta, el diseño centrado en el chasis y el uso de acopladores inductivos permite tener soluciones mucho más efectivas.

La Fig. 4.20 (a) muestra la foto de un prototipo construido y la Fig. 4.20 (b) muestra la simulación de este prototipo. La base y la parte superior fueron hechas con una placa FR4 con un único lado blindado de 1.5mm. La interconexión entre la base y la parte superior es una lámina flexible con un ancho de 4mm y una longitud total de 54mm con conexiones en ambos extremos al PCB. El chasis construido expone su primera resonancia (modo dipolar) en la frecuencia de 530MHz.

La realización de la antena DVB-H es completada básicamente adicionando un acoplador inductivo de tipo serie como se muestra en la Fig. 3.4 (b, d). El conductor y el capacitor son integrados en la construcción de la parte central del dispositivo. El capacitor de 2.3pF es del tipo rotatorio, realizado por dos anillos distanciados ligeramente y unidos en el eje central que a su vez sirve para que el dispositivo móvil pueda abrirse y cerrarse. En lugar de esto, un capacitor tipo SMD también puede utilizarse en combinación con una conexión flexible. El extremo de la parte superior termina de la línea es conectada al PCB (que hace de tierra). El extremo de la base se conecta a la parte trasera del conector SMA. El volumen extra requerido para esta "antena" es esencialmente cero.

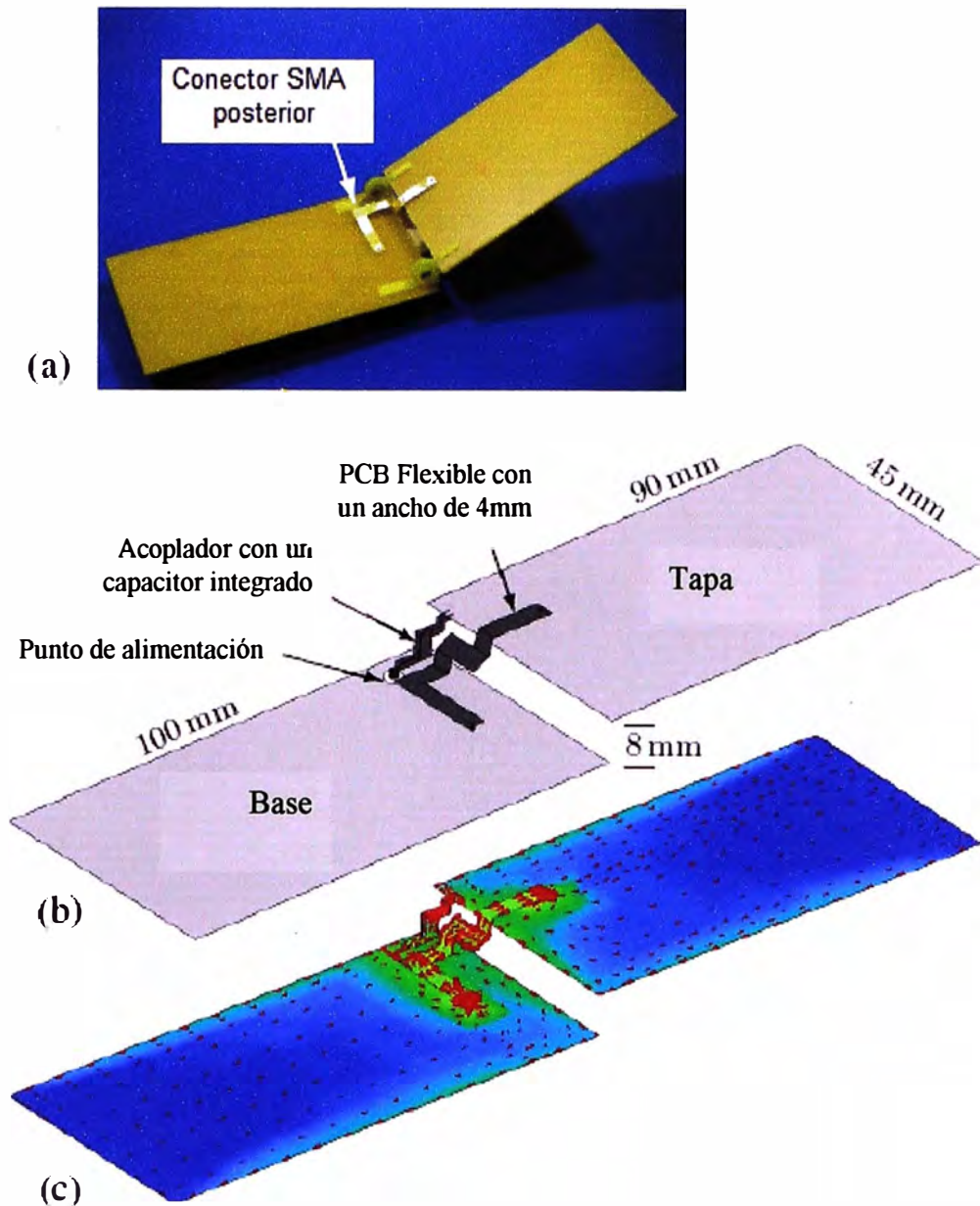


Fig. 4.20 Antena DVB-H en el chasis tipo f6lder: (a) foto, (b) modelo simulado, (c) densidad de corriente simulada a 500MHz

La Fig. 4.21 muestra las magnitudes de reflexi3n de entrada medidas en la posici3n abierta al 1ngulo de 150° (l3mite mec1nico del prototipo) y a 90° entre la base y la parte superior del terminal. Cuando el prototipo se encuentra totalmente abierto (150°), se observa un p3rdida de retorno de 7dB sobre todo el rango de la banda UHF IV/V y m1s de 10dB en el rango de 460...702MHz. En este 3ltimo rango, se debe considerar una peque1a absorci3n v3a el cable de alimentaci3n externo (con anillos de ferrita); no obstante, los resultados mostrados en la Fig. 4.21 confirman la viabilidad de tener un ancho de banda de 275MHz a 10dB.

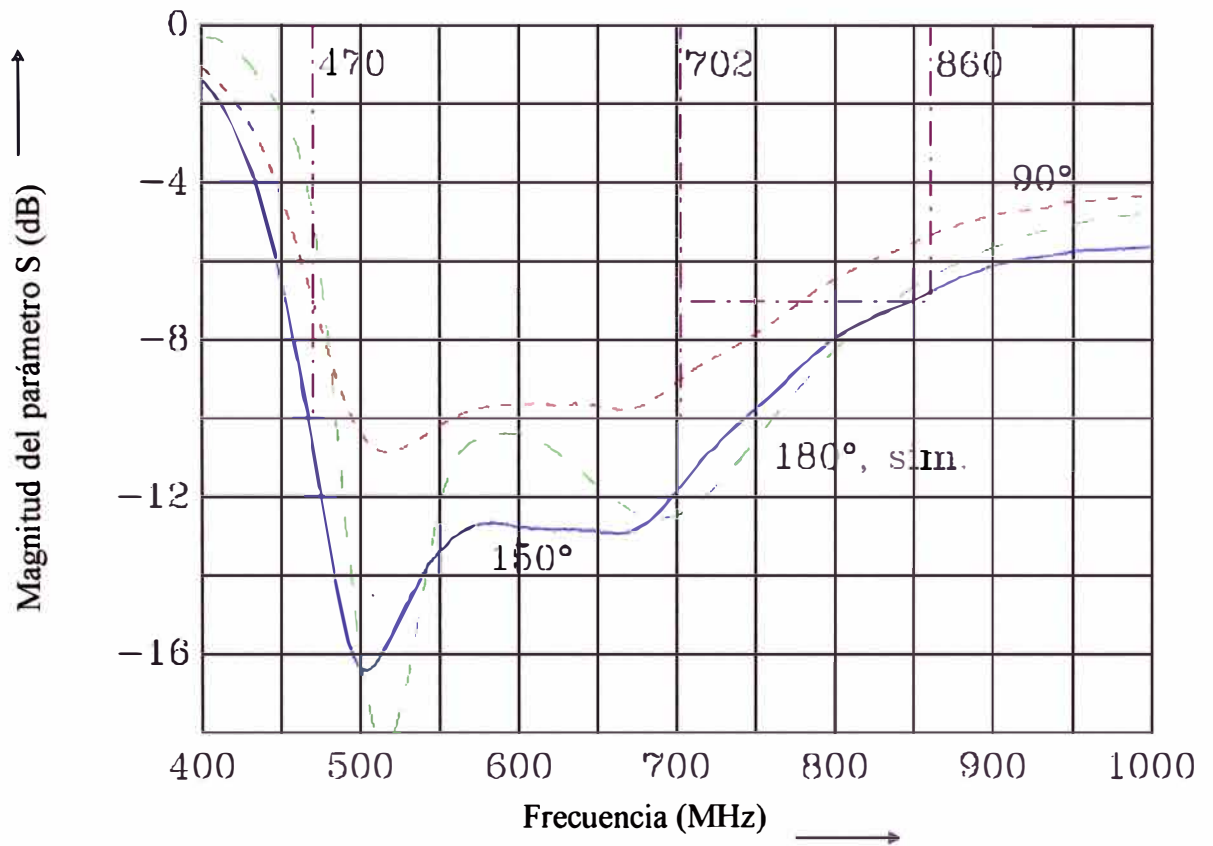


Fig. 4.21 Magnitud de reflexión de entrada medida para la antena DBV-H de la Fig. 4.20 a 150° (línea azul) y a 90° (líneas rojas) en la posición abierta, y los resultados de la simulación a 180° (líneas verdes).

CONCLUSIONES

1. Se presentó y desarrolló un nuevo concepto para el desarrollo de antenas de banda ancha para teléfonos móviles utilizando acopladores capacitivos e inductivos. Estos conceptos fueron verificados con simulaciones y mediciones reales.
- 2.- Se demostró la importancia de los modos resonantes del chasis en el diseño de antenas multi-banda para terminales móviles. Se verificó que las resonancias del chasis son distintas en la posición abierta y en la posición cerrada de los terminales móviles.
3. La elección sobre el uso de acopladores inductivos o capacitivos dependen de las características electro-mecánicas, forma y tamaño del chasis.
4. Las excelentes propiedades de los acopladores inductivos y su pequeñísimo volumen sugieren el uso de estos acopladores exclusivamente en la posición abierta de los terminales móviles.
5. Se presentó las mediciones de un prototipo de antena DVB-H fabricado para un teléfono móvil tipo fólter con un insignificante volumen y un extraordinario ancho de banda en la posición abierta del terminal.

ANEXO A
SÍMBOLOS Y CONSTANTES FÍSICAS

Símbolo	Unidad	Descripción
a, b, c, d, h, w, l	mm	Medidas geométricas
B	Vs/m	Vector densidad de flujo magnético
D	As/m ²	Vector densidad de flujo eléctrico
E	V/m	Vector intensidad campo eléctrico
E_{tan}	V/m	Vector campo eléctrico tangencial
E_{tan}^{inc}	V/m	Componente tangencial del vector de intensidad del campo eléctrico de una onda incidente
F	Hz	Frecuencia
f_r	Hz	Frecuencia de resonancia
F	Am	Vector de radiación
F_0	Am	Primer momento del vector de radiación
F_1	Am	Segundo momento del vector de radiación
F'_0	Am	Momento para determinar la resonancia de $3\lambda/2$
H	A/m	Vector intensidad de campo magnético
I	A	Intensidad de corriente
J	A/m ²	Vector densidad de corriente
J_s	A/m	Densidad de corriente superficial
J_1	A/m ²	Densidad de corriente de la resonancia de $\lambda/2$
J_3	A/m ²	Densidad de corriente de la resonancia de $3\lambda/2$
k	1/m	Amplitud del vector de onda
k	1/m	Vector de onda
m	Am ²	Momento dipolar magnético
p	Asm	Momento dipolar eléctrico
r	m	Distancia del punto de observación
r	M	Vector de posición del punto de observación
r'	m	Vector de posición del punto de origen
S	-	Superficie conductora eléctrica
S_{ij}	-	Parámetros S (de dispersión)
V	-	Volumen
x, y, z	m	Coordenadas cartesianas
Z_s	Ω	Impedancia superficial
η_{rad}	-	Eficiencia de radiación

λ	m	Longitud de onda
λ_n	-	Valor Eigen (intrínseco)
ω	rad/s	Frecuencia angular
ξ	m	Desviación

Constante	Unidad	Descripción
Z_0	376,99 Ω	Impedancia de onda de campo en el espacio libre
e	2.71828	Constante de Euler
μ_0	1,257x 10 ⁻⁶ Vs/Am	Constante de campo magnético
ε_0	8,854 x 10 ⁻¹² As/Vm	Constante de campo eléctrico

BIBLIOGRAFIA

- [1] P. Vainikainen, J. Ollikainen, O. Kivekäs, and I. Kelander, "Resonator based analysis of the combination of mobile handset antenna and chassis," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 50, no. 10, pp. 1433–1444, Oct. 2002.
- [2] J. Villanen, J. Ollikainen, O. Kivekäs, and P. Vainikainen, "Compact antenna structures for mobile handsets," in *3rd COST 284 Management Committee Meeting Workshop*, Budapest, Oct. 2003.
- [3] E. H. Newman, "Small antenna location synthesis using characteristic modes," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 27, no. 4, pp. 530–531, Jul. 1979.
- [4] R. F. Harrington and J. R. Mautz, "Theory of characteristic modes for conducting bodies," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 19, no. 5, pp. 622–628, Oct. 1971.
- [5] M. Cabedo-Fabres, E. Antonino-Daviu, A. Valero-Nogueira, and M. Ferrando-Bataller, "On the use of characteristic modes to describe patch antenna performance," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. Digest*, IEEE, Ed. Columbus, OH: IEEE, pp. 712–715, Jun. 2003.
- [6] E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabres, M. Ferrando-Bataller, and J. Herranz Herruzo, "Analysis of the coupled chassis-antenna modes in mobile handsets," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. Digest*. Monterey: IEEE, Jun. 2004.
- [7] E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabres, M. Ferrando-Bataller, A. Valero-Nogueira, and M. Martinez-Vazquez, "Novel antenna for mobile terminals based on the chassis-antenna coupling," in *IEEE AP-S Int. Symp. And URSI National Radio Sci. Meeting*. Washington, DC: IEEE, Jul. 2005.
- [8] Ollikainen, Jani: *Design and Implementation Techniques of Wideband Mobile Communication Antennas*, Helsinki University of Technology, Diss., Nov. 2004.
- [9] W. L. Schroeder, C. Tamgue Fandje, and K. Solbach, "Utilisation and tuning of the chassis modes of a handheld terminal for the design of multiband radiation characteristics," in *IEE Conference on Wideband and Multi-band Antennas and Arrays*, Birmingham, UK, Sept. 2005.
- [10] W. L. Schroeder, P. Schmitz, and C. Thome, "Miniaturization of mobile phone antennas by utilization of chassis mode resonances," in *German Microwave Conference – GeMiC*, Karlsruhe, 2006.
- [11] J. S. McLean, "A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 44, no. 5, pp. 672–676, May 1996.

- [12] J. Holopainen, J. Vilanen, M. Kyro, C. Icheln, and P. Vainikainen, "Antenna for handheld DVB terminal," in 2006 IEEE International Workshop on Antenna Technology Small Antennas and Novel Metamaterials, Mar. 2006.
- [13] Zeland Software, Inc: IE3D User's Manual. Release 11.15. Fremont USA: Zeland Software, May. 2005.
- [14] LPKF Laser und Electronics GmbH: Basismaterial FR4 – Online at <http://www.lpkf.de>, Sept. 2005.
- [15] W. L. Schroeder, A. Acuña-Vila, and C. Thome, "Extremely small, wideband mobile phone antennas by inductive chassis mode coupling," in 36th European Microwave Conf. Proc., Manchester, UK, Sept. 2006.