

# ANÁLISIS Y DISEÑO DE MONOPOLOS ACOPLADOS PARA DISPOSITIVOS MÓVILES MULTIBANDA

S.Risco<sup>(1)</sup>, J.Anguera<sup>(1,2)</sup>, A.Andújar<sup>(1)</sup>, A.Pérez<sup>(2)</sup>, C.Puente<sup>(1)</sup>

sergio.risco@fractus.com, jaume.anguera@fractus.com

<sup>(1)</sup> Dpto. de Tecnología y Propiedad Intelectual, Fractus, 08174 Barcelona.

<sup>(2)</sup> Dpto. de Comunicaciones y Teoría de la Señal. Universidad Ramón Llull, 08022 Barcelona.

**Abstract** – A novel low profile planar antenna is proposed. The antenna presented is a coupled monopole antenna, comprising at least a driven element coupled with one or more parasitic elements. The design proposed is suitable to be used into a handheld device. The dimensions of the antenna are 33x15x1 mm<sup>3</sup>. In order to facilitate the integration of other components, such cameras or speakers, a ground plane area at the right side of the antenna is provided. The study carried out reveals the relevance of the arms location over the performance of the antenna. The theoretic base is reinforced by a network model and a parametrical study. The coupling between elements controls the behaviour of the antenna. In this sense, a weak coupling between the driven element and at least one parasitic element enhances the bandwidth, whereas a multiband behaviour is achieved by a strong coupling. Finally, the PCB (Printed Circuit Board) influence has also been analyzed.

## I. INTRODUCCIÓN

El diseño de una antena monopolo resulta especialmente atractivo en el ámbito de la telefonía móvil, dado que su característico perfil plano facilita la integración de la antena en la PCB. Diversos diseños han aparecido en la literatura con el objetivo de cubrir el mayor número de bandas en el menor espacio posible sin sacrificar las prestaciones de la antena [1-4]. En [1] se presenta un monopolo de reducidas dimensiones (12x30 mm<sup>2</sup>) con comportamiento multibanda (GSM850/900, DCS, PCS y UMTS). Su principal inconveniente se encuentra en que el diseño usado presenta una línea de transmisión microstrip para alimentar la antena que cruza longitudinalmente la PCB, de forma que la integración de componentes en el dispositivo se ve dificultada. A esto se le añaden los problemas de EMC/EMI derivados de la tecnología microstrip. En [2] se presenta un monopolo con varios elementos parásitos situados en el centro de un plano de masa a cierta altura. Se consigue un comportamiento de banda ancha (20%, ROE<3) que no resulta suficiente para cubrir las bandas de telefonía móvil anteriormente citadas. Del mismo modo, en [3], se estudia el comportamiento de banda ancha de un monopolo cargado de reducidas dimensiones. De nuevo, el diseño tan sólo permite obtener un antena con un ancho de banda del 22% (ROE<3).

El diseño propuesto en este artículo no sólo consigue un comportamiento multibanda (GSM850/900, DCS, PCS y UMTS) gracias al acoplamiento entre elementos, sino que a su vez, maximiza el espacio disponible en la PCB para la integración de componentes (Fig.1). La solución del problema se aborda inicialmente a través del análisis y estudio del modelo eléctrico propuesto. Este análisis permite establecer

una regla de diseño para conseguir antenas multibanda de reducidas dimensiones. Su efectividad será demostrada a lo largo de este artículo a través de los resultados de las simulaciones y medidas.

El artículo está dividido de la siguiente forma: en primer lugar se ofrece una explicación teórica a la disposición de los elementos del diseño, con una posterior verificación a partir de una simulación de corrientes mediante el software IE3D de Zeland. En segundo lugar se propone un modelo eléctrico RLC serie para dar una visión cualitativa del funcionamiento de la antena, éste será posteriormente verificado a partir de un estudio paramétrico realizado mediante el software IE3D. A continuación se muestran los resultados obtenidos a partir de la implementación de diversos prototipos con sus correspondientes medidas. Finalmente, se presentan las conclusiones.

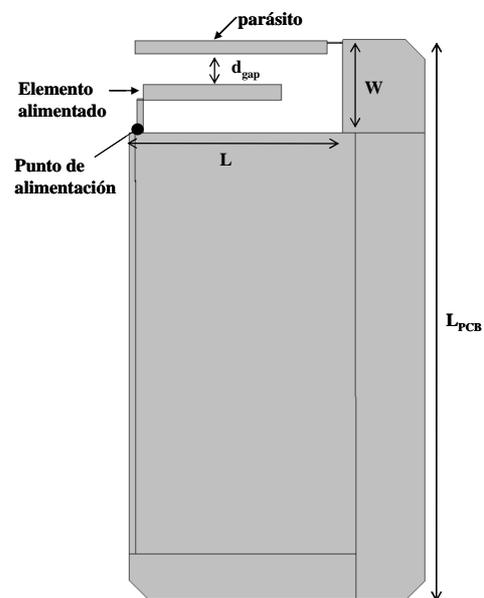


Fig. 1. Estructura de la antena formada por un elemento alimentado, espaciado una distancia  $d_{gap}=4.6$  mm de un elemento parásito. La superficie de antena es  $L \times W$ , donde  $L=33$  mm y  $W=15$  mm. Las longitudes de PCB estudiadas ( $L_{PCB}$ ) son 90mm, 100mm y 110mm..

## II. BASE TEÓRICA

La Fig. 1 muestra la geometría de la antena, así como su disposición sobre la PCB [5]. El elemento alimentado es el situado más próximo al plano de masa, separado una cierta

distancia ( $d_{\text{gap}}$ ) del elemento parásito. La zona de plano de masa en la parte derecha de la antena facilita la integración de alguno de los componentes típicos de este tipo de dispositivos, como pueden ser la cámara o el altavoz. El diseño contempla las variables más significativas y críticas que deben tenerse en cuenta a la hora de definir el margen frecuencial de operación. Estas variables son las longitudes de los elementos, tanto del elemento alimentado como del elemento parásito, sus anchuras y la separación entre ellos, la cual determina el efecto de acoplamiento entre ambos.

La localización de las ramas determina el correcto comportamiento, especialmente en las bandas bajas de operación (GSM850/GSM900) como se demuestra a continuación.

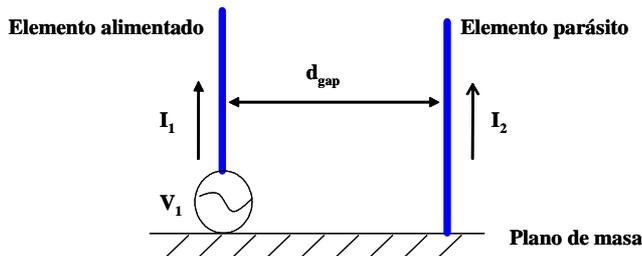
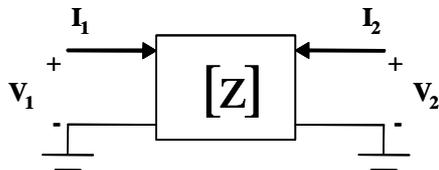


Fig. 2. Dos monopolos verticales situados sobre un plano de masa.

De la matriz de impedancias se puede determinar una expresión general considerando el elemento parásito cortocircuitado al plano de masa (Fig.2).



$$V_1 = I_1 \cdot Z_{11} + I_2 \cdot Z_{12} \quad (1)$$

$$0 = I_1 \cdot Z_{21} + I_2 \cdot Z_{22} \quad (2)$$

De (1) y (2):

$$Z_{IN} = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{Z_{21} \cdot Z_{12}}{Z_{22}} \quad (3)$$

Considerando la distancia ( $d_{\text{gap}}$ ) mucho menor que  $\lambda$ :

$$I_2 = -I_1 \quad (4)$$

$$Z_{IN} = 0 \quad (5)$$

De (4) y (5) se pueden extraer dos conclusiones importantes:

- 1) Al ser  $I_2 = -I_1$ , la resistencia de radiación es muy baja, ya que el parásito cortocircuita el elemento alimentado (Fig. 3).
- 2) La impedancia de entrada es pequeña, esto provoca que la antena sea difícil de adaptar a la impedancia de referencia de 50  $\Omega$ .

El objetivo es, por tanto, conseguir una configuración de antena que evite una corriente en contrafase, especialmente en la banda baja de operación.

En la Fig. 3 se muestra la distribución de corriente y la eficiencia de radiación de dos posibles configuraciones. Se puede observar como la eficiencia en banda baja (GSM850/900) para el caso en el que los dos elementos nacen del mismo vértice es reducida. Este efecto se debe, principalmente, al hecho de que la distribución de corriente entre ambos elementos está en contrafase, tal y como se había deducido de forma teórica en (4). Este fenómeno es especialmente crítico en bandas de frecuencia bajas donde se satisface que  $d_{\text{gap}} \ll \lambda$ .

No obstante, la segunda configuración donde el elemento alimentado y el elemento parásito nacen de vértices opuestos, aumenta notablemente la eficiencia de radiación en banda baja con respecto a la primera configuración. Este hecho es debido a que la distribución de corriente entre ambos elementos está en fase, y por consiguiente no se produce cancelación entre ellas. Este análisis confirma la existencia de una localización óptima de los elementos usados.

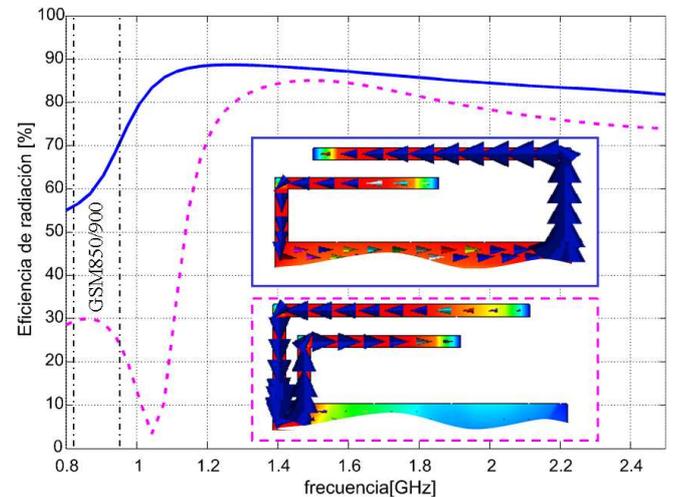


Fig. 3. Eficiencia de radiación y distribución de corriente de dos configuraciones posibles de los elementos de la antena: a) vértices opuestos, b) mismo vértice. Simulación realizada a la frecuencia de 850MHz.

### III. MODELO ELÉCTRICO

Una vez se ha descrito cuál es la configuración óptima, se procede a un análisis circuital para entender el comportamiento de la antena en cuanto al ajuste de la impedancia de entrada.

Una estructura como la propuesta presenta varios grados de libertad (dimensiones del elemento alimentado y del parásito, posición del punto de alimentación, distancia entre elementos). En consecuencia, es interesante establecer una regla de diseño. De este modo, se consigue una mejor comprensión del funcionamiento físico de la antena [6]. Se propone, por tanto, una herramienta para controlar el diseño de un monopolo acoplado de forma sistemática, que se traduce en un circuito eléctrico simple para modelar su impedancia de entrada (Fig. 4, Fig. 5). El principal propósito de este modelo no es el de predecir exactamente la impedancia, sino el de proporcionar una visión cualitativa del comportamiento de la estructura.

Un modelo eléctrico asociado a una antena parche microstrip con un parásito acoplado ha sido presentado en [6]. Éste está constituido por dos resonadores en paralelo que simulan cada uno de los parches. El condensador situado entre ambos resonadores es el encargado de controlar el acoplo entre ambos. Este modelo representa el punto de partida y ha sido adaptado para el caso bajo estudio. A continuación se definen los parámetros del modelo:

- $L_d, C_d$ : parte reactiva del elemento alimentado.
- $R_d$ : impedancia de entrada del elemento alimentado a la frecuencia de resonancia  $f_d$ .
- $L_p, L_{p1}, C_p, C_{p1}$ : parte reactiva del elemento parásito.
- $R_p, R_{p1}, R_{p2}$ : impedancia de entrada del elemento parásito a la frecuencia de resonancia  $f_p$ .
- $C_{g1}$ : acoplamiento electromagnético entre el elemento alimentado y el elemento parásito.
- $L_{p2}, C_{p2}$ : parte reactiva del segundo elemento parásito.
- $C_{g2}$ : acoplamiento electromagnético entre el elemento alimentado y el segundo elemento parásito.

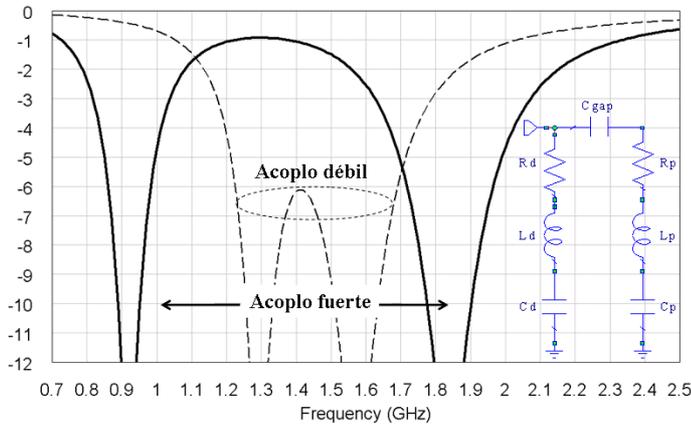


Fig. 4. Efecto del acoplamiento sobre la impedancia de entrada en un modelo de dos elementos, provocado por la variación del valor de  $C_{gap}$ . Acoplo fuerte:  $C_{gap}=17\text{pF}$ ,  $f_{op}=900\text{MHz}$ ,  $f_{od}=1.85\text{GHz}$ . Acoplo débil:  $C_{gap}=0.5\text{pF}$ ,  $f_{op}=900\text{MHz}$ ,  $f_{od}=1.6\text{GHz}$ ,  $R_d=R_p=35\ \Omega$ ,  $Q_d=Q_p=10$ .

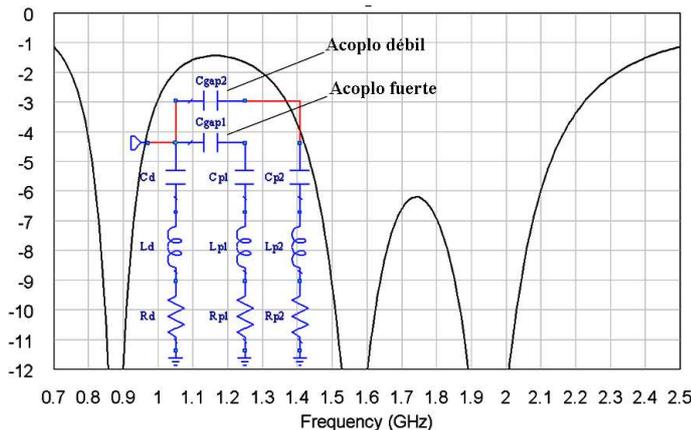


Fig. 5. Efecto del acoplamiento sobre la impedancia de entrada en un modelo con un elemento alimentado y dos elementos parásitos.  $C_{gap1}=35.5\text{pF}$ ,  $C_{gap2}=1.5\text{pF}$ ,  $f_{op1}=860\text{MHz}$ ,  $f_{op2}=1.4\text{GHz}$ ,  $f_{od}=2\text{GHz}$ ,  $R_d=R_{p1}=R_{p2}=35\ \Omega$ ,  $Q_d=Q_{p1}=Q_{p2}=10$ .

El factor de calidad ( $Q$ ) de los resonadores RLC serie viene fijado por la siguiente expresión:

$$Q = 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \frac{E}{P_r} = 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \frac{\frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2}{\frac{1}{2} \cdot R \cdot I^2} = 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \frac{L}{R} \quad (6)$$

donde  $f_0$  es la frecuencia de resonancia de un circuito LC y viene determinada por:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (7)$$

En la Fig. 4. se muestra el efecto del acoplamiento entre dos elementos, cada uno representado por un circuito resonante RLC serie, de forma que se puede constatar como este efecto es el causante del comportamiento multibanda o de banda ancha de la antena, en función del valor de éste. Para una  $d_{gap}$  pequeña, que equivale a un valor de condensador alto, se produce una separación de las frecuencias de operación (comportamiento multibanda), mientras que para una  $d_{gap}$  grande, se produce un efecto de acoplamiento débil, que se traduce en un comportamiento de banda ancha.

En la Fig. 5. se muestra el resultado de añadir un nuevo elemento parásito al sistema. Se observa como controlando el valor del condensador, es decir, controlando el acoplamiento entre elementos, se consigue incrementar el ancho de banda, en este caso en banda alta, provocando un comportamiento de banda ancha en este margen y multibanda en general, cuando el acoplamiento entre el elemento alimentado y el segundo elemento parásito es fuerte.

Por último, es posible realizar un ajuste fino mediante la variación de las longitudes de cada una de las ramas, a fin de situar o centrar cada una a la frecuencia de interés.

#### IV. RESULTADOS

Para completar el estudio de esta técnica, se ha analizado el efecto del plano de masa sobre el comportamiento de la antena. Este análisis se ha realizado sobre una antena del tipo monopolo formada por un elemento alimentado y dos elementos parásitos (Fig.7). El estudio se ha realizado para tres longitudes de PCB diferentes: 90mm, 100mm y 110mm. Los resultados de las medidas realizadas para estas tres longitudes, coinciden en que cuanto mayor es la longitud de la PCB, mayor es el ancho de banda en banda baja (Fig. 8). De hecho, existe una longitud óptima, la cual maximiza el ancho de banda [7].

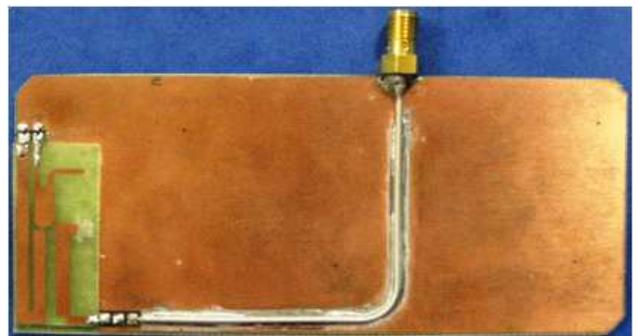


Fig. 7. Fotografía del prototipo con un plano de masa de  $45 \times 100\text{ mm}^2$ . El elemento se alimenta a través de un micro-coaxial con la malla compartiendo la masa con la PCB [5].

De tal forma que para una  $ROE=3$ , la PCB de 90mm presenta un ancho de banda en GSM900 de un 8.6%, la de 100mm de un 11.03% y la de 110mm de un 16.5%.

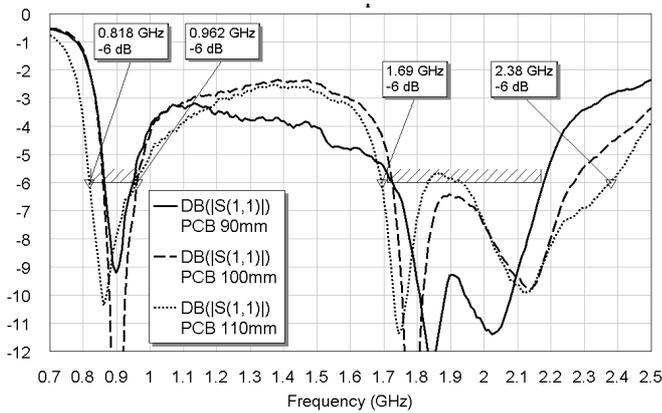


Fig. 8. Comparativa de la impedancia de entrada de los tres prototipos implementados. El monopolo sobre PCB de 110mm satisfacen a ROE=3 las bandas de operación GSM850/900, DCS, PCS y UMTS entre otras.

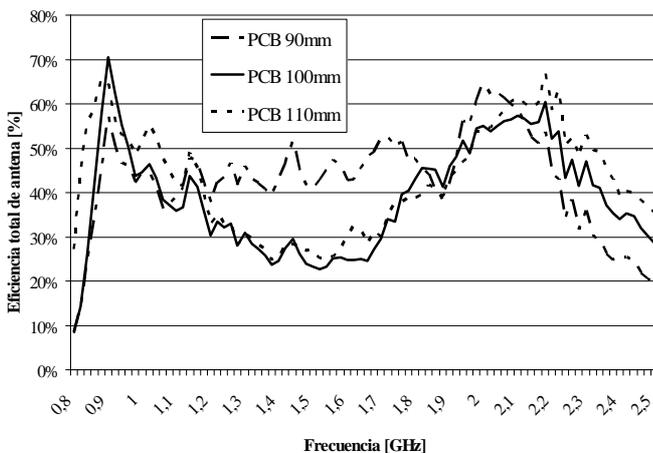


Fig. 9. Eficiencia total de antena respecto de la frecuencia obtenida gracias al sistema de medida Satimo para los tres prototipos implementados.

La Fig. 9 muestra como para el caso en que la PCB presenta una longitud mayor, la eficiencia de antena es superior en la banda baja de operación en comparación con los otros prototipos de longitudes de PCB menores.

Estos resultados cuadran perfectamente con las simulaciones previas a la implementación y coinciden con los resultados obtenidos acerca de la influencia de la PCB en el comportamiento de la antena [8].

## V. CONCLUSIONES

Se ha presentado un diseño de antena plana de reducidas dimensiones ( $33 \times 15 \text{mm}^2$ ) que maximiza el espacio disponible en la parte superior de la PCB para componentes tales como una cámara o un altavoz.

Se ha demostrado de forma teórica y corroborado mediante simulación numérica los puntos de conexión óptimos de los elementos a la PCB.

Posteriormente se ha propuesto un modelo eléctrico, útil a nivel de análisis, que proporciona información acerca del comportamiento de la antena. Se ha concluido que el acoplamiento electromagnético entre los elementos es el causante del comportamiento de banda ancha o multibanda de la antena, y que las longitudes contribuyen a realizar un ajuste final para centrar el margen frecuencial de interés.

Del mismo modo, se ha realizado un estudio del efecto del plano de masa sobre el comportamiento de la antena,

comprobando como éste es beneficioso a banda baja, ya que incrementan el ancho de banda y mejoran la eficiencia.

Por último se han implementado diversos prototipos que han permitido corroborar los resultados de las simulaciones.

La técnica presentada es útil para satisfacer los sistemas GSM850/900, DCS, PCS y UMTS.

El estudio de SAR se está investigando y será analizado en futuros trabajos.

## REFERENCIAS

- [1] K. Wong, G. Lee and T. Chiou. "A Low-Profile Planar Monopole Antenna for Multiband Operation of Mobile Handsets", IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. 51. No. 1. January 2003.
- [2] H. Nakano, N. Ikeda, Y. Wu, R. Suzuki, H. Mimaki and J. Yamauchi. "Realization of Dual-Frequency and Wide-Band VSWR Performances Using Normal-Mode Helical and Inverted-F antennas", IEEE Transactions on antennas and propagation. Vol. 46. No. 6. pp. 788-793, June 1998.
- [3] J. Jung, H. Choo and I. Park. "Design and performance of small electromagnetically coupled monopole antenna for broadband operation". IET Microw. Antennas Propag. Vol. 1, No. 2, April 2007.
- [4] K. Wong. "Planar antennas for wireless communications". Wiley series in Microwave and Optical engineering. Pp. 72-126. Year 2003.
- [5] Patent application WO 2004/025778
- [6] J. Anguera, C. Puente and C. Borja. "A procedure to design stacked microstrip patch antennas based on a simple network model". Microwave and Optical Technology Letters, vol. 30 n°3. 149-151. August 2001.
- [7] T. Y. Wu and K. L. Wong, "On the impedance bandwidth of a planar inverted-F antenna for mobile handset". Microwave Opt. Technol. Lett. Vol. 32, pp. 249-251, Feb. 20, 2002.
- [8] S. Risco, "Coupled Monopole Antenna Techniques for Handset Devices", Trabajo Fin de Carrera, Ingeniería Técnica de Telecomunicación, Universidad Ramón Llull, Barcelona, 2008.