

Diseño y estudio de Dispersión de Antenas Impresas Plano-Paralelas para Comunicaciones UWB

Pedro Luis Carro, Jesús de Mingo
Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones
Instituto de investigación en Ingeniería de Aragón (I3A)
Universidad de Zaragoza
Zaragoza, 50018 España
Email: plcarro@unizar.es, mingo@unizar.es

Abstract—Since the Federal Communications Commission (FCC) approved rules for the commercial use of ultrawideband (UWB) radio applications, UWB antenna structures have been an intensive research field in order to satisfy the spectrum requirements of this technology. Different kind of UWB radiators like monopole and printed single side dipoles have received more attention compared to double side structures. In this paper, a set of different shape antennas fed with parallel-strip transmission lines (UWB-PS antennas) are proposed and studied, taking into account the return losses metric. The geometrical parameters have been computed using a Genetic Optimizer linked to a Method of Moment (MoM) simulator like IE3D Zeland. The main advantage of the designed geometries lie in the fact they do not include ground plane, radiating in almost the whole space. Measurements of two candidates with circular and exponential an linear profiles have been carried out, showing a good frequency behaviour in the frequency band from 3.1GHz to 10.6 GHz. Additionally, dispersion has been obtained by means of measured transfer functions and computing Fidelity Factor in several directions in two similar, establishing a metrics to choose the best antenna according to this measure.

I. INTRODUCCIÓN

En los últimos años la tecnología de banda ultra ancha ha surgido como una alternativa muy atractiva para comunicaciones de corto alcance con elevadas tasas de transmisión y para localización debido a sus propiedades de resolución espacial. Por lo tanto, no es extraño que se esté realizando una exhaustiva investigación en este campo. Estas aplicaciones requieren que las estructuras radiantes tengan una buena adaptación y alta eficiencia de radiación en un ancho de banda muy grande (mayor que 500 MHz y típicamente de varios gigahercios). La banda de frecuencias en Impulse-Radio UWB y aplicaciones como Wimedia se centra en 3.1 GHz a 10.6 GHz, es decir un ancho de banda fraccional de 3.3:1.

Se han propuesto varias estructuras radiantes [1-5] en la literatura. Los ejemplos “clásicos” incluyen monopolos y dipolos sobre substratos. Estas antenas incluyen planos de masa en sus geometrías, y por lo tanto, en sentido estricto sus patrones de radiación no serán omnidireccionales, característica requerida en comunicaciones punto-multipunto.

En este artículo, se utilizarán algoritmos genéticos (GA) para optimizar una geometría basada en dipolos paralelos originalmente propuesta por Tefiku y Grimes [6] para aplicaciones de banda estrecha. Se analizarán algunas formas canónicas

para construir geometrías y posteriormente, aplicando un algoritmo genético, se calcularán los parámetros geométricos para obtener una estructura radiante UWB. Las antenas diseñadas por este procedimiento son una buena elección, puesto que carecen de plano de masa, exhibiendo coberturas cuasi- omnidireccionales. Finalmente, se comprueba experimentalmente la validez de los diseños, y en base a medidas de las funciones de transferencia, se estudian las formas de onda que llegan en dos casos, evaluando la correlación y el comportamiento de filtro espacial de las antenas diseñadas.

II. GEOMETRÍAS DE LAS ANTENAS UWB

La Fig. 1 muestra una estructura para banda ultra-ancha relacionada con la propuesta en [7]. Consta de dos conductores de forma idéntica impresos sobre ambas caras de un dieléctrico con anti-simetría. En este caso, la antena se alimenta utilizando un balun de banda UWB [8], evitando diagramas de radiación asimétricos mostrados en el mismo artículo. Ejemplos de las geometrías analizadas se muestran en las figuras 1 y 2. Se analizaron tres perfiles diferentes para construir las geometrías: circular (C), exponencial (E) y lineal (L). Estas formas pueden combinarse en sub-secciones diferentes (en este caso se han utilizado dos subsecciones) que constituyen la antena. Con esta propuesta se consiguen nueve geometrías diferentes que se optimizarán (CC-PS, CE-PS, CL-PS ... LL-PS).

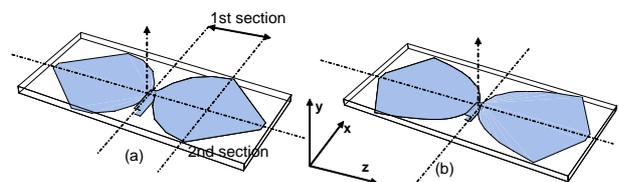


Fig. 1. Geometrías de las antenas sin balun. (a) Estructura CL-PS. (b) Estructura EL-PS

III. CÁLCULO PARAMÉTRICO DE LAS ESTRUCTURAS

Utilizando el simulador electromagnético Zeland IE3D se obtuvieron las respuestas frecuenciales de las nueve antenas mediante un proceso de optimización genético. Para obtener una antena de bajo coste, el sustrato elegido fue FR4, con los siguientes parámetros materiales: $h = 1.54 \text{ mm}$, $\epsilon_r =$

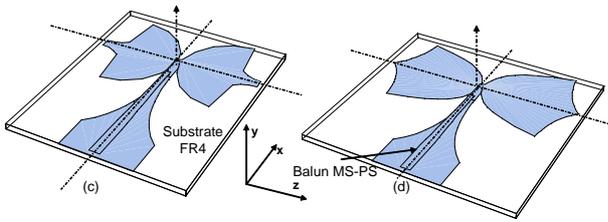


Fig. 2. Geometrías de las antenas con balun.(c) Estructura CC-PS (d) Estructura EE-PS

TABLE I
MEJOR COSTE OBTENIDO MEDIANTE GA.

GEOMETRIA	VALOR DE COSTE (dB)
CL	-15.28
CC	-11.80
EL	-14.25
EE	-13.27
CE	-10.06
EC	-12.53
LC	-8.25
LE	-8.76
LL	-9.25

4.55, $\tan\delta = 0.02$. Se definieron varios puntos críticos en las estructuras y se calcularon las geometrías utilizando esos puntos. El proceso de optimización fue un algoritmo genético simple (SGA) [9-10] basado en la siguiente función de coste a minimizar:

$$C = \max \{S_{11}(\omega)\}_{\omega \in BW} \quad (1)$$

donde BW es el ancho de banda UWB, 3.1-10.6 GHz, and S_{11} se corresponde con las pérdidas de retorno obtenidas mediante el método de los momentos en el dominio espectral y normalizados a una impedancia de referencia de 100 Ohm, por el hecho de ser una estructura equilibrada. Esta función será mínima cuando la antena tenga un comportamiento de banda ultra ancha. Es necesario indicar que el simetrizador no se ha incluido en el proceso de optimización. Dicho simetrizador debe incluir una función de adaptación de 100 a 50 Ohm. Los parámetros del GA son los clásicos $p_{cruce} = 0.65$, $p_{mut} = 0.01$, tamaño de población de 25 y se dejó evolucionar durante 40 generaciones. Se utilizó una codificación binaria de 32 bits para los cromosomas. El tamaño de las estructuras calculadas es ligeramente superior a λ_g referida a la frecuencia inferior (3.1 GHz). Esto es lógico, pues verifica el principio de “cuanto más grande mejor” aplicado a antenas UWB. La Tabla 1 muestra el mejor coste obtenido para las nueve configuraciones.

En base a esta tabla, es posible descartar algunas geometrías, considerando una definición de ancho de banda como aquel margen de frecuencias que verifica que $S_{11} = -10$ dB o aquellas cuyo tamaño o realización son más complicadas. Así, los candidatos que se implementaron fueron: CC-PS, CL-PS, EE-PS, EL-PS. Estos verifican, o casi, el criterio de ancho de banda UWB.

La respuesta frecuencial de las antenas obtenidas por simulación puede verse en la figura 3. Se ha incluido un

simetrizador con función adaptadora para representar el comportamiento final de las geometrías, empeorando el comportamiento de la estructura con respecto a las cotas obtenidas en optimización.

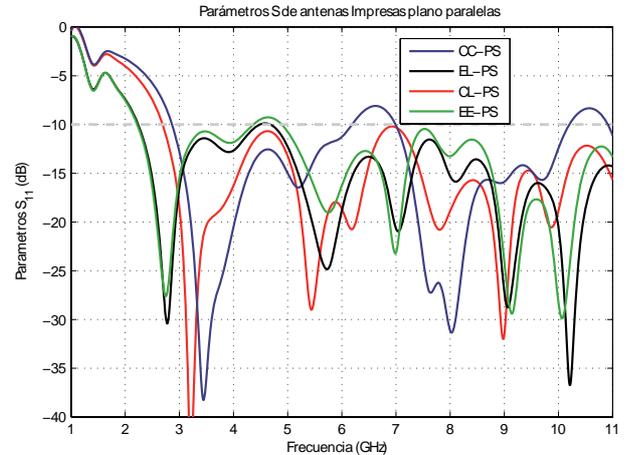


Fig. 3. Pérdidas de retorno de antenas PS

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

La Figura 4 muestra muestra los dos prototipos correspondientes a los perfiles CC y EL, fabricados sobre FR4. Las dimensiones, incluidas el simetrizador son $1.138\lambda \times 0.91\lambda$ en el caso de CC-PS y $1.133\lambda \times 1.17\lambda$ en el caso de la estructura EL-PS, siendo λ la longitud de onda en guía a la frecuencia más baja. El balun mide aproximadamente $\lambda/2$.

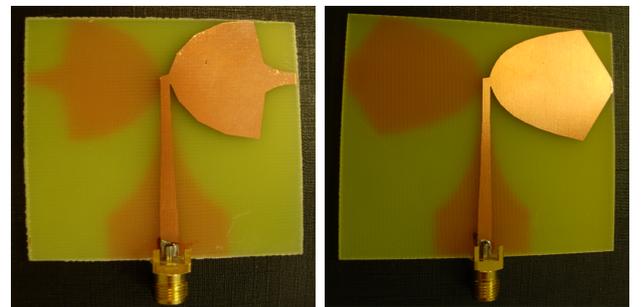


Fig. 4. Prototipos de antenas CC-PS y EL-PS

Los parámetros S se midieron utilizando el analizador de redes ANRITSU 37247D. Las medidas y su comparación con los resultados por simulación se presentan en las figuras 5 y 6. Se ha indicado también el equivalente a la condición $VSWR < 2$ para definir el ancho de banda. Aunque estos resultados son ligeramente peores que las simulaciones, las antenas están muy próximas a cumplir los criterios que hemos impuesto. Existen además ciertas diferencias entre simulación y medidas, creemos en parte que son debidas a que no se ha incluido la transición de coaxial a microstrip en el modelo y también debido a tolerancias de fabricación.

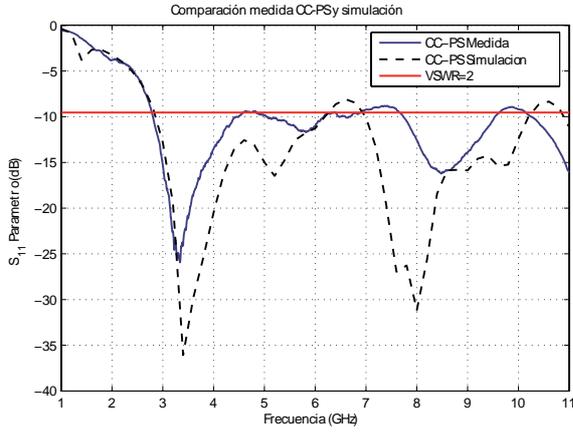


Fig. 5. Comparativa entre resultados experimentales y simulación para antena CC-PS

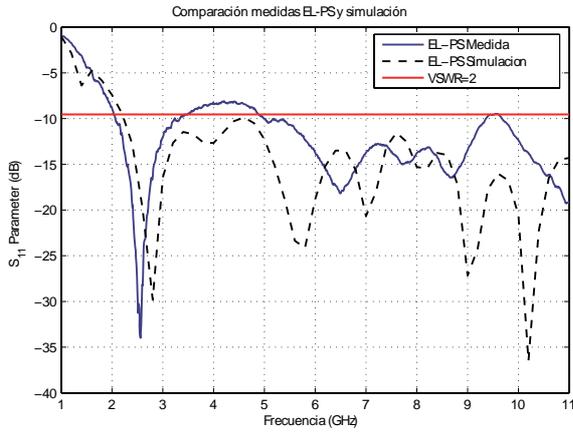


Fig. 6. Comparativa entre resultados experimentales y simulación para antena EL-PS

V. ANÁLISIS DE LA DISPERSIÓN

Como se ha presentado, las medidas experimentales demuestran que el comportamiento de ambos prototipos considerando sus parámetros S es más o menos parecido. En el caso de la antena EL-PS y EE-PS el parecido es incluso mayor (ver Fig 3.) Debemos buscar, por lo tanto, otra métrica que permite diferenciar qué antena es mejor. Puesto que la antena en un sistema UWB se comporta como un filtro conformador de pulso, debido al gran ancho de banda, es de importancia crucial analizar la dispersión introducida por la misma. Además, el conocimiento de la forma de onda en recepción permite mejorar el comportamiento en términos de probabilidad de error en el bit, debido que las formas de onda intervienen en el proceso de decisión a través de la correlación. Para ello modelamos un sistema consistente en una antena transmisora y otra receptora como las de la Figura 7.

Es posible demostrar [11] que la función de transferencia de un sistema como el de la figura 7 obedece a la ecuación:

$$S_{21}(\omega, \Omega) = 2 \frac{j\omega\mu}{Z_0} h_r(\omega, \Omega) h_t(\omega, \Omega) \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \quad (2)$$

donde la función de transferencia de una antena en particular

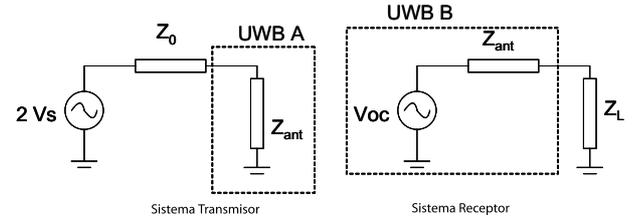


Fig. 7. Modelado del sistema UWB, con antena transmisora y receptora

está dada por:

$$h_t(\omega, \Omega) = \frac{2}{1 - S_{11}(\omega)} \left(\mathbf{r} \times \mathbf{r} \times \int_V \vec{J}(\vec{r}') e^{j\beta \mathbf{r} \cdot \mathbf{r}'} dV' \right) \quad (3)$$

Por lo tanto, a partir de una medida de los parámetros de S del sistema, podemos extraer, aplicando la transformada de Fourier una estimación de la señal recibida. En particular, si dos antenas diferentes se miden en recepción utilizando la misma antena transmisora, podemos estimar la Fidelidad, definida como:

$$F(\theta_0, \phi_0) = \max_{\tau} \left[\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} s_t(t) s_r(t + \tau, \theta, \phi) dt}{\sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} s_t^2(t) dt \int_{-\infty}^{+\infty} s_r^2(t, \theta, \phi) dt}} \right] \quad (4)$$

donde s_t es la señal transmitida que en este caso, será una señal que verifica la máscara espectral impuesta por la FCC:

$$s_t(t) = A \left(3 - 6 \left(\frac{4\pi}{T_{au}^2} \right) t^2 + \left(\frac{4\pi}{T_{au}^2} \right)^2 t^4 \right) \exp \left\{ -2\pi \left(\frac{t}{T_{au}} \right)^2 \right\} \quad (5)$$

Cabe decir que en recepción se tendrá idealmente la señal derivada de ésta, debido a que aparece un término $j\omega$ en la función de transferencia global (eq. 2).

Las funciones de transferencia medidas en ángulos 0° , 45° y 90° con una antena transmisora CC-PS, con antenas receptoras EL-PS y EE-PS pueden verse en Fig. 8.

Las señales recibidas se calcularon mediante una convolución en el dominio temporal de la señal transmitida (ver figuras) y la transformada inversa de Fourier de la medida obtenida en el laboratorio convenientemente procesada. Posteriormente, se ha calculado la fidelidad entre dichas señales. Los resultados pueden verse en la tabla III. Este factor demuestra que la antena EL-PS introduce menos distorsión, puesto que presenta una mayor fidelidad en las tres direcciones analizadas.

VI. CONCLUSIONS

Se ha presentado un análisis y diseño sistemático de antenas UWB plano paralelas mediante formas canónicas y algoritmos genéticos. Los resultados experimentales avalan las simulaciones presentando un buen comportamiento de 3.1 GHz a 10.6 GHz en pérdidas de retorno. Además, mediante una medida de las funciones de transferencia se ha estimado las formas de onda en recepción y mediante la correlación se ha permitido elegir una mejor antena en términos de dispersión.

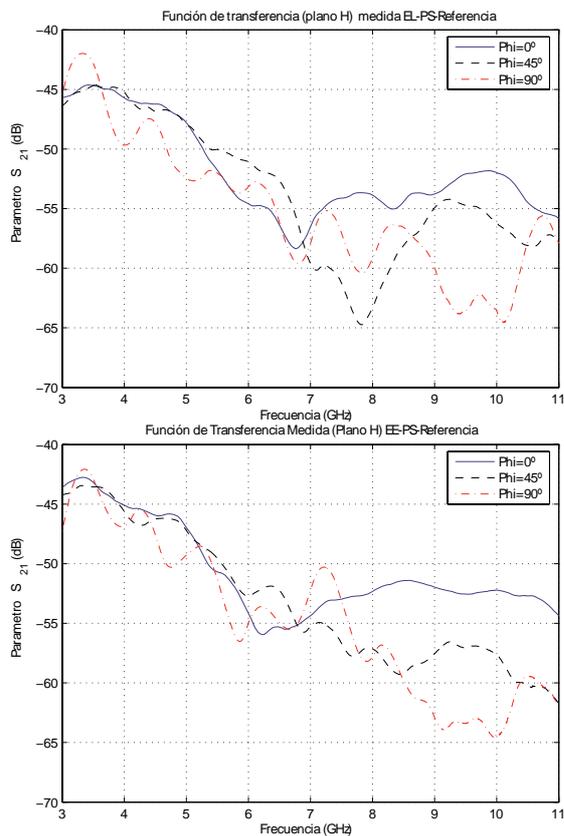


Fig. 8. Funciones de Transferencia Experimentales (S_{21}) EL-PS y EE-PS

TABLE II
FACTOR DE FIDELIDAD OBTENIDAS PARA VARIAS DIRECCIONES.

	DIRECCIÓN	FIDELIDAD
EL	0	0.7384
	45°	0.4932
	90°	0.4928
EE	0°	0.693
	45°	0.477
	90°	0.4685

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido cofinanciado por el Gobierno Español (Proyecto EC2004-04529/TCM del MEC y FEDER), el gobierno de Aragon y el Parque tecnológico WALQA, y el Proyecto Europeo IST PULSERS Phase II (IST - 027142).

REFERENCES

[1] Guofeng Lu; von der Mark, S.; Korisch, I.; Greenstein, L.J.; Spasojevic, P.; "Diamond and rounded diamond antennas for ultrawide-band communications", *Antennas and Wireless Propagation Letters*, Volume 3, Issue 1, 2004 Page(s):249 - 252

[2] Jianxin Liang; Chiau, C.C.; Xiaodong Chen; Parini, C.G.; "Study of a printed circular disc monopole antenna for UWB systems", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 53, Issue 11, Nov. 2005 Page(s):3500 - 3504

[3] Seong-Youp Suh; Stutzman, W.L.; Davis, W.A.; "A new ultrawideband printed monopole antenna: the planar inverted cone antenna (PICA)" *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 52, Issue 5, May 2004 Page(s):1361 - 1364

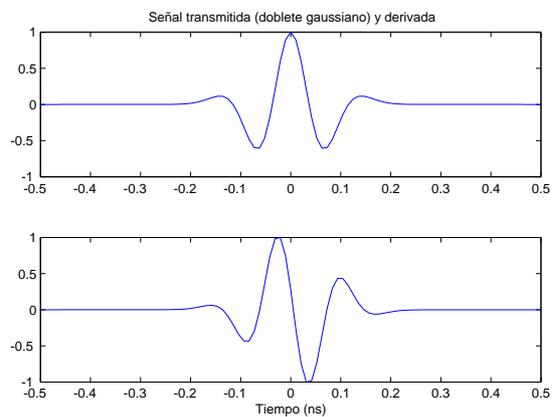


Fig. 9. Señal transmitida y su derivada normalizadas

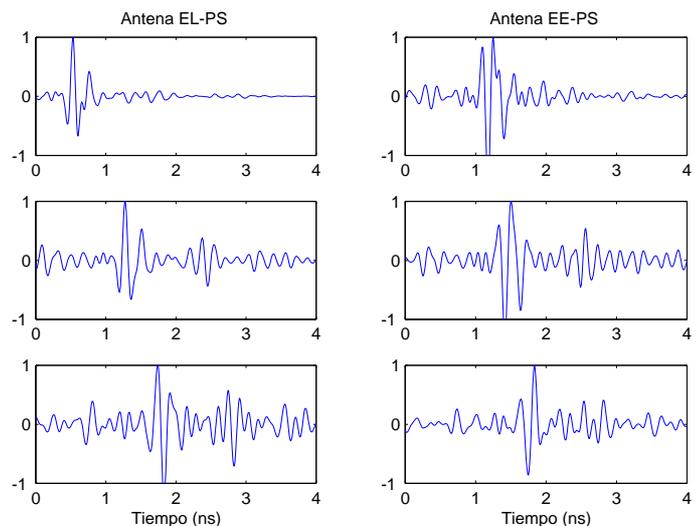


Fig. 10. Señales recibidas para varias direcciones (0,45,90°)

[4] Tzyh-Ghuang Ma; Chao-Hsiung Tseng; "An ultrawideband coplanar waveguide-fed tapered ring slot antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 54, Issue 4, April 2006 Page(s):1105 - 1110

[5] Low, Z.N.; Cheong, J.H.; Law, C.L.; "Low-cost PCB antenna for UWB applications" *Antennas and Wireless Propagation Letters*, Volume 4, 2005 Page(s):237 - 239

[6] Tefiku, F.; Grimes, C.A.; Design of broad-band and dual-band antennas comprised of series-fed printed-strip dipole pairs , *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 48, Issue 6, June 2000 Page(s):895 - 900

[7] Kiminami, K.; Hirata, A.; Shiozawa, T.; "Double-sided printed bow-tie antenna for UWB communications", *Antennas and Wireless Propagation Letters*, Volume 3, Issue 1, 2004

[8] Carro, P.L.; de Mingo, J.; "Ultrawideband tapered balun design with boundary curve interpolation and genetic algorithms" , *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, 9-14 July 2006 Page(s):825 - 828

[9] Johnson, J.M.; Rahmat-Samii, V.; "Genetic algorithms in engineering electromagnetics" *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Volume 39, Issue 4, Aug. 1997 Page(s):7 - 21

[10] Haupt, R.L.; "An introduction to genetic algorithms for electromagnetics" *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Volume 37, Issue 2, April 1995 Page(s):7 - 15

[11] Shlivinski, A.; Heyman, E.; Kastner, R.; "Antenna characterization in the time domain", *IEEE transactions on antennas and propagation* , Volume 45, Issue 7, July 1997