

ARREGLO DE DIPOLOS IMPRESOS EN LA BANDA UHF PARA EXPLORACIÓN EN SISTEMAS DE RADARES

Ailyn Estévez Hidalgo¹, Pedro Arzola Morris², José Rafael Sandianes Gálvez³

123Universidad Tecnológica de La Habana José Antonio Echeverría (CUJAE), Calle 114 No. 11901, e/ Ciclovía y Rotonda Marianao. La Habana. Cuba.

¹e-mail: ailyn90@gmail.com

RESUMEN

En el presente trabajo se propone el diseño de un arreglo de dipolos impresos con reflector plano para su utilización en arreglos faseados de exploración electrónica en sistemas de radares. Se sintetiza un procedimiento para el diseño del arreglo en tecnología de microcintas para la banda UHF, específicamente a 750 MHz, a partir de los fundamentos teóricos de los arreglos de antenas, de la tecnología de microcintas y de la simulación en el "software" HFSS, el cual utiliza el Método de Elementos Finitos. Inicialmente el diseño fue realizado por métodos analíticos, en base a la teoría de antenas, luego perfilado y ajustado por métodos numéricos mediante "software". El diseño propuesto de 2 x 2 dipolos impresos con plano reflector muestra las siguientes ventajas: un ancho de banda de 133 MHz, una ganancia de 9 dB y una Razón de Onda Estacionaria (ROE) por debajo de 2 en toda la banda de frecuencias de interés. Se logra un diagrama (patrón) de radiación directivo que se corresponde con las exigencias planteadas, aunque se obtiene un nivel de lóbulos secundarios alto debido a las pérdidas de acoplamiento en las líneas de transmisión bifilar y su transición al cable coaxial.

PALABRAS CLAVE: : Dipolo, Arreglo, Microcinta, Ancho de Banda, Ganancia.

ABSTRACT

Current work proposes the design of printed dipole array with a flat reflector to be used on phased arrays of electronic exploration in radar systems. A procedure to design the array on microstrip technology to UHF band, specifically at 750 MHz, is synthesized, based on the theoretical foundations of antenna arrays, microstrip technology and simulations in "software" HFSS, which uses the Finite Element Method. Initially, the design was carried out by analytical methods, based on the theory of antennas, and then profiled and adjusted by numerical methods using digital computers. The proposed design of 2 x 2 dipoles printed with reflector plane exhibits to have the following advantages: 133 MHz bandwidth, 10 dB gain and values of Stationary Wave Ratio (ROE) lower than 2 in the complete frequency band of interest. A diagram (pattern) of directing radiation corresponding to the demanded

requirements is achieved. Although, a higher secondary lobe level is obtained due to coupling losses in the two-wire transmission lines and their transition to the coaxial cable.

KEYWORDS: Dipole, Array, Microstrip, Bandwidth, Gain.

INTRODUCCIÓN

La evolución de la tecnología ha influido directamente en el ritmo con que avanza la sociedad moderna y en ese sentido las telecomunicaciones son esenciales. Para que los sistemas de nueva generación sean atractivos y competitivos en el mercado, deben ser producidos con facilidad y a bajo costo, teniendo en cuenta ciclos de diseño cortos que reduzcan la complejidad en la producción. Por su parte, para contribuir al desarrollo tecnológico, los sistemas de radares y de comunicaciones demandan movilidad, mayor alcance, menor tamaño y menor costo en las soluciones. Las antenas, como dispositivo esencial en dichos sistemas, también deben cumplir con estas características.

Con el estudio de un arreglo de antenas tipo dipolo diseñado bajo la técnica de microcinta, se realiza un análisis para validar su comportamiento a partir de los fundamentos teóricos de los arreglos de antenas. Este diseño puede utilizarse en los arreglos faseados de haz de exploración y control electrónico del diagrama (patrón) de radiación en sistemas de radares y comunicaciones. Mediante el software de simulación HFSS que emplea el Método de Elementos Finitos (FEM) se realiza el análisis detallado del comportamiento de los dispositivos.

FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Los dipolos de microcintas son dispositivos interesantes gracias a características tales como: simplicidad, polarización lineal y, también, porque ocupan menor área que otras antenas de microcinta.

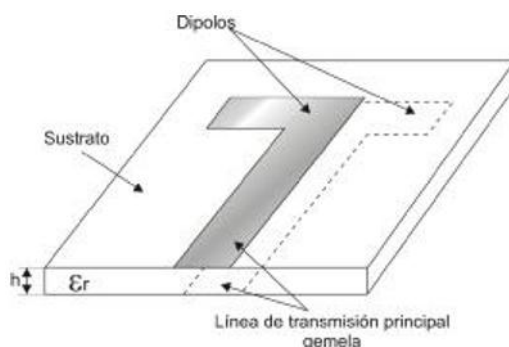


Figura 1: Dipolo impreso en ambas caras del sustrato[1].

Comparando el dipolo de microcinta con el parche rectangular de microcinta se encuentran tanto similitudes como diferencias. Para comenzar, la geometría en los dos casos es similar, considerando que el ancho de la cinta para el dipolo es de aproximadamente $0,05\lambda$ y sus características en cuanto a la radiación pueden diferir cuando es importante la razón de ancho-longitud en la antena [2]. Los patrones de radiación de un dipolo y de un parche son similares debido a que poseen iguales distribuciones de corrientes longitudinales [1].

Según el modo de alimentación se pueden clasificar en: dipolo acoplado electromagnéticamente (del inglés, EMC dipole), donde la excitación se realiza a través de un acoplamiento electromagnético sin contacto directo; dipolo alimentado por línea coaxial (coaxial feed) y dipolo impreso (twinline feed). En el dipolo alimentado por línea coaxial la excitación se realiza por el centro de la línea, mientras que, en el dipolo impreso la excitación se realiza directamente a los brazos del dipolo.

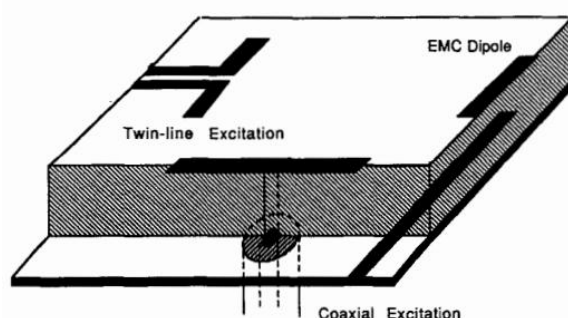


Figura 2: Modos de excitación de los dipolos de microcintas [3].

Tanto la permitividad relativa ϵ_r , como la tangente de pérdidas del dieléctrico son considerados parámetros determinantes en el desempeño de los dispositivos de microcintas. Ambas afectan el rendimiento eléctrico de la antena y de la línea de transmisión. Para bajas frecuencias, la permitividad relativa, debe ser alta de modo que las medidas del dispositivo sean pequeñas. Sin embargo, las antenas tipo parche utilizan constantes dieléctricas bajas para una mayor efectividad en la potencia de radiación. En cuanto a la tangente de pérdidas - reconocida como un factor de disipación-, si la misma tiene un valor alto se elevan las pérdidas en el dieléctrico y por consiguiente, la eficiencia de la antena es baja.

Al disponer la antena un solo elemento, el diagrama (patrón) de radiación tiende a ensancharse lo cual provoca una considerable disminución de la ganancia y la directividad. Por tal razón, con frecuencia se requieren agrupaciones (arreglos) de antenas que permitan obtener con precisión la síntesis de un diagrama con determinados requerimientos de directividad, ancho del haz o nivel de lóbulos laterales. Además, los arreglos de antenas permiten variar electrónicamente la forma del diagrama de radiación modificando la amplitud y la fase de las excitaciones de las antenas primarias (agrupaciones para barrido electrónico).

Los arreglos de antenas se definen como una serie de antenas independientes unidas bajo ciertas condiciones, generalmente iguales y orientadas en la misma dirección, que son acomodadas en una disposición física determinada y relativamente cercanas unas respecto a otras [4]. Cada antena es manejada por un mismo sistema de separación (o combinador) de señales y son capaces de concentrar la radiación en direcciones deseadas. Estos arreglos se clasifican como lineales, circulares, planos o tridimensionales, dependiendo de la posición de sus elementos.

Además de ubicar los elementos a lo largo de una línea para formar un arreglo lineal, radiadores individuales pueden ser posicionados sobre un plano rectangular para formar un arreglo plano y rectangular [4], tal como se muestra en la figura 3. Los arreglos planos ofrecen variables adicionales que pueden ser usadas para controlar o conformar el diagrama del arreglo, son más versátiles y pueden

proveer patrones de mayor simetría con lóbulos laterales muy bajos. Adicionalmente, se pueden usar para explorar con el haz principal de la antena hacia cualquier punto en el espacio [5].

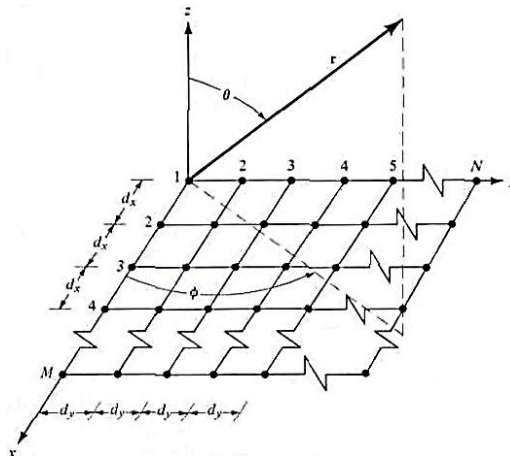


Figura 3: Geometría de un arreglo plano [4].

Los arreglos faseados [6, 7] forman una abertura que se ensambla a partir de un gran número de elementos radiantes comúnmente similares, tales como: ranuras, dipolos, o parches. En ellos cada elemento se controla de forma individual o por grupos, tanto en fase como amplitud [5]. Con ellos se puede lograr mayor precisión en los patrones de radiación y en las direcciones de apuntamiento del haz. En general, las características del arreglo plano se obtienen fácilmente [4] y serán discutidas más adelante con mayor detalle.

DISEÑO DEL DIPOLO IMPRESO.

La antena propuesta es un dipolo impreso por ambas caras del sustrato, con alimentación por línea bifilar. Conociendo la frecuencia de trabajo, se calcula la longitud de onda como:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (1)$$

donde:

c: velocidad de la luz, $c=3 \times 10^8$ m/s,

f: frecuencia de resonancia; $f=750$ MHz, por lo que: $\lambda_0 = 400$ mm.

Para la realización del diseño se decide utilizar como sustrato la fibra de vidrio con resina epoxy (FR4), el cual presenta como características un espesor h de 1.5mm y permitividad dieléctrica de 4.5. Cuando el sustrato está compuesto por dos o más dieléctricos el medio por donde se propaga la onda electromagnética tiene una permitividad dieléctrica efectiva ϵ_{ref} . En estos casos la expresión analítica de ϵ_{ref} no se conoce. Para ello se determina un factor de relleno K (filling factor), coeficiente auxiliar que nos permite determinar ϵ_{ref} según la expresión:

$$\epsilon_{ref} = 1 + K(\epsilon_r - 1) \quad (2)$$

donde: K , factor de relleno, y la frecuencia de resonancia de valor $f=750$ MHz.

El factor de relleno se determina experimentalmente. En estos casos ϵ_{ref} depende de la geometría del problema planteado, es decir: las dimensiones y forma de los conductores y dieléctricos que se estudian, la permitividad dieléctrica de estos últimos, y la frecuencia de la onda electromagnética. Existen expresiones obtenidas de forma empírica que se aplican a las líneas de microcinta impresas, pero la geometría del dipolo impreso sobre un sustrato dieléctrico es diferente, por esta causa las expresiones no son aplicables al mismo como vía para determinar la permitividad dieléctrica efectiva. Según el estudio realizado en [8] el factor de relleno (K) para este material es 0.09. Entonces, considerando $\epsilon_r = 4.5$, cuando tenemos un medio heterogéneo circundante al dipolo (aire + dieléctrico del sustrato) se obtiene:

$$\begin{aligned}\epsilon_{ref} &= 1 + 0.09(4.5 - 1) \\ \epsilon_{ref} &= 1.33\end{aligned}\tag{3}$$

Con este valor de la permitividad dieléctrica efectiva se determina la longitud de un brazo del dipolo por la expresión:

$$l_{dip} = 0.22\lambda_{dip} = \frac{0.22\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} = 0.22 \frac{400}{\sqrt{1.33}} = 76.3mm\tag{4}$$

Por lo que la longitud total del dipolo de media onda ($\lambda_{dip}/2$) es:

$$L_{\lambda/2} = 2l_{dip} = 152.6mm\tag{5}$$

El ancho de un dipolo impreso es típicamente menor que $0.05\lambda_0$ [3], por lo que $a < 20mm$. La línea de alimentación es una línea bifilar cuyas dimensiones son ajustadas mediante la simulación en el software HFSS para obtener máxima transferencia de potencia a la frecuencia deseada.

A continuación, en la tabla 1 se presentan las dimensiones de un dipolo simple del arreglo, obtenidas a través del software de simulación HFSS a la frecuencia de 750 MHz.

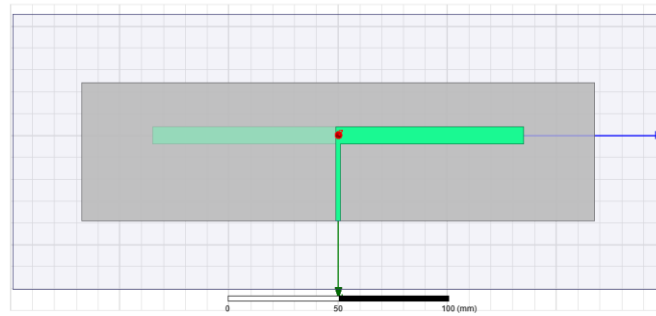


Figura 4: Dipolo impreso en ambas caras del sustrato.

Tabla 1. Geometría de la antena de dipolo impreso.

	Parámetros	Valor [mm]
Dipolo	Longitud	165
	Ancho	8
Sustrato	Longitud	175
	Ancho	63
Línea de alimentación	Longitud	35
	Ancho	3

Como se muestra en la figura 5 los resultados obtenidos son: las pérdidas de retorno de -24.8 dB a la frecuencia de resonancia; un ancho de banda de aproximado de 122 MHz para ROE menor de 2, la que se toma como criterio práctico de diseño. Específicamente a la frecuencia de 750 MHz se obtiene ROE= 1.1 (ver figura 6). El comportamiento del diagrama de radiación muestra la forma típica en el dipolo de media onda, como se muestra en la figura 7.

DISEÑO DEL ARREGLO DE DIPOLOS IMPRESOS.

Hasta este momento se ha mostrado el diseño de una antena de un dipolo impreso en ambas caras del sustrato, es decir, un solo elemento en tecnología de microcinta con alimentación por línea bifilar. Sobre la base de este diseño se trabajará en lo adelante para obtener el arreglo esperado.

A medida que aumente el número de elementos en el arreglo, la antena tiene mayor ganancia. Esto implica también que aumente el tamaño de la antena, por lo que se incrementa el costo y la carga de simulación. Por este motivo y como parte de un arreglo de gran número de elementos se concluye realizar un arreglo primario de cuatro elementos. Primero debe determinarse la distancia entre los elementos (dipolos).

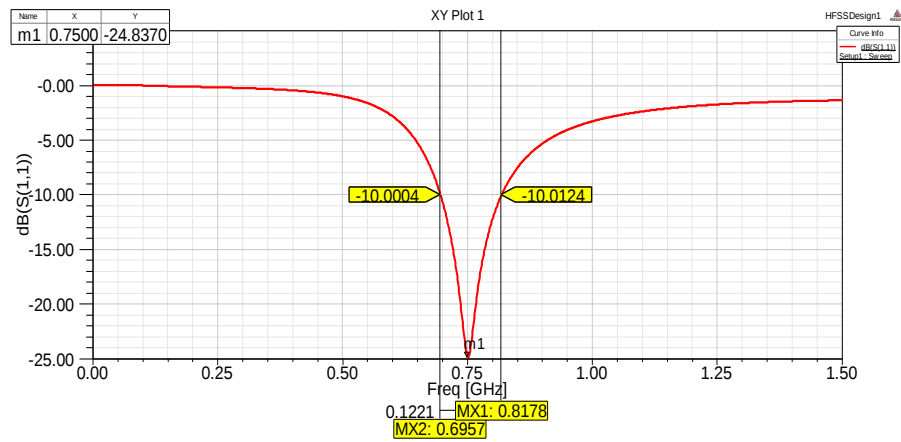


Figura 5: Pérdidas de retorno S_{11} del dipolo impreso a 750 MHz.

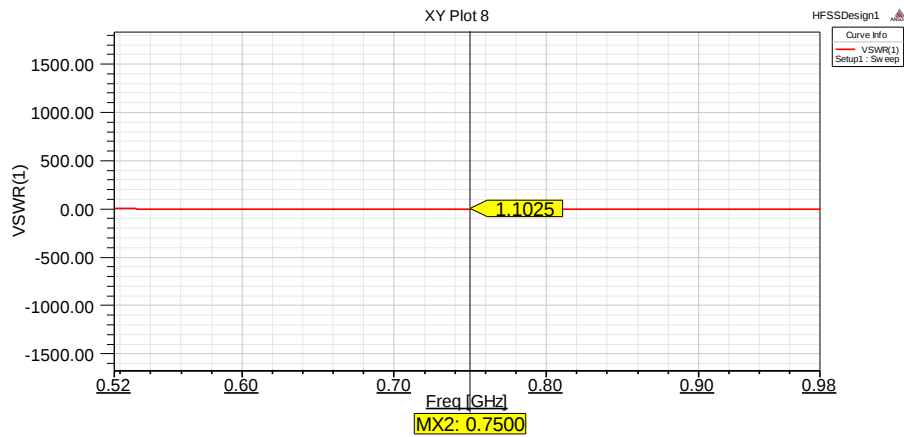


Figura 6: Razón de onda estacionaria del dipolo impreso.

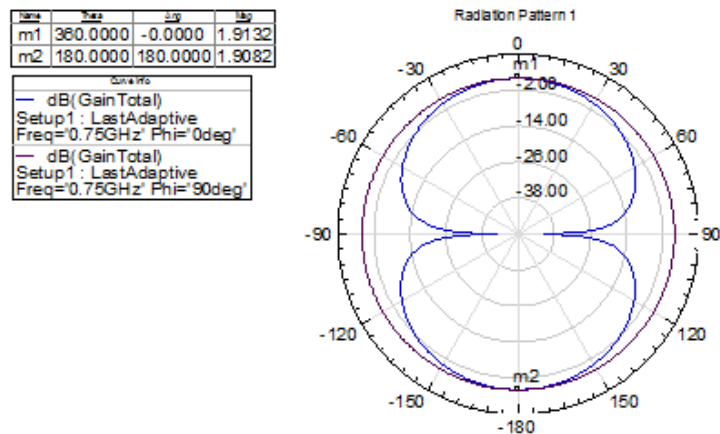


Figura 7: Diagramas de radiación en $\phi=0^\circ$ (plano E) y $\phi=90^\circ$ (plano H). Ganancia [dB].
Espaciamiento entre elementos

Considerando que el arreglo de dipolos constituye un sub-arreglo de un arreglo faseado en UHF, el espaciamiento entre los elementos debe cumplir con el criterio de unicidad del lóbulo principal [9]. Al considerar este criterio se puede evitar la aparición de máximos principales parásitos (secundarios o de difracción) durante la exploración en un sector de ángulos, por lo que el máximo principal será único. Para ello, la distancia admisible entre radiadores para una red rectangular [9] es:

$$d_{\max} = \frac{N-1}{N} \frac{\lambda}{1 + |\sin \theta_{\max}|} \quad (6)$$

donde: $\theta_{\max}$: ángulo máximo de exploración.

El arreglo faseado necesita que se cumpla con las características de radiación siguientes:

-Ángulo de exploración en el plano vertical: $\pm 20^\circ$.

-Ancho del haz de media potencia estrecho.

-Nivel de lóbulos secundarios bajos.

Para lograr un haz estrecho de exploración en el arreglo faseado, se requiere un número mayor de elementos. Por tal motivo para valores grandes de N ($N \geq 10$), se pueden tomar las desigualdades aproximadas siguientes, las que permiten elegir el espaciamiento entre los elementos de la red en los ejes X e Y :

$$d_x \leq \frac{\lambda}{1 + |\sin \theta_{x\max}|}; \quad (7)$$

$$d_y \leq \frac{\lambda}{1 + |\sin \theta_{y\max}|},$$

donde: $\theta_{x\max}$ y $\theta_{y\max}$, ángulos máximos de exploración en los planos zx y zy (ver figura 3).

Luego, a partir de que se requiere que la exploración sea solo en el plano vertical, es decir, en el sector de ángulos $\theta_x = \pm 20^\circ$ y $\theta_y = 0^\circ$, se calcula el espaciamiento, dando como resultado $dx \leq 0.745\lambda$ y $dy \leq \lambda$. De este modo, para que se cumpla con el criterio de unicidad y se evite la aparición de los lóbulos de difracción en ambos planos, se decide tomar un espaciamiento igual entre los elementos en ambos planos, es decir, $dx = dy = 0.7\lambda$, por debajo del peor caso.

En estas circunstancias, tenemos que:

$$d_\lambda = 0.7\lambda_{dip} = \frac{0.7\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} = 0.7 \frac{400}{\sqrt{1.33}} = 242.79mm \quad (8)$$

Diseño de 2x2 dipolos con alimentación independiente

Seguidamente se ha diseñado el arreglo de 2x2 elementos simples con plano reflector de cobre con grosor de 0.5 mm, a la distancia de separación: $ds = (\lambda_0/4) = 50$ mm. Sin embargo, cuando se realiza la parametrización de esta distancia en el software de simulación HFSS, se obtienen mejores resultados para una separación $ds = 41$ mm. Se alarga la línea de alimentación de 35 mm a un valor de 75 mm. Los elementos que conforman el sub-arreglo son alimentados de manera independiente y, además, con iguales amplitudes y fases.

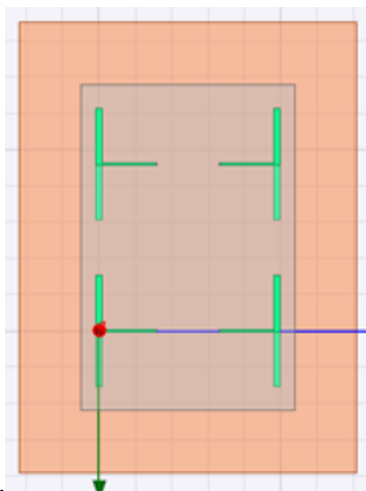


Figura 8: Arreglo de dipolos con plano reflector.

A continuación, se muestra en la tabla 2 los valores finales de los parámetros de diseño del arreglo obtenidos a partir de la optimización en HFSS. En la figura 9 se observan que las pérdidas de retorno a la frecuencia de resonancia son de -33 dB. Seguidamente, en la figura 10, se muestra la impedancia de entrada, aproximadamente $48.6 + 0.7j \Omega$ por lo que se logra un buen acoplamiento con un valor de ROE que se mantiene por debajo de 2.

Tabla 2: Geometría del arreglo de dipolos.

	Parámetros	Valor [mm]
Dipolo	Longitud	165
	Ancho	8
Sustrato	Longitud	175
	Ancho	63
Línea de alimentación	Longitud	75
	Ancho	3
Espacio entre los elementos	d_x y d_y	238
Plano de tierra	Longitud	633
	Ancho	463

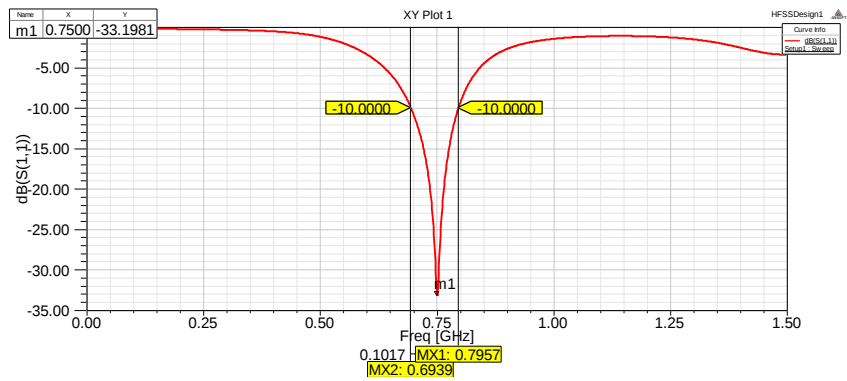


Figura 9: Pérdidas de retorno S_{11} a 750 MHz.

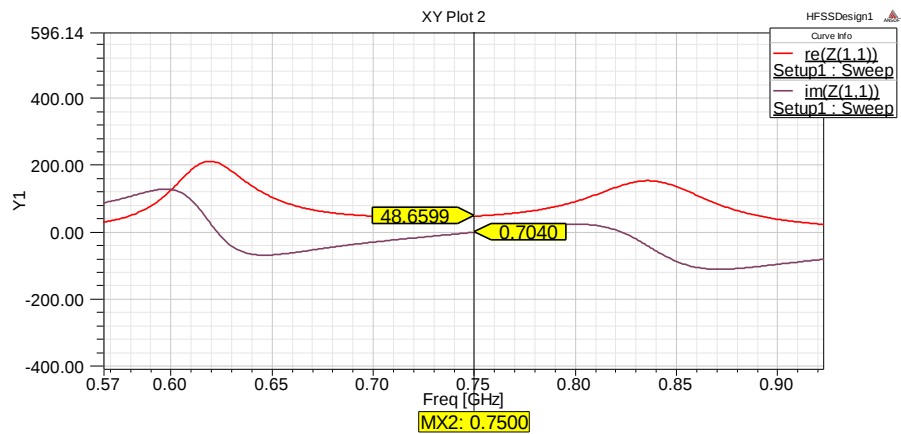


Figura 10: Parte real e imaginaria de la impedancia de entrada Z_{11} .

El diagrama (patrón) de radiación muestra una ligera deformación para $\theta = 0^\circ$, debido a la presencia de las líneas de transmisión impresas que irradian de forma impredecible; sin embargo, los resultados alcanzados son buenos.

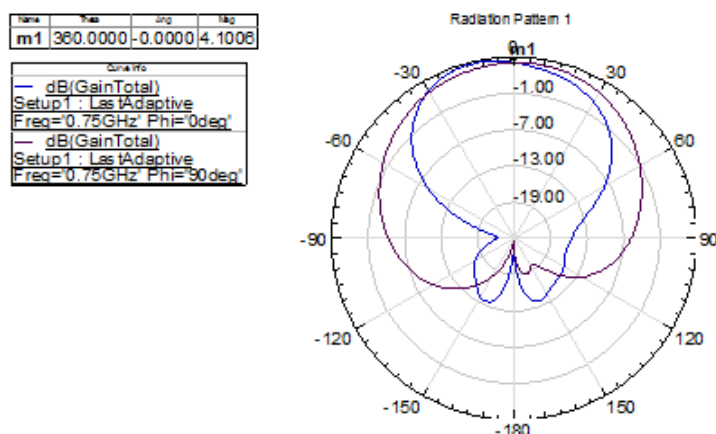


Figura 11: Diagrama de radiación en los planos: $\theta = 0^\circ$ y $\theta = 90^\circ$, la ganancia queda especificada en decibeles.

En el arreglo se logra una ganancia de 4.1 dB, la que se mejora en la medida que se acoplan los elementos del diseño. Teniendo en cuenta que el arreglo tiene una directividad prácticamente constante en el sector de ángulos de exploración, se puede afirmar que el sub-arreglo no va a afectar la directividad del arreglo faseado en dicho sector.

Diseño de la red de alimentación del arreglo

Para la red de alimentación del arreglo plano de 2x2 dipolos impresos, primero se alimenta cada uno de los elementos simples con una línea bifilar. Segundo, se utiliza un divisor de potencia que adapta la línea bifilar del dipolo impreso de 50 Ω a 100 Ω con una longitud de transformador de $\lambda/4$, por lo que dos líneas en paralelo de 100 Ω cada una, resulta en una línea de 50 Ω nuevamente, lo cual representa la impedancia de la línea a la salida de 2 elementos. Tercero, se utiliza otro divisor de potencia que tiene el mismo comportamiento, pero se utiliza para acoplar la salida de un par de 2 elementos (total de 4 elementos). Finalmente, se acopla la salida del arreglo de 4 elementos a un cable coaxial de 50 Ω con las siguientes características:

Tabla 3: Características del cable coaxial

Tipo	Impedancia [Ω]	Núcleo	Dieléctrico		
			Tipo	[in]	[mm]
RG-58	50	0.9mm	Solido Polietileno	0.116	2.9
	Trenzado	Velocidad	Diámetro		
	simple	0.66 c	[in]	[mm]	
			0.195	5.0	

A continuación, se propone el diseño del primer divisor de potencia que permite el acoplamiento de 2 elementos simples. La unión T se puede utilizar como divisor de potencia o sumador de la señal. En el caso del sumador, que es el que se necesita para nuestro diseño, la impedancia de salida Z_0 del puerto 1 es la mitad de las impedancias de entrada $2Z_0$ de los puertos 2 y 3.

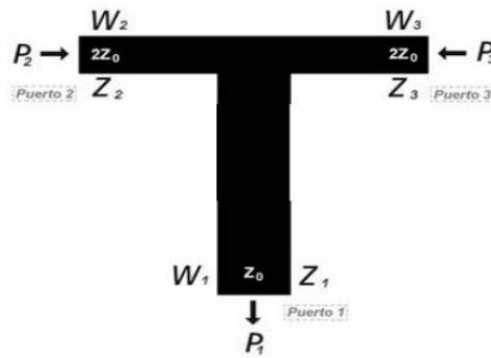


Figura 12: Unión T, sumador de señales.

Para hacer el diseño lo primero que se tiene en cuenta es el valor de impedancia de la cual se parte. Para ello se analiza la impedancia que hay en el punto de alimentación. Al observar la Figura 10, se aprecia que la impedancia a 750 MHz es, aproximadamente, 50 Ω .

El diseño de la red se realiza para que en cada unión T se sumen en paralelo dos líneas de 100 Ω ; como resultado se obtiene 50 Ω . Todas las líneas de la red se toman del mismo grosor ya que siempre se diseñan transformadores de 50 Ω a 100 Ω y viceversa. La impedancia característica del transformador de $\lambda/4$ (Z_0) será [10]:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{in} Z_{out}} = 70.7\Omega \quad (8)$$

donde:

Z_{in} : es la impedancia de entrada del transformador.

Z_{out} : impedancia de salida del transformador.

La longitud del transformador es: $\lambda_g/4 = 86.7\text{mm}$. Sin embargo, con la variación de la longitud del transformador se obtienen buenos resultados para, aproximadamente, 66 mm. La estructura de la red queda como se muestra en la Figura 13.

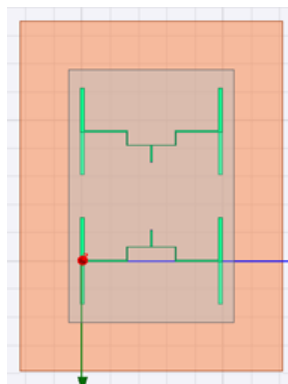


Figura 13: Arreglo de dipolos con plano reflector.

Se puede observar en las figuras 14 y 15 que las pérdidas de retorno a la frecuencia de trabajo y el acoplamiento entre los elementos presentan buenos resultados.

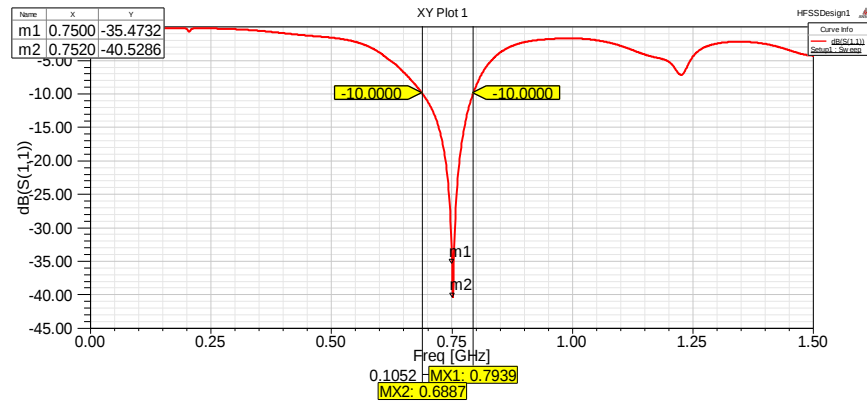


Figura 14: Pérdidas de retorno S_{11} .

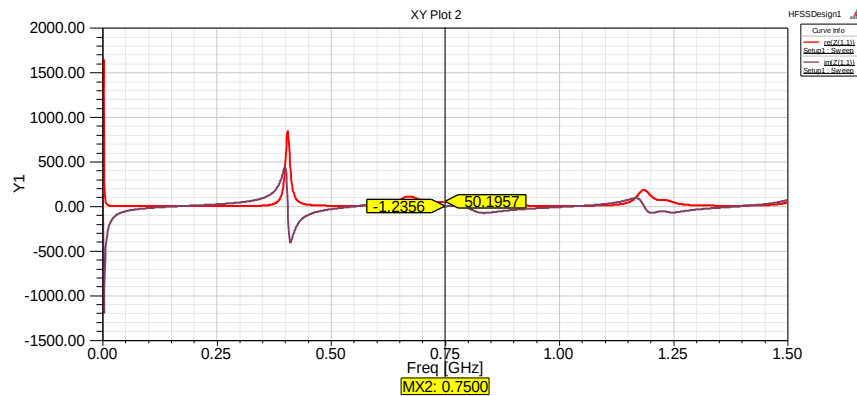


Figura 15: Impedancia de entrada Z_{11} .

A continuación, se observa el diagrama de radiación del sistema de antenas (2 dipolos) obtenido y como, después de los acoplamientos, se logra un incremento de la ganancia a un valor de 6.8 dB.

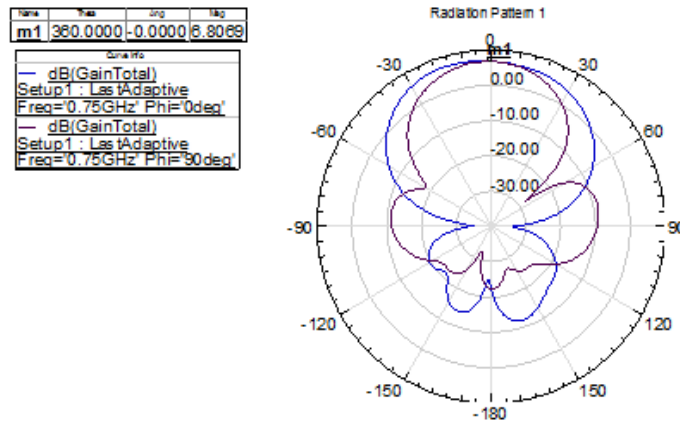


Figura. 16: Diagrama de radiación en los planos $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$. Ganancia [dB].

Diseño de 2x2 dipolos impresos

Finalmente, se coloca un nuevo divisor de potencia para acoplar los 4 dipolos impresos en un arreglo de 2x2 elementos alimentado por cable coaxial. Con esto se obtiene una transición de línea bifilar a cable coaxial.

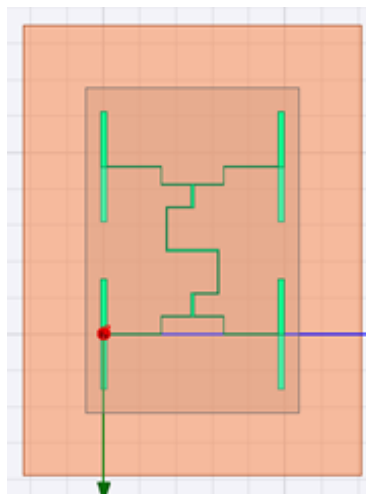


Figura 17: Arreglo de dipolos con plano reflector y red de alimentación acoplada a cable coaxial.

El sistema propuesto de 2x2 dipolos impresos con plano reflector muestra: un ancho de banda de 133 MHz; una ganancia de 9.1 dB, valor este que es obtenido gracias a la configuración en forma del arreglo; y una Razón de Onda Estacionaria (ROE) por debajo de 2 para todo el sistema.

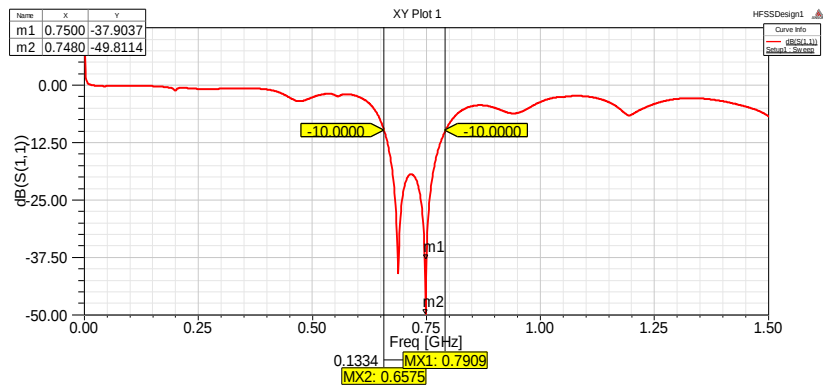


Figura 18: Pérdidas de retorno S_{11} .

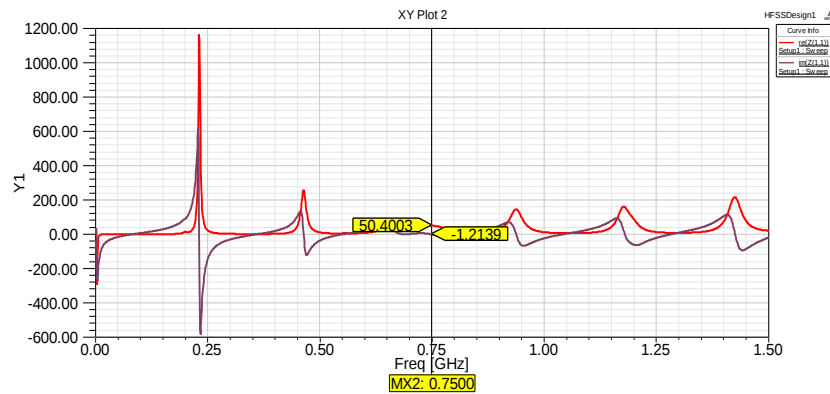


Figura 19: Impedancia de entrada Z_{11} .

El diagrama obtenido presenta un pequeño corrimiento del diagrama de radiación en ambos planos y, además, en el plano $\theta = 90^\circ$ se observa la presencia de lóbulos secundarios apreciables (más de -10 dB).

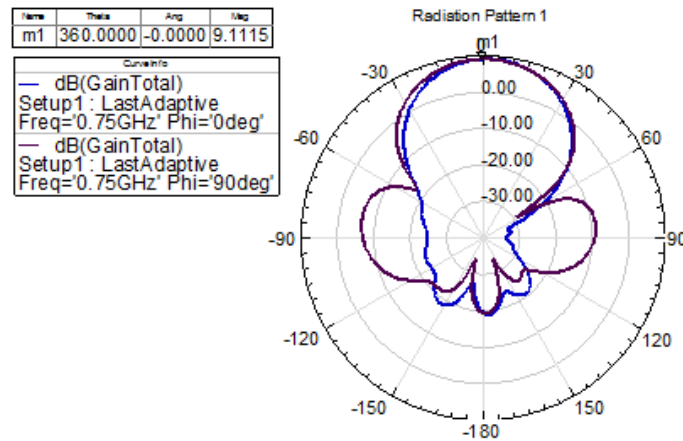


Figura 20: Diagrama de radiación en los planos $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$. Ganancia [dB].

CONCLUSIONES

En el presente trabajo se propone un procedimiento de diseño de un arreglo plano de 4 dipolos impresos con una red de alimentación de línea bifilar acoplada a un cable coaxial, a la frecuencia de 750 MHz. Para optimizar su rendimiento se ha analizado el comportamiento de los parámetros radiotécnicos fundamentales y las características de radiación del arreglo de dipolos con plano reflector.

La antena se optimiza mediante el ajuste de sus dimensiones. La propuesta inicial (prediseño) se realiza analíticamente mediante la simulación con métodos numéricos. En este caso se obtienen los resultados con las potencialidades del "software" HFSS, -aunque hay otras opciones posibles- lo que permite tener en cuenta la influencia de las líneas de transmisión y el acoplamiento mutuo entre los elementos radiantes. Estos aspectos son muy difíciles de considerar en un análisis electrodinámico del sistema completo. Sin embargo, el prediseño permite que el ciclo de análisis sea más corto, mientras que la simulación facilita la corrección de errores y un mejor nivel de optimización.

Con estos resultados se valida la hipótesis de que se puede obtener un arreglo de antena con parámetros de radiación adecuados en un gran ancho de banda el que a su vez puede ser reproducible para la conformación de un arreglo faseado de grandes dimensiones destinado a la exploración del espacio en un sector de ángulos apreciable. La propuesta de subarreglos optimizados y caracterizados satisfactoriamente es un elemento novedoso al diseñar sistemas de antenas faseados de grandes dimensiones cuando los recursos de cómputo están limitados y no se dispone de cámaras anecoicas de grandes dimensiones.

REFERENCIAS

1. "Estudio exploratorio de carácter bibliográfico sobre los conceptos fundamentales y comunes a los métodos de análisis de tecnología microstrip". Disponible en: <https://www.scribd.com/document/225697492/1-Conceptos-Basicos-de-Microstrip>
2. OROZCO, H. F. B.; PABON, S. B.; MINA, M. A. G., "Construcción y evaluación de un dipolo en la banda de 2.4 GHz utilizando tecnología de microcintas," *Scientia et Technica* Año XVI, vol. 44, abril de 2010.
3. JAMES, J. R.; HALL, P. S., *Handbook of Microstrip Antennas*, London: Peter Peregrinus Ltd., 1989.
4. BALANIS, C. A., *Antenna Theory, Analysis and Design*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2016.
5. SKOLNIK, Merrill. *Radar Handbook*, 3rd Ed. New York: McGraw-Hill Book Company, 2008.
6. VOLAKIS, J. L., *Antenna Engineering Handbook*, 4th Ed. New York: McGraw-Hill Book Company, 2007.
7. MAILLOUX, R. J., *Phased Array Antenna Handbook*. Norwood Artech House Publishers, 2005.
8. ARZOLA MORRIS, Pedro. "Metodología para el diseño, construcción, ajuste y medición de una antena impresa," Tesis en opción al título de Máster en Telecomunicaciones y Electrónica, Facultad de Ingeniería Eléctrica. Departamento de Telecomunicaciones y Telemática, Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, La Habana, Cuba, 1998.
9. MÁRKOV, G. T.; SAZÓNOV, D. M., *Antenas*. Editorial Mir, Moscú, 1985, URSS.
10. KOUR, T.; KAUR, A.; KHANNA R. "Design of Aperture Coupled Micro-Strip patch Antenna for Wireless Communication applications at 5.8GHz," *IOSR Journal of Engineering (IOSRJEN)*, vol. 2, 2012.