

PROCEDIMIENTO PARA ADAPTAR UN REFLECTOR PARABÓLICO ASIMÉTRICO (OFFSET) DE LA BANDA L CON POLARIZACIÓN LINEAL A LA POLARIZACIÓN CIRCULAR

Ing. Patricia Marín González¹, Dr. C. José Rafael Sandianes Gálvez², Ing. Roger Ernesto García Frómeta³

¹Universidad Tecnológica de La Habana “José Antonio Echeverría”, CUJAE, 114 e/ Ciclovía y Rotonda, Marianao, ²Universidad Tecnológica de La Habana “José Antonio Echeverría”, CUJAE, 114 e/ Ciclovía y Rotonda, Marianao, ³Empresa de Telecomunicaciones de Cuba, ETECSA.

¹pamg1406@gmail.com

²sandianes@tele.cujae.edu.cu

³maracass2828@gmail.com

RESUMEN

El objetivo del presente trabajo es reconfigurar la estructura del emisor de un reflector parabólico “offset” original de modo que se pueda lograr la transmisión o recepción de ondas de polarización circular (PC). Para mantener las mismas exigencias radiotécnicas del reflector “offset” original de polarización lineal, a partir de sus dimensiones, se definen analíticamente los requerimientos que debe cumplir el nuevo emisor con polarización circular. A estos fines se determinan las características direccionales (CD) y los ángulos de radiación que el mismo debe tener para garantizar las exigencias de ganancia G y el nivel de lóbulos secundarios (NLS) requeridos para la antena. A tales fines, de inicio se ha conformado un procedimiento analítico, desarrollado y comprobado teóricamente en MathCAD. Además, se seleccionan las antenas de microcintas (AMC) como las más convenientes para iluminar la parábola adecuadamente con PC, y por su fácil fabricación y bajo costo. En el trabajo, se propone el diseño de un arreglo 2x2 de AMC (“parches”) que opere en la banda de frecuencias de: 1525 - 1559 MHz; debe ser, además, de pequeñas dimensiones para minimizar el efecto de “sombra” de la parábola y se alimenta con líneas de microcinta (MC) a la que se añade transformadores de acople de $\frac{\lambda}{4}$. El diseño se valida con su simulación en el software HFSS 13 comprobándose que se logran los resultados analíticos satisfactoriamente. El procedimiento propuesto tiene elementos novedosos de ingeniería inversa ajustados a determinar los requerimientos desconocidos exigidos para la parábola y el emisor.

PALABRAS CLAVES: reflector parabólico, reflector offset, antenas de microcinta, arreglo de antenas de microcintas, polarización circular.

PROCEDURE FOR ADAPTATION OF AN ASYMMETRICAL (OFFSET) L BAND PARABOLIC REFLECTOR WITH LINEAR POLARIZATION TO CIRCULAR POLARIZATION

ABSTRACT

This work aims to reconfigure the structure of the emitter of an original offset parabolic reflector to achieve the transmission or reception of circularly polarized (CP) waves. To maintain the same radio technical requirements of the original linearly polarized offset reflector, based on its dimensions, the requirements to be met by the new circularly polarized emitter are analytically defined. For this purpose, the directional characteristics (CD) and the radiation angles it must have to guarantee the G gain requirements and the level of secondary lobes (NLS) required for the antenna are determined. For this purpose, an analytical procedure, developed and theoretically tested in MathCAD, has been developed. In addition, microstrip antennas (AMC) are selected as the most convenient to illuminate the parabola adequately with PC and for their easy fabrication and low cost. In this work, the design of a 2x2 array of AMC (“patches”) operating in the frequency band of 1525 - 1559 MHz is proposed; it must also be of small dimensions to minimize

the "shadow" effect of the parabola and is fed with microstrip line (MC) to which $\lambda/4$ coupling transformers are added. The design is validated with its simulation in the HFSS 13 software, proving that the analytical results are satisfactorily achieved. The proposed procedure has novel reverse engineering elements adjusted to determine the unknown requirements for the parabola and the emitter.

INDEX TERMS: Parabolic reflector, offset reflector, microstrip patch antennas, microstrip patch antennas array, circular polarization.

1. INTRODUCCIÓN

El desarrollo de las telecomunicaciones en la actualidad ha tenido un gran auge, con una tendencia hacia la miniaturización y la alta eficiencia. Las antenas son elementos imprescindibles en cualquier sistema de comunicaciones inalámbricas, ya que sus características (ganancia, directividad, ancho de banda, eficiencia, etc.) influyen significativamente en las capacidades de los sistemas de los que forman parte.

Las AMC han constituido un importante avance tecnológico desde su surgimiento y han tenido un gran impacto, debido a que son: simples, de fabricación barata, presentan poco peso y volumen, permiten la polarización lineal o la circular y son compatibles con los diseños de circuitos integrados de microondas. Estas características les brindan un alto valor comercial, siendo ampliamente utilizadas en comunicaciones móviles, satelitales y redes de área local inalámbricas, por lo que se pronostica un continuo incremento en la demanda de dichas antenas. Las principales desventajas de estas antenas radican en su limitado ancho de banda y la baja eficiencia.

El objetivo de esta investigación es proponer un procedimiento para el diseño de una AMC a emplear como excitador de un reflector parabólico "offset", que trabaje en banda L y presente polarización circular (PC). Para ello, se desarrolla y propone un método analítico y se determinan, mediante el "software" Mathcad, los valores de los ángulos de radiación que exige la parábola para su emisor, de manera que se garantice la ley de amplitud y el nivel de ganancia G requeridos, así como el NLS exigido. Finalmente, se precisan por medio del software HFSS 13, los ángulos necesarios de radiación del emisor con un arreglo 2×2 de AMC. Con este se logra obtener la polarización circular con una relación axial (AR) de 0.4624 dB en la frecuencia central de operación al modificar las esquinas opuestas de los parches.

2. DETERMINACIÓN DE LOS PARÁMETROS A CUMPLIR POR EL NUEVO EXCITADOR DE LA PARÁBOLA "OFFSET"

Un reflector parabólico "offset" es una parábola seccionada con un radiador primario descentrado o desenfocado [1-3], o sea, el alimentador está situado fuera de la dirección de máxima radiación, con lo que el bloqueo en esa dirección es nulo (Fig. 1). De este modo, se logra la desaparición del efecto "sombra" que provoca el emisor y, además, se contribuye a la reducción del NLS en el diagrama direccional. A partir de las dimensiones del reflector; se requiere determinar las dimensiones del excitador, pero con la exigencia de que el mismo esté formado por una red plana de pequeñas dimensiones y que además, sea capaz de recibir un tipo de PC de relación axial cercana a 0 dB en la frecuencia central de operación. Se consideran como requerimientos principales: la parábola debe garantizar, un NLS ≤ -26 dB y una ganancia al menos de 26 dBi.



Figura 1: Reflector parabólico offset.

La dimensiones correspondientes del reflector se muestran en la Fig. 2. El diámetro del eje mayor del reflector es $D_M = 1.96\text{m}$ y el diámetro del eje menor es $D_m = 1.81\text{m}$; la profundidad Z_o del espejo desde el vértice hasta la abertura es de 0.177m ; la distancia B del punto más profundo al borde inferior del diámetro mayor D_M del reflector es $B = 0.965\text{m}$, y el punto P es la intersección de la dirección del máximo de la CD del emisor y el reflector. Además, tenemos que: f es el punto focal o foco de la parábola; $\nu_m[\text{rad}]$, inclinación del máximo de la CD del emisor; $\nu_{oh}[\text{rad}]$ y $\nu_{ov}[\text{rad}]$, semiángulos de apertura de la parábola asimétrica seccionada en el plano horizontal (P_H) y vertical (P_V), respectivamente.

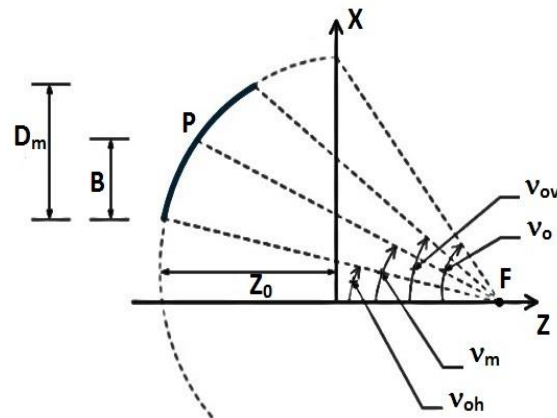


Figura 2: Perfil del reflector parabólico "offset" y dimensiones.

Con las dimensiones del reflector se determina la ganancia mediante la expresión (1) [2, 4, 5]. En este caso, si se estima: $g_a = 0.55$, parámetro que es el coeficiente por eficiencia de radiación de la abertura, valor alcanzable cuando el semiángulo de apertura del emisor llega a su valor óptimo [2], λ es la longitud de onda correspondiente a la frecuencia de operación; en nuestro diseño: $f=1542\text{ MHz}$ ($\lambda = 194.55\text{ mm}$).

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{geom} g_a \quad (1)$$

$$G_{max} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \left(\pi \frac{D_m D_M}{2} \right) g_a \quad (2)$$

Al considerar que el área geométrica de la abertura de la antena es una elipse [2], se utiliza la expresión (2). El reflector puede satisfacer una ganancia de 27.071 dBi .

Otra alternativa para determinar la ganancia de una antena es utilizar la expresión (3), que relaciona la ganancia con los ángulos de radiación de media potencia [2, 4, 5]. Existen variantes de esta expresión que solo cambian según la constante k; para radares y antenas de alta ganancia usualmente se utiliza $k = 26000$.

$$G = \frac{26000}{\theta_{05v} \theta_{05h}} \quad (3)$$

donde θ_{05v} y θ_{05h} , son los ángulos de radiación de media potencia, medidos en grados, correspondientes a el plano vertical P_V y plano horizontal P_H , respectivamente.

En la apertura de la parábola es conveniente lograr una distribución de amplitud combinada (coseno sobre pedestal) y fase uniforme en cada plano (Fig. 3), las cuales por sus características, permiten en cada uno de ellos, lograr un NLS inferior al exigido y, en conjunto, optimizar el aprovechamiento de la apertura para alcanzar la ganancia exigida con las dimensiones planteadas. Esta distribución es un caso intermedio entre los casos de distribución de amplitud uniforme; el valor normalizado del campo en el borde es Δ , y la variación de amplitud es del tipo coseno [4, 5]. A la magnitud Δ se le denomina pedestal de la distribución.

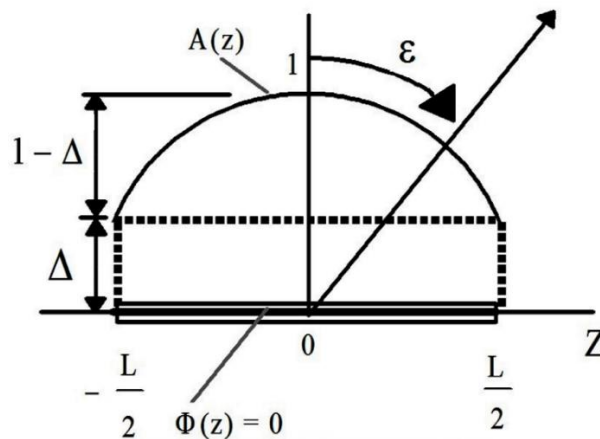


Figura 3: Distribución de amplitud combinada y fase uniforme en un irradiator lineal.

Para esta distribución de amplitud, la función del conjunto del irradiator lineal se determina por:

$$F_{\text{Conj}}(\Psi) = \frac{\left| \frac{\Delta \sin(\Psi) + \frac{1-\Delta}{2^p} \sum_{i=0}^p C_p^i \frac{\sin[\Psi + (p-2i)\frac{\pi}{2}]}{\Psi + (p-2i)\frac{\pi}{2}} \right|}{\left| \Delta + \frac{1-\Delta}{2^p} \sum_{i=0}^p C_p^i \frac{\sin[(p-2i)\frac{\pi}{2}]}{[(p-2i)\frac{\pi}{2}]} \right|} \quad (4)$$

donde C_p^i representa los coeficientes del desarrollo del binomio [4, 5], los cuales para los casos de: $p = 0, 1, 2$ y 3 , e iguales índices se obtienen:

$$\left\{ \begin{array}{l} C_0^0 = 1; C_1^0 = C_1^1 = 1; C_2^0 = C_2^2 = 1; \\ C_2^1 = 2; C_3^0 = C_3^3 = 1; C_3^1 = C_3^2 = 3 \end{array} \right\}$$

En la expresión (5) se tiene, al considerar que: $L = D$ y para ángulos pequeños:

$$\psi = \frac{\pi L \text{sen} \theta}{\lambda} = \frac{\pi D \text{sen} \theta}{\lambda} \approx \frac{\pi D \theta}{\lambda} \quad (5)$$

donde θ es el ángulo de variación de la CD tomada a partir del eje Z, medido en radianes. De este modo para el P_H , tenemos ψ_h , con: $D = D_m$, y para el P_V , ψ_v con: $D = D_M$.

En los ángulos de media potencia se puede tomar: $\psi_{05h} \approx \frac{\pi D_m \frac{\theta_{05h}}{2}}{\lambda}$, y $\psi_{05v} \approx \frac{\pi D_M \frac{\theta_{05v}}{2}}{\lambda}$, por lo que al expresar los ángulos en grados y mantener las variables Ψ en radianes se obtiene:

$$\theta^{\circ}_{05h} = 18.23 * \frac{\Psi_{05h}}{\frac{D_m}{2\lambda}} \quad (6)$$

$$\theta^{\circ}_{05v} = 18.23 * \frac{\Psi_{05v}}{\frac{D_M}{2\lambda}} \quad (7)$$

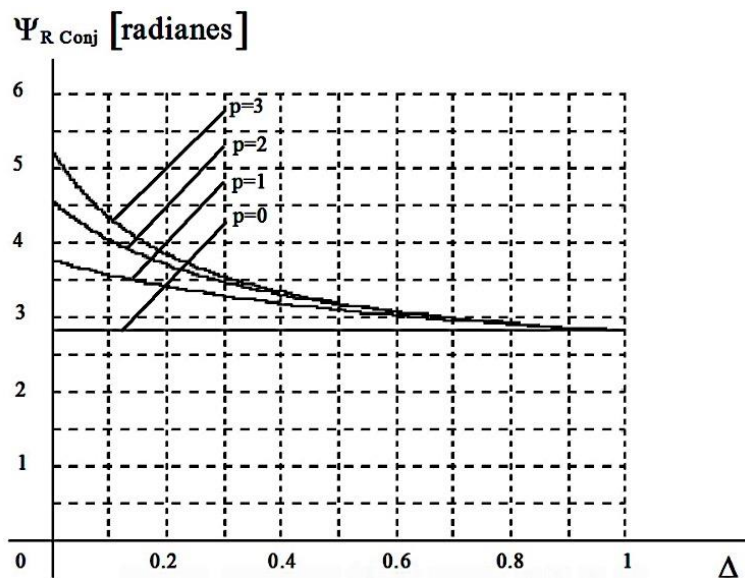


Figura 4: Gráfica de la variación de $\psi_{R \text{ Conj}}$ en función de Δ , y p como parámetro [4, 5].

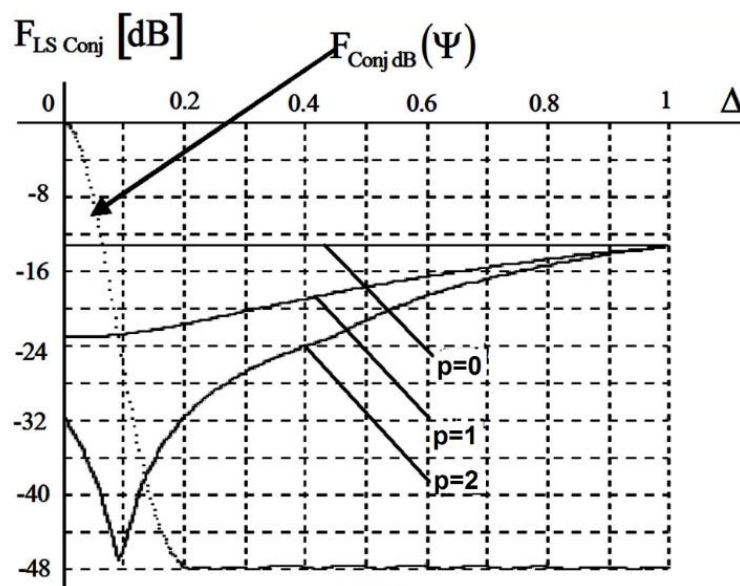


Figura 5: Gráfico de variación del nivel del primer lóbulo secundario en función de Δ y p como parámetro [4, 5].

En las figuras 4 y 5 se muestran las gráficas utilizadas para determinar los distintos valores de Δ y p , siempre que se cumpla con la exigencia del NLS establecida. Con ellas estamos en condiciones de elegir, para un nivel dado de NLS que nos brinda las funciones del conjunto, los valores de p y Δ necesarios en cada plano, o sea p_h y NLS_h ; p_v y NLS_v . Sin embargo, su elección no es totalmente independiente, pues estas variables están íntimamente ligadas con la ganancia exigida de la antena a través de sus dimensiones y la eficiencia de radiación de la abertura (a veces se considera como su efectividad).

Al combinarse las expresiones (2) y (3), con (6) y (7) se ha obtenido la muy importante relación:

$$\Psi_{05v}\Psi_{05h} = \frac{312,9}{4\pi^2 g_a} \quad (8)$$

Esta relación muestra la interdependencia de las variables p y Δ de ambos ejes entre sí, lo que nos dice que, al seleccionar una de ellas, la otra queda automáticamente prefijada, o sea, la primera seleccionada debe garantizar el nivel NLS en ambos planos. De inicio, se puede hallar el parámetro Ψ_{05} , para el ángulo de radiación más exigente con el nivel NLS planteado; por ejemplo, se estima el valor para Ψ_{05h} y, después, con la expresión (8) se halla Ψ_{05v} . Con las figuras 4 y 5 se eligen los valores Δ_h y p_h (P_H) y, después, Δ_v y p_v (P_V). Este paso es un elemento clave en el diseño con las condiciones exigidas.

Para satisfacer la exigencia de NLS con este valor de g_a , se han tomado los valores: $p_h = 2$ y $\Psi_{05h} = 3.5$, lo que se corresponde con: $\Delta_h = 0.3$. A partir de la expresión (8) se determina que: $\Psi_{05v} = 4.11$ y $\Delta_v = 0.1$. Con estos valores de Δ se obtiene: $NLS_h = -26$ dB y $NLS_v = -47.8$ dB, por lo que ambos satisfacen el valor de NLS exigido. Las expresiones (9) y (10) muestran el resultado de sustituir estos valores en la expresión (4), una para cada plano. Con ellas, se obtienen las CD de la antena reflector parabólico "offset" para el P_V y P_H (ver Fig.6), y se puede ver el cumplimiento de NLS.

$$F_{Conjv}(\theta) = \frac{\frac{\Delta_v \sin(\Psi_v(\theta))}{\Psi_v(\theta)} + \frac{1-\Delta_v}{4} \left[\left(1 - \frac{\sin(\Psi_v(\theta)+\pi)}{\Psi_v(\theta)+\pi}\right) + \left(2 \frac{\sin(\Psi_v(\theta))}{\Psi_v(\theta)}\right) + \left(1 - \frac{\sin(\Psi_v(\theta)-\pi)}{\Psi_v(\theta)-\pi}\right) \right]}{\Delta_v + \frac{1-\Delta_v}{4} \left[\left(1 - \frac{\sin(\pi)}{\pi}\right) + (2) + \left(1 - \frac{\sin(-\pi)}{-\pi}\right) \right]} \quad (9)$$

$$F_{Conjh}(\theta) = \frac{\frac{\Delta_h \sin(\Psi_h(\theta))}{\Psi_h(\theta)} + \frac{1-\Delta_h}{4} \left[\left(1 - \frac{\sin(\Psi_h(\theta)+\pi)}{\Psi_h(\theta)+\pi}\right) + \left(2 \frac{\sin(\Psi_h(\theta))}{\Psi_h(\theta)}\right) + \left(1 - \frac{\sin(\Psi_h(\theta)-\pi)}{\Psi_h(\theta)-\pi}\right) \right]}{\Delta_h + \frac{1-\Delta_h}{4} \left[\left(1 - \frac{\sin(\pi)}{\pi}\right) + (2) + \left(1 - \frac{\sin(-\pi)}{-\pi}\right) \right]} \quad (10)$$

donde:

$$\Psi_v(\theta) = \frac{2\pi (D_M)}{\lambda} \sin \theta \quad (11)$$

$$\Psi_h(\theta) = \frac{2\pi (D_m)}{\lambda} \sin \theta \quad (12)$$

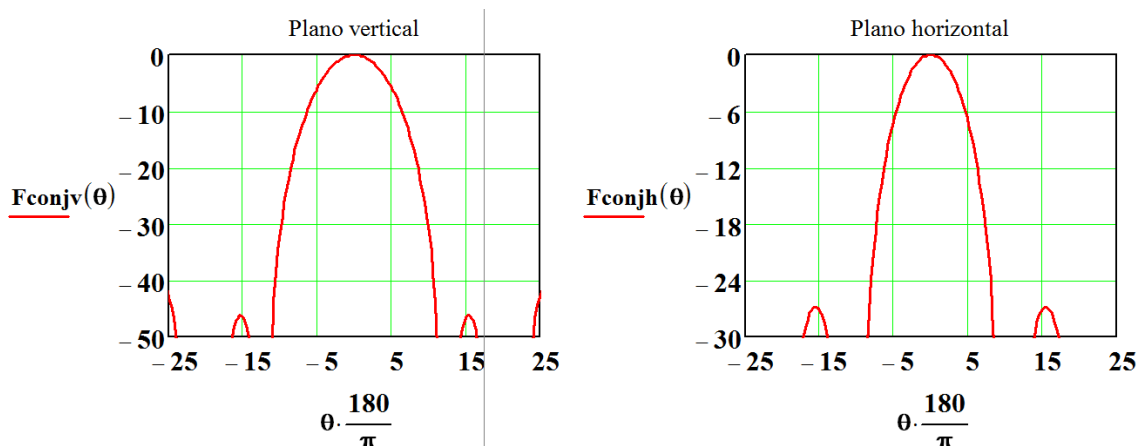


Figura 6: Diagrama normalizado, en dB, de la parábola en cada plano.

Para estimar el ángulo de radiación que debe cumplir el emisor y garantizar la distribución de amplitud asumida, es necesario que en los bordes de la parábola, tanto para el P_V como el P_H se cumpla lo siguiente [4, 5]:

$$\Delta = F_{em}(v_o) \cos^2\left(\frac{v_o}{2}\right) \quad (13)$$

donde $F_{em}(v_o)$ es la CD del excitador evaluada en el semiángulo de abertura del reflector parabólico para cada plano. A la vez es necesario que las distribuciones de amplitud del campo en la abertura, en cada semiángulo de abertura y representadas por las expresiones (14) y (15), se igualen a 0.707, o sea:

$$A_v(r) = \Delta v + (1 - \Delta v) \left[\cos\left(\frac{\pi}{D_M} r\right) \right]^p = 0.707 \quad (14)$$

$$A_h(r) = \Delta h + (1 - \Delta h) \left[\cos\left(\frac{\pi}{D_M} r\right) \right]^p = 0.707 \quad (15)$$

siendo Δ_v y Δ_h , los valores de Δ en cada plano.

Al simultanear la expresión (13) en (14-15) y despejar p para cada plano, se obtienen (16) y (17), su valor en cada uno. En estas expresiones, los valores: v_{emv} y v_{emh} son la mitad de los ángulos de radiación del emisor para el P_V y P_H , respectivamente. Los valores de p son:

$$p(v_{emv}) = \frac{\log\left[\frac{1}{\sqrt{2}}\left(\cos\left(\frac{v_{emv}}{2}\right)\right)^2 - \Delta v\right]}{\log\left[\cos\left(\frac{\pi \tan\left(\frac{v_{emv}}{2}\right)}{2 \tan\left(\frac{v_{ov}}{2}\right)}\right)\right]} \quad (16)$$

$$p(v_{emh}) = \frac{\log\left[\frac{1}{\sqrt{2}}\left(\cos\left(\frac{v_{emh}}{2}\right)\right)^2 - \Delta h\right]}{\log\left[\cos\left(\frac{\pi \tan\left(\frac{v_{emh}}{2}\right)}{2 \tan\left(\frac{v_{oh}}{2}\right)}\right)\right]} \quad (17)$$

$$D_f = \frac{D_M^3}{16Z_0 D_M} \quad (18)$$

$$v_{oh} = 2 \tan^{-1} \frac{D_M}{4D_f} \quad (19)$$

$$v_{ov} = 2 \tan^{-1} \frac{D_M}{4D_f} \quad (20)$$

En la expresión (18), D_f es la distancia focal desde el foco F hasta el vértice de la parábola (Fig. 2); las expresiones (19) y (20) son los semiángulos de abertura de la parábola asimétrica seccionada en P_H y P_V , respectivamente, las que se obtienen del análisis geométrico de la parábola asimétrica [4, 5].

Con los valores de p, Δ_v y Δ_h hallados anteriormente, y las expresiones (16)-(20), se calculan los semiángulos de radiación del emisor para cada plano: v_{emv} , v_{emh} . Este proceso ha sido realizado con la ayuda del programa utilitario MATHCAD 14. Como resultado se han obtenido, en radianes, los semiángulos de radiación necesarios del emisor, los que convertidos a grados son: $\theta_{emv} = 42.4^\circ$, para el P_V , y $\theta_{emh} = 45.84^\circ$, para el P_H .

Con los ángulos de radiación de la parábola obtenidos de los resultados de la Fig. 6, 7.2° en el P_V y 6.8° en el P_H , se estima su ganancia máxima aproximada: $G_{max} = 27.251$ dBi, la que satisface la exigencia de ganancia obtenida con (2). Las expresiones (8), (16) y (17) fueron obtenidas por los autores para este procedimiento.

3. PROPUESTA DE DISEÑO DE UN ARREGLO DE ANTENAS DE MICROCINTAS COMO EXCITADOR DE LA ANTENA PARABÓLICA "OFFSET"

En el diseño de AMC, generalmente, se utilizan sustratos dieléctricos cuya permitividad eléctrica se encuentre en el intervalo: $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$. El sustrato escogido es el FR4 por ser muy empleado en la tecnología de microcintas, debido a sus propiedades mecánicas, estabilidad dimensional y la resistencia a la humedad. Los datos útiles para el diseño son: constante dieléctrica del sustrato $\epsilon_r = 4.3$; frecuencia de resonancia $f_r = 1542$ MHz; grosor del sustrato dieléctrico: $h = 1.524$ mm, y grosor de cobre de la microcinta: $t = 0.035$ mm.

Diseño de una antena de microcinta simple

La AMC simple consiste de: un parche, un transformador de $\frac{\lambda}{4}$ y la línea de alimentación [6-8]. Es necesario calcular las dimensiones del parche rectangular, las cuales son de ancho W y largo L :

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (21)$$

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_e}} - 2\Delta L \quad (22)$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} - \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} \right) \quad (23)$$

$$\Delta L = 0.412h \left(\frac{\epsilon_e + 0.3}{\epsilon_e - 0.258} \right) \left(\frac{\left(\frac{W}{h}\right) + 0.264}{\left(\frac{W}{h}\right) + 0.813} \right) \quad (24)$$

donde ϵ_e es la permitividad efectiva que tiene en cuenta el efecto de dispersión de la líneas de campo eléctrico, y ΔL es el factor de corrección de la longitud.

El transformador de $\frac{\lambda}{4}$ se encarga de acoplar la AMC y la MC de alimentación [6, 9-11]. Para calcular sus dimensiones es necesario conocer las impedancias de los elementos a acoplar; para la MC de alimentación se toma la impedancia de $Z_o = 50\Omega$ [12].

La impedancia de la AMC se calcula [2, 6, 13, 14] por la expresión (25), pero previamente se halla la conductancia de radiación G_1 por (26):

$$Z_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (25)$$

$$G_1 = \frac{w}{120\lambda} \left[1 - \frac{1}{24} \left(\frac{2\pi h}{\lambda} \right)^2 \right] \quad (26)$$

La impedancia propia del transformador de acoplamiento (Z'_o) está relacionada con la impedancia de la microcinta de alimentación y la impedancia de entrada de la AMC simple.

$$Z'_o = \sqrt{Z_{in} Z_o} \quad (27)$$

El ancho del transformador de $\frac{\lambda}{4}$ y de la MC de alimentación [6, 9, 15, 16] se hallan mediante las expresiones (28)-(30).

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2}, & \frac{W}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right], & \frac{W}{h} > 2 \end{cases} \quad (28)$$

donde A y B:

$$A = \frac{Z'_o}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (29)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z'_o\sqrt{\epsilon_r}} \quad (30)$$

La longitud de la MC de acoplamiento (l_{ac}) se calcula por la expresión (31), hallando previamente ϵ_e con la expresión (23), y con el ancho W_t de la MC del transformador de acoplamiento:

$$l_{ac} = \frac{\lambda}{4\sqrt{\epsilon_e}} \quad (31)$$

Las dimensiones del sustrato y del plano tierra se obtienen mediante las expresiones (32) y (33):

$$W_{sus} = W + 2\frac{\lambda}{4} \quad (32)$$

$$L_{sus} = L + 2\frac{\lambda}{4} \quad (33)$$

La longitud de la microcinta de alimentación (l_a) se calcula por la siguiente expresión:

$$l_a = L_{sus} - \frac{\lambda}{4} - L - l_{ac} \quad (34)$$

Diseño del arreglo (red) de antenas de microcintas

En el diseño de un arreglo de antenas es necesario determinar parámetros dimensionales como: el número de antenas en cada plano (N_x y N_y) y la separación eléctrica (d_x y d_y) que debe existir entre las antenas individuales, las cuales son todas iguales. Se considera la separación entre antenas uniforme, pero esta debe cumplir la condición de unicidad del lóbulo principal (LP) para evitar la concurrencia de varios máximos principales lo que da lugar a la reducción de la directividad y direcciones múltiples de recepción. Para lograr la unicidad, el valor máximo de distancia entre elementos se halla mediante la expresión (35) [4, 5, 12]. Aquí N es el número de antenas del arreglo en cada una de las dimensiones lineales que forma la red plana; es decir, hay que evaluar el criterio para N_x y N_y :

$$d_\lambda = \frac{N-1}{N} \quad (35)$$

Aquí d_λ es la relación $\frac{d}{\lambda}$. Se considera la distancia en términos de longitud de onda en el espacio libre porque la onda se propaga en el vacío; para calcular la CD, la radiación se realiza en el aire o en el espacio libre.

Es más conveniente utilizar un arreglo de 2x2 porque se garantiza la menor “zona de sombra” de la abertura de la parábola. Por tanto, para $N_x = N_y = 2$, con (36) se obtiene $d_x = d_y = 0.5\lambda = 97.2765$ mm. El área que cubre el arreglo frente a la parábola es solo de: 614 cm², mientras que el área de esta es de 27862 cm², lo que representa una pérdida de ganancia por “efecto sombra” inferior a 0.1 dB. De este modo se cumple uno de los objetivos planteados.

Las dimensiones finales del arreglo de 2x2 se ajustan considerando el acoplamiento de impedancias de todo el arreglo con una MC de alimentación de 50Ω. El arreglo está compuesto por un sistema de cuatro líneas de transmisión de 100Ω cada una, conectadas en paralelo con divisores de potencia del tipo unión

T (T-Junction) [11, 16] de 50Ω , que forman dos arreglos 1x2 en paralelo mediante otro divisor de potencia T-Junction con impedancia 50Ω de la MC de alimentación. Se utilizan transformadores de $\frac{\lambda}{4}$ para acoplar los arreglos 1x2 y el divisor de potencia de la MC de alimentación, y su impedancia propia Z_t es:

$$Z_t = \sqrt{50 \cdot 100} = 70\Omega \quad (36)$$

Las dimensiones de las líneas de MC de 50Ω , 70Ω y 100Ω son obtenidas mediante las expresiones (28)-(30). El largo del transformador se calcula por las expresiones (23) y (31).

Diagrama direccional del arreglo (red) de antenas de microcintas diseñado

Debido a las dimensiones actuales del parche, las antenas quedan demasiado pegadas al usar la separación entre ellas de 0.5λ . Como solución se decide disminuir las dimensiones e igualar: W y L, formando un parche cuadrado, lo que es más útil a la hora de obtener la PC requerida. Esta modificación mejora el desacople entre antenas y facilita la adaptación de cada una.

Las CD resultantes del arreglo de antenas de microcintas se obtiene con la Regla de Multiplicación de las Características Direccionales (RMCD) para un conjunto bidimensional [4, 5]. Las expresiones (37) y (38) representan la funciones resultantes normalizadas del arreglo de antenas en el plano H y plano E, respectivamente:

$$f_{resh}(\theta) = f_a(\theta, 0) \cdot f_{conjH}(\theta, 0) \cdot f_{conjE}(\theta, 0) \quad (37)$$

$$f_{resE}(\theta) = f_a\left(\theta, \frac{\pi}{2}\right) \cdot f_{conjH}\left(\theta, \frac{\pi}{2}\right) \cdot f_{conjE}\left(\theta, \frac{\pi}{2}\right) \quad (38)$$

En estas expresiones: la CD de la antena de microcinta simple es representada por f_a (39); la función del conjunto del arreglo en cada red unidimensional del plano es representada por: f_{conjH} , (40) en el plano H y f_{conjE} (41), en el plano E. Aquí, θ y ϕ son las coordenadas angulares de un sistema de coordenadas esféricas (r, θ, ϕ) . Estas son:

$$f_a(\theta, \phi) = \left| \frac{\sin[\pi b_\lambda \sin \theta \cos \phi]}{\pi b_\lambda \sin \theta \cos \phi} \sqrt{1 - [\sin(\theta) \cos(\phi)]^2} \cos[\pi a_\lambda \sin(\theta) \sin(\phi)] \right| \quad (39)$$

$$f_{conjH} = \frac{1}{N_x} \left| \frac{\sin(\psi_H(\theta, \phi))}{\sin\left(\frac{\psi_H(\theta, \phi)}{N_x}\right)} \right| \quad (40)$$

$$f_{conjE} = \frac{1}{N_y} \left| \frac{\sin(\psi_E(\theta, \phi))}{\sin\left(\frac{\psi_E(\theta, \phi)}{N_y}\right)} \right| \quad (41)$$

$$\psi_H(\theta, \phi) = N_x \pi d_{x\lambda} \sin(\theta) \cos(\phi)$$

$$\psi_E(\theta, \phi) = N_y \pi d_{y\lambda} \sin(\theta) \sin(\phi)$$

Los mejores resultados se han obtenido para $a_\lambda = b_\lambda = 0.25$, donde $a_\lambda = \frac{l}{\lambda}$ y $b_\lambda = \frac{w}{\lambda}$. La disminución de las dimensiones del parche provoca un aumento de los ángulos de radiación de las CD del arreglo de las AMC los que ahora son: $\theta_H = 49.65^\circ$ en el P_V y $\theta_E = 54.85^\circ$ en el P_H . Estos son algo mayores que los exigidos por la parábola, lo cual afecta la amplitud del campo en los bordes de su abertura (y por tanto las Δ , los niveles de NLS y G). Las CD resultantes en coordenadas polares se muestran en la Fig. 7.

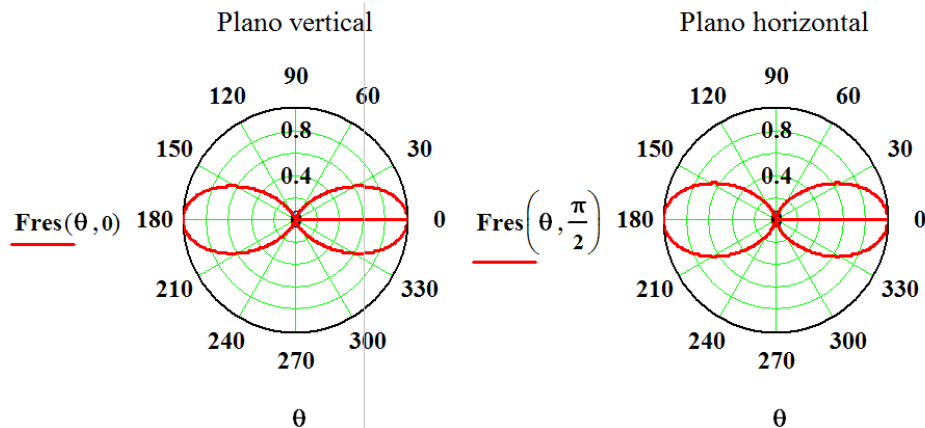


Figura 7: Diagramas direccionales resultantes del arreglo de AMC en coordenadas polares.

4. SIMULACIONES DE LAS CD Y EL ACOPLAMIENTO DEL SISTEMA EMISOR

Con las dimensiones calculadas anteriormente, se ha diseñado una AMC simple y un arreglo de 2x2 como emisor de la parábola. En ocasiones, los diseños con cálculos analíticos de las antenas no brindan resultados aceptables por lo que es necesario la modificación de sus dimensiones. La Tabla 1 muestra la variante de la AMC simple con la que se obtiene mejores resultados.

Tabla 1: Especificaciones del diseño inicial de una antena de microcinta simple.

Ancho parche (W)	Largo parche (L)	Ancho MC acople	Largo MC acople	S11 (dB)	Frecuencia (GHz)	Ganancia (dB)	Ángulo radiación Plano H	Ángulo radiación Plano E
59.756	45.3	1.4	23	-30.943	1.5440	1.8887	73.1036°	83.4303°

Para lograr la polarización requerida se hacen cortes en las esquinas de los parches [7, 16], por lo que es más conveniente utilizar un parche cuadrado. El valor más aceptable de AR se obtiene para las dimensiones de 46 mm y cortes en las esquinas opuestas del parche de: 4.949 mm. También es necesario desplazar la microcinta de acoplamiento y de alimentación 1 mm hacia la derecha.

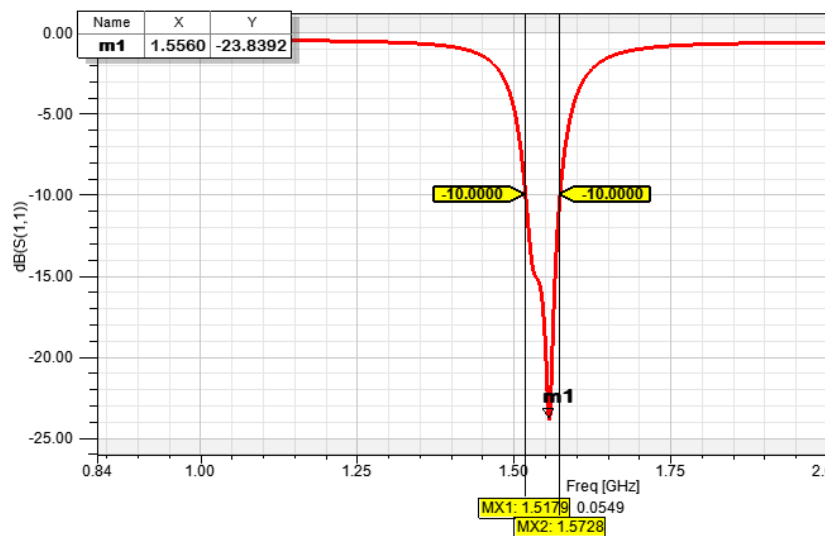
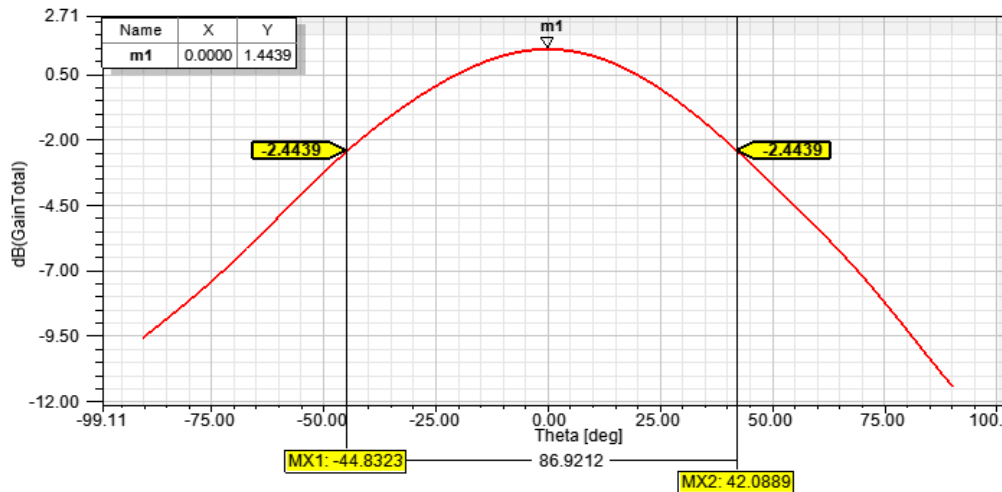


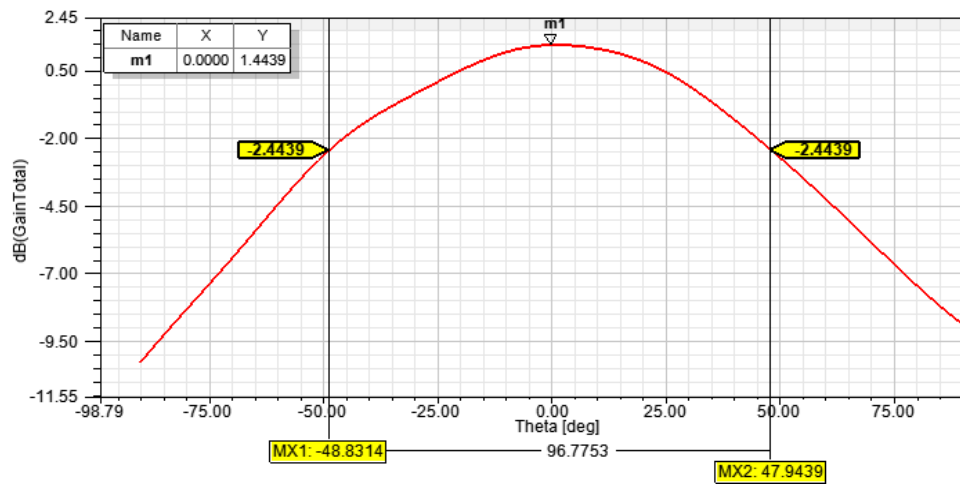
Figura 8: Gráfico del parámetro S_{11} para un parche simple con PC.

Existen dos criterios muy utilizados (no los únicos) para determinar el ancho de banda. Al tener en cuenta la Razón de Onda Estacionaria (ROE), por lo general, se considera que el ancho de banda es el rango de frecuencias en el que $ROE \leq 2$ (10% de pérdidas de potencia), y al tomar las Pérdidas de Retorno PR (parámetro S_{11}), el rango de frecuencias en que $PR \leq -10$ dB [2]. Al analizar la Fig. 8, se aprecia que la antena de parche con PC está acoplada en la banda de frecuencia requerida ($S_{11} = -23.84$ dB).

Las CD de la AMC simple se muestran en la Fig. 9. Se obtiene un ángulo de radiación en el plano H de 86.9212° y en el plano E de 96.7753° . De estos resultados se ratifica que es necesario emplear un arreglo de parches de 2×2 para obtener los ángulos requeridos ($\theta_{emv} = 42.4^\circ$ y $\theta_{emh} = 45.84^\circ$).



a)



b)

Figura 9: Resultados de la simulación del parche con PC a) CD en $\phi = 0$ b) CD en $\phi = 90$.

La Tabla 2 muestra las posibles variantes del arreglo de antenas de microcintas, los mejores resultados se obtienen para las dimensiones marcadas. Aunque aparentemente no se cumple la condición de unicidad hallada por la expresión (35), el LP se mantiene único porque los máximos principales de segundo orden están atenuados por la acción degradante de la CD de la fuente elemental (CD de la AMC simple) al intervenir en la RMCD. La PC se obtiene empleando igual variante que para el caso de una AMC simple; el mejor resultado de AR es de 0.4624 dB a la frecuencia central, correspondiente a cortes con dimensiones de 5 mm. En la Fig. 10 se muestra el arreglo diseñado.

Al ser la parábola un reflector, se considera que este no deteriora notablemente la relación axial en el sector principal de radiación, que es bastante estrecho. Al observar los gráficos de la Fig. 11, se aprecia que en el sector principal de radiación, la AR creada por el emisor y que llega a la parábola, es muy inferior a -3 dB,

lo cual es una garantía de la AR que puede entregar el reflector en el sector principal de radiación, o sea el LP de la antena.

Tabla 2: Especificaciones del diseño de una red de antenas de microcintas de 2x2.

Parche cuadrado (mm)	d_x	d_y	S_{11} (dB)	Frecuencia (GHz)	Ganancia (dBi)	Ángulo radiación Plano H	Ángulo radiación Plano E
46	0.5λ	0.5λ	-22.687	1.5240	5.1924	51.4697°	50.4962°
45.8	0.36λ	0.5λ	-32.5436	1.539	4.6384	69.7561°	52.1883°
45.8	0.6λ	0.6λ	-15.6432	1.5380	5.7452	41.5022°	43.9708°
45.5	0.59λ	0.58λ	-15.7396	1.5470	5.7492	42.4022°	45.1417°

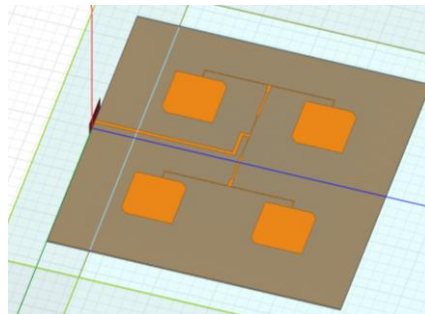
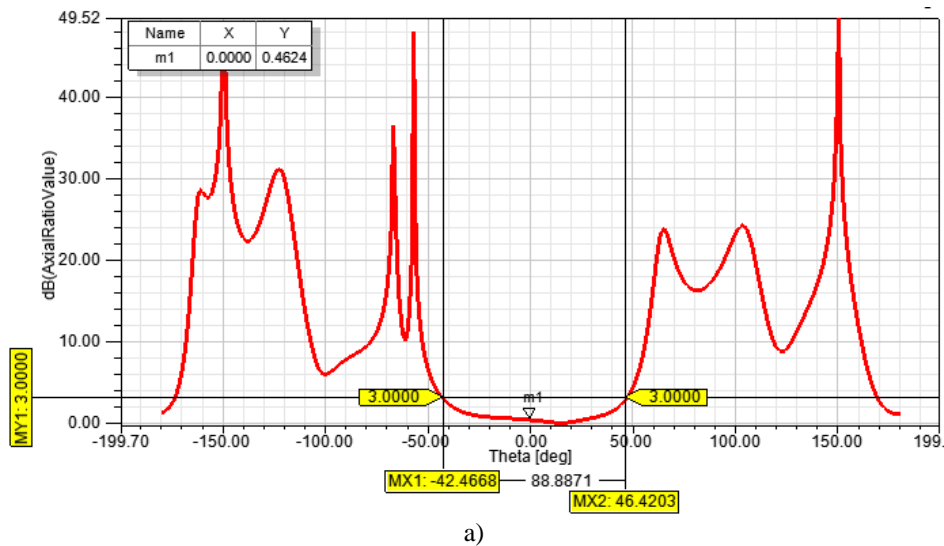


Figura 10: Estructura del arreglo AMC de 2x2 con PC.

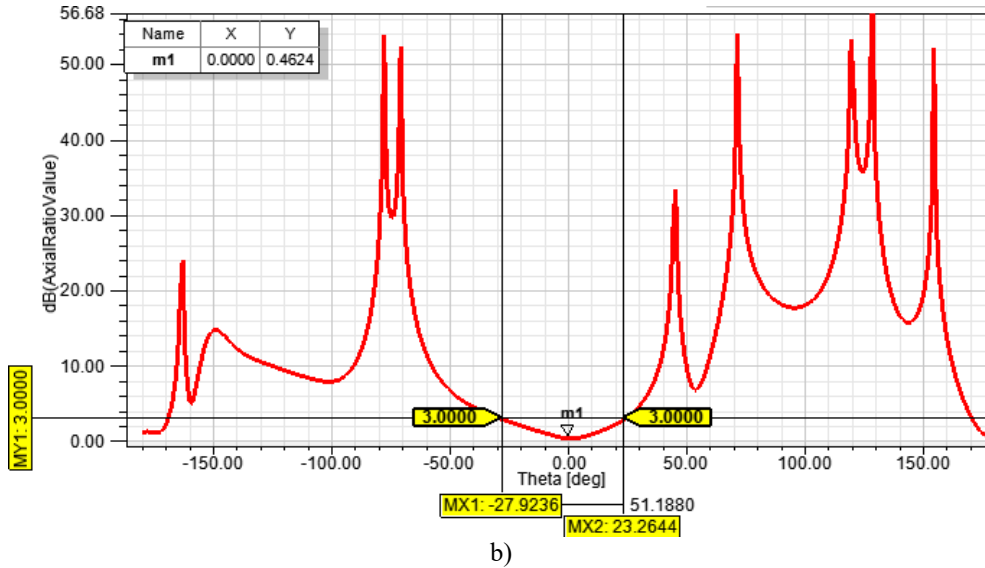


a)

Figura 11 a): Relación axial del emisor, plano H.

Los efectos degradantes del reflector parabólico con un emisor de PC, deben evaluarse por lo que expresan diferentes autores [3, 17]. Según estos: “el uso de polarización circular en una antena reflectora offset trae como consecuencia una cierta degradación de la pureza de la polarización, incluso cuando la del emisor es circular pura, a causa de la falta de simetría del sistema”. Esta degradación de AR no ocurre cuando este emisor se emplea en un paraboloide de revolución simétrico. En la antena offset surge una componente cruzada (cross polarization). Según [18] son típicos lóbulos de -20 a -25 dB. Además, se expresa en [3, 17] que se produce un efecto de desviación (squint) del LP. Ambos efectos dan lugar a una reducción de la

ganancia de la antena a valores menores de 1 dB, generalmente. En nuestro caso el efecto “squint” no sobrepasa 0.5° y el nivel exigido de ganancia se mantiene, pues se ha sobrepasado la exigencia de diseño, 27 dBi.



b) Figura 12 b): Relación axial del emisor, plano E.

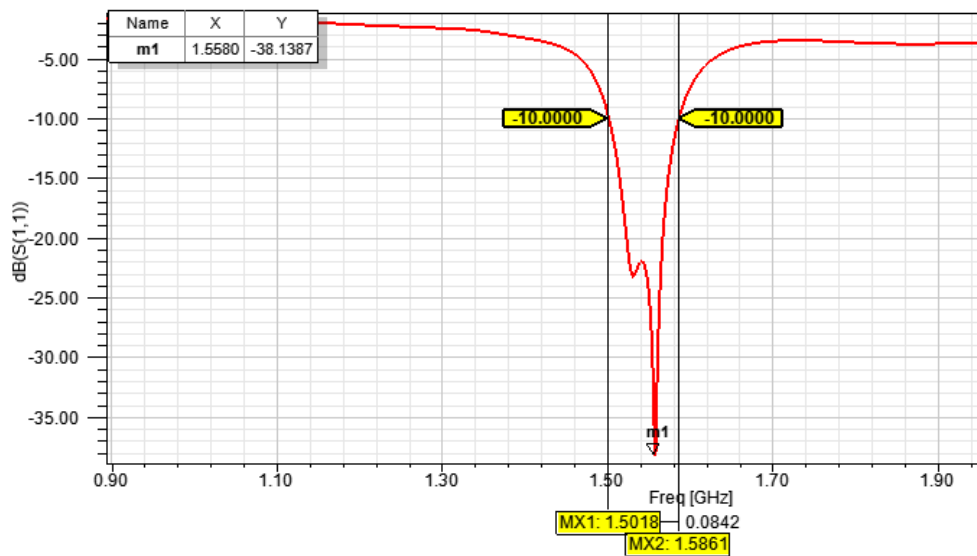


Figura 13: Gráfico del parámetro S_{11} para arreglo de AMC de 2x2 con PC.

Al analizar la Fig. 12, se aprecia que el arreglo de AMC con PC está acoplado en la banda de frecuencias requerida ($S_{11} = -38.1387$ dB). De la Fig. 14 se obtiene que el ángulo de radiación final para el plano H ($\phi=0^\circ$) es 42.5644° y para el plano E ($\phi=90^\circ$) es 44.3615° , los que son muy próximos a los valores exigidos por la parábola para su emisor según la exigencia ratificada en la Tabla 2.

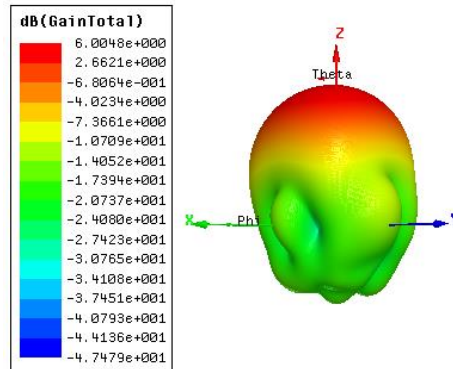
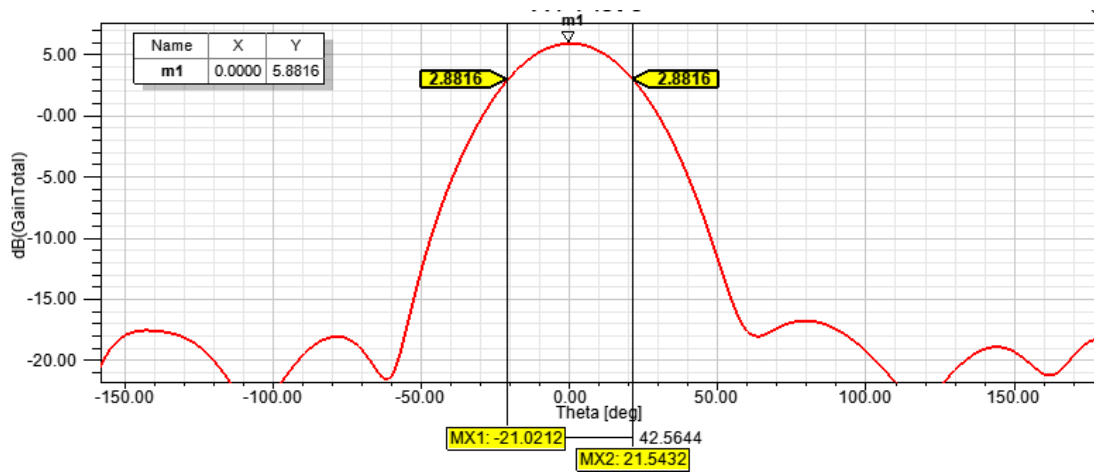
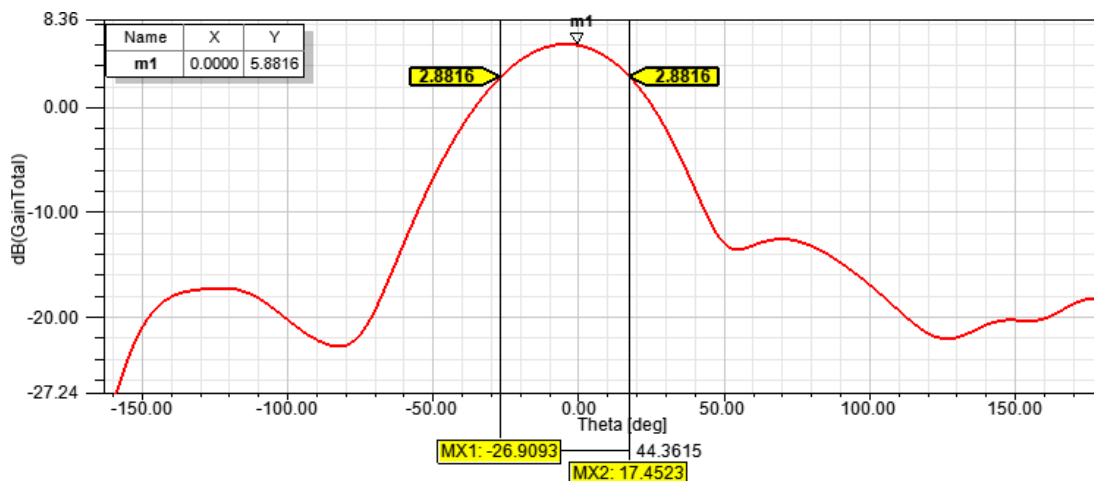


Figura 14: Característica direccional 3D de la simulación del arreglo 2x2 con PC (software HFSS 13).



a)



b)

Figura 15: Resultados de la simulación del arreglo 2x2 con PC. a) Patrón de radiación 2D en coordenadas rectangulares para $\phi=0$ b) Patrón de radiación 2D en coordenadas rectangulares para $\phi=90$.

Tabla 3: Resultados obtenidos en el diseño analítico y la simulación.

Etapas	Ángulo de radiación plano H (grados)	Ángulo de radiación plano E (grados)
Exigencias del reflector parabólico para su emisor	42.4	45.84
Analíticos del arreglo de parches	49.65	51.7
Simulación del arreglo de parches	42.56	44.36

En la Tabla 3 se muestran los resultados alcanzados para los ángulos de radiación y, después de comparar los valores exigidos y logrados, se deduce que existe una gran correspondencia entre ambos; por tanto el emisor proyectado como un arreglo 2 x 2 de “parches” cumple con las exigencias planteadas a la parábola y determinadas a partir de los datos de las dimensiones que se obtienen del reflector empleado. Con ello se considera que se cumplimentan los objetivos de diseño del emisor requerido.

5. CONCLUSIONES

La presente investigación ha estado encaminada a obtener un procedimiento para la adaptación de una antena reflector parabólico “offset” de la banda L con polarización lineal a la PC. El desarrollo del trabajo cuenta con aspectos novedosos alcanzados al no contarse con los datos radiotécnicos necesarios para el diseño convencional, tales como la ganancia G de la antena parabólica o los ángulos de radiación del emisor con un trabajo óptimo de la misma. El emisor empleado anteriormente era una antena de bocina cónica tradicional no existente en inventario. Para resolver la situación, se ha conformado un procedimiento no convencional que define, en una variante de ingeniería inversa, los principales parámetros de radiación del emisor óptimo de acuerdo con las exigencias que requiere la parábola.

Los algoritmos de la etapa analítica y sus resultados se han corroborado con la simulación al seleccionar las AMC para la PC como la de mejor empeño; se defina que las AMC debe ser utilizadas en un arreglo de 2x2 optimizado, según la ganancia exigida por la parábola, con mínima dimensiones y costo. Con la simulación se ajustan las dimensiones del arreglo la PC para lograr el acoplamiento necesario y con una relación axial de 0.4624 dB. De acuerdo con lo planteado la ganancia máxima que se obtiene es superior a los 26 dBi, aún considerando los efectos señalados y el NLS de la polarización cruzada inferior a -26 dBi. Al considerar el pequeño ancho de banda exigido y el estrecho ángulo de radiación principal de la parábola no hay motivo para considerar degradación en la relación axial. De este modo se considera que se ha cumplido el objetivo propuesto.

REFERENCIAS

- [1] C. P. Pastenes, "Análisis de modelos de antenas para satélites," Maestría, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional Autónoma de México, 2005.
- [2] C. A. Balanis, *Antenna Theory. Analysis and Design*, Fourth ed. New Jersey: John Wiley & Sons, 2016.
- [3] T. A. Milligan, *Modern Antenna Design*, Second ed. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.
- [4] E. P. Stincer, *Antenas. Teoría general*. La Habana: Instituto Técnico Militar "José Martí", 2001.
- [5] E. P. Stincer, *Técnicas de Antenas*. La Habana, 2007.
- [6] C. Ahumada, H. Kaschel, R. Osorio-Comparan, and G. o. Lefranc, "Design of Microstrip Patch Antenna with quarter wave transformer for ISM Band," presented at the IEEE ChileCon 2019, Valparaiso, Chile, 2019.
- [7] E. L. González, "Diseño de una antena parche circular dualband con polarización circular para sistemas de telemetría y telecomando de satélites.," Tesis de en opción al título de Ingeniero en Telecomunicaciones, Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales y de Telecomunicación, Universidad Pública de Navarra, Pamplona, España, 2016.
- [8] I. J. E. A. Matías., "Diseño y simulación de antenas de microcintas de parche rectangular cargadas con estructuras metamateriales para comunicaciones inalámbricas.," Tesis de en opción al grado científico de Máster en Telecomunicaciones, Telecomunicaciones, Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, Guayaquil, Ecuador, 2017.

- [9] S.Gamouh and A.Chaabi, "Design of 4 Elements Rectangular Patch Antennas with High Gain," in *Proceedings of the International Conference on Recent Advances in Electrical Systems.*, Túnez, 2016, pp. 193-195.
- [10] N. A. Wahab, Z. B. Maslan, W. N. W. Muhamad, and N. Hamzah, "Microstrip Rectangular 4x1 Patch Array Antenna at 2.5GHz for WiMax Application," in *Second International Conference on Computational Intelligence, Communication Systems and Networks*, 2010, pp. 164-168.
- [11] M. F. Abdulhamid and W. Ndung'u, "On the design of patch antenna array," *Sciendo. Technological engineering*, vol. XVI, pp. 16-21, 30.10.2019 2019, Art. no. 1/2019.
- [12] A. B. Aguirre and M. J. González, "Estudio paramétrico de separación entre antenas de parche rectangulares (3.5 GHz)," Tesis de en opción al título de Ingeniero en Telecomunicaciones y Electrónica, Dpto de Comunicaciones y Electrónica, Instituto Politécnico Nacional, México D.F., 2015.
- [13] K.Mydhili, P.Parvathi, and K.Prasanthi, "Design and simulation of edge fed microstrip patch antenna array," in *Second International conference on I-SMAC (IoT in Social, Mobile, Analytics and Cloud)* 2018, pp. 356-360.
- [14] M. A. D. Chia, "Diseño de agrupación lineal de parches microstrip para aplicaciones en wifi," Pregrado, Facultad de Ingeniería, Universidad Distrital "Francisco José De Caldas", Bogotá D.C., 2018.
- [15] H. R. Gajera *et al.*, "The Microstrip Fed Rectangular Microstrip Patch Antenna (RMPA) with Defected Ground Plane for HIPERLAN/1," *International Journal of electronics & communication technology*, vol. 2, no. 3, pp. 172-175, September 2011.
- [16] Z. Muludi and B. Aswoyo, "Truncated Microstrip Square Patch Array Antenna 2 x 2 Elements with Circular Polarization for S-Band Microwave Frequency," in *International Electronics Symposium on Engineering Technology and Applications (IES-ETA)*, 2017, pp. 87-92.
- [17] C. A. Balanis, *Modern Antenna Handbook*, Four Edition ed. JOHN WILEY & SONS, INC., 2008, pp. 236-237.
- [18] R. Collin, *Antenna and Radiowave Propagation*. EUA: Mc Graw Hill Co, 1985, p. 218.

SOBRE LOS AUTORES

• Patricia Marín González:

Graduada de Ingeniería en Telecomunicaciones y Electrónica en la CUJAE en el año 2020. Se desenvuelve en el campo de las Radio Frecuencias y las Antenas. Pertenece al proyecto de investigación sobre Radio Definido por Software (SDR), y al proyecto de investigación sobre Comunicaciones Satelitales en su centro de trabajo. ORCID: 0000-0001-9062-0809.

• José R. Sandianes Gálvez:

Graduado de Ingeniero Eléctrico en Telecomunicaciones en la CUJAE en 1969 y de Doctor en Ciencias Técnicas en el Instituto Técnico Militar "Jose Martí" (ITM) en 1985. Profesor Titular en el ITM desde 1982 y en la actualidad en la Universidad Tecnológica de La Habana (UTH). Se desenvuelve en el campo de la Electrodinámica, la Propagación de las Ondas de Radio y las Antenas. Ha contribuido con diferentes trabajos en proyectos y análisis en estas ramas, en diferentes instituciones ramales y nacionales del país. Ha sido miembro de: los Consejos Científicos del ITM y del Minfar en diferentes períodos y de la Comisión de Grados Científicos y los Tribunales de Categorías Docente Principales en el ITM. En el año 2000 se le confirió la "Distinción Especial del Ministro de Educación Superior a los Profesores Destacados en las Investigaciones Científicas". Ha participado y expuesto trabajos en varios eventos nacionales e internacionales como: Fóruns de Ciencia y Técnica Nacionales y Ramales, donde ha obtenido diversos premios; Informática 2005 y varias ediciones de CITTEL. Obtuvo el Premio Anual de la Academia de Ciencias de Cuba en 1999. ORCID: 0000- 0003-1391-1236.

• Roger Ernesto García Frómata

Graduado de Ingeniería en Telecomunicaciones y Electrónica en la CUJAE en el año 2016. Se desenvuelve en el campo de las Radio Frecuencias y las Antenas, además de la Telemática. Ha contribuido con diferentes trabajos en proyectos de innovación en estas ramas para la defensa del país. Ha participado y expuesto trabajos en varios eventos de jornadas científicas en su centro de trabajo. En el año 2019 se le confirió la "Distinción en mejor innovador" que otorga el MININT en la categoría científico técnica. ORCID: 0000-0002-0450-3030.

CONFLICTO DE INTERESES

No existe conflicto de intereses entre los autores, ni con ninguna institución a la que cada uno está afiliado, ni con ninguna otra institución. Las opiniones expresadas aquí son únicamente responsabilidad de los autores

CONTRIBUCIONES DE LOS AUTORES

- **Patricia Marín González:** Su principal contribución consiste en su participación en la idea y la conceptualización del artículo, preparación, escritura y desarrollo del original del mismo, de las versiones posteriores del borrador y de la versión final a publicar considerando las opiniones de los restantes autores.
- **José R. Sandianes Gálvez:** Su principal contribución consiste en su participación en la idea y la conceptualización del artículo, la revisión crítica del mismo, la escritura y aportes en cada una de las versiones posteriores al borrador y la final a publicar.
- **Roger Ernesto García Frómata:** Su principal contribución consiste en su participación en la idea del artículo, en la preparación y escritura del original, en cada una de sus versiones posteriores y la final a publicar.

Esta revista provee acceso libre inmediato a su contenido bajo el principio de hacer disponible gratuitamente investigación al público. Los contenidos de la revista se distribuyen bajo una licencia Creative Commons Attribution-NonCommercial 4.0 Unported License. Se permite la copia y distribución de sus manuscritos por cualquier medio, siempre que mantenga el reconocimiento de sus autores y no se haga uso comercial de las obras.