

## PROCEDIMIENTO PARA EL DISEÑO DE UN ARREGLO FASEADO DE EXPLORACIÓN ELECTRÓNICA

Ailyn Estévez Hidalgo<sup>1</sup>, Pedro Arzola Morris<sup>2</sup>, José Rafael Sandianes Gálvez<sup>3</sup>

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

<sup>1</sup>e-mail: ailynest.90@gmail.com

### RESUMEN

En la actualidad es necesario emplear sistemas sofisticados que cumplan con los requerimientos actuales de los sistemas de radiocomunicaciones, de radar u otros. En los sistemas de radar son ampliamente utilizados los arreglos faseados controlados electrónicamente para la exploración del espacio. Por tal motivo en este trabajo se expone un procedimiento a seguir para el diseño de un arreglo faseado con módulos Transmisión/Recepción (T/R) a partir de las exigencias planteadas de: ancho del haz de media potencia, ángulo de exploración en el plano vertical y nivel de lóbulos laterales (NLL), entre otras. En el presente artículo se desarrolla una propuesta de diseño de arreglos faseados con el objetivo de lograr el barrido de fase que permita direccionar el haz de radiación en la dirección deseada a partir de la selección de la amplitud y fase necesaria en cada elemento radiante. Inicialmente se muestran los resultados de los análisis del diseño mediante el software de análisis Mathcad. Posteriormente, considerando la regla de la multiplicación de las características direccionales (CD) y la simulación, se obtiene la CD del sistema en conjunto. Se muestra cómo se obtiene el haz de radiación en la dirección deseada lográndose una alta directividad, aproximadamente de 38 dB, con lo que se cumple con el objetivo planteado.

**PALABRAS CLAVES:** Arreglo Faseado, Sistemas de Exploración, Ancho del haz de media potencia, Nivel de Lóbulo Lateral.

## PROCEDURE FOR THE DESIGN OF AN ELECTRONIC EXPLORATION PHASED ARRAY

### ABSTRACT

At present, it is necessary to use more sophisticated systems to meet current requirements of radio, radar systems and others. In case of radar systems, electronically controlled phased arrays are widely used for space exploration. For this reason, this paper presents a procedure to be followed to design a phase array with Transmitter/Receivers (T/R) modules based on the following requirements: half power beam width, vertical plane scan angle and lobe level laterals (NLL), among other criteria. A proposal is developed to fulfill the objective of achieving the phase sweep that allows to direct the radiation beam in the desired direction starting from the selection of the necessary amplitude and phase in each radiating element. The results of the design analysis are initially displayed using the Mathcad analysis

software. Subsequently, considering the multiplication rule of the directional characteristics (CD) and the simulation, the CD of the system as a whole is obtained. Results show how the radiation beam is obtained in the desired direction achieving a high directivity, approximately 38 dB, which meets the stated objective.

**KEY WORDS:** Phased Array, Scanning Systems, Medium Power Beam Width, Side Lobe Level.

## 1. INTRODUCCIÓN

Los arreglos faseados [1, 2] son un caso particular de los arreglos de antenas [3] que han sido de mucho interés en las últimas décadas debido a su desempeño en los sistemas de radares [4] y comunicaciones. En la actualidad estos sistemas requieren una mayor movilidad del patrón de radiación para poder dirigir el haz en las direcciones deseadas a través de un proceso controlado electrónicamente, lo cual ha sido posible gracias a los avances tecnológicos que han permitido su desarrollo. Los arreglos faseados están compuestos por dos elementos fundamentales: el arreglo de antenas y la red de alimentación, que a su vez está conformada por faseadores, amplificadores y/o atenuadores, circuitos de conmutación [5] o circuitos de tecnología monolítica que se integran en un solo dispositivo llamado módulo Transmisor/Receptor [6, 7]. Este dispositivo presenta mayor complejidad para su diseño, pero es más compacto y tiene mejores prestaciones [8]. En la mayoría de los casos se persigue movilidad, mayor alcance, menor tamaño y menor costo en las soluciones y, por consiguiente, las antenas como dispositivo esencial en dichos sistemas, también deben cumplir con esas características. En la medida de los requerimientos del sistema se necesita que el arreglo de antenas cumpla con ciertas y determinadas condiciones para su diseño.

En este trabajo se presenta un procedimiento de diseño de un arreglo faseado con transmisión y recepción distribuida para aplicaciones de exploración electrónica. Se necesita diseñar un arreglo faseado a la frecuencia de 750 MHz con un máximo de ángulo de exploración de  $\pm 20^\circ$  ( $\theta_0 = \pm 20^\circ$ ) en el plano vertical  $xz$ . Se desea un ancho del haz de media potencia estrecho de aproximadamente  $2^\circ$  en ambos planos y se requiere un nivel de lóbulos laterales bajo, por debajo o en el límite de  $-23$  dB. Para ello, se sintetiza un procedimiento para el diseño de un arreglo faseado que cumpla con los requerimientos planteados a partir de los fundamentos teóricos de los arreglos faseados de exploración y los resultados obtenidos en el "software" de análisis Mathcad. Finalmente, se obtiene el diseño deseado del arreglo faseado, que puede ser escalable a otras frecuencias y a disímiles condiciones de diseño (ángulo de exploración, ancho del haz de media potencia, nivel de lóbulos laterales, entre otras). Se propone una generalización del método para su aplicación directa en el diseño de diferentes sistemas de arreglos faseados.

## 2. CRITERIOS DE DISEÑO DEL ARREGLO FASEADO

En este punto se determina la excitación de los elementos (amplitud y fase), la longitud del arreglo (en longitudes de onda), el número de elementos, y la directividad (en dB). Existen varios puntos en el razonamiento del problema que son muy importantes tenerlos en consideración para la solución:

- El espaciamiento entre los elementos debe cumplir con el criterio de unicidad del lóbulo principal en ambos planos para evitar los lóbulos de difracción (lóbulos principales secundarios).
- Incrementar el número de elementos y el espaciamiento entre ellos (cumpliendo con el criterio de unicidad del lóbulo principal) para lograr que el ancho del haz de media potencia sea aproximadamente de  $2 \times 2^\circ$  en ambos planos.
- Distribución de amplitud no uniforme en ambos planos para lograr un NLL por debajo de  $-23$  dB.
- Ley lineal de fase solo en el plano vertical  $xz$  para realizar la exploración en un solo plano del espectro ( $\theta = \pm 20^\circ$ ).

El diseño deseado es un arreglo de exploración con distribución de amplitud no uniforme y ley lineal de fase. Como es conocido de la teoría de antenas, no se pueden lograr niveles de lóbulos laterales por debajo de los  $-13$  dB con una distribución de amplitud uniforme, a pesar de que con la misma se logra el lóbulo principal más estrecho para una misma cantidad de elementos e igual espaciamiento entre ellos. Entre las posibles distribuciones de amplitud decreciente hacia los extremos, se decide emplear una distribución “coseno sobre pedestal”, por su sencillez y brindar las posibilidades de reducción del NLL por debajo de  $-23$  dB. En este sentido, se necesita alimentar con esta distribución de amplitud en los planos  $zx$  y  $zy$ . Este punto se analizará posteriormente.

### Unicidad del lóbulo principal

Para evitar la aparición de máximos principales parásitos (secundarios o de difracción) durante la exploración en el sector de los ángulos  $\theta_0$ , la distancia admisible entre radiadores para una red plana rectangular [9] es:

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

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

Para valores grandes de  $N$  ( $N \geq 10$ ) se deducen de forma aproximada las desigualdades siguientes, estas permiten elegir el espaciamiento entre los elementos de la red en los ejes  $x$  e  $y$ :

$$d_x \leq \frac{\lambda}{1 + |\text{sen}\theta_{x\max}|}; \quad d_y \leq \frac{\lambda}{1 + |\text{sen}\theta_{y\max}|} \quad (2)$$

donde:  $\theta_{x\max}$  y  $\theta_{y\max}$ , son los ángulos máximos de exploración en los planos  $zx$  y  $zy$ .

Luego, como se requiere que la exploración sea solo en el plano vertical, es decir, en el sector de ángulos, se obtiene  $\theta_x = \pm 20^\circ$  y  $\theta_y = 0^\circ$ . Con esto se calcula el espaciamiento dando como resultado  $d_x \leq 0.745\lambda$  y  $d_y \leq \lambda$ . Sin embargo, se decide que el espaciamiento entre los elementos sea el mismo en ambos planos, eligiéndose el peor caso, es decir, el valor límite de espaciamiento posible  $d_x = d_y = 0.7\lambda$ .

### Geometría del arreglo faseado

En [9] se realiza un análisis de un arreglo de exploración, pero con amplitud uniforme. Si se explora en los planos principales de la abertura rectangular de igual amplitud, la variación de la anchura del haz se describe por fórmulas simples:

$$\Delta\theta_x = \frac{51^\circ \lambda}{a \cos \theta_0} \quad \text{para } \varphi_0 = 0, \pi \quad (3)$$

$$\Delta\theta_y = \frac{51^\circ \lambda}{b \cos \theta_0} \quad \text{para } \varphi_0 = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}.$$

donde:  $a = L_x$ ,  $b = L_y$  y  $L = (N - 1)d$ , siendo  $L$  la longitud de la antena en cada dimensión. Con estas relaciones se obtiene entonces:

$$L_{\lambda_x} = (N_x - 1)d_{\lambda_x} \quad (4)$$

$$L_{\lambda_y} = (N_y - 1)d_{\lambda_y}$$

Recordando que  $d_{\lambda_x} = d_{\lambda_y} = 0.7\lambda$ , y que se requiere un ancho de haz de media potencia de  $2 \times 2^\circ$  y que el peor caso de estudio es cuando es desfasaje es el máximo posible  $\theta_0 = 20^\circ$  entonces se obtienen el siguiente conjunto de relaciones:

$$\Delta\theta_x = \frac{51^\circ \lambda}{L_{\lambda_x} \cos \theta_{0x}} \quad \Delta\theta_y = \frac{51^\circ \lambda}{L_{\lambda_y} \cos \theta_{0y}} \quad (5)$$

$$2^\circ = \frac{51^\circ \lambda}{(N_x - 1) \cdot 0.7\lambda \cdot \cos \theta_{0x}} \quad 2^\circ = \frac{51^\circ \lambda}{(N_y - 1) \cdot 0.7\lambda \cdot \cos \theta_{0y}}$$

$$N_x \approx 40 \quad N_y \approx 38$$

$$L_{\lambda_x} = N_x d_{\lambda_x} = 27.3\lambda$$

$$L_{\lambda_y} = N_y d_{\lambda_y} = 25.9\lambda$$

En este caso la distribución de amplitud es uniforme, pero debemos ajustar para la distribución no uniforme “coseno sobre pedestal”.

### Análisis con la distribución de amplitud no uniforme “coseno sobre pedestal”.

Existen varias distribuciones de amplitud no uniformes como coseno sobre pedestal, Chebyshev, Taylor, etc., las cuales logran un NLL inferior a  $-23$  dB. Sin embargo, algunas presentan mayor dificultad que otras en el momento de su implementación en la práctica por lo que se decide emplear la distribución

“coseno sobre pedestal” para realizar el diseño. Su función es mostrada en la siguiente figura y la expresión que describe esta distribución se presenta más adelante ecuación (8).

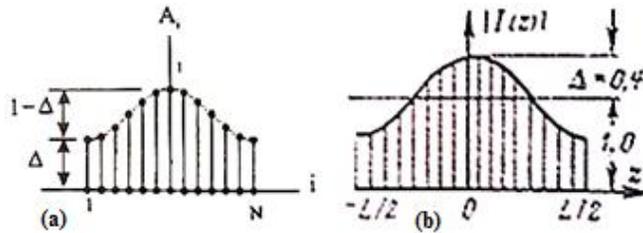


Figura 1: Distribución de amplitud coseno sobre pedestal a) magnitud  $\Delta$ , mientras menor sea su valor menor será NLL. [10] b)  $1+\Delta$ , mientras mayor sea su valor menor será NLL [9].

Es importante aclarar que el significado de  $\Delta$  en cada caso es diferente, como se muestra en la figura. La corrección de amplitud da lugar a una brusca disminución de la magnitud de los lóbulos laterales acompañado por cierto ensanchamiento del lóbulo principal. El análisis detallado en [9] plantea que, para este tipo de distribución de amplitud, al variar la magnitud de excitación  $\Delta$  en el extremo de la antena respecto al centro, el nivel de lóbulo lateral (NLL) obedece a la correlación aproximada:

$$NLL \approx -[13 + 13\Delta + 22\Delta^2] \quad (6)$$

En este caso la anchura del haz de media potencia se determina mediante la fórmula aproximada:

$$\Delta\theta = \frac{51^\circ\lambda}{L} [1 + 0.636\Delta^2] \quad (7)$$

Donde el factor  $51^\circ\lambda/L$  representa la anchura del radiador lineal de distribución de amplitud uniforme y el factor entre corchetes es lo que se conoce por coeficiente de expansión (dilatación, ensanche) del haz (CEH). Por ejemplo, para  $\Delta = 0.4$  el nivel de lóbulo lateral NLL es de  $-23$  dB y la anchura del haz es de  $61^\circ\lambda/L$ , es decir, el CEH= 1.20. En el estudio de este caso se utiliza la expresión 5 para obtener el valor necesario de la magnitud  $\Delta$  que cumple con el NLL, y se llega a la conclusión que debe  $\Delta$  ser mayor de 0.5.

A partir de la expresión (7), para una amplitud no uniforme “coseno sobre pedestal”, y la expresión (3) que describe la “ley lineal de fase”, se obtiene, en función de  $\Delta$  y el ángulo de exploración  $\theta_0$ :

$$\Delta\theta = \frac{51^\circ\lambda}{L \cos \theta_0} [1 + 0.636\Delta^2] \quad (8)$$

Para un valor de ancho del haz de media potencia de  $2^\circ$  y conociendo que la longitud del arreglo está dado por  $L = (N - 1)d$ , tenemos que  $\Delta^2 = 0.25$ , lo que se corresponde con  $NLL = -25$  dB. En este

caso, la longitud final del arreglo rectangular y la cantidad de elementos en los planos  $zx$  y  $zy$  viene dada por:

$$\begin{aligned} N_x - 1 &= 38.7[1 + 0.636 \cdot 0.25] & N_y - 1 &= 36.4[1 + 0.636 \cdot 0.25] \\ N_x &\approx 46 & N_y &\approx 44 \end{aligned} \quad (9)$$

Finalmente, la longitud del arreglo plano será:

$$\begin{aligned} L_{\lambda x} &= (N_x - 1)d_{\lambda x} = 31.5\lambda \\ L_{\lambda y} &= (N_y - 1)d_{\lambda y} = 30.1\lambda \end{aligned} \quad (10)$$

Para conformar un arreglo simétrico con igual cantidad de elementos en ambos planos se decide que la cantidad de elementos sea de  $48 \times 48$ , por tanto:

$$\begin{aligned} L_{\lambda x, y} &= (N_{x, y} - 1)d_{\lambda x, y} = 32.9\lambda \\ L_{\lambda x, y} &\approx 33\lambda \end{aligned} \quad (11)$$

De este modo el arreglo se obtiene simétrico y los sub-módulos son todos iguales en cuanto a la cantidad de elementos. En total, el arreglo de  $48 \times 48$  elementos tiene 576 sub-módulos de  $2 \times 2$  elementos cada uno (otra variante más compacta sería de 36 sub-módulos de  $8 \times 8$  elementos cada uno). El arreglo ocupa un área total de aproximadamente  $1082.41\lambda^2$ . Sí, tenemos en cuenta que es un arreglo cuadrado con plano reflector, entonces se debe analizar el comportamiento del sistema tomando en cuenta la influencia del plano reflector.

### **Distribución de amplitud “coseno sobre pedestal” y ley lineal de fase**

*Coefficientes de amplitud según la función “coseno sobre pedestal”.*

En la ley de coseno sobre pedestal dada por la expresión (12) que propone Stincer [10]; mientras menor es el pedestal  $\Delta$ , menor es el NLL aunque al precio de obtener un mayor ángulo de radiación. La distribución de amplitud “coseno sobre pedestal” de los elementos del arreglo simétrico de  $48 \times 48$  se presenta a continuación en la Tabla 1. Se encontraron los coeficientes de amplitud mediante la desarrollada en Microsoft Excel; la otra mitad de los elementos es de igual amplitud, disminuyendo desde el centro hacia los bordes del arreglo.

$$A_i = \Delta + (1 - \Delta) \cos^p \left( \frac{2i - N - 1}{N - 1} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \quad (12)$$

donde:  $\Delta$ , puede tomar valores en el intervalo:  $0 \leq \Delta \leq 1$ ,  $p$  es un entero que puede tomar valores de: 0, 1 ó 2; el valor 0 es el caso particular de amplitud uniforme.

En nuestro caso de estudio se escoge:  $\Delta = 0.1$  y  $p = 1$ . El valor de  $\Delta = 0.1$  se escoge debido al NLL que se quiere alcanzar. Según esta expresión, mientras menor sea  $\Delta$ , menor es la ley de amplitud en los extremos, lo cual redundaría en un menor NLL y un ensanchamiento del haz principal. Esto se comprueba en el “software” de análisis Mathcad, lo cual se muestra en la Tabla 1.

En la práctica estos valores son muy difíciles de implementar por lo que se desarrolla el método de escalera. En este método se promedian los valores por pares para módulos de  $2 \times 2$ . Luego se elige un valor promedio por cada 2 elementos discretos en cada plano. Los resultados se muestran en la Tabla 2.

*Fase progresiva  $\theta$  entre los elementos.*

Dado que la exploración del arreglo de fases se realiza en un sector de ángulos de  $\theta$  a lo largo del plano  $xz$ , y no se realiza exploración en  $\phi$ , solo se introduce un incremento de fase (desfasaje) lineal en los elementos alineados a lo largo del eje  $x$ . No es de interés la exploración en  $\phi$ , pero sí que el haz de media potencia sea aproximadamente de  $2^\circ$  y que el nivel de lóbulos laterales se mantenga por debajo de los  $-23$  dB. Para determinar el desfasaje progresivo entre los elementos se utiliza la expresión a continuación la cual muestra un ejemplo, cuando  $\theta_0 = 20^\circ$  y  $\phi_0 = 0^\circ$ :

$$\begin{aligned} \beta_x &= kd_{\lambda x} \text{sen}\theta_0 \cos\phi_0 & \beta_y &= kd_{\lambda y} \text{sen}\theta_0 \text{sen}\phi_0 \\ \beta_x &= \frac{2\pi}{\lambda} \left( \frac{7\lambda}{10} \right) \text{sen}(20^\circ) \cos(0^\circ) & \beta_y &= \frac{2\pi}{\lambda} \left( \frac{7\lambda}{10} \right) \text{sen}(20^\circ) \text{sen}(0^\circ) \\ \beta_x &= 1.5 \text{ radians} = 86.189^\circ & \beta_y &= 0^\circ \end{aligned} \tag{13}$$

El desfasaje desde  $0^\circ$  a  $\pm 20^\circ$  se producirá en incrementos de fase de  $2^\circ$  como muestra la Tabla 3. Para mover el patrón hasta  $\theta = -20^\circ$  se toman iguales valores numéricos pero negativos.

Tabla 1: Coeficientes de amplitud de la distribución “coseno sobre pedestal” para  $\Delta = 0.1$ ,  $N = 48$ ,  $p = 1$ .

i	Ai	i	Ai
1	0.1	13	0.74694132
2	0.16011337	14	0.78728698
3	0.21995826	15	0.82456305
4	0.27926739	16	0.85860304
5	0.33777586	17	0.88925494
6	0.39522237	18	0.91638182
7	0.45135035	19	0.93986255
8	0.50590911	20	0.95959225
9	0.55865498	21	0.97548280
10	0.60935238	22	0.98746323
11	0.6577749	23	0.99548003
12	0.70370626	24	0.99949741

PROCEDIMIENTO PARA EL DISEÑO DE UN ARREGLO FASEADO DE EXPLORACIÓN  
ELECTRÓNICA.

---

Tabla 2: Valores promedios (por pares) de amplitud de los elementos del arreglo.

i	Ai	Promedio	Ai	i	Ai	Promedio	Ai
1	0.1		0.13005669	13	0.74694132		0.76711415
2	0.16011337	0.13005669	0.13005669	14	0.78728698	0.76711415	0.76711415
3	0.21995826		0.24961282	15	0.82456305		0.84158305
4	0.27926739	0.24961282	0.24961282	16	0.85860304	0.84158305	0.84158305
5	0.33777586		0.36649912	17	0.88925494		0.90281838
6	0.39522237	0.36649912	0.36649912	18	0.91638182	0.90281838	0.90281838
7	0.45135035		0.47862973	19	0.93986255		0.9497274
8	0.50590911	0.47862973	0.47862973	20	0.95959225	0.9497274	0.9497274
9	0.55865498		0.58400368	21	0.9754828		0.98147301
10	0.60935238	0.58400368	0.58400368	22	0.98746323	0.98147301	0.98147301
11	0.6577749		0.68074058	23	0.99548003		0.99748872
12	0.70370626	0.68074058	0.68074058	24	0.99949741	0.99748872	0.99748872

Tabla 3: Distribución de fase (desfasaje de cada elemento).

$\theta^\circ$	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
$\beta_x$	0,1535	0,3068	0,4597	0,6121	0,7637	0,9144	1,0640	1,2123	1,3591	1,5042
$\beta^\circ$	0	0	4	2	4	4	3	2	3	8
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	8,795	17,579	26,341	35,072	43,759	52,394	60,964	69,461	77,872	86,189
3	17,589	35,157	52,682	70,143	87,519	104,78	121,92	138,92	155,74	172,37
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
N	53,350	106,19	158,03	208,36	256,68	302,50	345,32	24,649	59,997	90,887
		6	5	6	9	6	3			

Mediante el método de la escalera se realiza la implementación de ese desfasaje, con la obtención de una fase promedio cada dos elementos. A continuación, se muestran en la Tabla 4 los valores de fase promedio obtenidos para los sub-arreglos de 2 elementos.

Tabla 4: Distribución de fase promedio (desfasaje cada 2 elementos).

$\theta^\circ$	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
$\beta^\circ$										
1,2	4,397	8,789	13,171	17,536	21,880	26,197	30,482	34,730	38,936	43,095
3,4	21,987	43,947	65,853	87,679	109,398	130,984	152,411	173,652	194,681	215,473
5,6	39,576	79,104	118,535	157,822	196,917	235,772	274,339	312,573	170,425	207,851
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.

·	·	·	·	·	·	·	·	·	·	·
·	·	·	·	·	·	·	·	·	·	·
N-1,N	48,952	97,406	144,865	190,830	234,809	276,309	314,841	169,919	201,061	47,792

### Impedancia de entrada basada en la ecuación integral Hallen

*Influencia del plano conductor a modo de reflector [10].*

Sea el sistema analizado al cual se le añade un plano conductor (a modo de reflector), paralelo al plano  $xy$ , a una distancia aproximada de  $dp = \lambda/4$  de los dipolos. Para el análisis del sistema resultante es cómodo el empleo del método de las imágenes, según el cual se puede sustituir el plano conductor por un sistema de antenas imágenes iguales a las del sistema original real. Este sistema de imágenes, está situado a una distancia de separación del sistema real igual a  $ds = 2dp = \lambda/2$  en el cual las antenas quedan alimentadas en contrafase.

La particularidad es que ahora cada antena se puede considerar como un subsistema integrado por cada dipolo y su imagen, con una separación eléctrica de  $ds = 0.5\lambda$ , dispuesto a lo largo del eje  $z$ . Se supone que a través del plano conductor no hay transmisión de ondas. El desfase entre el dipolo real y su imagen es  $\pi$ , puesto que el campo tangencial que incide sobre el conductor se refleja con un desfase de  $180^\circ$ .

*Análisis en Mathcad mediante el método de la Expresión Integral de Hallen asimétrica.*

En la herramienta de análisis Mathcad se calcula la impedancia de los elementos del arreglo a través de la expresión de Hallen asimétrica. A partir de las características siguiente, y mediante el método de ensayo y error, se analiza cual es la mejor solución. Primero se ha analizado el caso de dipolos cilíndricos situados en el aire ( $\epsilon_r = 1$ ), por lo que la longitud de un brazo de los dipolos será:

$$L = 0.22\lambda / \sqrt{\epsilon_r} \quad (14)$$

$$L = 0.22\lambda$$

con los siguientes datos iniciales normalizados:

- $N = 4$ , cantidad de dipolos en la fila;
- $M = 4$ , cantidad de dipolos en la columna  $z$ .
- $B = 3$ ; orden del polinomio para el cálculo.
- $k = 2\pi/\lambda$ ; constante de propagación.
- $a = 0.012$ ; radio de los dipolos (valores menores de  $0.05\lambda$ ).
- $L = 0.22$ ; longitud de un brazo de los dipolos (normalizado).
- $\Delta Z = 0.7$ ; separación entre las filas (normalizado).
- $\Delta Y = 0.7$ ; separación entre las columnas (normalizado).
- $d = 0.15$ ; separación con el reflector (normalizado).

Cuando se aumenta el grado del polinomio a  $B = 3$  (polinomio de grado 3), el cálculo es más complejo, pero además se obtienen valores más exactos de la impedancia con respecto a los obtenidos anteriormente (la parte reactiva es más cercana a cero). Por el método de ensayo y error, se minimiza la parte reactiva, lo que se logra para  $d = 0.15$ . La parte real se obtiene, aproximadamente, de  $44 \Omega$ . A continuación, se plantea la solución de la Expresión Integral de Hallen para un arreglo plano de dipolos con plano reflector.

$$Z_{ent} = \begin{pmatrix} 47.325 + 10.797i & 40.364 + 5.353i & 40.364 + 5.353i & 47.325 + 10.797i \\ 53.856 + 4.028i & 43.864 + 0.296i & 43.864 + 0.296i & 53.856 + 4.028i \\ 53.856 + 4.028i & 43.864 + 0.296i & 43.864 + 0.296i & 53.856 + 4.028i \\ 47.325 + 10.797i & 40.364 + 5.353i & 40.364 + 5.353i & 47.325 + 10.797i \end{pmatrix} \quad (15)$$

Se aumenta la cantidad de elementos por filas y columnas para comprobar que no se afecte de manera significativa la impedancia de entrada.

$$Z_{ent} = \begin{pmatrix} 46.872 + 10.755i & 40.925 + 5.853i & 41.895 + 3.815i & 42.962 + 5.22i & 42.962 + 5.22i & 41.895 + 3.815i & 40.925 + 5.853i & 46.872 + 10.755i \\ 51.99 + 4.498i & 44.112 + 1.228i & 44.29 - 1.848i & 46.366 - 0.294i & 46.366 - 0.294i & 44.29 - 1.848i & 44.112 + 1.228i & 51.99 + 4.498i \\ 53.333 + 6.964i & 45.591 + 2.488i & 45.77 - 0.123i & 47.956 + 1.235i & 47.956 + 1.235i & 45.77 - 0.123i & 45.591 + 2.488i & 53.333 + 6.964i \\ 52.168 + 6.589i & 44.435 + 2.699i & 44.803 - 0.044i & 46.775 + 1.365i & 46.775 + 1.365i & 44.803 - 0.044i & 44.435 + 2.699i & 52.168 + 6.589i \\ 52.168 + 6.589i & 44.435 + 2.699i & 44.803 - 0.044i & 46.775 + 1.365i & 46.775 + 1.365i & 44.803 - 0.044i & 44.435 + 2.699i & 52.168 + 6.589i \\ 53.333 + 6.964i & 45.591 + 2.488i & 45.77 - 0.123i & 47.956 + 1.235i & 47.956 + 1.235i & 45.77 - 0.123i & 45.591 + 2.488i & 53.333 + 6.964i \\ 51.99 + 4.498i & 44.112 + 1.228i & 44.29 - 1.848i & 46.366 - 0.294i & 46.366 - 0.294i & 44.29 - 1.848i & 44.112 + 1.228i & 51.99 + 4.498i \\ 46.872 + 10.755i & 40.925 + 5.853i & 41.895 + 3.815i & 42.962 + 5.22i & 42.962 + 5.22i & 41.895 + 3.815i & 40.925 + 5.853i & 46.872 + 10.755i \end{pmatrix} \quad (16)$$

Con los valores encontrados de longitud y diámetro del dipolo, separación con el reflector (elementos parásitos) y con los elementos adyacentes (antenas adyacentes) se analiza que con el aumento de la cantidad de elementos se produce un ligero incremento de la impedancia de entrada. Este resultado sitúa a la impedancia de los elementos muy cercana a  $50 \Omega$  en su parte real y bajos valores de la reactancia, por lo que se garantiza un buen acoplamiento de impedancias. Se corrobora como a medida que los elementos aumentan la separación que tienen entre sí, menor es la influencia respecto a la impedancia mutua.

### Característica Direccional

#### *Regla de Multiplicación de las Características Direccionales (RMCD)*

La RMCD aplicada a un arreglo de antenas consiste en la multiplicación de la CD del elemento simple por el factor del arreglo o conjunto de elementos que no depende de la característica direccional del elemento radiante por sí mismo. Cada arreglo tiene su propio factor de arreglo. El factor de arreglo en general es una función del número de elementos de su configuración geométrica de las fases relativas, de las amplitudes de alimentación y de su espaciamiento entre ellos. Esta regla es válida para la zona lejana de las antenas, aunque constituye una aproximación debido a que no tiene en cuenta la influencia

mutua entre los elementos de radiación, efecto que modifica la amplitud y fase de la excitación de los elementos radiantes. No obstante, con un gran número de elementos es una solución satisfactoria. En la figura 2 a) se ha representado la función del conjunto de irradiadores de un sistema con amplitud de la regla uniforme y fase lineal lo que da una inclinación del haz (ángulo de exploración), pero ahora en función de  $\varepsilon$  (ángulo complementario de  $\theta$ ). En la figura 2 b) aparece el diagrama direccional del dipolo elemental; y en la figura 2 c), el diagrama direccional resultante, que es el producto de los dos anteriores. En esta última figura debe observarse la deformación que ha sufrido el diagrama y cómo la amplitud del lóbulo principal normalizado es menor que la unidad.

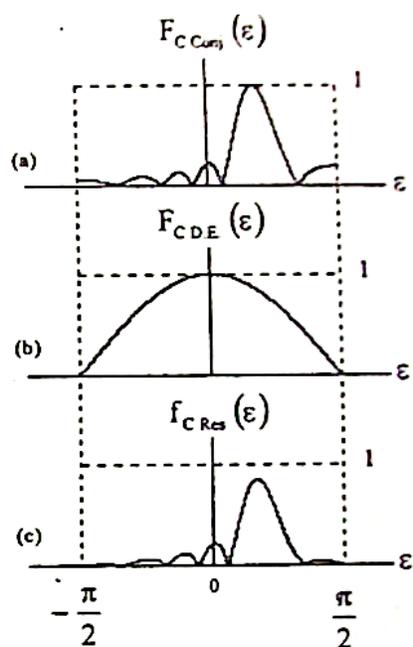


Figura 2: a) Función de conjunto correspondiente a una distribución de amplitud uniforme y fase lineal, b) C.D. del dipolo de Hertz, c) C.D. resultante del sistema.

La desviación angular del máximo de radiación ocurre hacia el extremo de la antena más atrasado en fase. Esto significa que mediante el cambio de fase (cuyo valor es  $\beta$ ) podemos cambiar la dirección de máxima radiación de la antena en el espacio sin necesidad de que esta gire. Este es el principio de trabajo de los sistemas de antenas con control por fase del diagrama direccional. Esto resulta de gran importancia práctica en la actualidad por su empleo en servicios de radiolocalización y de seguimiento automático de objetivos. Luego, a partir de la Regla de Multiplicación de las Características Direccionales (RMCD) se puede desarrollar el análisis del diseño en Mathcad como se muestra a continuación.

#### *Análisis en Mathcad de la Característica Direccional*

La Característica Direccional de cada dipolo podemos plantearla con buena aproximación de acuerdo con la expresión (17) [10]. Se supone una distribución de corriente senoidal a lo largo de los dipolos:

$$F_{cA}(\theta_x) = \left| \frac{\cos[\pi L_\lambda \cdot \cos(\theta_x) - \cos(\pi L_\lambda)]}{\text{sen}(\theta_x)[1 - \cos(\pi L_\lambda)]} \right| \quad (17)$$

donde se ha tomado el ángulo  $\theta = \theta_x$ , que es el medido con respecto al eje  $x$ , ya que los dipolos son paralelos a este eje;  $L_\lambda$  es la longitud eléctrica de cada dipolo. De acuerdo con la relación de los cosenos directores:

$$\cos(\theta_x) = \text{sen}(\theta) \cdot \cos(\phi) \quad (18)$$

se puede escribir la expresión anterior en función de los ángulos  $\theta$  y  $\phi$  en la siguiente forma:

$$F_{cA}(\theta_x) = \left| \frac{\cos[\pi L_\lambda \cdot \text{sen}(\theta) \cdot \cos(\phi) - \cos(\pi L_\lambda)]}{\sqrt{1 - \text{sen}^2(\theta) \cdot \cos^2(\phi)} [1 - \cos(\pi L_\lambda)]} \right| \quad (19)$$

La Característica Direccional de la antena dipolo con su imagen:

$$F_{cdi}(\theta) = \left| \frac{\text{sen}\left(N_2 \cdot \pi \cdot 2d_{z\lambda} \cdot \cos(\theta) - \frac{N_2 \cdot \pi}{2}\right)}{\text{sen}\left(\pi \cdot 2d_{z\lambda} \cdot \cos(\theta) - \frac{\pi}{2}\right)} \right| \cdot \frac{1}{N_2} \quad (20)$$

La Característica Direccional de la cortina de dipolos con una amplitud y fase uniforme es:

$$F_{conj cortina}(\theta, \phi) = \frac{1}{N_1} \cdot \left| \frac{\text{sen}(\psi_c(\theta, \phi))}{\text{sen}\left(\frac{\psi_c(\theta, \phi)}{N_1}\right)} \right| \quad (21)$$

De aplicarse la ley de coseno sobre pedestal que propone Stincer [10], con los coeficientes obtenidos en la sección anterior y debido a que solo se requiere explorar en latitud en el eje  $x$  ( $\theta = \pm 20^\circ$ ), el desfase en en el eje  $y$  queda por:

$$\beta_y = -\pi d_y \text{sen}(\theta) \text{sen}(\phi) \quad (22)$$

donde:  $\text{sen}(\phi) = \text{sen}0^\circ = 0$ . Luego, se presenta la característica direccional como

$$F_{conjcortina}(\theta, \phi) = \frac{\sum_{m=0}^{\frac{N_1-1}{2}} A_{m,0} \cdot \cos\left[(2m-1) \cdot (\pi \cdot d_{y\lambda} \cdot \text{sen}(\theta) \cdot \text{sen}(\phi))\right]}{\sum_{m=0}^{\frac{N_1-1}{2}} A_{m,0}} \quad (23)$$

La Característica Direccional del conjunto de cortinas con amplitud “coseno sobre pedestal” y ley lineal de fase se le introduce un desfase  $\beta$  que es con lo cual se logra la exploración en un sector de ángulos:  $\theta = \pm 20^\circ$ . En este caso:

$$\beta_x = -\pi d_x \text{sen}(\theta) \cos(\phi) \quad (24)$$

$$F_{ccol}(\theta, \phi) = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} A_{m,0} \cdot \cos\left[(2m-1) \cdot (\pi \cdot d_{x\lambda} \cdot \text{sen}(\theta) \cdot \cos(\phi) + \beta)\right]}{\sum_{m=0}^{M-1} A_{m,0}} \quad (25)$$

Finalmente, la Característica Direccional del Sistema que es el resultado de la aplicación de la RMCD en el software de análisis Mathcad es:

$$F_{res}(\theta, \phi) = F_{cresdip}(\theta, \phi) \cdot F_{conjcortina}(\theta, \phi) \cdot F_{cdi}(\theta, \phi) \cdot F_{ccol}(\theta, \phi) \quad (26)$$

A continuación, se observa la representación en coordenadas rectangulares de la característica direccional del campo resultante para un ángulo de exploración máxima de  $\theta_0 = 20^\circ$  con el diseño propuesto.

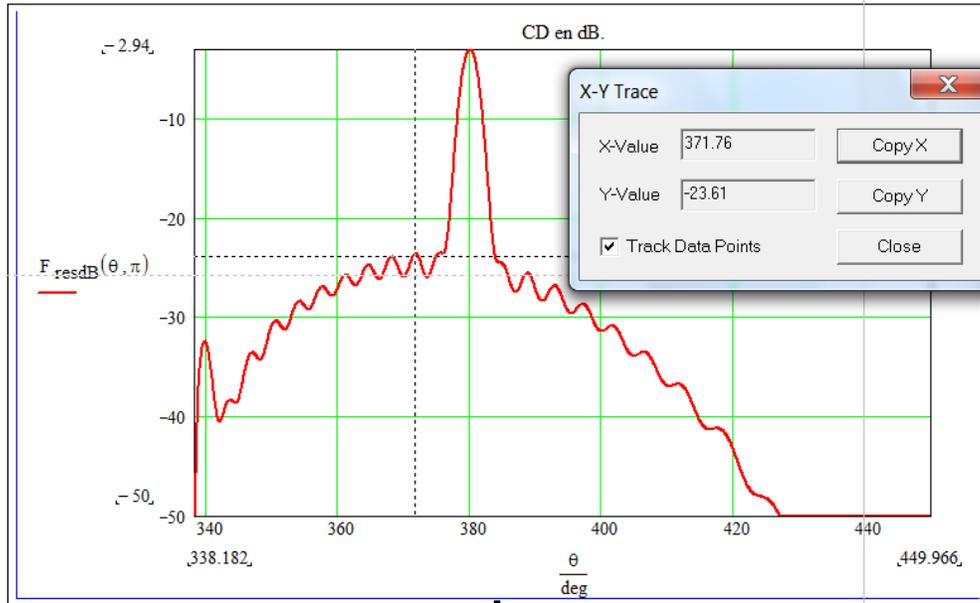


Figura 3: Característica Direccional del campo resultante para  $\theta_0 = 20^\circ$ .

Se puede observar en la figura la desviación angular del máximo de radiación para  $\theta_0 = 20^\circ$ , que ocurre hacia el extremo de la antena más atrasado en fase y como los lóbulos laterales a un lado del lóbulo principal sufren un ligero incremento respecto al otro. Se verifica que el nivel de lóbulos laterales no sobrepasa los  $-23$  dB, valor exigido dentro de las características que se requieren en el diseño. Otro parámetro de interés es el ancho del haz de media potencia. Mediante el análisis que se presenta a continuación se obtiene que para el ángulo de exploración dado ( $\theta_0 = 20^\circ$ ) el ancho de haz de media potencia es aproximadamente de  $2.5^\circ$ .

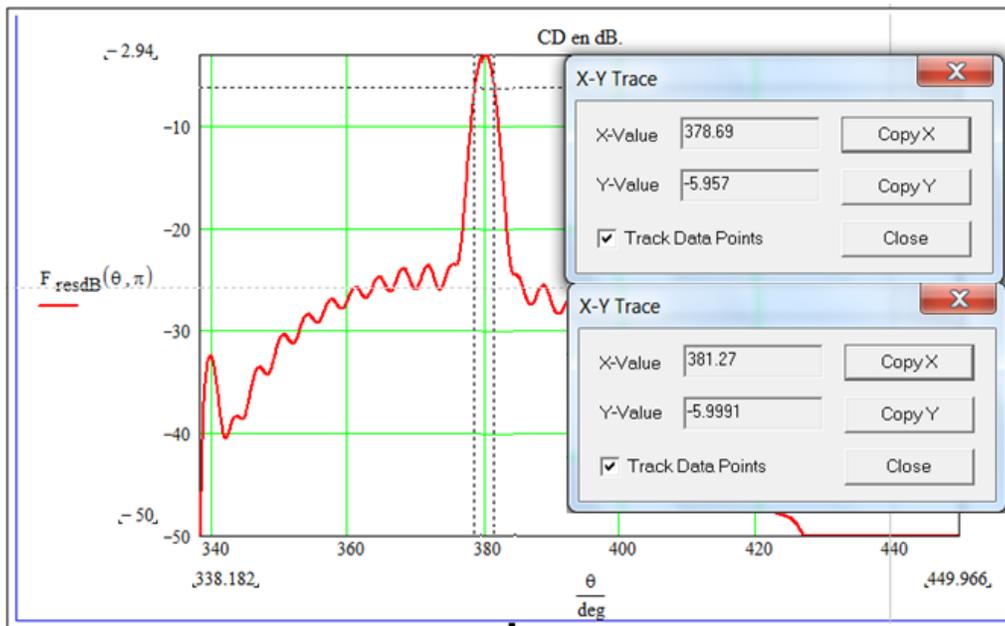


Figura 4: Medición del ancho del haz para ángulo de exploración  $\theta_0 = 20^\circ$ .

Por lo que no se logra un valor de ancho del haz de media potencia menor de  $2^\circ$ . Sin embargo, se realizan los cálculos teniendo en cuenta la ley lineal de fase y la distribución de amplitud “coseno sobre pedestal” mediante la expresión (8) como se muestra a continuación:

$$\begin{aligned}\Delta\theta &= \frac{51^\circ\lambda}{L\cos\theta_0} [1 + 0.636\Delta^2] \\ \Delta\theta &= \frac{51^\circ}{(47)0.7\cos 20^\circ} [1 + 0.636(0.5)^2] \\ \Delta\theta &= 1.9^\circ\end{aligned}\tag{27}$$

se obtiene un ancho de haz de media potencia de aproximadamente  $1.9^\circ$ . Finalmente debido a que no se considera ninguno de los métodos presentados como el más preciso o de mayor fidelidad, ni son excluyentes entre sí, se decide como resultado final que el ancho del haz del patrón del arreglo faseado es menor de  $3^\circ$ .

### Directividad

La directividad máxima se determina por la siguiente expresión:

$$D_{Max} = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F_p(\theta, \phi) \text{sen}(\theta) d\theta d\phi}\tag{28}$$

donde:  $F_p(\vartheta, \phi)$  es la función resultante de potencia de la antena.

En esta expresión se observa la relación existente entre el coeficiente de directividad máxima y la característica direccional de potencia de la antena. El valor máximo posible de la integral del denominador, correspondiente a un radiador isotrópico: ( $F_p(\theta, \phi) = 1$ ), cuyo coeficiente de directividad máxima es igual a 1. En las antenas reales la integral tiene un valor menor que  $4\pi$ , y en la medida en que el lóbulo principal sea más estrecho y los lóbulos laterales sean menores, el valor de la integral será menor y el coeficiente de directividad máxima de la antena será mayor.

#### *Análisis en Mathcad de la Directividad*

La función resultante de la CD de la antena en coordenadas esféricas es el producto de todas las anteriores (RMCD) relaciones:

$$F_{res}(\theta, \phi) = F_{cresdip}(\theta, \phi) \cdot F_{conjcorina}(\theta, \phi) \cdot F_{cdi}(\theta, \phi) \cdot F_{ccol}(\theta, \phi) \quad (29)$$

Con base en esta expresión, se calcula la directividad de la antena integrando la función de la CD de potencia en toda la esfera por la relación:

$$D = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} (F_{res}(\theta, \phi))^2 \cdot \text{sen}(\theta) d\theta d\phi}$$

$$D = 6.369 \times 10^3 \quad (30)$$

$$D_{dB} = 10 \cdot \log(D)$$

$$D_{dB} = 38.041 \text{dB}$$

Finalmente, mediante estos cálculos la directividad de antena será aproximadamente 38 dB. A modo de resumen se sintetiza en un esquema el "Procedimiento de diseño del arreglo faseado" como se muestra en la figura 5.

### 3. CONCLUSIONES

A partir de los requerimientos de arreglo faseado, principalmente: ángulo máximo de exploración, ancho del haz de media potencia y nivel de lóbulos secundarios, se sintetiza la solución analítica del problema y se utilizan los criterios de diseño como: el criterio de unicidad del lóbulo principal en ambos planos para evitar la aparición de los lóbulos de difracción (máximos principales secundarios) y determinar el espaciamiento entre los elementos, también se utiliza una distribución de amplitud no uniforme para lograr un NLL inferior a  $-23$  dB y una ley lineal de fase solo en el plano  $xz$  que es donde se realiza la exploración ( $\theta_0 = \pm 20^\circ$ ). Luego mediante todos estos elementos junto con el ancho del haz de media potencia requerido se logra determinar la cantidad de elementos y la longitud del arreglo. Además, teniendo en cuenta otros criterios como la separación del plano reflector y el tipo de antena

que se utiliza como elemento radiador para determinar su influencia en la impedancia de entrada y el acoplamiento mutuo entre los elementos. Finalmente, todos estos criterios se toman en consideración para determinar la Característica Direccional del sistema resultante y obtener el valor de directividad.

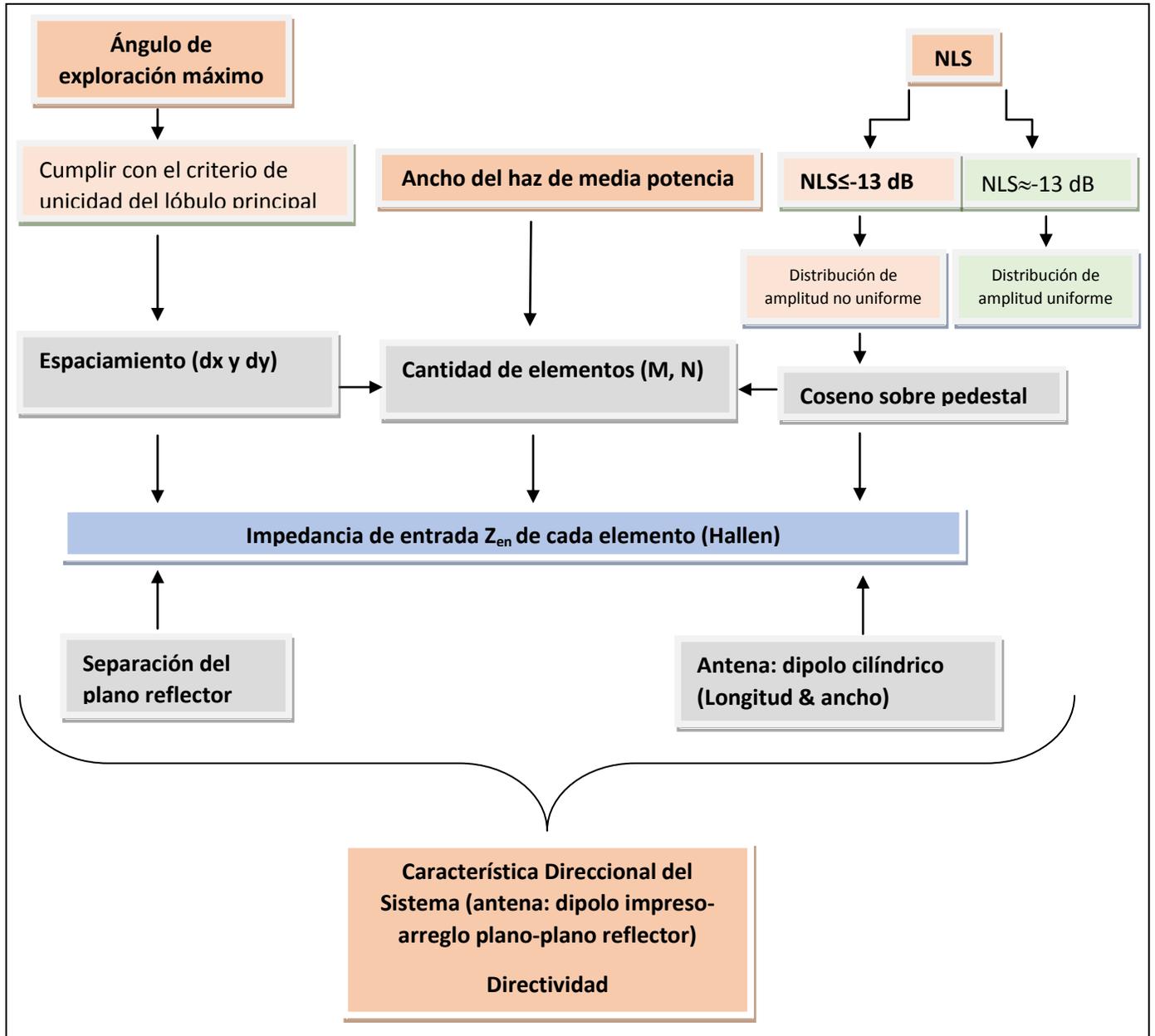


Figura 5. Procedimiento de diseño del arreglo faseado.

## REFERENCIAS

1. MAILLOUX, R. J. *Phased Array Antenna Handbook*. Norwood Artech House Publishers, 2005.
2. VOLAKIS, J. L. *Antenna Engineering Handbook*, 4th Ed. New York: McGraw-Hill Book Company, 2007.
3. BALANIS, C. A. *Antenna Theory, Analysis and Design*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2005.

4. SKOLNIK, M. *Radar Handbook*, 3rd Ed. New York: McGraw-Hill Book Company, 2008.
5. EHYAIE, D. "Novel Approaches to the Design of Phased Array Antennas," University of Michigan, 2011.
6. SCHUH, P.; RIEGER, R.; FLECKENSTEIN, A.; OPPERMAN, M.; ADELSECK, B.; MÜSSIG, H. and BRUGGER, H. "T/R module technologies today and possible evolution," presented at the International Radar Conference "Surveillance for a Safer World" (RADAR 2009), 2009.
7. MANCUSO, Y.; GREMILLET, P. and LACOMME, P. "T/R- modules technological and technical trends for phased array antennas," *IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium Digest*, pp. pp. 614-617, June 2006.
8. LIMITI, E.; COLANGELI, S.; BENTINI, A. and CICCIGNANI, W. "Robust GaN MMIC Chipset for T/R Module Front-End Integration," *International Journal of Microwave and Optical Technology*, vol. 9, January, 2014.
9. MÁRKOV, G. T. and SAZÓNOV, D. M. *Antenas*. URSS.
10. PÉREZ STINCER, E. *Antenas. Teoría General*. La Habana, Cuba: Editorial Cubana, 2001.

#### **SOBRE LOS AUTORES**

**Estévez Hidalgo, Ailyn.** Graduada de Ingeniería en Telecomunicaciones y Electrónica en el Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría (CUJAE), Cuba, 2013. Profesora e investigadora de la Universidad Tecnológica de La Habana José Antonio Echeverría (CUJAE), categoría docente de Profesor Instructor. Recientemente se prepara para defender la tesis en opción al grado de Máster en Telecomunicaciones y Telemática. Se desenvuelve en el tema de las antenas de microcinta con implementación de estructuras metamateriales, en arreglos de antenas retrodirectivos y actualmente investiga los arreglos faseados de exploración electrónica para sistemas de radares. Email: ailyn.90@gmail.com, aestevéz@tele.cujae.edu.cu

**Arzola Morris, Pedro.** Graduado de Ingeniero Radiotécnico en 1986, en el ITM "José Martí". Máster en Ciencias (1997). Profesor Auxiliar de la Facultad de Telecomunicaciones y Telemática en la Universidad Tecnológica de La Habana José Antonio Echeverría (CUJAE). Premios destacados en el Fórum Nacional de Ciencia y Técnica. Investiga materiales radioabsorbentes y radiotransparentes, antenas impresas, arreglos de antenas con plano reflector, amplificadores de bajo nivel de ruido en microondas, sistemas de radar. Email: arzola@tele.cujae.edu.cu

**Sandianes Gálvez, José Rafael.** Doctor en Ciencias Técnicas (1985), Profesor Titular (1982) del Departamento de Telecomunicaciones y Telemática en la Universidad Tecnológica de La Habana José Antonio Echeverría (CUJAE). Ha presentado trabajos en eventos de Informática y a los Fóruns de Ciencia y Técnica obteniendo premios relevantes y destacados, obtuvo premio en 1999 del evento Premio Anual de la Academia de Ciencias a las Mejores Investigaciones Científicas (1999). Se desenvuelve en el campo de la electrodinámica, las antenas y la propagación de las ondas de radio. Email: sandianes@tele.cujae.edu.cu