

# SÍNTESIS DE ARREGLOS DE ANTENAS PARA EL CANAL DE BAJADA EN REDES MÓVILES 5G

Viviana Centritto Arrojo, Mario César Góngora Villar

*Escuela de Ing. Telecomunicaciones, UCAB, Caracas, Venezuela*

*vcentritto.18@est.edu.ucab.ve*

*mcgongora.18@est.edu.ucab.ve*

**Resumen:** Este artículo presenta la síntesis de arreglos de antenas en el plano para cumplir con el requerimiento de los sistemas móviles de quinta generación (5G) por un arreglo de antenas con un lóbulo principal angosto, capaz de desplazarse angularmente en un sector de cobertura de  $120^\circ$ . Se desarrolló un programa en MATLAB con la finalidad de analizar y sintetizar arreglos lineales de  $N$  elementos y arreglos planares de  $N \times N$  elementos. En dicho programa se desarrollaron los siguientes métodos de síntesis: variación de la fase entre elementos, Dolph-Chebyshev y su ampliación Dolph-Chebyshev Mejorado y el método de Laxpati. Estos algoritmos permitieron obtener las excitaciones complejas de cada elemento de un arreglo dado y generar diagramas de radiación con características específicas. Mediante los resultados obtenidos en este trabajo, se concluyó que el método de Dolph-Chebyshev Mejorado es conveniente de aplicar en un canal de bajada 5G-NR, pues sintetiza arreglos de antenas planares con lóbulos principales directivos, capaces de desplazarse angularmente y cuyo NRLL se puede reducir. Adicionalmente, también se concluyó que el método de Laxpati puede resultar útil para contrarrestar los efectos de interferencias en el canal.

**Palabras claves:** Arreglos de Antenas, Síntesis de Arreglos, Redes Móviles 5G.

## I. INTRODUCCIÓN

En el año 2015, la UIT-R definió el marco de referencia y los objetivos generales para el desarrollo de los sistemas IMT-2020 [1]. Esta recomendación resalta que, debido a la integración entre las comunicaciones móviles y la sociedad, 5G-NR tendrá que cumplir nuevas demandas como un mayor volumen de tráfico, más dispositivos con diversos requisitos de servicio o mejor calidad de experiencia del usuario.

Por este motivo, los sistemas móviles de quinta generación o 5G, incorporan una serie de tecnologías que explotarán con mucho énfasis los sistemas de antenas, particularmente los sistemas MIMO. Básicamente, estos sistemas requieren de un arreglo de antenas que tenga un diagrama de radiación con un haz muy fino, el cual se va desplazando angularmente siguiendo una secuencia y en tiempos establecidos según los estándares desarrollados por el 3GPP. Este es un problema básico de síntesis de antenas, que consiste en definir el diagrama de radiación que se requiere para luego obtener, por medio de un algoritmo, las excitaciones complejas amplitud-fase de cada elemento radiante del arreglo y así generar el diagrama deseado. La dificultad está justamente en hallar esas

excitaciones

Para 5G, se están considerando arreglos en el plano de  $4 \times 4$  elementos,  $8 \times 8$  e incluso  $64 \times 64$  en el canal de bajada.

Los fabricantes de estas soluciones de sistemas de antenas usan algoritmos propietarios o conocidos, pero no se sabe lo que realmente incorporan en las soluciones finales. Es por ello que, en este artículo, se plantea la búsqueda y aplicación del o de los algoritmos más adecuados para resolver este problema de síntesis. Se requiere entonces calcular las excitaciones complejas de arreglos en el plano para obtener un diagrama de radiación deseado. Por lo general, el diagrama deseado se especifica por uno o varios de los siguientes parámetros: posición del haz principal, ancho del haz a media potencia, posiciones de los nulos en el diagrama de radiación, NRLL (nivel relativo de los lóbulos laterales).

De esta forma, el problema se puede plantear por medio de una pregunta: ¿cuál es la excitación compleja de cada elemento de un arreglo que produce un diagrama de radiación deseado, si se conoce la distribución geométrica y la cantidad de elementos?

Para responder dicha pregunta, en esta investigación se desarrolló un programa en MATLAB como herramienta

para analizar y sintetizar arreglos lineales de  $N$  elementos y arreglos planares de  $N \times N$  elementos.

## II. MARCO TEÓRICO

A continuación, se expondrán los contenidos teóricos más importantes sobre arreglos de antenas en el desarrollo de este trabajo.

### A. Arreglos de Antenas

Un arreglo de antenas es la agrupación de varios elementos radiantes ordenados bajo una configuración geométrica y eléctrica [2] que permite obtener un diagrama de radiación con características específicas de directividad, ganancia, nivel relativos de lóbulos laterales, entre otras.

Según la distribución geométrica de los elementos radiantes, los arreglos de antenas pueden ser: lineales, planares, circulares, etc.

Este trabajo se limita al estudio de los arreglos lineales y en el plano.

1) *Arreglos lineales*: Los arreglos lineales están conformados por elementos radiantes que se disponen geoméricamente sobre una línea recta [3], como pueden ser los ejes  $x$ ,  $y$  o  $z$ . Por ejemplo, en la Fig. 1 se observa un arreglo lineal compuesto por un número  $N$  de elementos, separados por la misma distancia “ $d$ ” y distribuidos a lo largo del eje  $z$ .

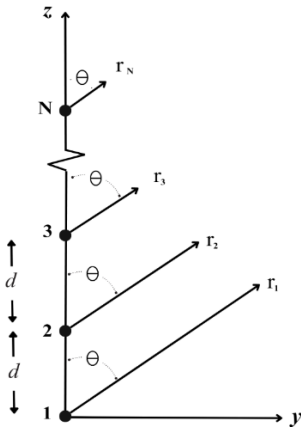


Fig. 1 Arreglo lineal de  $N$  elementos sobre el eje  $z$

La excitación compleja de cada elemento del arreglo viene dada por (1).

$$A_i = I_i e^{j_i \Delta \beta} \quad (1)$$

Donde  $I_i$  es la amplitud y  $\Delta \beta$  es el desfase entre elementos contiguos.

El campo total radiado por el arreglo es la superposición de los campos lejanos de cada elemento y está definido por (2):

$$\vec{E}_t(\theta, \phi) = \sum_{i=0}^{N-1} \vec{E}_i(\theta, \phi) \quad (2)$$

Ahora bien, si todos los elementos son iguales y no se considera el acople entre ellos, el campo total del arreglo es igual al diagrama de cada elemento multiplicado por un factor, tal como se muestra en (3).

$$\vec{E}_t(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \cdot \sum_{i=0}^{N-1} I_i e^{j_i(\Delta \beta + k d \cos \theta)} \quad (3)$$

Donde  $d$  es la distancia inter-elemento,  $k$  la constante de propagación en el espacio libre y  $f(\theta, \phi)$  es el diagrama propio de cada elemento. El factor mencionado recibe el nombre de *factor de arreglo* y se representa como en (4).

$$AF = \sum_{i=0}^{N-1} I_i e^{j_i(\Delta \beta + k d \cos \theta)} \quad (4)$$

Sustituyendo (4) en (3), se puede definir a (5): se observa el módulo del campo lejano que es el diagrama de radiación del arreglo.

$$|\vec{E}_t(\theta, \phi)| = |f(\theta, \phi)| \cdot |AF| \quad (5)$$

La relación (5) se conoce como *teorema de multiplicación de diagramas*.

2) *Arreglos en el plano*: Los arreglos en el plano son arreglos bidimensionales que están conformados por elementos radiantes dispuestos sobre una superficie planar [2], [3].

A continuación, se va a estudiar el *factor de arreglo* de un arreglo planar de  $M \times N$  elementos. Para ello, se va a considerar el arreglo en el plano como una agrupación de arreglos lineales. En Fig. 2 se representa un arreglo lineal sobre el eje  $y$ , dicho arreglo está conformado por  $N$  elementos separados por la distancia inter-elemento  $d_y$ .

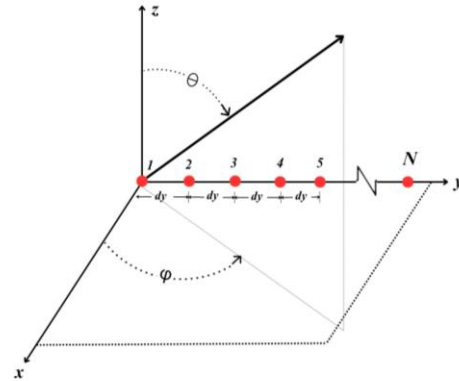


Fig. 2 Arreglo lineal con  $N$  elementos sobre el eje  $y$

Ahora bien, si  $M$  arreglos lineales de  $N$  elementos se distribuyen uno al lado del otro en dirección  $x$ , se obtiene un arreglo en el plano de  $M \times N$  elementos como el observado en la

Fig. 3. Cabe destacar que este arreglo tiene dos separaciones entre elementos:  $d_x$  y  $d_y$ .

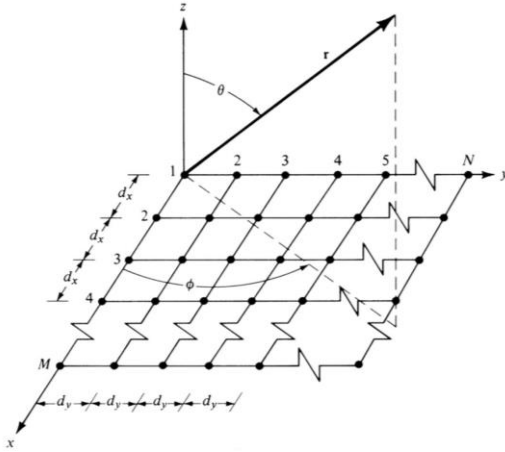


Fig. 3 M arreglos lineales en dirección x forman arreglo en el plano xy

De esta forma, el *factor de arreglo* se puede calcular mediante el producto de factores de arreglos lineales en dirección x e y, tal como se muestra en (6).

$$AF = AF_{xm} \cdot AF_{yn} \quad (6)$$

Desarrollando y expandiendo esta expresión, se obtiene (7) como el *factor de arreglo* de un arreglo rectangular de  $M \times N$  elementos.

$$AF = \left[ \sum_{m=1}^M I_m \cdot e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \Delta\beta_x)} \right] \cdot \left[ \sum_{n=1}^N I_n \cdot e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \sin \phi + \Delta\beta_y)} \right] \quad (7)$$

Donde,

- $I_m$ : amplitud de las excitaciones del arreglo lineal en dirección x.
- $I_n$ : amplitud de las excitaciones del arreglo lineal en dirección y.
- $\Delta\beta_x$  y  $\Delta\beta_y$ : desfase entre elementos contiguos en dirección x e y respectivamente.

### B. Análisis y Síntesis de arreglos de antenas

En esta sección se ahondará en dos conceptos importantes en el estudio de los arreglos de antenas: *el análisis y la síntesis*.

En primer lugar, el análisis consiste en hallar las características principales del diagrama de radiación: posición del haz principal, ancho del haz a media potencia (-3 dB), ancho del haz principal, posición de los nulos y nivel relativo de los lóbulos laterales [3].

La Fig. 4 muestra gráficamente las características mencionadas en un corte del diagrama de radiación de un arreglo de antenas.

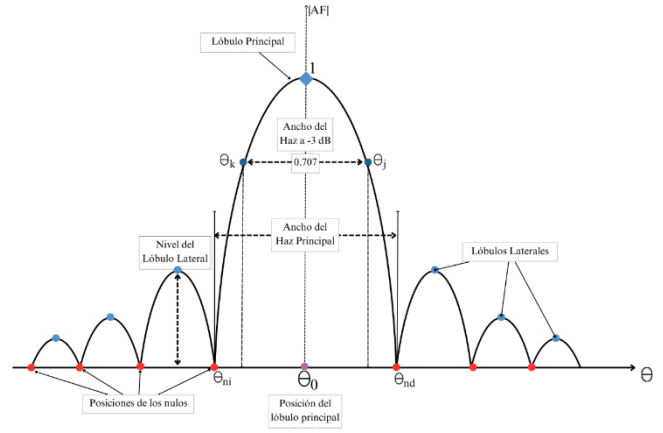


Fig. 4 Características principales del diagrama de radiación

Por otro lado, la síntesis consiste en determinar el número de elementos, la distribución geométrica y las excitaciones complejas de cada elemento para satisfacer unas características deseadas en el diagrama de radiación, dentro de cierto margen de error [3].

A continuación, se describen brevemente los métodos estudiados en este proyecto. Cabe destacar que la explicación teórica se centrará en los algoritmos de síntesis para arreglos planares.

1) *Método de variación de la fase entre elementos*: Halla el desfase progresivo entre elementos para ubicar al lóbulo principal en una posición específica del diagrama de radiación [3]

Dado un arreglo en el plano xy con distancia inter-elemento  $d = d_x = d_y$ , se debe hallar el desfase en ambas direcciones por lo que se aplica (8) y (9).

$$\Delta\beta_x = -kd \sin \theta_0 \cos \phi_0 \quad (8)$$

$$\Delta\beta_y = -kd \sin \theta_0 \sin \phi_0 \quad (9)$$

Donde  $\theta_0$  y  $\phi_0$  es la posición del lóbulo principal.

2) *Método de Dolph-Chebyshev*: Determina cuál es la distribución de amplitud necesaria para obtener un diagrama de radiación con un nivel específico de lóbulos laterales [4]. La posición del lóbulo principal no depende de dicha distribución de amplitud, por lo que para dirigirlo hacia una ubicación específica solo basta con variar la fase progresiva entre elementos.

En 1945, Dolph solucionó este problema de síntesis para arreglos lineales. Décadas después, los autores Cheng-Tseng desarrollaron una ampliación de este método, denominado **Dolph-Chebyshev Mejorado**, para sintetizar arreglos planares y obtener el mismo nivel relativo de lóbulos laterales en cualquier corte del diagrama de radiación.

• *Generalidades de Dolph-Chebyshev Mejorado* [5]: La obtención de la distribución de amplitud depende de si el número de elementos del arreglo es par o impar.

La Fig. 5 muestra la disposición de los elementos del arreglo en el caso par.

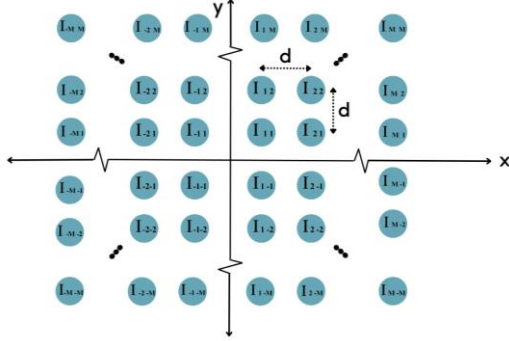


Fig. 5 Arreglo en el plano xy – Caso Dolph-Chebyshev Mejorado Par

En este caso, las amplitudes  $I_{mn}$  del arreglo vienen dadas por (10).

$$I_{mn} = \sum_{s=(m,n)}^{M=\frac{N}{2}} (-1)^{M-s} \cdot \frac{(2M-1)}{2(M+s-1)} \cdot \frac{(M+s-1)}{2s-1} \cdot \binom{2s-1}{s-m} \cdot \binom{2s-1}{s-n} \cdot \left(\frac{\alpha_0}{2}\right)^{2s-1} \quad (10)$$

Donde  $m$  y  $n$  se establecen según (11).

$$(m,n) = \begin{cases} m, & \text{si } m \geq n \\ n, & \text{si } m < n \end{cases} \quad (11)$$

Adicionalmente, el parámetro  $\alpha_0$  viene dado por (12).

$$\alpha_0 = \cosh\left(\frac{1}{N-1} \cdot \cos^{-1}\left(\frac{1}{t}\right)\right) \quad (12)$$

Donde  $t$  representa el nivel relativo de los lóbulos laterales. Para el caso de un número de elementos impar, el arreglo presenta la geometría observada en la Fig. 6

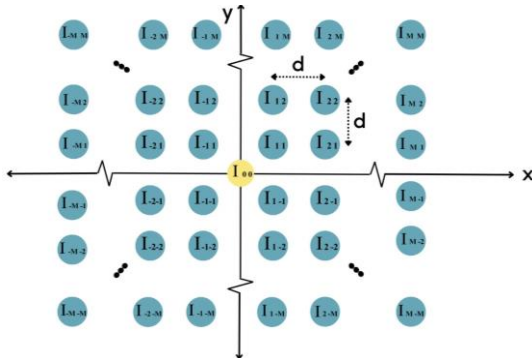


Fig. 6 Arreglo en el plano xy – Caso Dolph-Chebyshev Mejorado Impar

La expresión que permite encontrar el valor de las amplitudes  $I_{mn}$  de este arreglo es (13).

$$I_{mn} = \sum_{s=(m,n)}^M (-1)^{M-s} \cdot \frac{M}{M+s} \cdot \binom{M+s}{2s} \cdot \binom{2s}{s-m} \cdot \binom{2s}{s-n} \cdot \left(\frac{\alpha_0}{2}\right)^{2s} \quad (13)$$

Donde  $\alpha_0$  se halla en (12) y  $m$  y  $n$  están definidos por (11).

3) *Método de Laxpati*: Está basado en la especificación de nulos en el patrón de radiación de un arreglo en el plano. Una característica importante de esta técnica [6] es la síntesis de arreglos de mayor dimensión a partir de la convolución bidimensional discreta de arreglos canónicos de cuatro elementos.

La Fig. 6 muestra un arreglo canónico denominado  $R$  por su geometría romboidal.

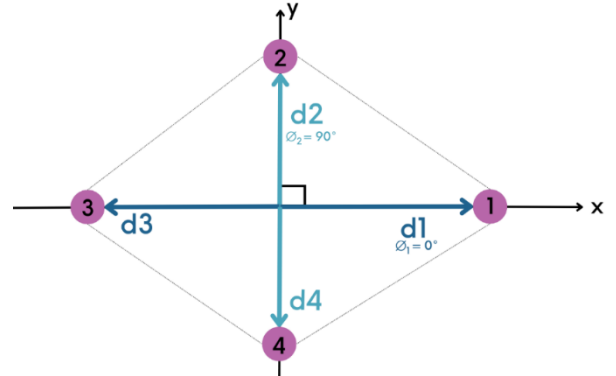


Fig. 7 Arreglo canónico de 4 elementos con geometría romboidal

La posición de cada elemento viene dada por los cuatro vectores  $\vec{d}_1, \vec{d}_2, \vec{d}_3$  y  $\vec{d}_4$ , que se reducen a dos ( $\vec{d}_1$  y  $\vec{d}_2$ ) debido a que se cumple (14).

$$\vec{d}_3 = -\vec{d}_1 \text{ y } \vec{d}_4 = -\vec{d}_2 \quad (14)$$

$\vec{d}_1$  y  $\vec{d}_2$  están formados por los módulos  $d_1$  y  $d_2$  y por los argumentos  $\phi_1$  y  $\phi_2$ , que corresponden a  $0^\circ$  y  $90^\circ$  en el arreglo de la Fig. 7.

Ahora bien, un arreglo canónico de cualquier geometría se puede convolucionar con otro y producir un arreglo de mayor dimensión denominado  $RA_L$ , donde  $L$  es el número de arreglos canónicos usados para sintetizarlo.

Por tanto, la expresión de distribución de corriente para un arreglo  $RA_L$  de  $(L+1) \times (L+1)$  elementos viene dada por (15).

$$RA_L = R_1 * R_2 * R_3 * \dots * R_{L-1} * R_L \quad (15)$$

• *Procedimiento para la síntesis de nulos*

El factor de arreglo de un arreglo  $RA_L$  de  $(L+1) \times (L+1)$  elementos es el producto de los  $L$  factores de arreglos canónicos usados para sintetizarlo, tal como se muestra en (16).

$$AF(\theta, \phi) = \prod_{i=1}^L AF_{ei}(\theta, \phi) \quad (16)$$

Donde  $AF_{ei}(\theta, \phi)$  es el factor de arreglo de un arreglo canónico  $R_i$ . Dicho factor de arreglo se define mediante la expresión (17).

$$AF_{c(\theta, \phi)} = a_1 e^{jkd_1 \sin \theta \cos(\phi - \phi_1)} + a_2 e^{jkd_2 \sin \theta \cos(\phi - \phi_2)} + a_3 e^{-jkd_1 \sin \theta \cos(\phi - \phi_1)} + a_4 e^{-jkd_2 \sin \theta \cos(\phi - \phi_2)} \quad (17)$$

Donde  $a_1, a_2, a_3$  y  $a_4$  representan las excitaciones complejas del arreglo canónico. El procedimiento para hallar dichas excitaciones es el siguiente:

- Se fija una de las excitaciones a uno ( $a_1 = 1$ , por ejemplo).
- Se definen las posiciones de tres nulos arbitrarios en el diagrama de radiación. Es decir, estos últimos se establecen en  $(\theta_{ni}, \phi_{ni})$  para  $i = 1, 2, 3$ .
- Se evalúa (17) en  $(\theta_{ni}, \phi_{ni})$  y se iguala dicha expresión a cero, tal como se muestra en (18).

$$\begin{cases} AF_c(\theta_{n1}, \phi_{n1}) = 0 \\ AF_c(\theta_{n2}, \phi_{n2}) = 0 \\ AF_c(\theta_{n3}, \phi_{n3}) = 0 \end{cases} \quad (18)$$

- Con (18) se genera un sistema de ecuaciones que permite encontrar las excitaciones complejas  $a_1, a_2, a_3$  y  $a_4$ .

Ahora bien, sintetizar un arreglo  $RA_L$  de  $(L+1) \times (L+1)$  elementos conlleva el siguiente procedimiento:

- Se establece el número de nulos deseados, lo que permite definir el número  $L$  de arreglos canónicos.
- Se sintetiza cada uno de los  $L$  arreglos canónicos, tal como se describió en el procedimiento anterior, para determinar los coeficientes  $a_1, a_2, a_3$  y  $a_4$ .
- Se determina la distribución de corriente del arreglo de  $RA_L$  de  $(L+1) \times (L+1)$  elementos mediante la convolución de los  $L$  arreglos, según lo establecido en (15).

### C. Quinta Generación de Redes Móviles (5G-NR)

Las nociones de síntesis de arreglos en el plano, explicadas en la sección previa, son aplicadas para un canal de bajada en redes móviles 5G. Por lo que, a continuación, se exponen los fundamentos de dicha tecnología y la utilizad de la síntesis de arreglos en ella.

#### • Características generales de los Sistemas IMT-2020

IMT-2020 hace referencia al nombre genérico *5G New Radio*, tecnología móvil que busca satisfacer las demandas de tráfico de los usuarios en las próximas décadas.

5G-NR exige requerimientos particulares del espectro, ya que debido a la alta transmisión de datos, surge la necesidad

por bandas de frecuencia que ofrezcan anchos de banda más extensos.

Por lo que, la 3GGP establece que 5G-NR debe soportar las dos bandas de frecuencia especificadas en la Tabla I [7].

TABLA I  
RANGOS DE FRECUENCIA DE 5G-NR [7]

Banda		Rango de frecuencia
FR <sub>1</sub>		410 MHz - 7.125 GHz
FR <sub>2</sub>	FR <sub>2,1</sub>	24.25 GHz - 52.6 GHz
	FR <sub>2,2</sub>	52.6 GHz - 71 GHz

Uno de los inconvenientes que tiene 5G-NR son las pérdidas por propagación en la banda FR<sub>2</sub>. Este problema se resuelve usando antenas con gran directividad, lo que implica que el haz principal del diagrama de radiación debe ser muy angosto, sin embargo, esto genera una reducción de la cobertura angular.

La solución, aportada por la industria para mantener una cobertura aproximada de 120° por sector, es usar un arreglo de antenas cuyo haz sea muy fino, pero que vaya cambiando de posición con el tiempo de acuerdo con una secuencia establecida previamente.

La máxima cantidad de haces utilizada para cubrir los 120° por sector está definida en el estándar en función de la frecuencia y la numerología (separación entre subportadoras). En la Tabla II se presenta la relación entre cantidad máxima de haces, frecuencia y numerología, según lo establecido mediante el estándar [8] definido por la 3GGP en 2023.

TABLA II  
MÁXIMA CANTIDAD DE HACES EN FUNCIÓN DE FRECUENCIA Y NUMEROLOGÍA [8]

Caso	Numerología	Frecuencia de subportadora	Máxima cantidad de haces en 120° por sector
A	15 KHz	Menor o igual 3 GHz	4
		Mayor a 3 GHz-dentro del rango de FR <sub>1</sub>	8
B y C	30 KHz	Menor o igual 3 GHz	4
		Mayor a 3 GHz-dentro del rango de FR <sub>1</sub>	8
D	120 KHz	Dentro del rango de FR <sub>2</sub>	64
E	240 KHz	Dentro del rango de FR <sub>2,1</sub>	64
F	480 KHz	Dentro del rango de FR <sub>2,2</sub>	64
G	960 KHz	Dentro del rango de FR <sub>2,2</sub>	64

Para lograr dicha adaptación dinámica del haz en el sector de  $120^\circ$ , la excitación compleja de cada elemento del arreglo debe ser previamente definida. Tal como se observará en los resultados obtenidos, esto se logra a partir de los métodos de síntesis estudiados en este trabajo.

### III. MARCO METODOLÓGICO

Con el objetivo de lograr el análisis y la síntesis de arreglos lineales de  $N$  elementos y planares  $N \times N$  elementos, se desarrolló un programa en MATLAB.

La Fig. 8 muestra los dos módulos principales del programa: el módulo de análisis y el de síntesis.

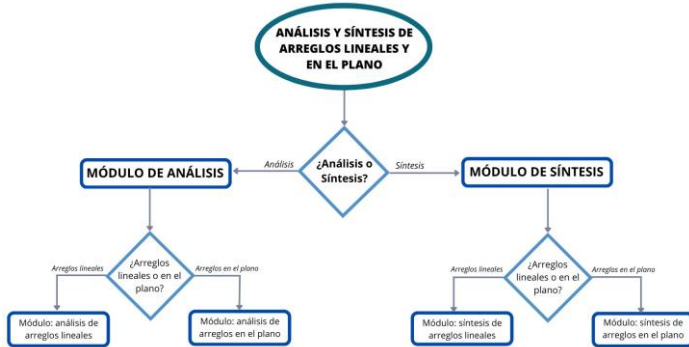


Fig. 8 Módulos principales del programa de análisis y síntesis de arreglos lineales y en el plano

El módulo de síntesis de arreglos en el plano tiene las tres subdivisiones observadas en la Fig.9. Estas representan a los tres métodos de síntesis que se aplicarán en un canal de bajada de redes móviles 5G.

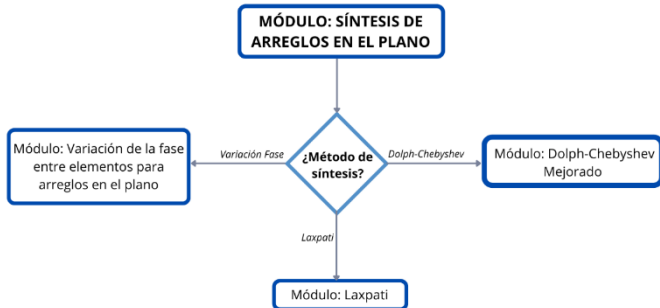


Fig. 9 Módulo de síntesis de arreglos en el plano

### IV. RESULTADOS

Este apartado se divide en dos secciones. El primero se enfoca en mostrar los resultados obtenidos debido al desarrollo de los métodos de síntesis de la Fig. 9 en arreglos de antenas planares. Posteriormente, dichos algoritmos serán aplicados para cumplir con ciertos requerimientos del canal de bajada 5G.

#### A. Resultados de síntesis de arreglos de antenas planares

1) *Ejemplo 1 – Método de variación de la fase entre elementos:* Se sintetiza un arreglo cuadrado ( $N \times N$ ) sobre el plano  $xy$ . Este tiene distribución de amplitud uniforme y para cada una de las dimensiones del plano, el número de elementos es igual a 16 ( $N_x = N_y$ ) y la distancia inter-elemento es de  $0.5\lambda$  ( $d_x = d_y$ ). Además, se quiere ubicar el lóbulo principal en  $\theta_0 = 45^\circ$  y  $\phi_0 = 45^\circ$ .

En primera instancia, se hallan los desfases en dirección  $x$  y en dirección  $y$ . Se obtiene que  $\Delta\beta_x = -90^\circ$  y  $\Delta\beta_y = -90^\circ$ .

La Fig. 10 muestra el diagrama de radiación: se observa que el lóbulo principal efectivamente se ubica en  $\theta_0 = 45^\circ$  y  $\phi_0 = 45^\circ$ . Adicionalmente, la Fig. 11 ofrece un corte del diagrama en  $\phi_0 = 45^\circ$ , donde se detalla la posición  $\theta_0$ .

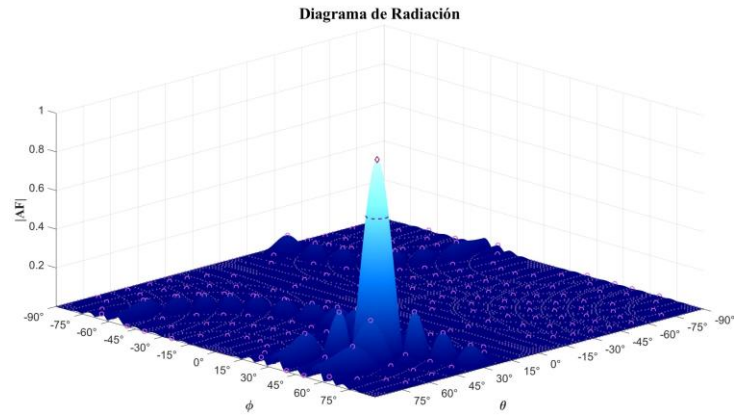


Fig. 10 Diagrama de radiación normalizado en coordenadas cartesianas y en escala lineal - Ejemplo 1

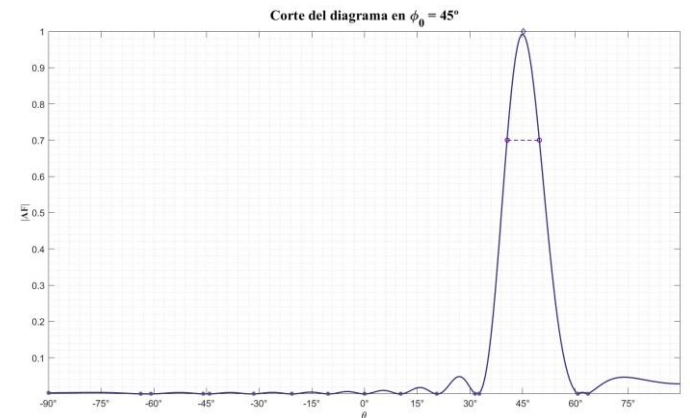


Fig. 11 Corte del diagrama de radiación, donde se observa que  $\theta_0$  está en  $45^\circ$  - Ejemplo 1

2) *Ejemplo 2 – Método de Dolph-Chebyshev Mejorado:* Se aplica Dolph-Chebyshev Mejorado para sintetizar un arreglo cuadrado ( $N \times N$ ) elementos sobre el plano  $xy$ . Dicho arreglo tiene 8 elementos en dirección  $x$  e  $y$  ( $N_x = N_y$ ) y su distancia inter-elemento es igual  $0.5\lambda$  en ambas direcciones del plano. Por otro lado, se requiere que el lóbulo principal esté en



$\theta_0 = 35^\circ$  y  $\phi_0 = -15^\circ$ ; y que el nivel relativo de los lóbulos laterales sea igual a  $-20$  dB.

En este caso, la distribución de corriente es un resultado esencial: permite cumplir con los requerimientos de la síntesis y generar el diagrama de radiación de la Fig. 12. En el **Apéndice** se puede encontrar los valores de amplitud-fase para cada elemento del arreglo.

En la Fig. 12 se aprecia que los lóbulos laterales se encuentran a la misma altura. Además, el lóbulo principal se encuentra en la posición indicada, mediante la obtención de los siguientes desfases:  $\Delta\beta_x = -99.72^\circ$  y  $\Delta\beta_y = 26.72^\circ$ .

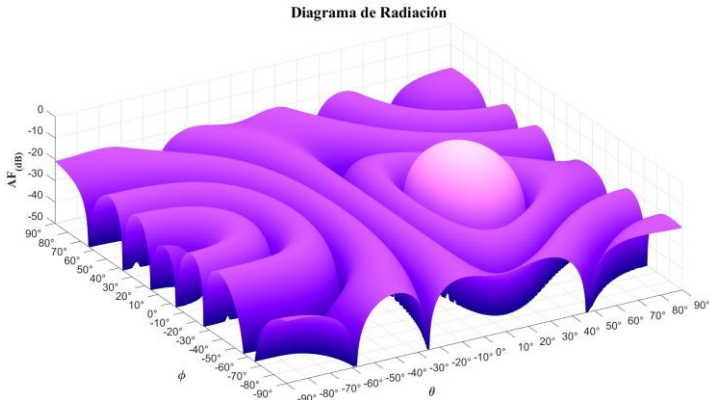


Fig. 12 Diagrama de radiación normalizado en coordenadas cartesianas y en escala logarítmica - Ejemplo 2

La Fig. 13 muestra un corte del diagrama en  $\phi_0 = -15^\circ$ . Se cumple con que los **seis lóbulos laterales** tienen una altura de  $-20$  dB.

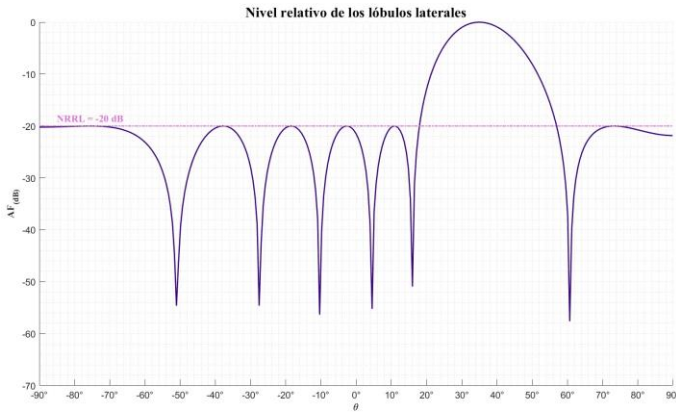


Fig. 13 Diagrama de radiación normalizado en coordenadas cartesianas y en escala logarítmica - Ejemplo 1

3) *Ejemplo 3 – Método de Laxpati*: Se estudia un arreglo de geometría romboidal ubicado en el plano. El número de nulos deseados es igual a **6** y la posición de cada nulo se observa en la Tabla III. Esta cantidad de nulos define un arreglo romboidal  $RA_L = RA_2$ , donde **2** representa el número de arreglos canónicos usados para sintetizar dicho arreglo.

Se establece que los vectores posición ( $\vec{d}_1$  y  $\vec{d}_2$ ) de cada arreglo canónico tienen el mismo módulo ( $d_1 = d_2$ ) con un

valor de  $0.25\lambda$ ; por otro lado, los argumentos  $\phi_1$  y  $\phi_2$  son iguales a  $0^\circ$  y  $90^\circ$ .

TABLA III  
POSICIONES DE LOS NULOS DESEADOS

Nulo	Posición del nulo
$(\theta_{n1}, \phi_{n1})$	$(0^\circ, 0^\circ)$
$(\theta_{n2}, \phi_{n2})$	$(10^\circ, 50^\circ)$
$(\theta_{n3}, \phi_{n3})$	$(-40^\circ, -4^\circ)$
$(\theta_{n4}, \phi_{n4})$	$(65^\circ, 80^\circ)$
$(\theta_{n5}, \phi_{n5})$	$(-12^\circ, -77^\circ)$
$(\theta_{n6}, \phi_{n6})$	$(25^\circ, 35^\circ)$

La Tabla IV muestra la distribución de corriente que resulta de la síntesis. Se obtienen **9** excitaciones complejas producto de la convolución entre los 2 arreglos canónicos.

TABLA IV  
DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE OBTENIDA

Excitación	Amplitud	Fase
$C_1$	0.497	$0^\circ$
$C_2$	1	$158.3^\circ$
$C_3$	0.537	$-40.8^\circ$
$C_4$	0.532	$141.5^\circ$
$C_5$	0.497	$-20.3^\circ$
$C_6$	1	$-178.6^\circ$
$C_7$	0.537	$20.5^\circ$
$C_8$	0.532	$-161.8^\circ$
$C_9$	1	$-10.1^\circ$

Dichos valores permiten generar el diagrama de radiación de la Fig. 14, donde se aprecian los nulos en las posiciones requeridas.

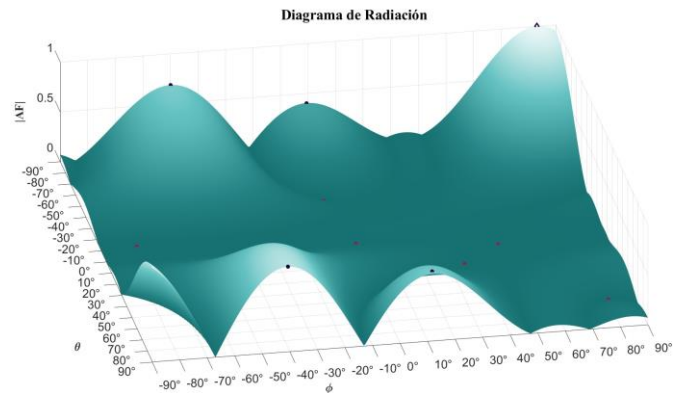


Fig. 14 Diagrama de radiación normalizado en coordenadas cartesianas y en escala lineal - Ejemplo 3

La Fig. 15 muestra el corte del diagrama de radiación en  $\phi_{n5} = -77^\circ$ . Se observa que se generó el nulo en la posición  $\theta_{n5} = -12^\circ$ , lo que verifica el procedimiento de síntesis. Se aprecia que, además de estos nulos, pueden aparecer otros no solicitados.

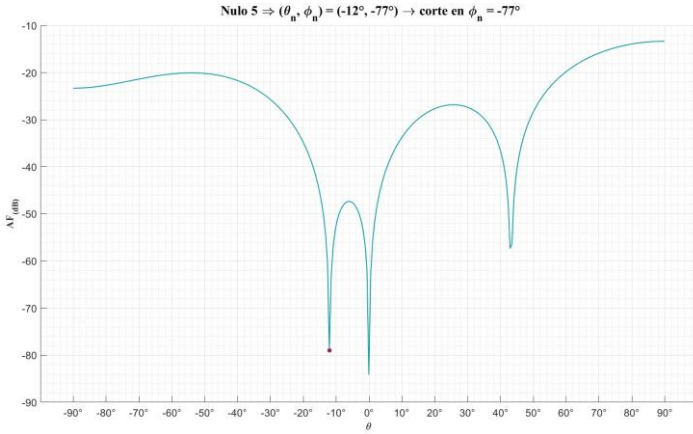


Fig. 15 Corte del diagrama en  $\phi_{n5} = -77^\circ$ - Ejemplo 3

#### B. Resultados de síntesis de arreglos de antenas planares en un canal de bajada de redes móviles 5G.

En esta sección se muestran tres ejemplos (*Ejemplo 4*, *Ejemplo 5* y *Ejemplo 6*) en los que se aplican métodos, como variación de la fase entre elementos y Dolph-Chebyshev Mejorado; con el objetivo de obtener diagramas de radiación cuyo lóbulo principal sea muy directivo y vaya cambiando de posición en un sector de cobertura de  $120^\circ$ .

Para estos tres casos de estudio, se debe tener en cuenta:

- Se establece la cantidad de haces por sector considerando la separación entre subportadoras (numerología) y las frecuencias de subportadoras, según lo establecido en la Tabla III.
- El lóbulo principal cambia de posición solo en solo en  $\theta_0$  mientras que  $\phi_0$  permanece fijo ( $\phi_0 = 0^\circ$ ); en consecuencia, se abarca el sector de  $120^\circ$  desde  $\theta_0 = -60^\circ$  hasta  $\theta_0 = -60^\circ$ .

Adicionalmente, se presenta un último ejemplo (*Ejemplo 7*) donde se aplica el método de Laxpati para generar nulos en posiciones determinadas del diagrama de radiación; con la finalidad de compensar las interferencias del canal.

*1) Ejemplo 4 – Aplicación del método de variación del a fase entre elementos:* Se considera el Caso A de la Tabla III, donde para frecuencias de subportadoras inferiores o iguales a 3 GHz y numerología de 15 KHz, se estudian **4** posiciones del haz principal con el objetivo de cubrir un sector de  $120^\circ$ .

Buscando cumplir dichos requerimientos, se aplica el método de variación de la fase entre elementos para sintetizar un arreglo cuadrado ( $N_x N_y$ ) sobre el plano xy. El número de

elementos es igual a **4** en cada una de las dimensiones del plano ( $N_x = N_y$ ), la distancia inter-elemento es igual a  $0.5\lambda$  en dirección x e y ( $d_x = d_y$ ) y tiene una distribución de amplitud uniforme.

Además, se divide  $120^\circ$  entre las 4 posiciones requeridas y se obtiene  $\Delta\theta_0 = 40^\circ$ ; este valor indica la variación angular entre cada posición. Entonces, el lóbulo principal se ubica en las posiciones observadas en la Tabla V.

TABLA V  
POSICIONES DEL LÓBULO PRINCIPAL – EJEMPLO 4

Nº Posición	Posición de lóbulo principal en $(\theta_0, \phi_0)$
1	$(-60^\circ, 0^\circ)$
2	$(-20^\circ, 0^\circ)$
3	$(20^\circ, 0^\circ)$
4	$(60^\circ, 0^\circ)$

A continuación, la Fig. 15, Fig. 16, Fig. 17 y Fig. 18 muestran los diagramas de radiación obtenidos para cada posición de la Tabla V.

- **Posición número 1**  $\rightarrow (\theta_0, \phi_0, AF_0) = (-60^\circ, 0^\circ, 0 \text{ dB})$

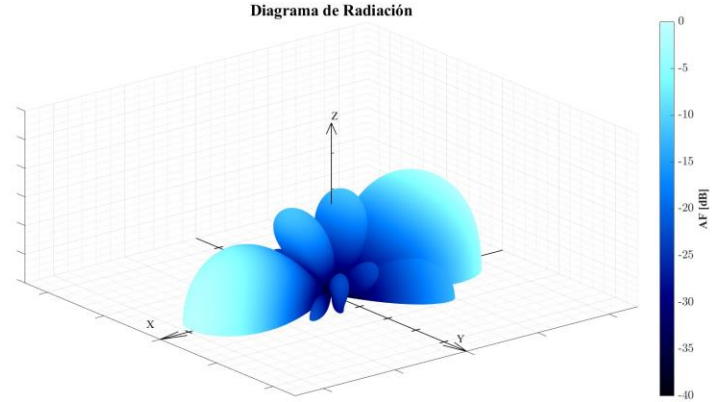


Fig. 16 Posición N° 1 del lóbulo principal – Ejemplo 4

- **Posición número 2**  $\rightarrow (\theta_0, \phi_0, AF_0) = (-20^\circ, 0^\circ, 0 \text{ dB})$

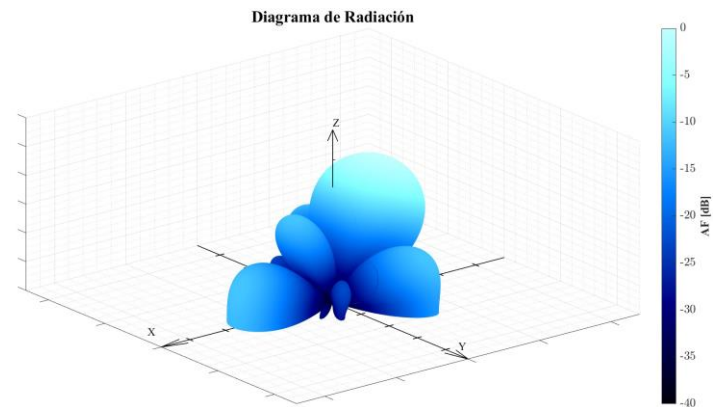


Fig. 17 Posición N° 2 del lóbulo principal - Ejemplo 4



- **Posición número 3**  $\rightarrow (\theta_0, \phi_0, AF_0) = (20^\circ, 0^\circ, 0 \text{ dB})$

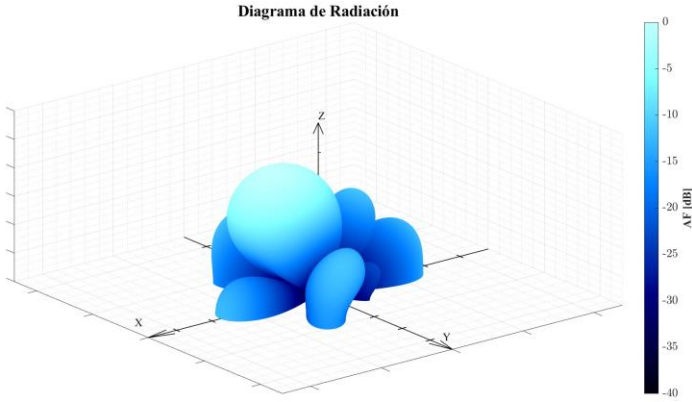


Fig. 18 Posición N° 3 del lóbulo principal - Ejemplo 4

- **Posición número 4**  $\rightarrow (\theta_0, \phi_0, AF_0) = (60^\circ, 0^\circ, 0 \text{ dB})$

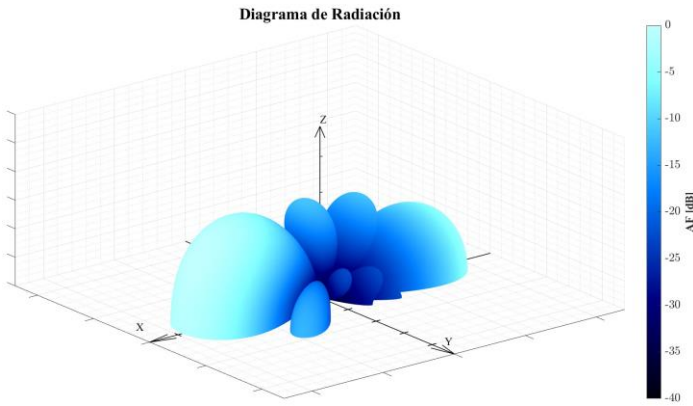


Fig. 19 Posición N° 4 del lóbulo principal - Ejemplo 4

El desplazamiento del haz principal apreciado en las diagramas previos se logra mediante la obtención del cada elemento del arreglo en cada una de las posiciones de la Tabla V. Por ejemplo, en la Tabla VI se observan las excitaciones complejas que permiten generar el patrón de radiación de la Fig. 18.

TABLA VI  
DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE PARA  $\theta_0 = 20^\circ$ – EJEMPLO 4

Excitación	Amplitud	Fase
$I(1,1)$	1	$0^\circ$
$I(1,2)$	1	$-61.56^\circ$
$I(1,3)$	1	$-123.12^\circ$
$I(1,4)$	1	$-184.69^\circ$
$I(2,1)$	1	$0^\circ$
$I(2,2)$	1	$-61.56^\circ$
$I(2,3)$	1	$-123.12^\circ$
$I(2,4)$	1	$-184.69^\circ$
$I(3,1)$	1	$0^\circ$

$I(3,2)$	1	$-61.56^\circ$
$I(3,3)$	1	$-123.12^\circ$
$I(3,4)$	1	$-184.69^\circ$
$I(4,1)$	1	$0^\circ$
$I(4,2)$	1	$-61.56^\circ$
$I(4,3)$	1	$-123.12^\circ$
$I(4,4)$	1	$-184.69^\circ$

El nivel relativo de los lóbulos laterales y la directividad máxima son dos características que se van a analizar en los diagramas de radiación resultantes. La Tabla VII muestra dichas características para cada posición  $\theta_0$ .

TABLA VII  
NRLL Y DIRECTIVIDAD MÁXIMA– EJEMPLO 4

Característica del diagrama de radiación	Ubicación de $\theta_0$	Valor
Directividad máxima	$\theta_0 = -60^\circ$ y $60^\circ$	10.31 dB
	$\theta_0 = -20^\circ$ y $20^\circ$	13.01 dB
NRLL	En todas las posiciones $\theta_0$	-11.30 dB

2) *Ejemplo 5 – Aplicación del método de Dolph-Chebyshev Mejorado*: Se sintetiza un arreglo mediante el método de Dolph-Chebyshev Mejorado, considerando los mismos requerimientos del *Ejemplo 4*: cuatro posiciones del haz principal, numerología de 15 KHz y frecuencias de subportadoras inferiores o iguales a 3 GHz.

Además, se establece el NRLL en  $-25 \text{ dB}$  y se mantiene el número de elementos del arreglo en  $N_x = N_y = 4$ , así como la distancia inter-elemento en  $d_x = d_y = 0.5\lambda$ .

La Fig. 20, Fig. 21, Fig. 22 y Fig. 23 muestran los diagramas de radiación obtenidos para las cuatro posiciones del lóbulo principal establecidas en la Tabla VI.

- **Posición número 1**  $\rightarrow (\theta_0, \phi_0, AF_0) = (-60^\circ, 0^\circ, 0 \text{ dB})$

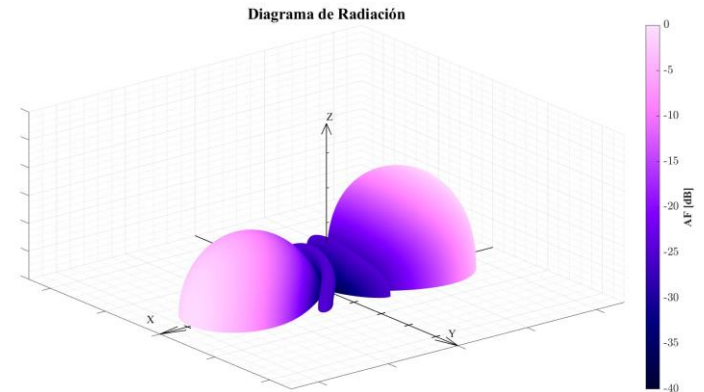


Fig. 20 Posición N° 1 del lóbulo principal - Ejemplo 5

- **Posición número 2**  $\rightarrow (\theta_0, \phi_0, AF_0) = (-20^\circ, 0^\circ, 0 \text{ dB})$

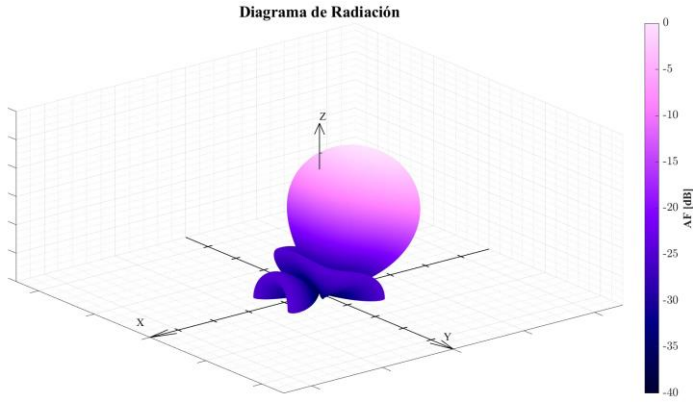


Fig. 21 Posición N° 2 del lóbulo principal - Ejemplo 5

- **Posición número 3**  $\rightarrow (\theta_0, \phi_0, AF_0) = (20^\circ, 0^\circ, 0 \text{ dB})$

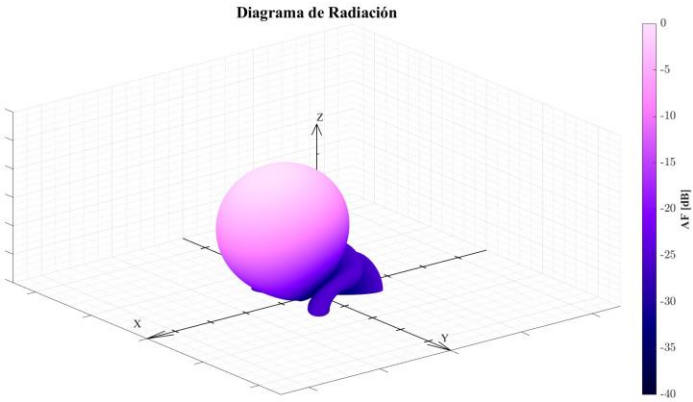


Fig. 22 Posición N° 3 del lóbulo principal - Ejemplo 5

- **Posición número 4**  $\rightarrow (\theta_0, \phi_0, AF_0) = (60^\circ, 0^\circ, 0 \text{ dB})$

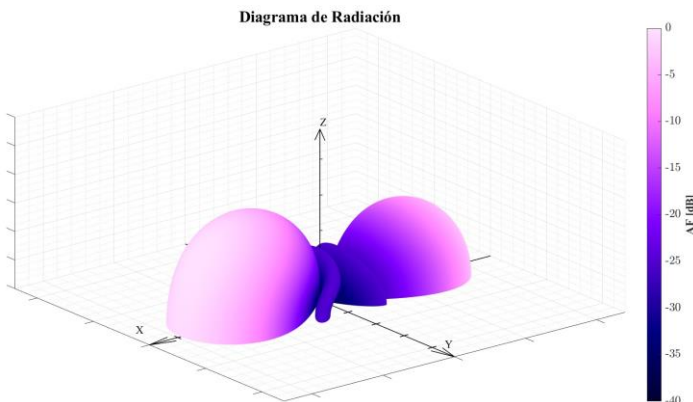


Fig. 23 Posición N° 4 del lóbulo principal - Ejemplo 5

Tal como en el *Ejemplo 4*, estos diagramas de radiación se generan mediante la obtención de la amplitud-fase de cada elemento del arreglo. A modo de ejemplo, en la Tabla VIII se aprecia la distribución de corriente para la posición del lóbulo principal en  $\theta_0 = 20^\circ$ .

TABLA VIII  
DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE PARA  $\theta_0 = 20^\circ$ – EJEMPLO 5

Excitación	Amplitud	Fase
$I(1,1)$	0.1894	$0^\circ$
$I(1,2)$	0.5682	$-61.56^\circ$
$I(1,3)$	0.5682	$-123.12^\circ$
$I(1,4)$	0.1894	$-184.69^\circ$
$I(2,1)$	0.5682	$0^\circ$
$I(2,2)$	1	$-61.56^\circ$
$I(2,3)$	1	$-123.12^\circ$
$I(2,4)$	0.5682	$-184.69^\circ$
$I(3,1)$	0.5682	$0^\circ$
$I(3,2)$	1	$-61.56^\circ$
$I(3,3)$	1	$-123.12^\circ$
$I(3,4)$	0.5682	$-184.69^\circ$
$I(4,1)$	0.1894	$0^\circ$
$I(4,2)$	0.5682	$-61.56^\circ$
$I(4,3)$	0.5682	$-123.12^\circ$
$I(4,4)$	0.1894	$-184.69^\circ$

El **NRLI especificado** se cumple para cada posición  $\theta_0$ . Para ilustrar esto, la Fig. 23 muestra un corte del diagrama de radiación que contiene al lóbulo principal en  $\theta_0 = 20^\circ$ , donde se observa que todos los lóbulos secundarios se encuentran a **-25 dB**.

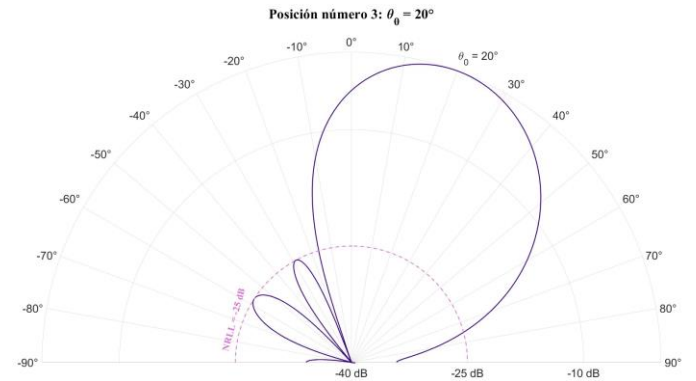


Fig. 24 Corte del diagrama para observar la posición  $\theta_0 = 20^\circ$ , donde se verifica NRLI de -25 dB - Ejemplo 5

Adicionalmente, en la Tabla IX se observa el valor de directividad máxima para cada  $\theta_0$ .

TABLA IX  
DIRECTIVIDAD MÁXIMA– EJEMPLO 4

Ubicación de $\theta_0$	Valor
$\theta_0 = -60^\circ$ y $60^\circ$	9.27 dB
$\theta_0 = -20^\circ$ y $20^\circ$	12.43 dB

En este caso de estudio, aun cuando la directividad máxima disminuye entre **1 y 0.5 dB** con respecto al *Ejemplo 4*, esto se ve compensado por la reducción de los lóbulos secundarios: el NRLL decrece en **13.7 dB** al aplicar Dolph-Chebyshev Mejorado.

En el *Ejemplo 4* se aplicó una distribución de amplitud uniforme, mientras que en el *Ejemplo 5* se calculan las amplitudes de Dolph-Chebyshev a partir de un nivel específico de lóbulos laterales; esto último resulta provechoso: se puede disminuir considerablemente el NRLL del arreglo manipulando únicamente su distribución de amplitud.

3) *Ejemplo 6 – Aplicación del método de Dolph-Chebyshev Mejorado en un arreglo con mayor número de elementos:* Se sintetiza un arreglo cuadrado sobre el plano xy, este arreglo mantiene la distancia inter-elemento en  $d_x = d_y = 0.5\lambda$ , pero su número de elementos es de  $N_x = N_y = 16$ .

Además, se considera el Caso D de la Tabla II. Dicho caso establece que para una numerología de 120 KHz y frecuencias de subportadoras dentro del rango de FR<sub>2</sub>, se permiten hasta 64 haces principales por sector. Este ejemplo se limita a estudiar **16** posiciones del lóbulo principal, por lo que se fija una variación angular entre cada posición de  $\Delta\theta_0 = 8^\circ$ .

Como resultado de la síntesis se generan los diagramas de radiación observados en la Fig. 25: se puede apreciar que el haz principal va cambiando de posición en  $\theta_0$  cada  $8^\circ$  hasta cubrir  $120^\circ$ .

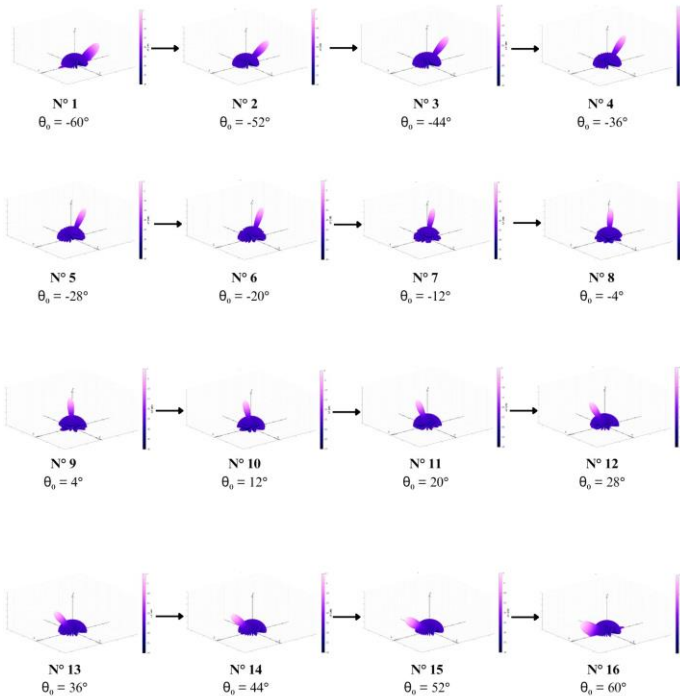


Fig. 25 Movimiento del haz principal cada  $8^\circ$  para cubrir sector de  $120^\circ$  -Ejemplo 6

La Fig. 26 muestra un corte del diagrama de radiación que contiene al haz principal en  $\theta_0 = 20^\circ$ , donde los lóbulos

laterales se encuentran a **-25 dB**. De esta forma, se ilustra que se cumple con el requerimiento esencial de la síntesis.

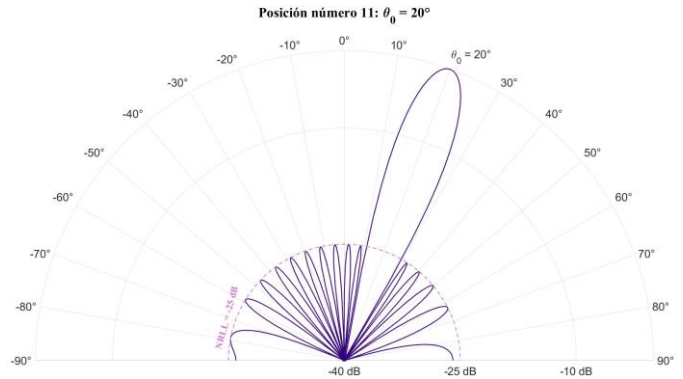


Fig. 26 Corte del diagrama donde se verifica NRLL de -25 dB

Además, se obtuvieron los valores de directividad máxima de la Tabla X para cada diagrama de radiación de la Fig. 25.

TABLA X  
DIRECTIVIDAD MÁXIMA – EJEMPLO 5

Ubicación de $\theta_0$	Valor
$\theta_0 = -60^\circ$ y $60^\circ$	21.3 dB
$\theta_0 = -52^\circ$ y $52^\circ$	22.2 dB
$\theta_0 = -48^\circ$ y $48^\circ$	22.7 dB
$\theta_0 = -36^\circ$ y $36^\circ$	23.08 dB
$\theta_0 = -28^\circ$ y $28^\circ$	23.32 dB
$\theta_0 = -20^\circ$ y $20^\circ$	23.46 dB
$\theta_0 = -12^\circ$ y $12^\circ$	23.57 dB
$\theta_0 = -4^\circ$ y $4^\circ$	23.67 dB

En este ejemplo se logra mantener el NRLL en -25 dB e incrementar la directividad máxima con respecto a la del *Ejemplo 5*.

La Fig. 27 muestra en detalle el diagrama de radiación en  $\theta_0 = 20^\circ$ : se aprecia un lóbulo principal más angosto que en el diagrama de la Fig. 22, cuyo haz se encuentra en la misma ubicación  $\theta_0$  (*Ejemplo 5*). Por tanto, para un arreglo con **16** un número de elementos, la directividad máxima en  $\theta_0 = 20^\circ$  aumenta aproximadamente en **11 dB**.

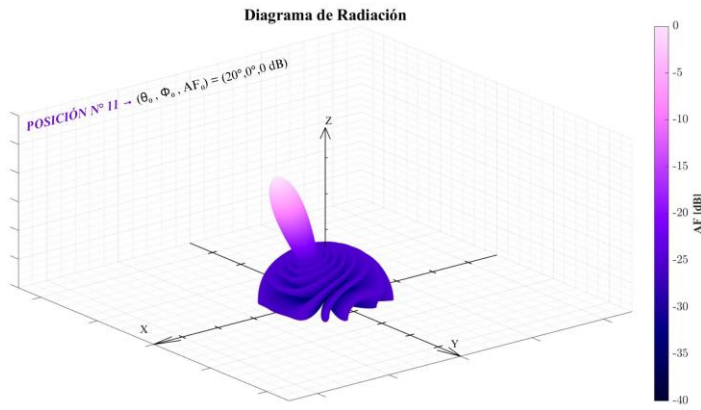


Fig. 27 Posición N° 11 del lóbulo principal ( $\theta_0 = 20^\circ$ ) - Ejemplo 6

3) *Ejemplo 7 – Aplicación del método de Laxpati:* Se busca sintetizar un arreglo romboidal en el plano mediante el método de Laxpati, con el objetivo de producir nulos en el diagrama de radiación y contrarrestar los efectos desfavorables de las interferencias. Los vectores posición ( $\vec{d}_1$  y  $\vec{d}_2$ ) de este arreglo tienen el mismo módulo  $d_1 = d_2 = 0.25\lambda$  y argumentos  $\phi_1 = 0^\circ$  y  $\phi_2 = 90^\circ$ .

La Tabla XI muestra tres coordenadas en las que se supondrá que existen interferencias, por lo que en cada una de estas posiciones se va a generar un nulo en el diagrama de radiación.

TABLA XI  
POSICIONES DE LOS NULOS DONDE SE PODRÍAN  
DETECTAR INTERFERENCIAS- EJEMPLO 7

Nulo	Posición del nulo
$(\theta_{n1}, \phi_{n1})$	$(-50^\circ, 60^\circ)$
$(\theta_{n2}, \phi_{n2})$	$(20^\circ, 45^\circ)$
$(\theta_{n3}, \phi_{n3})$	$(40^\circ, -20^\circ)$

La distribución de corriente de la Tabla XII permite obtener el diagrama de radiación de la Fig. 28; este muestra que, en efecto, los tres nulos se encuentran justo en las posiciones donde se podrían detectar interferencias.

TABLA XII  
DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE OBTENIDA- EJEMPLO 7

Excitación	Amplitud	Fase
<b>a<sub>1</sub></b>	0.977	$0^\circ$
<b>a<sub>2</sub></b>	1	$-155.36^\circ$
<b>a<sub>3</sub></b>	0.977	$62.09^\circ$
<b>a<sub>4</sub></b>	1	$-142.54^\circ$

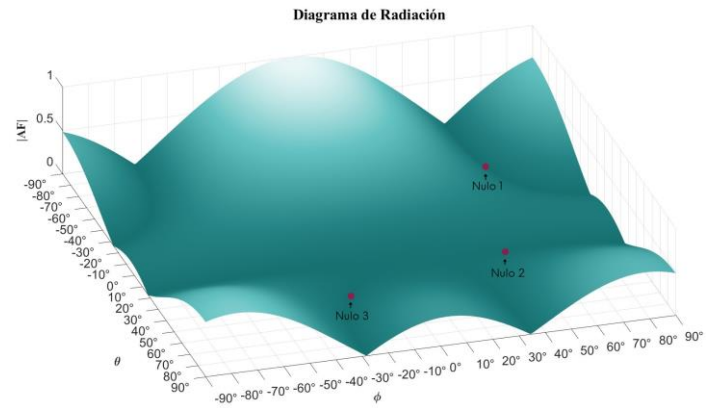


Fig. 28 Diagrama de radiación, donde se observan los tres nulos generados – Ejemplo 7

## V. CONCLUSIONES

En el presente Trabajo Especial de Grado se dio solución al requerimiento de los sistemas móviles 5G por un arreglo de antenas con un lóbulo principal angosto en su diagrama de radiación, el cual se debe desplazar angularmente en un sector de cobertura de  $120^\circ$ .

Se demostró que dicho requerimiento se puede resolver aplicando la síntesis de arreglos de antenas planares en un canal de bajada de redes móviles 5G. Para cumplir con este objetivo, se logró el desarrollo de un programa en MATLAB que realiza el análisis y la síntesis de arreglos lineales de N elementos y arreglos planares de  $N \times N$  elementos.

La síntesis de arreglos permitió hallar la excitación compleja de cada elemento y obtener un diagrama de radiación con características especificadas previamente. En el programa de MATLAB se lograron implementar tres métodos de síntesis: variación de la fase entre elementos, Dolph-Chebyshev y Laxpati.

De los métodos de síntesis desarrollados, se demostró que resulta conveniente aplicar Dolph-Chebyshev Mejorado, ya que satisface la necesidad de 5G-NR por un arreglo de antenas con un lóbulo principal directivo capaz de desplazarse en un sector de  $120^\circ$ . Con este método se logró controlar el NRLL y llevarlo a valores reducidos, muy por debajo del mínimo valor relativo de lóbulos laterales ( $-13.465$  dB) que se puede obtener en el diagrama de radiación de un arreglo con distribución de amplitud uniforme.

Adicionalmente, mediante Dolph-Chebyshev Mejorado se obtuvieron haces más directivos (incrementando el número de elementos de arreglo), mientras se lograron conservar valores óptimos de NRLL en el diagrama de radiación.

Por último, se mostró que el método de Laxpati resulta útil para satisfacer otros requerimientos de un canal de bajada 5G-NR. Pues, permite generar nulos en el diagrama de radiación justo en las posiciones donde el sistema detecta interferencias.

## VI. BIBLIOGRAFÍA

- [1] ITU - R, «Recommendation ITU-R M.2083-0: IMT Vision – Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond,» Ginebra, 2015.
- [2] C. Balanis, Antenna Theory, New Jersey: Wiley, 2005.
- [3] D. Marcano, ««Arreglos o Redes de Antenas»,» Caracas.
- [4] G. Márkov y D. Sazónov, Antenas, Editorial URSS, 1994.
- [5] F. Tseng y D. Cheng, «Optimum Scannable Planar Array with Invariant Sidelobe Level,» *IEEE*, vol. 66, pp. 1771-1778, 1968.
- [6] S. Laxpati, «Planar Array Synthesis with Prescribed Pattern Nulls,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, n° 6, pp. AP-30, 1982.
- [7] 3GPP, «ETSI TS 138 101-1 V17.9.0,» 2023.
- [8] 3GPP, «<ETSI TS 138 213 V17.4.0>,» 2023.
- [9] 3GPP, «<<ETSI TS 138 213 V17.4.0>>,» 2023.

## VII. APÉNDICE

En el siguiente enlace se puede encontrar un documento que contiene el conjunto de excitaciones complejas que genera el diagrama de radiación de la Figura 12 en el *Ejemplo 2*: [Apéndice A: Distribución de Corriente Chebyshev - Ejemplo 2.](#)