



**ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL**

**Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación**

**“IMPLEMENTACIÓN DE UN PATRÓN DE IRRADIACIÓN  
CUASI RECTANGULAR CON GANANCIA G Y ANCHO  
DE HAZ (B) USANDO UN CONJUNTO DE ARREGLOS”**

**INFORME DE MATERIA INTEGRADORA**

Previo a la obtención del Título de:

**INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES**

**EDWIN RICARDO BECERRA MENESES**

**MARCOS EDUARDO DEL PEZO ANASTACIO**

**GUAYAQUIL – ECUADOR**

**AÑO: 2017**

## **AGRADECIMIENTO**

Primero agradezco a Dios por darme la vida y la oportunidad de realizarme como profesional. Agradezco a mis padres ya que ellos fueron el pilar fundamental para la realización de este logro. Agradezco a mis amigos que me regaló la ESPOL como lo son Israel Molina, Héctor García, Luís Pérez, Jonathan Santos, Mario Barzola que contribuyeron con su granito de arena a lo largo de la carrera para este logro.

Agradezco a cada uno de los profesores por inculcarme valores y principios, aquellos que me orientaron a ser una buena persona y profesional compartiendo todos sus conocimientos conmigo.

Agradezco a mi jefe y mis compañeros de trabajo del Grupo TV Cable, que siempre me ayudaron y me incentivaron para que logre la obtención de este título.

Edwin Ricardo Becerra Meneses

Agradezco a Dios, a mi familia por ser parte no sólo de este proceso, sino a lo largo de mi vida, en formación personal y etapa académica. A mis amigos de escuela y colegio que confiaron en mí en todo momento, a mis amigos, compañeros y conocidos de universidad que con su ayuda y compañerismo, hacen aún más relevante este logro. Agradezco al ingeniero Avilés por su constante atención en el logro de este trabajo, y de manera especial a mis padres que me trajeron a este mundo por haber estado siempre a mi lado, por su permanente apoyo, por acompañarme toda una vida desde la educación inicial en preparatoria hasta los días actuales y por prestar gran parte de sus momentos a sus hijos con sus enseñanzas, valores y consejos para intentar que sean personas de bien.

Marcos Eduardo Del Pezo Anastacio

## DEDICATORIA

A Dios, padre todopoderoso, a mi padre terrenal Félix Becerra que en el transitar de la vida tuvo que migrar del país para darme la mejor educación y siempre me ha apoyado sin ninguna objeción.

A mi madre Mercedes Meneses que siempre veló por mí y me levanto cuando estuve caído, con sus consejos y ánimos me inspiro para lograr esta meta. A mi hermano Rubén Becerra, que siempre estuvo apoyándome en todo momento.

Una dedicatoria especial a mis abuelos que desde el cielo me guiaron y fortalecieron siempre para culminar mi carrera. A todos ellos va dedicado este logro.

Gracias por tanto apoyo.

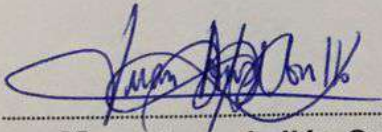
Edwin Ricardo Becerra Meneses

Dedico este trabajo a mis padres Marcos y Carmen, por dedicar gran parte de sus vidas tanto a mi hermana como a mí, en tratar hasta lo imposible que estemos bien, en momentos buenos y sobre todo en aquellos no tan buenos por ayudar siempre a levantarnos y superar peldaños que algunas veces parecían difíciles de lograr, por su paciencia, afecto y enseñanzas diarias que me han ayudado a formarme como persona.

Una dedicatoria especial a mis abuelitos Maximiliano, Senovia, Marcos y Julia, por ser 4 grandes guías en el camino, siempre depositando en sus nietos confianza, cariño y respeto, hacen que sean gran parte de mi motivación, admiración y constancia por seguir siempre adelante.

Marcos Eduardo Del Pezo Anastacio

## TRIBUNAL DE EVALUACIÓN



**Msc. Juan Avilés Castillo**

PROFESOR EVALUADOR



**Msc. Miguel Molina Villacís**

PROFESOR EVALUADOR

## DECLARACIÓN EXPRESA

"La responsabilidad y la autoría del contenido de este Trabajo de Titulación, nos corresponde exclusivamente; y damos nuestro consentimiento para que la ESPOL realice la comunicación pública de la obra por cualquier medio con el fin de promover la consulta, difusión y uso público de la producción intelectual".

*Edwin Ricardo Becerra M.*

Edwin Ricardo Becerra Meneses

*Marcos Eduardo Del Pezo A.*

Marcos Eduardo Del Pezo Anastacio

## RESUMEN

En razón de la saturación que experimentan las bandas asignadas a los sistemas celulares, actualmente existe una investigación extensa sobre el empleo de las bandas milimétricas. Estas presentan un potencial de ancho de banda mayor respecto a las de microondas, lo cual facilita la implementación de enlaces de comunicaciones a mayores velocidades.

Algunas mediciones de campo indican que las bandas de 28-38 GHz permiten enlaces de implementación externa (outdoor) aun cuando No exista Línea de Vista (NLOS). Sin embargo la viabilidad de dichos enlaces exige la aplicación de antenas direccionales, tanto en el lado del transmisor como del receptor para compensar la mayor pérdida de trayectoria que aparece al usar estas bandas. Tal implementación a su vez, impone una alineación entre ambas antenas que normalmente representa un mecanismo complejo.

Una de las maneras de determinar dichas características corresponde a la estimación del canal, la cual plantea muchos retos debido a la necesidad de evaluar el canal en muchas direcciones; a diferencia de los canales de microondas (<3GHz) donde normalmente la antena de la estación de base es del tipo sectorial, que sirve para iluminar toda el área de servicio.

Se puede demostrar que un método eficiente para determinar los ángulos de partida y de arribo, así como las ganancias de cada uno de los principales pasos de propagación, consiste en aplicar un patrón de irradiación rectangular [1]. El empleo de un solo arreglo de radiofrecuencia (frente RF) impone un diseño especial, que no necesariamente funciona para todas las posiciones de usuario dentro del área de servicio, esencialmente para locaciones NLOS en donde se requiere una mayor ganancia de antena.

Una configuración híbrida facilita la generación de un patrón de irradiación rectangular, debido a que se pueden usar bloques de RF para obtener un ancho de haz y una ganancia de antena suficiente.

El proyecto integrador se enfocará en la implementación de un patrón de irradiación cuasi rectangular con características definidas, la cual, toma como base el trabajo

“Channel Estimation and Hybrid Precoding for Millimeter Wave Cellular Systems” de los autores Ahmed Alkhateeb, Omar El Ayach, Geert Leus y Robert W. Heath Jr. [2].

El documento se desarrolla en cuatro capítulos. En el capítulo 1 se describe la problemática, su justificación, objetivos generales y específicos. El capítulo 2 plantea los fundamentos teóricos (ULA, ancho de haz versus ganancia de antena, métodos de rotación de haces) necesarios para una rápida comprensión del objetivo y desarrollo del proyecto. En el capítulo 3 se explica el diseño seguido en la implementación propuesta, así como el uso del algoritmo orthogonal matching pursuit (OMP) para aproximar la generación del patrón a uno ideal. Finalmente, en el capítulo 4 se presentan los resultados del diseño y los efectos que surgen al cambiar cada uno de los parámetros utilizados (cantidad de antenas, número de bloques RF).

## ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTO .....	ii
DEDICATORIA .....	iii
TRIBUNAL DE EVALUACIÓN .....	iv
DECLARACIÓN EXPRESA .....	v
RESUMEN .....	vi
ÍNDICE GENERAL.....	viii
ÍNDICE DE FIGURAS.....	x
ÍNDICE DE TABLAS .....	xii
CAPÍTULO 1 .....	1
1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 Planteamiento del problema. ....	1
1.2 Objetivo general y objetivos específicos.....	2
1.2.1 Objetivo general. ....	2
1.2.2 Objetivos específicos. ....	2
1.3 Justificación. ....	3
CAPÍTULO 2.....	4
2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS. ....	4
2.1 Características del canal de 28 GHz. ....	4
2.2 Antenas Isotrópicas. ....	4
2.3 ULA.....	5
2.3.1 Factor de arreglo. ....	5
2.3.2 Función de giro.....	6



2.3.3 Expresión general de ULA. ....	7
2.4 Método de búsqueda jerárquica. ....	13
2.5 Criterio de Hur. ....	14
2.6 Configuración Híbrida. ....	14
2.7 Algoritmo de búsqueda de coincidencias ortogonal.....	15
CAPÍTULO 3.....	16
3. DESARROLLO DEL PROBLEMA.....	16
3.1 Modelo del sistema.....	16
3.2 Estructura Híbrida.....	18
3.3 Diseño de vectores formadores de haz. ....	21
CAPÍTULO 4.....	31
4. RESULTADOS DE IMPLEMENTACIÓN.....	31
4.1 Patrones de irradiación individuales visto por ULAs. ....	31
4.2 Patrón de irradiación ideal versus patrón aproximado.....	33
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	38
BIBLIOGRAFÍA.....	40
ANEXOS.....	42

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1. Patrón de radiación de una antena isotrópica.....	5
Figura 2.2. Patrón de radiación para una ULA de 11 elementos con distancia de separación $d = \lambda/2$ . .....	8
Figura 2.3. Patrón de haz para una ULA sin la aplicación de un vector de steering (rotación) y en la figura inferior la aplicación de un vector de steering en $25^\circ$ . .....	9
Figura 2.4. ULA de 11 elementos con rotación. ....	10
Figura 2.5. Patrones de radiación de ULAS 21 elementos. ....	11
Figura 2.6. ULA de 11 elementos con $d = \lambda$ . ....	12
Figura 2.7. Patrón de radiación para una ULA de 11 elementos con una distancia de separación menor a $\lambda/2$ .....	12
Figura 2.8. Gráfica de patrones de haces de tres niveles. ....	14
Figura 3.1. Esquema del modelo del sistema a utilizar. ....	16
Figura 3.2. Sistema de Configuración Híbrida. ....	18
Figura 3.3. Esquema de Vectores subdivididos por niveles.....	19
Figura 3.4. Vectores formadores de haces subdivididos por niveles. ....	20
Figura 3.5. Vector formador de haz en función de ganancia (G) vs. Ancho de Haz (B).....	21
Figura 4.1 Patrón de irradiación de la Estructura Híbrida visto por ULAs. ...	31
Figura 4.2 Patrón de irradiación de la Estructura Híbrida visto por ULAs (segundo nivel). ....	32
Figura 4.3 Patrón de irradiación de la Estructura Híbrida visto por ULAs (tercer nivel). ....	32

Figura 4.4 Patrón de irradiación ideal versus patrón de la estructura híbrida (primer nivel). .....	33
Figura 4.5 Patrón de irradiación ideal versus patrón de la estructura híbrida ( $0^\circ - 180^\circ$ ). .....	34
Figura 4.6 Patrón de irradiación ideal versus patrón de la estructura híbrida ( $180^\circ - 360^\circ$ ). .....	34
Figura 4.7 Patrón de irradiación ideal versus patrón de la estructura híbrida compuesta por 128 antenas y 16 bloques de RF (primer nivel). .....	35
Figura 4.8 Patrón de irradiación ideal versus patrón de la estructura híbrida compuesta por 32 antenas y 16 bloques de RF (primer nivel). .....	36
Figura 4.9 Patrón de irradiación ideal versus patrón de la estructura híbrida compuesta por 32 antenas y 18 bloques de RF (primer nivel). .....	36
Figura 4.10 Patrón de irradiación ideal versus patrón de la estructura híbrida compuesto por 32 antenas y 18 bloques de RF ( $0^\circ - 180^\circ$ ). .....	37
Figura 4.11 Patrón de irradiación ideal versus patrón de la estructura híbrida compuesto por 32 antenas y 18 bloques de RF ( $180^\circ - 360^\circ$ ). .....	37

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Vectores que forman patrón a $180^\circ$ .....	22
Tabla 2. Vectores que forman patrón a $90^\circ$ .....	22
Tabla 3. Vectores que forman patrón a $45^\circ$ .....	23
Tabla 4. Vectores que forman patrón a $22.5^\circ$ .....	24
Tabla 5. Vectores que forman patrón a $11.25^\circ$ .....	25

# CAPÍTULO 1

## 1. INTRODUCCIÓN.

### 1.1 Planteamiento del problema.

La comunicación entre una estación de base y un usuario móvil en la banda de los 28GHz presenta muchos retos, especialmente debido a la pérdida de trayectoria en alrededor de 20 dB adicionales con respecto a las actuales bandas celulares de microondas. Esto impone la instalación de antenas direccionales, tanto en el transmisor como en el receptor. Al mismo tiempo dichas antenas deben satisfacer la condición de alineamiento ya que, de lo contrario se dificulta la comunicación.

En razón de que un equipo móvil requiere que la antena direccional pueda dirigir su haz dinámicamente en cualquier dirección, se usará un arreglo de antenas para la generación del patrón de irradiación, es decir, un patrón que puede ser controlado electrónicamente y no en forma mecánica (rotador). Sin embargo, un arreglo único de antenas no permite un control independiente de la ganancia y ancho de haz, que resulta necesario para la explotación máxima de las características de un canal de comunicaciones.

Existen varios mecanismos dinámicos de alineación de antenas direccionales tales como la búsqueda exhaustiva y métodos jerárquicos, no obstante la máxima conectividad se obtiene realizando una estimación de canal previa y alineando patrones de irradiación en las mejores direcciones.

El método exhaustivo consiste en tratar de establecer la conexión variando el ángulo del patrón de irradiación fijo del transmisor y receptor. Asumiendo que la antena tiene suficiente ganancia, el tiempo de conexión depende del ancho del haz, ya que generalmente resulta extenso y poco práctico. Por otro lado a través del método jerárquico, la conexión se establece por etapas usando inicialmente un ancho de haz grande (baja ganancia de antena) que se va reduciendo en las etapas siguientes, de esta manera se determina con precisión relativa la ubicación del paso de propagación principal.

En comparación con el método exhaustivo el tiempo de conexión se reduce, pero presenta el potencial inconveniente de una ganancia de antena menor en las primeras etapas del procedimiento. Ambos métodos solo buscan el paso principal de propagación sin considerar el resto de los pasos o caminos, que también contribuyen al aumento de la capacidad total del enlace. De hecho, los estudios realizados en esta banda determinan que en promedio se tienen de 2 a 3 pasos principales de propagación de la señal, entre la estación base y el usuario móvil. La determinación de dichos pasos de propagación se logra mediante una estimación de canal. Estos datos permiten alinear el patrón de irradiación junto con las ganancias respectivas.

En el estudio de Sooyoung Hur, Taejoon Kim, David J. Love, James V. Krogmeier, Timothy A. Thomas, and Amitava Ghosh, se determina que un patrón de irradiación rectangular provee la mejor opción para la estimación del canal [1]. Tal criterio junto con una técnica de muestreo comprimida ha sido aplicada en el trabajo de Ahmed Alkhateeb, Omar El Ayach, Geert Leus y Robert W. Heath Jr. [2]. Es precisamente en esta parte donde se focaliza el desarrollo de este trabajo, es decir en la implementación de un patrón cuasi rectangular de ganancia y ancho de haz determinados.

## **1.2 Objetivo general y objetivos específicos.**

### **1.2.1 Objetivo general.**

Implementar sobre la plataforma Matlab un patrón de irradiación cuasi rectangular con cierta ganancia y ancho de haz variable utilizando una configuración híbrida de arreglos de antenas isotrópicas.

### **1.2.2 Objetivos específicos.**

- Determinar los parámetros que afectan al patrón de irradiación de una ULA y combinaciones de ULAs.
- Estudiar el algoritmo de búsqueda de coincidencias ortogonal (OMP).
- Simular patrones de irradiación rectangular con diferentes ganancias, anchos de haz y ángulos centrales.

### **1.3 Justificación.**

Este proyecto tiene como finalidad poder generar patrones de irradiación rectangulares de tal manera que sirvan para poder realizar la estimación de un canal en la banda de los 28 GHz. Para lograr esto, se utilizará la plataforma de MATLAB, donde se va a generar los distintos patrones de irradiación haciendo uso de una estructura híbrida; con ello se podrá controlar el ancho del haz manteniendo la ganancia fija y así satisfacer las pérdidas de camino que se tiene en la banda antes mencionada.

## CAPÍTULO 2

### 2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS.

#### 2.1 Características del canal de 28 GHz.

Los canales de onda milimétrica trabajan en las bandas de frecuencia de 30 a 300 GHz con longitudes de onda de 10 a 1 mm, brindan una posibilidad de un gran ancho de banda [3]. Específicamente en la banda de 30 GHz el trabajo del Profesor Rappaport considera que se pueden establecer enlaces viables hasta un rango de 200 metros [3].

La banda de frecuencia de 28 GHz es una de las bandas candidatas para enlaces de comunicaciones exteriores que permiten obtener un ancho de banda suficiente para las futuras tecnologías; concretamente los servicios 5G [4].

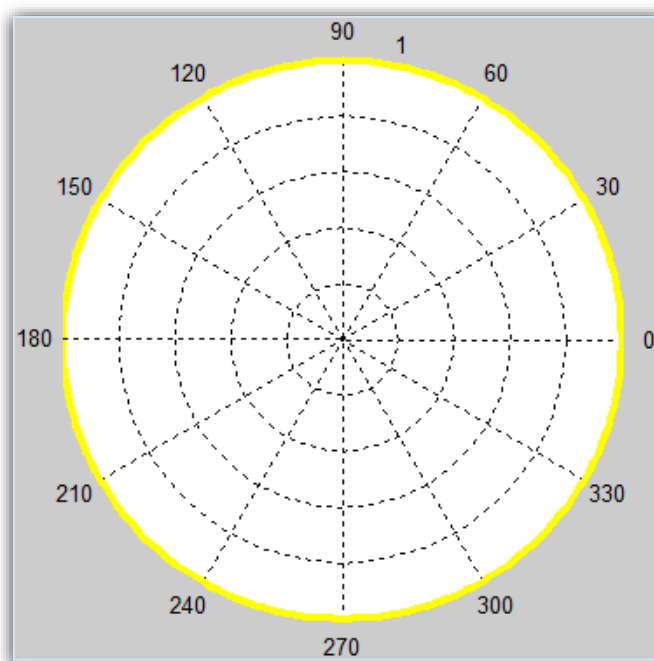
Algunos estudios se han concentrado en analizar las características de esta banda, la cual presenta importantes facilidades comparables con la tecnología hoy en día en uso (LTE) para sistemas móviles. Entre las particularidades propias de esta banda se puede mencionar: a) se requiere de la aplicación de antenas muy direccionales para compensar una mayor pérdida de pasos de propagación comparado con las bandas de microondas [5], b) el proceso de difracción es muy bajo, c) existen aproximadamente dos o tres pasos principales de propagación. En esta banda se tiene una gran pérdida de propagación, lo cual hace necesario el empleo de arreglo de antenas que aplican una formación de haz o también llamado beamforming (analógico o digital) con el objetivo de aumentar la ganancia de las antenas y así poder facilitar los enlaces. Mientras mayor es la ganancia de la antena mayor será la potencia de recepción del terminal y de la capacidad del enlace.

#### 2.2 Antenas Isotrópicas.

Las antenas isotrópicas constan de un patrón de radiación uniforme en tres dimensiones; presentan un ancho de haz vertical y horizontal definido en 360°, es decir un patrón esférico. Tienen una ganancia de 1 (0 dB) [6].



Este tipo de antenas al ser ideales, son consideradas para la construcción de arreglos uniformes de antenas isotrópicas. En la figura 2.1 se muestra el patrón que irradia alrededor de todo el espacio angular.



**Figura 2.1. Patrón de irradiación de una antena isotrópica.**

### **2.3 ULA**

El arreglo lineal uniforme de antenas (ULA) es un arreglo en el que se puede variar el patrón de irradiación aplicando a sus elementos un vector de peso con diferente amplitud y fase. Para el caso especial de phased array (arreglo con variación de fase) los elementos de la antena reciben igual amplitud y un desfase progresivo que permite cambiar la dirección de la iluminación [7].

#### **2.3.1 Factor de arreglo.**

El factor de arreglo de antenas es el patrón de irradiación de la antena, es decir la representación de irradiación de la antena por medio de campos eléctricos en el espacio [8]. En este trabajo se asumen antenas isotrópicas como elementos del arreglo.

El vector de arreglo se lo expresa de la siguiente manera<sup>a</sup>:

$$\mathbf{v}_k(\mathbf{k}) = \begin{bmatrix} e^{-j\mathbf{k}^T \mathbf{p}_0} \\ e^{-j\mathbf{k}^T \mathbf{p}_1} \\ \vdots \\ e^{-j\mathbf{k}^T \mathbf{p}_{N-1}} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

El parámetro  $\mathbf{k}$  en la expresión 2.1, representa el número de ondas con componentes en cada una de las coordenadas espaciales, mientras que  $\mathbf{p}_0$  es un vector que indica la posición de los elementos del arreglo [9]. Para el caso especial de un arreglo lineal orientado en la dirección z se tiene:

$$p_{z_n} = \left(n - \frac{N-1}{2}\right) d, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.2)$$

$$p_{x_n} = p_{y_n} = 0 \quad (2.3)$$

$$\mathbf{V}_k(\mathbf{k}_z) = \left[ e^{j\left(\frac{N-1}{2}\right)k_z d} \mid e^{j\left(\frac{N-1}{2}-1\right)k_z d} \mid \dots \mid e^{-j\left(\frac{N-1}{2}\right)k_z d} \right]^T \quad (2.4)$$

$$\mathbf{k}_z = -\frac{2\pi}{\lambda} \cos \theta - k_0 \cos \theta \quad (2.5)$$

Así mismo, el módulo del número de onda  $k$  se lo define de forma general en un medio homogéneo como lo indica la expresión 2.6:

$$|k| = \frac{w}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.6)$$

Donde  $\lambda$  es la longitud de onda perteneciente a la frecuencia  $w$ .

### 2.3.2 Función de giro.

Al tomar en cuenta el factor de arreglo descrito anteriormente, se puede lograr una rotación o steering en la ULA aplicando un vector de desplazamiento  $\mathbf{k}_T$ . Gracias al avance en procesadores de señal de alta velocidad, este tipo de configuración llega a ser muy utilizado por la facilidad de realizar el cambio en la función rápidamente [9].

La función de giro o steering está representada por la expresión 2.7:

---

<sup>a</sup> Ecuaciones 2.1- 2.7 tomadas de [9].

$$f(t, \mathbf{p}) = e^{j\omega t} \mathbf{v}_k(\mathbf{k} - \mathbf{k}_T) \quad (2.7)$$

Aquí  $\mathbf{k}_T$ , se refiere a la dirección de giro por la cual la función de respuesta de arreglo se desplaza sobre  $\mathbf{k}_T$  [9].

### 2.3.3 Expresión general de ULA.

De manera general la expresión que genera una ULA está definida por la ecuación 2.8<sup>b</sup>:

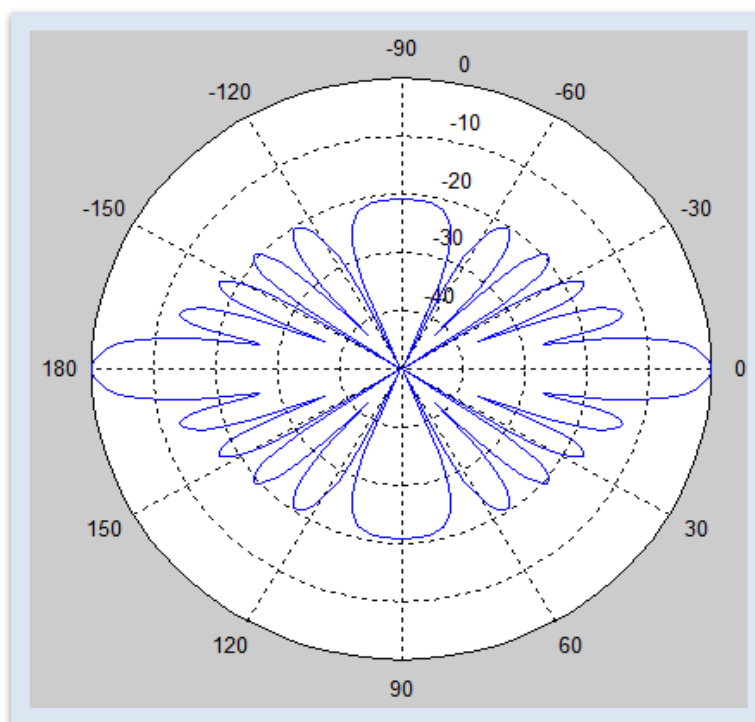
$$x(\varnothing_\ell) = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[ 1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\varnothing_\ell)}, \dots, e^{j(N-1)\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\varnothing_\ell)} \right]^T \quad (2.8)$$

Donde  $\varnothing_\ell$  es una variable que representa los ángulos de azimut del camino de propagación  $\ell$  en un rango de  $[0, 2\pi]$ ; el parámetro  $N$  es el número de antenas y  $d$  es la distancia de separación entre ellas [2].

Un ejemplo de ULA visto en coordenadas polares se muestra en la figura 2.2; donde se considera una separación  $d = \lambda/2$ .

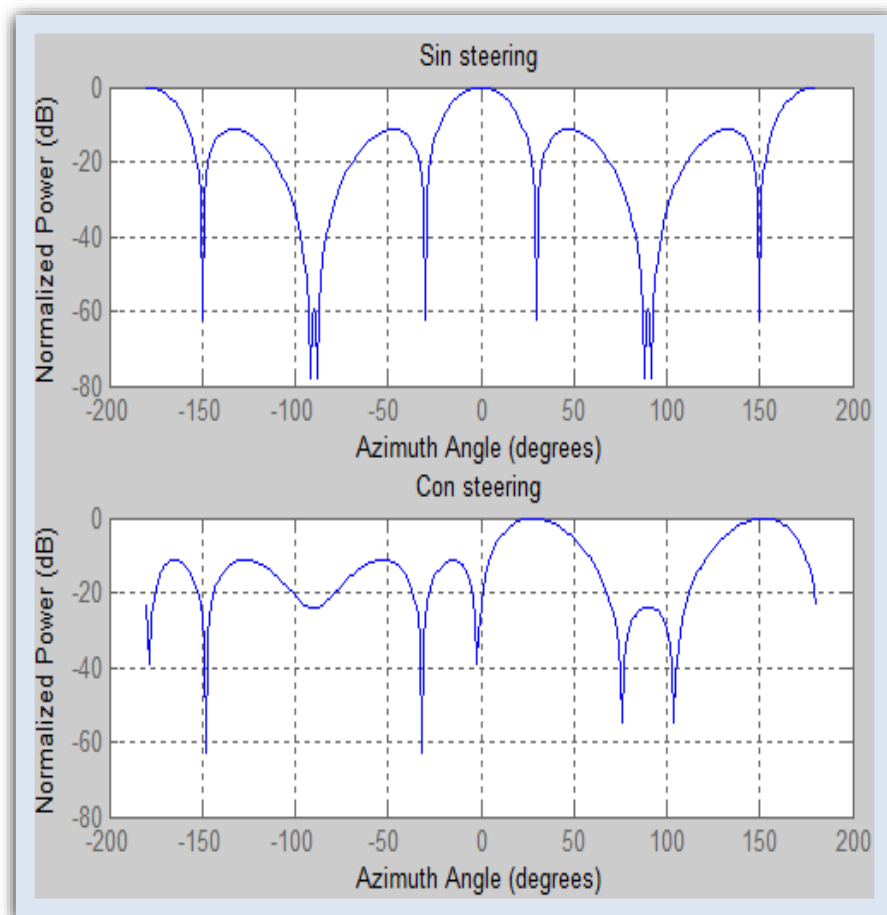
---

<sup>b</sup> Expresión 2.8 tomada [2].



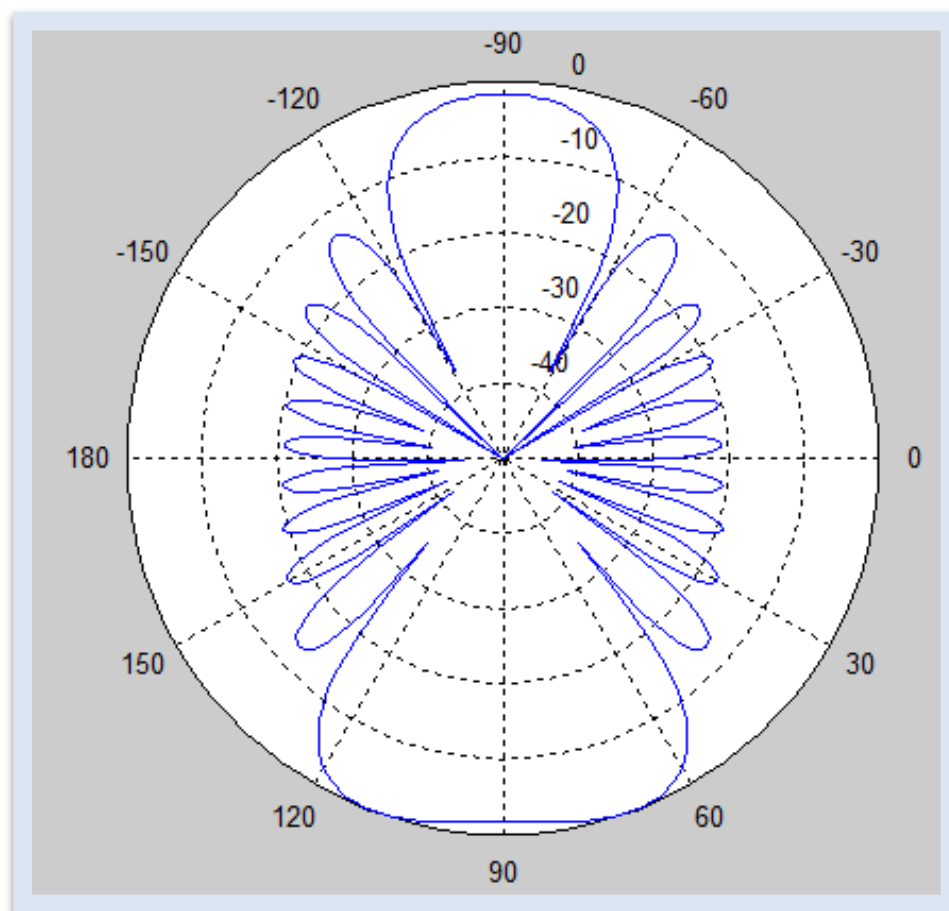
**Figura 2.2. Patrón de radiación para una ULA de 11 elementos con distancia de separación  $d = \lambda/2$ .**

Una forma de poder apreciar una rotación del lóbulo principal (steering) se muestra en la figura 2.3 para una ULA de 4 elementos en una dirección de  $25^\circ$  visto en coordenadas rectangulares.



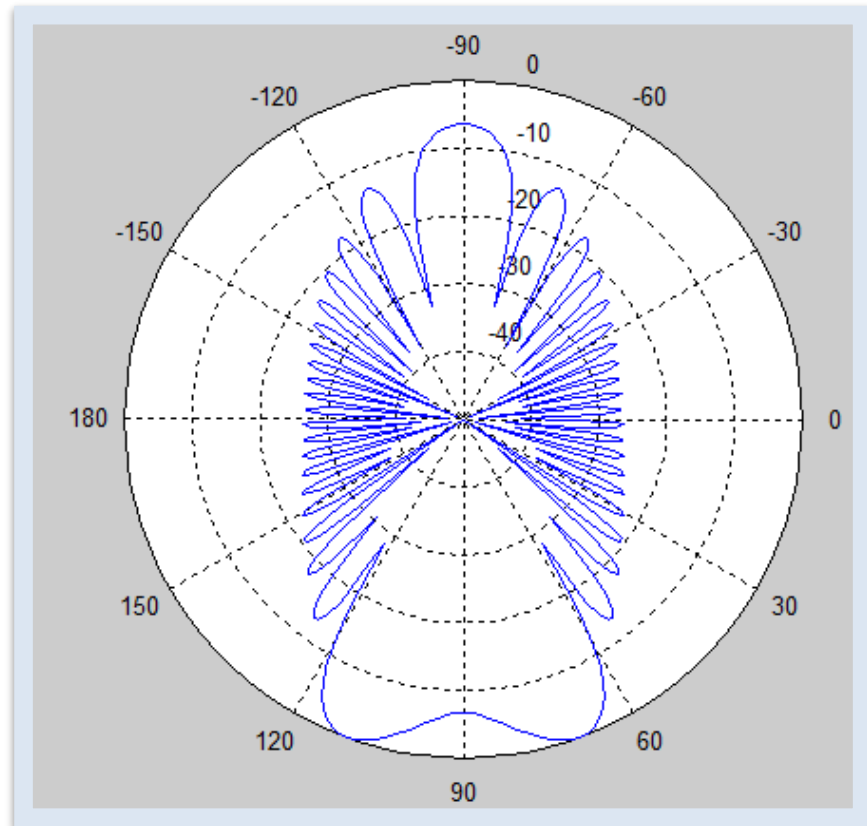
**Figura 2.3. Patrón de haz para una ULA sin la aplicación de un vector de steering (rotación) y en la figura inferior la aplicación de un vector de steering en 25°.**

En la figura 2.4 se muestra la ULA de 11 elementos (figura 2.2) donde se ha aplicado una rotación de 90°. Se puede observar que la anchura del haz en el lóbulo principal aumenta. Esto es una característica típica en las ULAs en las que el ancho del haz aumenta con el ángulo de rotación [9].



**Figura 2.4. ULA de 11 elementos con rotación.**

Por otro lado, al aumentar el número de antenas (a 21) el ancho del haz se reduce y la ganancia aumenta tal como se muestra en la figura 2.5.



**Figura 2.5. Patrones de radiación de ULAS 21 elementos.**

Al variar la distancia de separación entre elementos del arreglo (por ejemplo incrementándola a  $d = \lambda$ ), el patrón de radiación rota y su anchura de haz varía tal como se muestra en la figura 2.6.

Al tomar una separación menor a  $\lambda/2$ , se observa un solo lóbulo principal (figura 2.7). En el presente proyecto se utiliza una distancia entre elementos de  $\lambda/2$ .

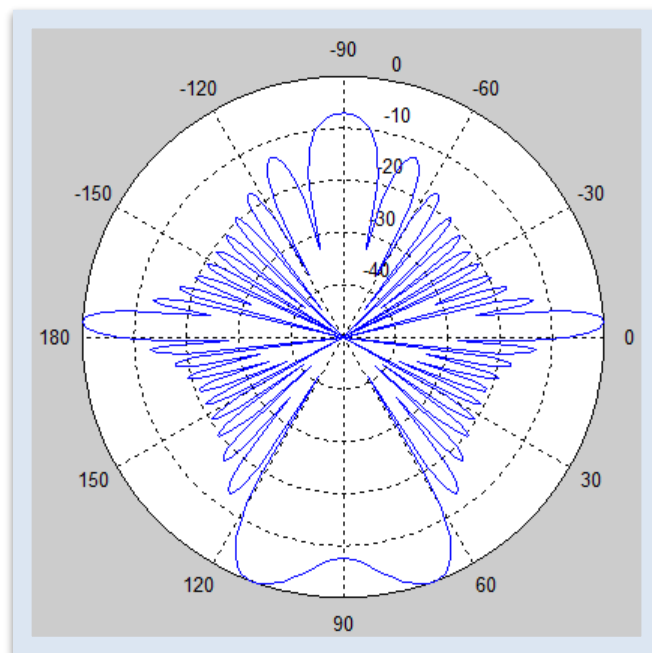


Figura 2.6. ULA de 11 elementos con  $d = \lambda$ .

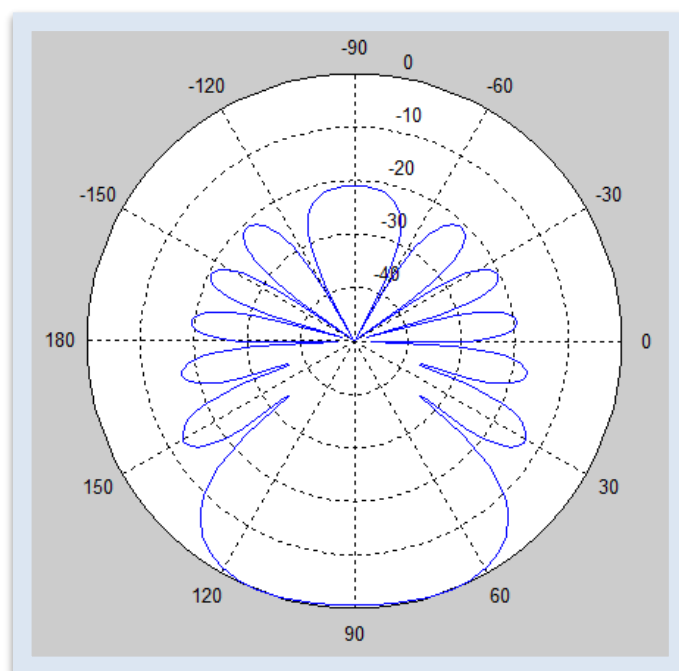


Figura 2.7. Patrón de radiación para una ULA de 11 elementos con una distancia de separación menor a  $\lambda/2$ .

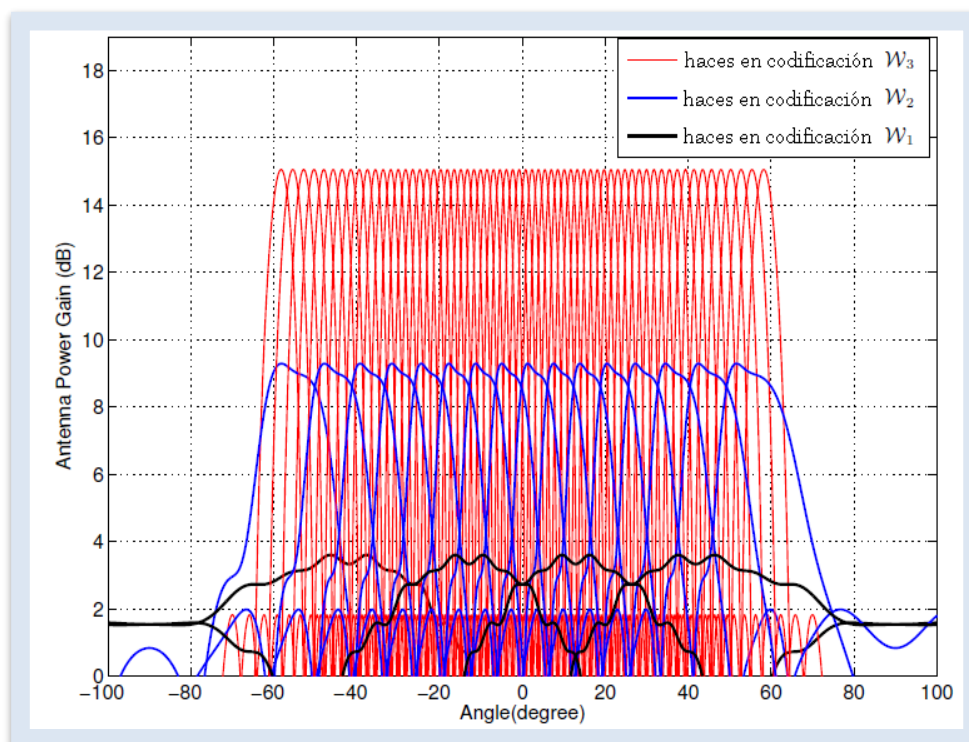


## **2.4 Método de búsqueda jerárquica.**

En el método de búsqueda jerárquica se controla en forma adaptiva la anchura del haz del patrón de irradiación y su dirección de rotación por medio del ajuste de los ángulos de giro y de técnicas de sub-arreglos [10]. Una de las ventajas que ofrece este procedimiento es la de obtener una ganancia de formación de haz muy grande con un diseño de baja dificultad en comparación a otros métodos, evitando así búsquedas exhaustivas que implican grandes retardos de tiempo [2].

Este tratamiento se caracteriza principalmente por utilizar una estructura de árbol jerárquica multinivel, es decir en la aplicación de anchos de haz cada vez menores, divididos por niveles y que a su vez se dividen en subniveles con la finalidad de obtener una mayor precisión en la determinación de las componentes multipaso.

En la figura 2.8 se muestra un ejemplo de formación de haces utilizando una búsqueda jerárquica. Se puede observar la utilización de tres niveles donde en cada nivel se emplean anchos de bandas diferentes. El último nivel corresponde a la utilización del ancho de banda más pequeño [10].



**Figura 2.8. Gráfica de patrones de haces de tres niveles [10].**

## 2.5 Criterio de Hur.

El trabajo de Hur [10] considera que la mejor forma de hacer una estimación de un canal de comunicaciones es mediante la generación de un patrón de irradiación de tipo rectangular. Dicho patrón se lo puede hacer rotar en distintas direcciones. Basado en este criterio, el espacio angular completo se puede dividir en segmentos rectangulares más pequeños.

## 2.6 Configuración Híbrida.

La generación de un patrón de irradiación rectangular requiere de un modelo de sistema híbrido (analógico- digital) [2]. Dicho sistema considera el empleo de pre-codificadores RF y de banda base, los cuales se encargan de separar o combinar el flujo de dato en cada paso de propagación, haciendo que la capacidad total del enlace aumente. Estos pre-codificadores son utilizados tanto en el lado del transmisor como en el lado del receptor. Adicionalmente, facilitan

la transmisión y recepción de varios flujos de datos. En este trabajo, la estructura híbrida se aplicará solamente en la estación de base o transmisora para generar el patrón deseado. Sin embargo esta estructura debe aplicarse igualmente en el lado del receptor para realizar el enlace.

### **2.7 Algoritmo de búsqueda de coincidencias ortogonal.**

Este algoritmo es utilizado para realizar la aproximación de un patrón de irradiación específico de manera rápida y con baja complejidad, en comparación a otros algoritmos que involucran una mayor cantidad de pasos de búsqueda [11], [12].

Para realizar la aproximación del patrón de una señal transmitida, el algoritmo ejecuta un procedimiento iterativo de búsqueda, por el cual se selecciona en cada iteración de la señal las mayores magnitudes de potencia que aproximan de mejor manera el patrón deseado. Al final, luego de tantas iteraciones el algoritmo habrá detectado el grupo correcto de magnitudes que aproximen el patrón ideal [2].

## CAPÍTULO 3

### 3. DESARROLLO DEL PROBLEMA

#### 3.1 Modelo del sistema.

Se presenta un sistema, el cual consta de una estación de base (EB) equipada con un arreglo lineal de  $N_{EB}$  antenas, que junto a  $N_{RF}$  bloques de RF, se combinan para formar el pre-codificador  $F_{RF}$ . De igual forma se tienen los mismos elementos en la estación móvil (EM).

Para realizar la transmisión<sup>c</sup>, la estación de base considera el producto matricial de dos pre-codificadores; el pre-codificador de RF ( $F_{RF}$ ), con dimensiones  $N_{EB} \times N_{RF}$ , y otro en banda base  $F_{BB}$  de tamaño  $N_{RF} \times N_S$  que junto a un flujo de datos entrante  $S$  de dimensiones  $N_S \times 1$ , generan la señal transmitida en tiempo discreto [2], como se muestra en la ecuación 3.1

$$x = [F_{RF}]_{N_{EB} \times N_{RF}} [F_{BB}]_{N_{RF} \times N_S} [s]_{N_S \times 1} \quad (3.1)$$

Un esquema simplificado del sistema visto por diagrama de bloques, se presenta en la figura 3.1.



**Figura 3.1. Esquema del modelo del sistema a utilizar.**

La señal transmitida ( $x$ ) es una matriz de dimensiones  $N_{EB} \times 1$ , donde cada vez que se ingresan datos por cada instante de tiempo se genera una matriz con dichas dimensiones. El resultado de combinar las matrices de pre-codificación se puede mostrar como un pre-codificador total  $F_T$  de dimensiones  $N_{EB} \times N_S$  en producto con el flujo de datos mostrado en la ecuación 3.2.

$$x = F_T S \quad (3.2)$$

<sup>c</sup> Ecuaciones 3.1- 3.8 tomadas de [2].

Este sistema se puede aplicar a un modelo de canal de banda estrecha con desvanecimiento por bloques H. Este canal resulta invariante con respecto al tiempo ya que los retardos son bien pequeños. La estación móvil del usuario va a recibir la señal  $r$  transmitida desde la EB [2].

$$r = HF_T s + n \quad (3.3)$$

Donde H es el modelo de canal ideal, y  $n$  es el ruido que se puede simplificar como Gaussiano.

Dado que el flujo de datos se transmite en forma combinada en cada una de las antenas, se requiere recuperar dicha información en el receptor usando un proceso inverso al empleado en la estación transmisora. Para ello se aplica el vector  $W$  (ecuación 3.4) que resulta de la combinación de los vectores  $W_{RF}$  y  $W_{BB}$ , esto es, de la combinación de los pre-codificadores de radiofrecuencia y banda base, respectivamente en el lado del usuario. Asumiendo  $W = W_{RF}W_{BB}$ , se tiene:

$$y = W^T r \quad (3.4)$$

Los pre-codificadores  $W$  procesan la señal recibida  $r$ . Reemplazando  $r$  por su equivalente en términos de canal, el pre-codificador  $F_T$  resultante de la EB y el flujo de datos  $s$ :

$$y = W^T [HF_T s]_{N_{EM} \times 1} \quad (3.5)$$

$$y = W^T H F_T s \quad (3.6)$$

En la expresión 3.6, “ $y$ ” representa el valor del dato finalmente recibido como resultado de la suma de todas las contribuciones de las antenas receptoras. Con respecto al canal se puede asumir un modelo geométrico, donde cada componente multipaso se representa mediante un vector en términos de una ULA que señala la dirección del patrón de irradiación [2]. El modelo de canal asumido para este caso se lo define como:

$$H = \sqrt{\frac{N_{EB}N_{EM}}{\rho}} \sum_{\ell=1}^L \alpha_{\ell} \mathbf{a}_{EM}(\theta_{\ell}) \mathbf{a}_{EB}^H(\phi_{\ell}) \quad (3.7)$$

Donde  $\sqrt{\frac{N_{EB}N_{EM}}{\rho}}$  representa la ganancia para cada valor de la sumatoria. El parámetro  $\rho$  representa la pérdida de camino promedio que se da entre la estación de base y la móvil.  $N_{EB}$  y  $N_{EM}$  es el número de antenas de la estación de base y de la estación móvil, respectivamente.  $\alpha_{\ell}$  Es la ganancia compleja de camino  $\ell$ , donde  $\ell = 1, 2, \dots, L$ . Las variables  $\phi_{\ell}$  y  $\theta_{\ell}$  en un rango de  $[0, 2\pi]$ , representan los ángulos de azimut del camino  $\ell$ , donde  $\phi_{\ell}$  es el ángulo de salida (ADS) para la estación de base y  $\theta_{\ell}$  el de arribo (ADA) para la estación móvil [2]. Los parámetros  $\mathbf{a}_{EB}(\phi_{\ell})$  y  $\mathbf{a}_{EM}(\theta_{\ell})$  son los vectores de generación de ULAs, tomado de la ecuación 2.4.

$$\mathbf{a}_{EB}(\phi_{\ell}) = \frac{1}{\sqrt{N_{EB}}} \left[ 1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin(\phi_{\ell})}, \dots, e^{j(N_{EB}-1)\frac{2\pi}{\lambda}d\sin(\phi_{\ell})} \right]^T \quad (3.8)$$

De manera semejante se puede definir una expresión equivalente en la estación móvil  $\mathbf{a}_{EM}(\theta_{\ell})$  en la estación móvil.

### 3.2 Estructura Híbrida.

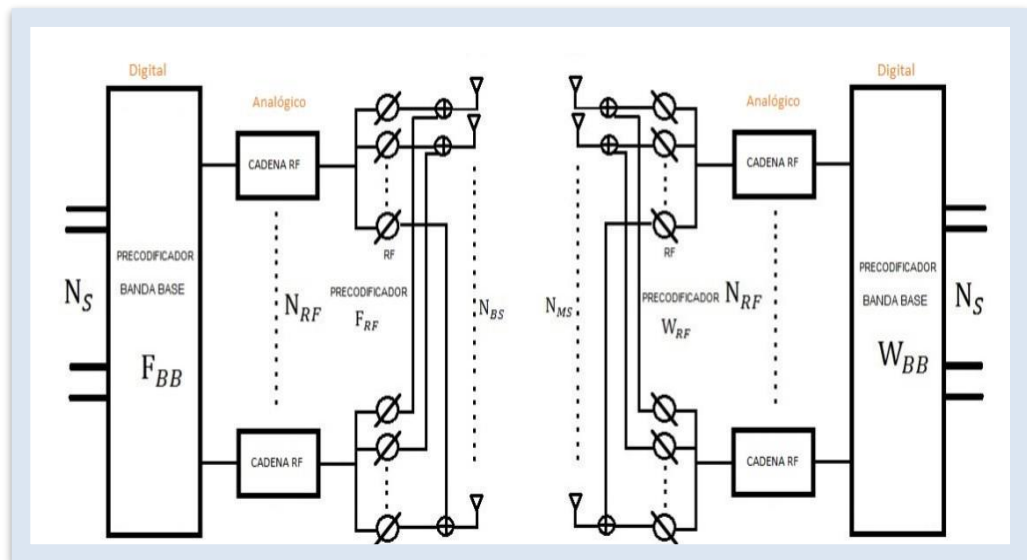
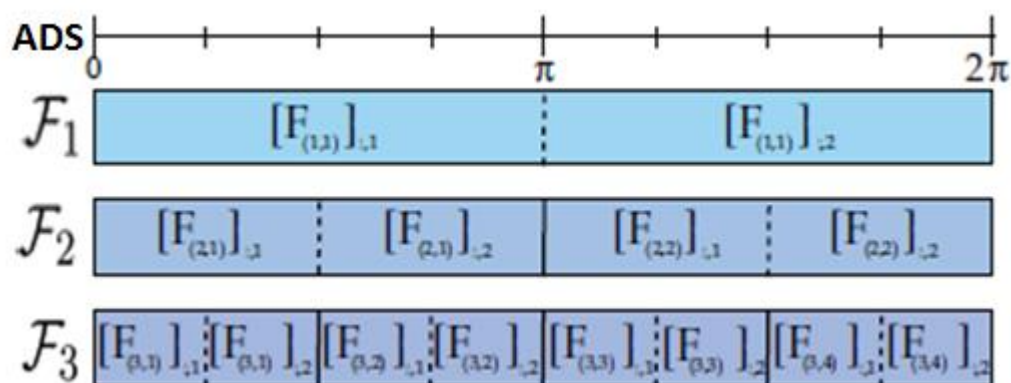


Figura 3.2. Sistema de Configuración Híbrida [2].

Para generar el patrón de irradiación cuasi rectangular se utiliza la estructura híbrida mostrada en la figura 3.2. En esta estructura se puede aplicar una codificación jerárquica de resolución múltiple de vectores, con los cuales se forma el patrón deseado. Por otra parte la estructura permite controlar la anchura del haz mediante el ajuste en dirección de los ángulos de salida de la estación de base (EB) y aplicarla en una secuencia multinivel.

Inicialmente se establece una pre-codificación  $F$  en la estación de base (EB). Este pre-codificador podría separar o combinar los flujos de datos por cada paso de propagación con el fin de mejorar la capacidad del sistema. De igual forma se puede hacer una construcción similar para la estación móvil (EM).

Un esquema de subdivisión de vectores para formar los distintos patrones de irradiación se muestra en la figura 3.3; estos vectores se definen en función de la cantidad de niveles  $S$ , representados como  $F_s$ , donde  $s = 1, 2, \dots, S$ .



**Figura 3.3. Esquema de Vectores subdivididos por niveles [2].**

En esta codificación jerárquica cada nivel consta de vectores de formación de haces que van a generar un patrón ideal. En el ejemplo de la figura 3.3 se han tomado 3 niveles, donde cada vector se encuentra en un rango de parámetros angulares  $N$  de 1-192 que serán equivalentes a los ángulos de salida (ADS) de  $[0, 2\pi]$ . Los vectores formadores de haces obedecen a la condición  $K^{s-1}$  donde se toma un valor de  $K=2$  para dividir el vector en dos subniveles [2].

Cada subconjunto  $K$  del esquema de nivel  $s$  se asocia a un intervalo de valores de ADS =  $\left\{\frac{2\pi u}{N}\right\} u \in \mathcal{L}_{(s,k)}$ , donde  $\mathcal{L}_{(s,k)} = \left\{\frac{(k-1)N}{K^{s-1}}, \dots, \frac{kN}{K^{s-1}}\right\}$ . Este rango de ángulos de salida constan de un parámetro  $u$ , el cual viene dado en función de los niveles y subniveles  $K$  que se quieran tener [2]. Cada uno de los vectores de formación de haces ( $K$ ) se construyen de tal manera que se obtiene una proyección casi igual sobre los vectores  $a_{EB}(\phi_u)$ , con  $u$  en este subgrupo, y una proyección de 0 sobre el resto de vectores. Mediante este proceso se realiza la implementación de cada uno de los vectores que van a generar en conjunto un patrón de irradiación ideal.

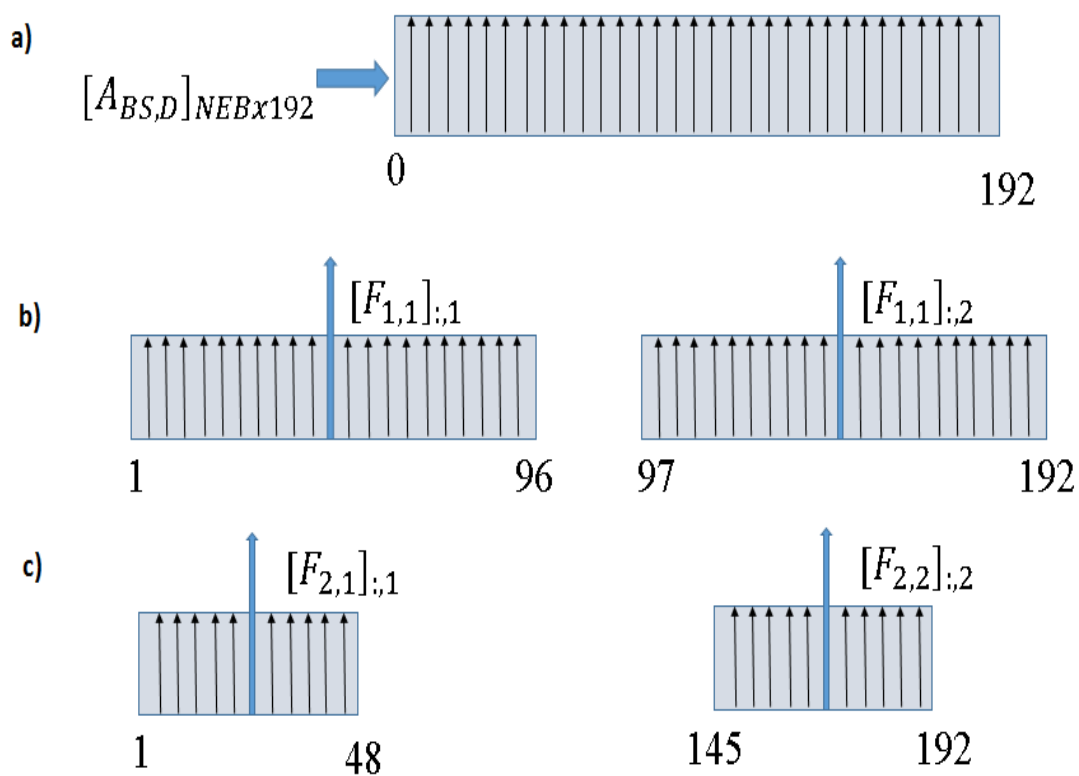


Figura 3.4. Vectores formadores de haces subdivididos por niveles.



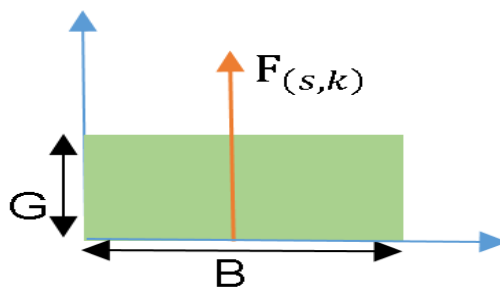
El proceso de generación del patrón ideal se puede observar en la figura 3.4, donde la matriz  $[A_{BS,D}]_{NEB \times 192}$  contiene los vectores con los cuales se va a generar dicho patrón. En la figura 3.4a se toma el caso para ángulos de 0-360° representado por los vectores de 1-192. Luego se realiza la división de los 360° en dos subniveles de 180°, para ello se aplica un vector de unos y ceros en los cuales se escoge los primeros 96 para representar el primer vector formador de haz que tendrá un ancho de haz de 0-180° mostrado en la figura 3.4b. Se sigue el mismo procedimiento de subdivisión para el siguiente nivel, donde se tiene un ancho de haz de 0-90° equivalentes a 48 vectores como se muestra en la figura 3.4c.

### 3.3 Diseño de vectores formadores de haz.

Para el diseño de los vectores formadores de haz que generan el patrón de irradiación ideal, se hace uso de la siguiente expresión<sup>d</sup>:

$$[F_{(s,k)}]_{:,m}^H \mathbf{a}_{EB}(\phi_u) = \begin{cases} C_s & \text{si } u \in \mathcal{L}_{(s,k,m)} \\ 0 & \text{si } u \notin \mathcal{L}_{(s,k,m)} \end{cases}, \quad (3.9)$$

Donde cada vector  $F_{(s,k)}$  en combinación con sus proyecciones angulares  $\mathbf{a}_{EB}$  dan como resultado una constante  $C_s$ , que formarán un patrón en aquellos valores en el rango de  $u$  dado como 1 y 0 para los elementos restantes, logrando así una formación de haces similar al de la figura 3.5.



**Figura 3.5. Vector formador de haz en función de Ganancia (G) vs. Ancho de Haz (B).**

<sup>d</sup> Expresión 3.9 tomada de [2].

El valor de esta constante  $C_s$  en términos ideales se considera aproximadamente proporcional a su ganancia [2].

Para detallar de mejor manera los vectores formadores de haces (ideales)  $F_{(s,k)}$  encontrados para cada caso se muestran distintas tablas, las cuales contienen vectores de subdivisión que cubren un área de servicio determinado por el rango de vectores (1-192) en función de niveles desde 1 hasta 5 y subniveles  $k=2$ , de manera detallada.

S=1; primer nivel

Vector	$\mathcal{L}_{(s,k,m)}$
$[F_{(1,1)}]_{:,1}$	1 – 96
$[F_{(1,1)}]_{:,2}$	97 – 192

**Tabla 1. Vectores que forman patrón a 180°.**

La tabla 1 muestra los vectores formadores de haces en dos subniveles para un rango de vectores de 1-96 equivalentes a una cobertura de 180°.

S=2; segundo nivel

Vector	$\mathcal{L}_{(s,k,m)}$
$[F_{(2,1)}]_{:,1}$	1 – 48
$[F_{(2,1)}]_{:,2}$	49 – 96
$[F_{(2,2)}]_{:,1}$	97 – 144

$[F_{(2,2)}]_{:,2}$	145 – 192
---------------------	-----------

**Tabla 2. Vectores que forman patrón a 90°.**

En la tabla 2 se puede observar la cobertura de irradiación cada 90° al generar dos vectores formadores de haces que a su vez se subdividen en dos subniveles debido al factor de k tomado (k=2).

S=3; tercer nivel

<b>Vector</b>	$\mathcal{L}_{(s,k,m)}$
$[F_{(3,1)}]_{:,1}$	1 – 24
$[F_{(3,1)}]_{:,2}$	25 – 48
$[F_{(3,2)}]_{:,1}$	49 – 72
$[F_{(3,2)}]_{:,2}$	73 – 96
$[F_{(3,3)}]_{:,1}$	97 – 120
$[F_{(3,3)}]_{:,2}$	121 – 144
$[F_{(3,4)}]_{:,1}$	145 – 168
$[F_{(3,4)}]_{:,2}$	169 – 192

**Tabla 3. Vectores que forman patrón a 45°.**

En la tabla 3 se muestran 8 vectores formadores de haces que sectorizan un área cada  $45^\circ$  equivalentes a un rango de 1-24 vectores para un tercer nivel de generación.

S=4; cuarto nivel

<b>Vector</b>	$\mathcal{L}_{(s,k,m)}$
$[F_{(4,1)}]_{:,1}$	1 – 12
$[F_{(4,1)}]_{:,2}$	13 – 24
$[F_{(4,2)}]_{:,1}$	25 - 36
$[F_{(4,2)}]_{:,2}$	37 – 48
$[F_{(4,3)}]_{:,1}$	49 - 60
$[F_{(4,3)}]_{:,2}$	61 – 72
$[F_{(4,4)}]_{:,1}$	73 - 84
$[F_{(4,4)}]_{:,2}$	85 – 96
$[F_{(4,5)}]_{:,1}$	97 – 108
$[F_{(4,5)}]_{:,2}$	109 – 120
$[F_{(4,6)}]_{:,1}$	121 – 132

$[F_{(4,6)}]_{:,2}$	133 – 144
$[F_{(4,7)}]_{:,1}$	145 – 156
$[F_{(4,7)}]_{:,2}$	157 – 168
$[F_{(4,8)}]_{:,1}$	169 – 180
$[F_{(4,8)}]_{:,2}$	181 - 192

**Tabla 4. Vectores que forman patrón a 22.5°.**

En la tabla 4 se observan 16 vectores formadores de haz sectorizados cada 22.5°, es decir en un rango de 1-12 vectores.

S=5; quinto nivel

<b>Vector</b>	$\mathcal{L}_{(s,k,m)}$
$[F_{(5,1)}]_{:,1}$	1 – 6
$[F_{(5,1)}]_{:,2}$	7 – 12
$[F_{(5,2)}]_{:,1}$	13 – 18
$[F_{(5,2)}]_{:,2}$	19 – 24
$[F_{(5,3)}]_{:,1}$	25 – 30

$[F_{(5,3)}]_{:,2}$	31 – 36
$[F_{(5,4)}]_{:,1}$	37 – 42
$[F_{(5,4)}]_{:,2}$	43 – 48
$[F_{(5,5)}]_{:,1}$	49 – 54
$[F_{(5,5)}]_{:,2}$	55 – 60
$[F_{(5,6)}]_{:,1}$	61 – 66
$[F_{(5,6)}]_{:,2}$	67 – 72
$[F_{(5,7)}]_{:,1}$	73 – 78
$[F_{(5,7)}]_{:,2}$	79 – 84
$[F_{(5,8)}]_{:,1}$	85 – 90
$[F_{(5,8)}]_{:,2}$	91 – 96
$[F_{(5,9)}]_{:,1}$	97 – 102
$[F_{(5,9)}]_{:,2}$	103 – 108
$[F_{(5,10)}]_{:,1}$	109 – 114

$[F_{(5,10)}]_{:,2}$	115 – 120
$[F_{(5,11)}]_{:,1}$	121 – 126
$[F_{(5,11)}]_{:,2}$	127 – 132
$[F_{(5,12)}]_{:,1}$	133 – 138
$[F_{(5,12)}]_{:,2}$	139 – 144
$[F_{(5,13)}]_{:,1}$	145 – 150
$[F_{(5,13)}]_{:,2}$	151 – 156
$[F_{(5,14)}]_{:,1}$	157 – 162
$[F_{(5,14)}]_{:,2}$	163 – 168
$[F_{(5,15)}]_{:,1}$	169 – 174
$[F_{(5,15)}]_{:,2}$	175 – 180
$[F_{(5,16)}]_{:,1}$	181 – 186
$[F_{(5,16)}]_{:,2}$	187 - 192

**Tabla 5. Vectores que forman patrón a 11.25°.**

La tabla 5 muestra una división de vectores formadores de haces en un rango más reducido (de 6 vectores) que corresponden a 11.25°.

La expresión básica del diseño de los vectores se puede expresar de forma matricial<sup>e</sup> con el objetivo de poder fácilmente ser adaptada al algoritmo que va a aproximar el patrón ideal. Para esto, en la expresión 3.10 se define el vector formador de haz en forma general. Dado que no solamente se tiene un vector  $\mathbf{a}_{EB}(\phi_1)$  sino un conjunto de vectores, en 3.11 se amplía la expresión 3.10 para incluir todos los ángulos necesarios.

En 3.12 se realiza la agrupación de todos los vectores  $\mathbf{a}_{EB}(\phi_n)$  en una matriz  $A_{BS,D}$  y se aplica la hermitiana (transpuesta compleja de la matriz) a toda la expresión. En 3.13 se realiza la combinación de la matriz de constantes  $C_S$  con la matriz  $G_{(s,k)}$ . Luego en 3.14 se define la expresión en términos de  $G_{(s,k)}$  que contiene los 1 que forman el patrón y 0 para el resto. En 3.15 se aplica el proceso de inversa matricial para referirla en términos de  $F$ . Esta expresión resulta óptima en manejo matricial, por lo cual se la emplea en el diseño y ejecución del algoritmo.

$$F^H \mathbf{a}_{EB}(\phi_u) = \begin{cases} C_s \\ 0 \end{cases} \quad (3.10)$$

$$F^H [\mathbf{a}_{EB}(\phi_1) \ \mathbf{a}_{EB}(\phi_2) \ \dots, \ \mathbf{a}_{EB}(\phi_n)] = [C_1 \ C_2 \ \dots, \ C_n] \quad (3.11)$$

$$[F^H A_{BS,D}]^H = [C_S]^H \quad (3.12)$$

$$A_{BS,D}^H F_{(s,k)} = C_S G_{(s,k)} \quad (3.13)$$

$$A_{BS,D}^H F_{(s,k)} = G_{(s,k)} \quad (3.14)$$

$$F_{(s,k)} = (A_{BS,D} A_{BS,D}^H)^{-1} A_{BS,D} [G_{(s,k)}]_{:,m} \quad (3.15)$$

Adicionalmente, en las ecuaciones 3.16 y 3.17 se expresa el vector formador de haz en función del pre-codificador RF y en banda base siguiendo el modelo del sistema representado en la figura 3.1.

---

<sup>e</sup> Ecuaciones 3.10- 3.17 tomadas de [2].



$$\mathbf{F}_{(s,k)} = \mathbf{F}_{\text{RF},(s,k)} \mathbf{F}_{\text{BB},(s,k)} = \mathbf{f}_{(s,k)} \quad (3.16)$$

$$\mathbf{F}_{\text{BB},(s,k)} = \left( \mathbf{F}_{\text{RF},(s,k)}^H \mathbf{F}_{\text{RF},(s,k)} \right)^{-1} \mathbf{F}_{\text{RF},(s,k)} \mathbf{f}_{(s,k)} \quad (3.17)$$

Debido a que en la generación del patrón ideal se hace uso de 192 vectores, surge el reto de cómo escoger los vectores formadores de haz analógico a partir de un nuevo grupo de 128 vectores usando un número reducido de bloques de RF que aproximen de la mejor manera al patrón rectangular ideal. Para este efecto se va a emplear el algoritmo de búsqueda de coincidencias ortogonal (OMP), cuya descripción se la indica a continuación<sup>f</sup>:

$$\mathcal{R} = \phi \quad (3.18)$$

$$\mathbf{f}_{\text{res}} = \left( A_{\text{BS},D} A_{\text{BS},D}^H \right)^{-1} A_{\text{BS},D} [\mathbf{G}_{(s,k)}]_{:,m} \quad (3.19)$$

$$\mathbf{F}^* = \left( A_{\text{BS},D} A_{\text{BS},D}^H \right)^{-1} A_{\text{BS},D} [\mathbf{G}_{(s,k)}]_{:,m}. \quad (3.20)$$

for  $i \leq N_{\text{RF}}$  do

$$\Phi = \mathbf{f}_{\text{res}}^H A_{\text{can}} \quad (3.21)$$

$$n = \text{argmax}_{n=1,2,\dots,N_{\text{can}}} [\Phi^H \Phi]_{i,i} \quad (3.22)$$

$$\mathcal{R} = \mathcal{R} \cup n \quad (3.23)$$

$$\mathbf{F}_{\text{RF},(s,k)} = [A_{\text{can}}]_{:,R} \quad (3.24)$$

$$[\mathbf{F}_{\text{BB},(s,k)}]_{:,m} = \left( \mathbf{F}_{\text{RF},(s,k)}^H \mathbf{F}_{\text{RF},(s,k)} \right)^{-1} \mathbf{F}_{\text{RF},(s,k)}^H \mathbf{F}^* \quad (3.25)$$

$$\mathbf{f}_{\text{res}} = \frac{\mathbf{f}_{\text{res}} - \mathbf{F}_{\text{RF},(s,k)} [\mathbf{F}_{\text{BB},(s,k)}]_{:,m}}{\left\| \mathbf{f}_{\text{res}} - \mathbf{F}_{\text{RF},(s,k)} [\mathbf{F}_{\text{BB},(s,k)}]_{:,m} \right\|_F} \quad (3.26)$$

$$C_s = \sqrt{\frac{1}{\left\| \mathbf{F}_{\text{RF},(s,k)} [\mathbf{F}_{\text{BB},(s,k)}]_{:,m} \right\|_F}} \quad (3.27)$$

$$[\mathbf{F}_{\text{BB},(s,k)}]_{:,m} = C_s [\mathbf{F}_{\text{BB},(s,k)}]_{:,m} \quad (3.28)$$

<sup>f</sup> Algoritmo tomado de [2].

Inicialmente, en la expresión 3.18 se define un conjunto  $\mathcal{R}$ , donde se van a almacenar los mejores índices RF que mejor cumplan la aproximación. En la ecuación 3.20 se define la expresión  $F$  ideal de manera matricial que se obtuvo previamente en 3.15, y un nuevo  $f_{\text{res}}$  en la ecuación 3.19 que al comienzo del algoritmo es igual al ideal, pero que cambia conforme se ejecute el algoritmo.

El proceso de búsqueda de los mejores índices RF empieza en un ciclo iterativo hasta considerar el número de bloques de RF indicado. Se cuenta con una matriz de pre-codificación  $A_{\text{can}}$  que contiene el posible grupo candidato de vectores formadores de haces analógicos y por medio de la cual la matriz  $F^*$  tiene la máxima proyección. En la expresión 3.21 se añade el vector columna de la matriz candidata al pre-codificador de RF ( $F_{\text{RF},(s,k)}$ ); luego en 3.22 se encuentra el índice que provee el mayor valor en la diagonal principal de la matriz  $[\Phi^H \Phi]_{i,i}$ , y se lo agrupa como el primer índice encontrado en 3.23 dentro del conjunto  $\mathcal{R}$  definido inicialmente.

Las ecuaciones 3.24 y 3.25 determinan el primer vector formador de haz de RF y el pre-codificador en banda base  $[F_{\text{BB},(s,k)}]_{:,m}$ , respectivamente. Luego en 3.26, el aporte del vector seleccionado se elimina en  $f_{\text{res}}$  con el fin de que en la siguiente iteración se encuentre la siguiente contribución más alta. Este procedimiento se repite hasta que hayan sido seleccionado todas las mejores contribuciones de vectores de RF de  $A_{\text{can}}$ .

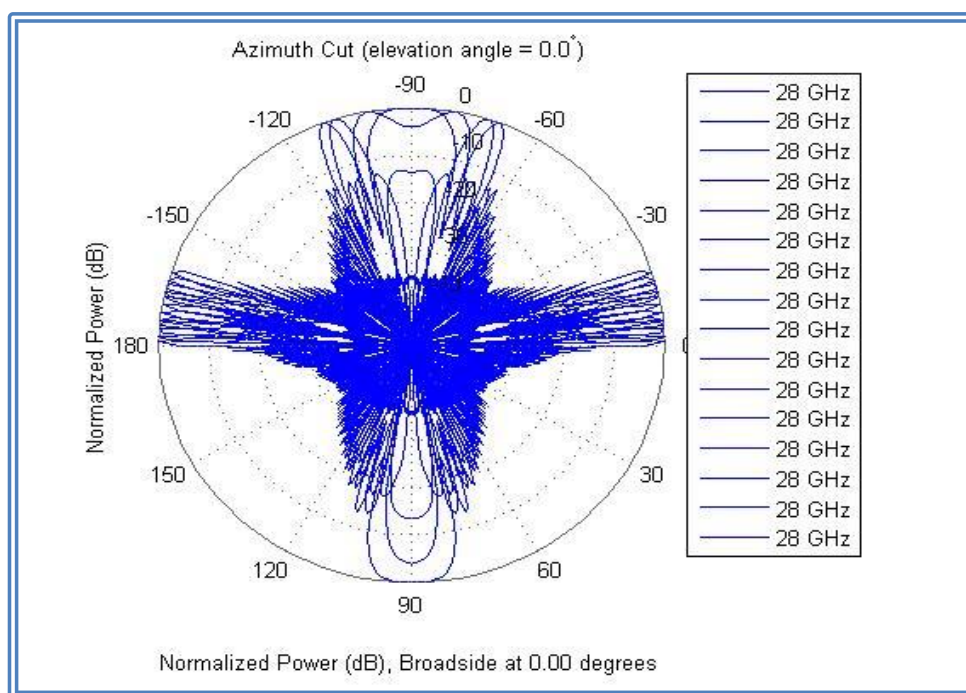
Una vez concluida la búsqueda, el algoritmo crea una matriz  $F_{\text{RF},(s,k)}$  de dimensión  $N_{\text{EB}} \times N_{\text{RF}}$ , encuentra el precodificador en banda base  $[F_{\text{BB},(s,k)}]_{:,m}$  y calcula el valor de la constante de normalización  $C_s$  [2], tal como se muestra en las ecuaciones 3.27 y 3.28.

## CAPÍTULO 4

### 4. RESULTADOS DE IMPLEMENTACIÓN

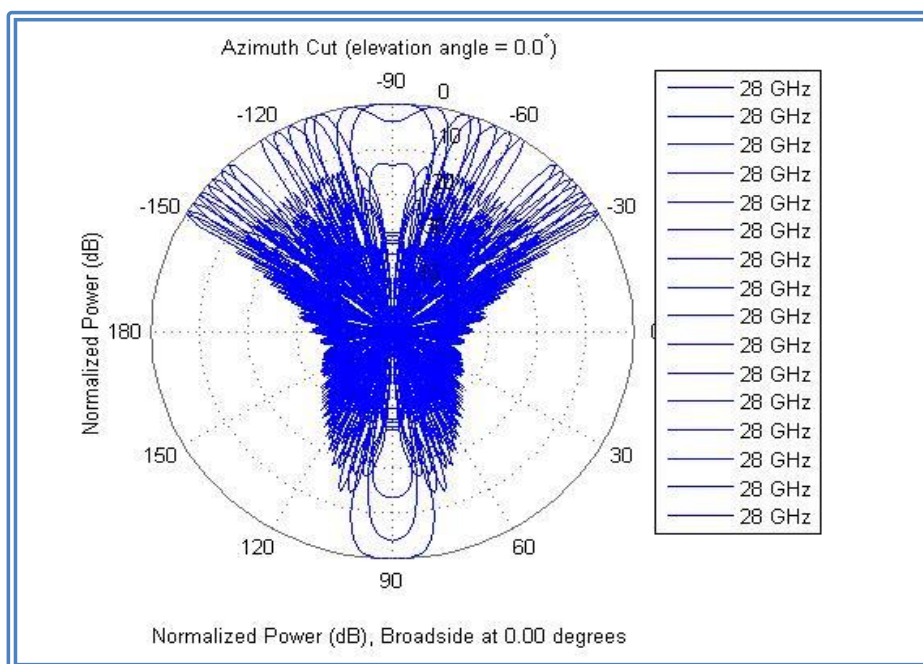
#### 4.1 Patrones de irradiación individuales visto por ULAs.

Se realiza una simulación inicial usando 64 antenas en la EB y 16 bloques de RF. La figura 4.1 muestra la selección de los patrones de irradiación correspondientes a los mejores vectores de RF realizado por el algoritmo OMP explicado anteriormente en el capítulo 2. Dicha gráfica muestra los patrones de irradiación en representación polar (para el primer nivel).

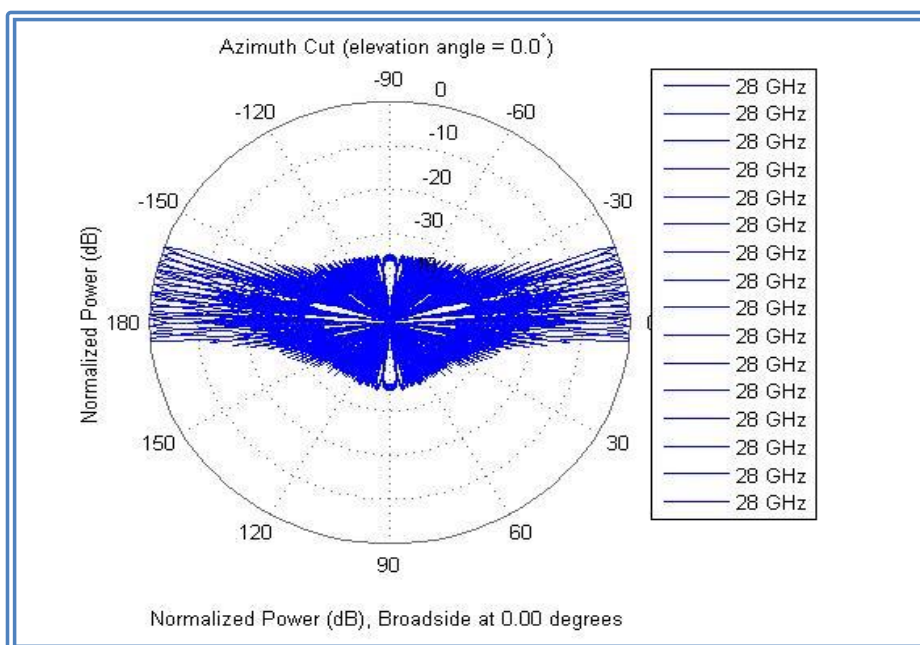


**Figura 4.1 Patrón de irradiación de la Estructura Híbrida visto por ULAs.**

En la figura 4.2 se tiene un ejemplo de formación del patrón de irradiación individual para el segundo nivel y en la figura 4.3 para el tercer nivel, de igual modo compuesto por 64 antenas en la EB y 16 bloques de RF.



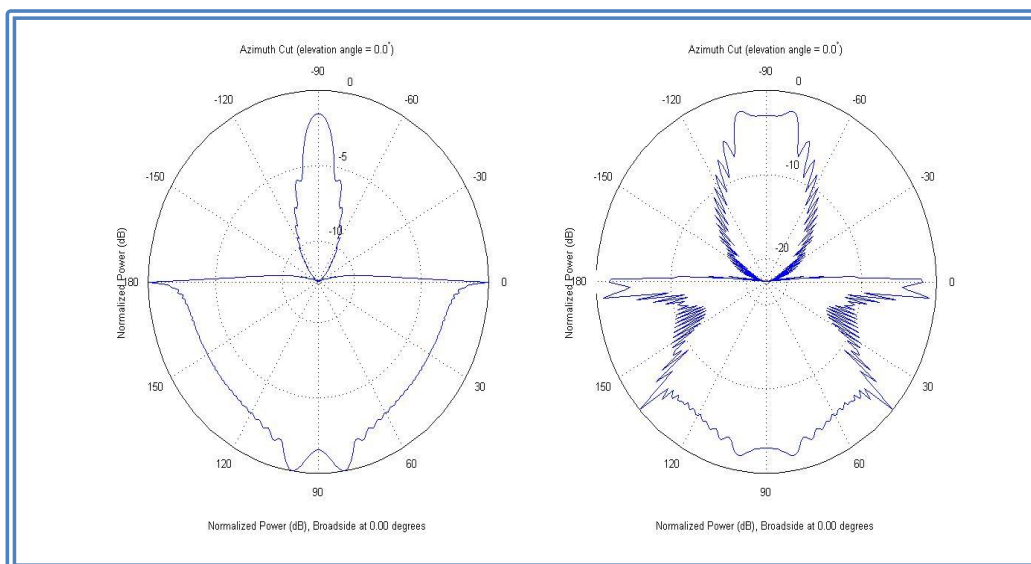
**Figura 4.2 Patrón de irradiación de la Estructura Híbrida visto por ULAs (segundo nivel).**



**Figura 4.3 Patrón de irradiación de la Estructura Híbrida visto por ULAs (tercer nivel).**

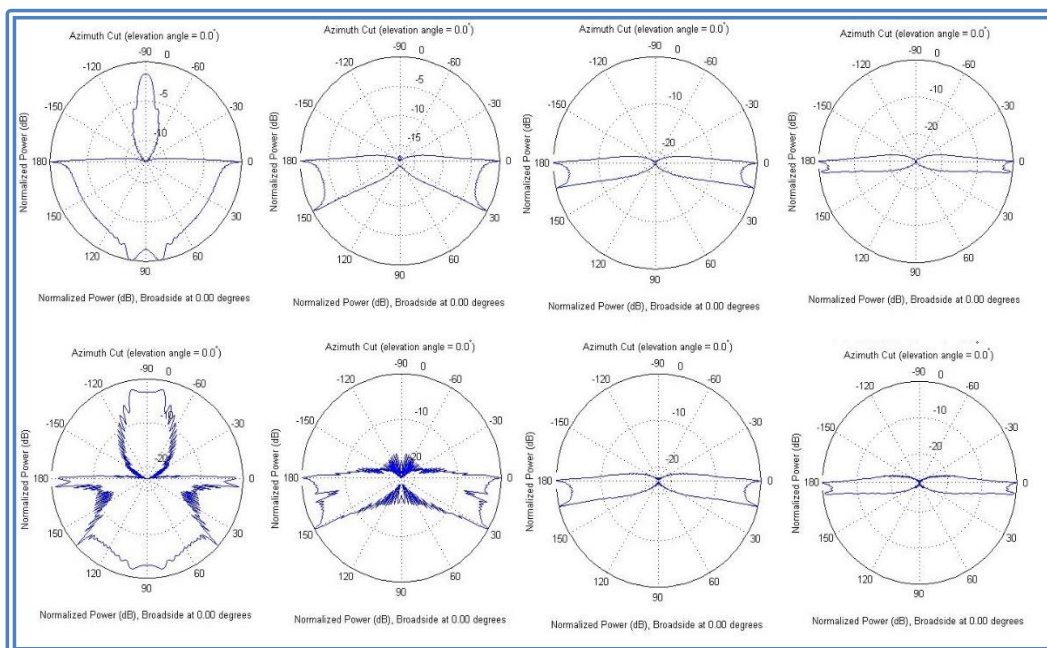
## 4.2 Patrón de irradiación ideal versus patrón aproximado.

En la figura 4.4 se muestra un ejemplo de patrón de irradiación ideal vs el patrón aproximado con 64 antenas y 16 bloques de RF. Se puede observar que no se tiene una buena aproximación para este número de antenas y bloques de RF.

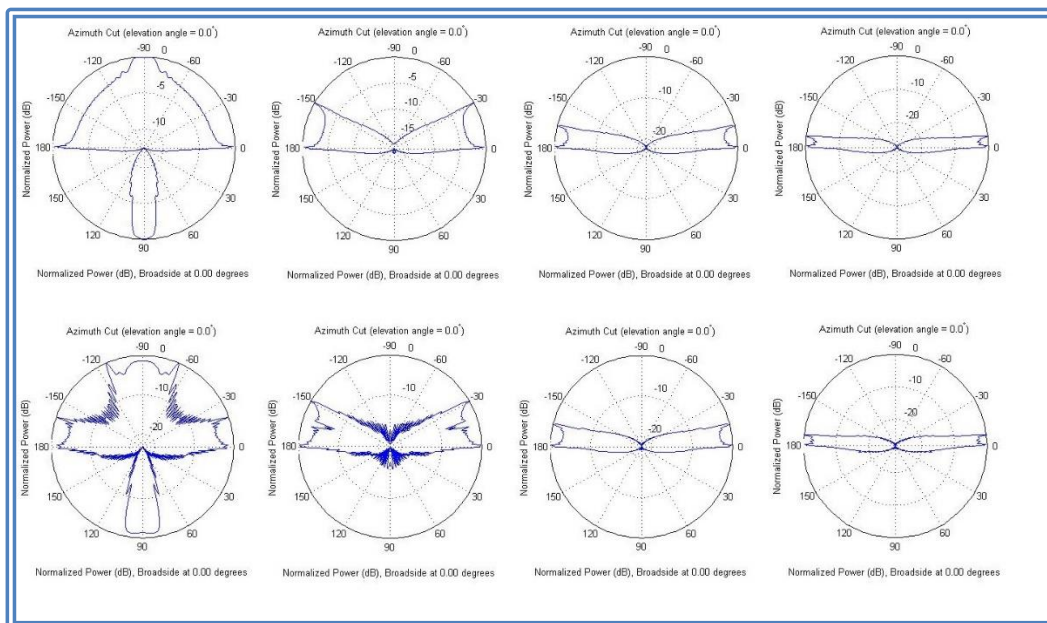


**Figura 4.4 Patrón de irradiación ideal versus patrón de la estructura híbrida (primer nivel).**

En la figura 4.5 se obtiene gráficamente los distintos patrones de irradiación ideales (desde la parte superior de izquierda a derecha) versus el patrón aproximado (parte inferior) que genera la estructura para vectores, el cual se encuentran en el rango de 0 a 180° desde el primer hasta el cuarto nivel. De igual forma en la figura 4.6 se encuentran los patrones para los vectores en el intervalo de 180 hasta 360°.

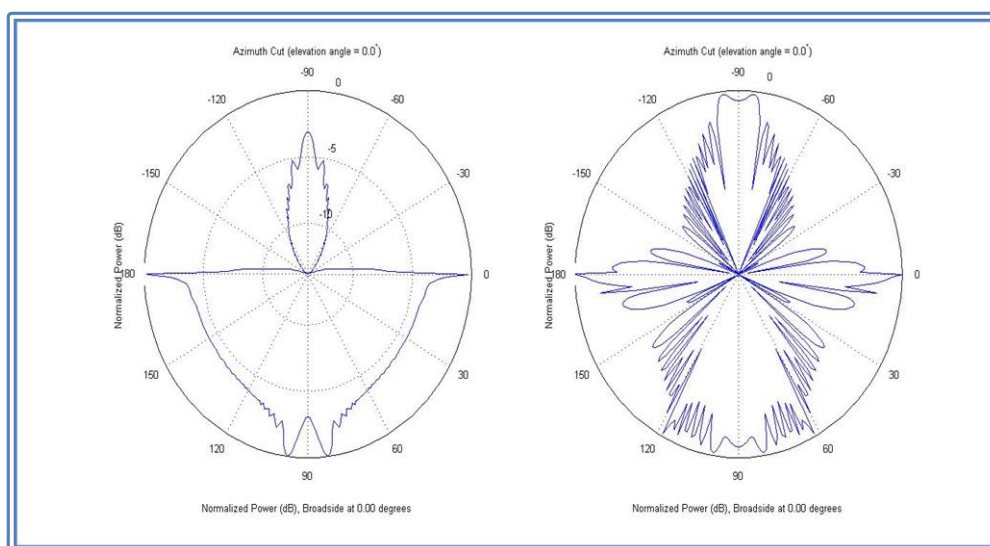


**Figura 4.5 Patrón de irradiación ideal versus patrón de la estructura híbrida (0° - 180°).**



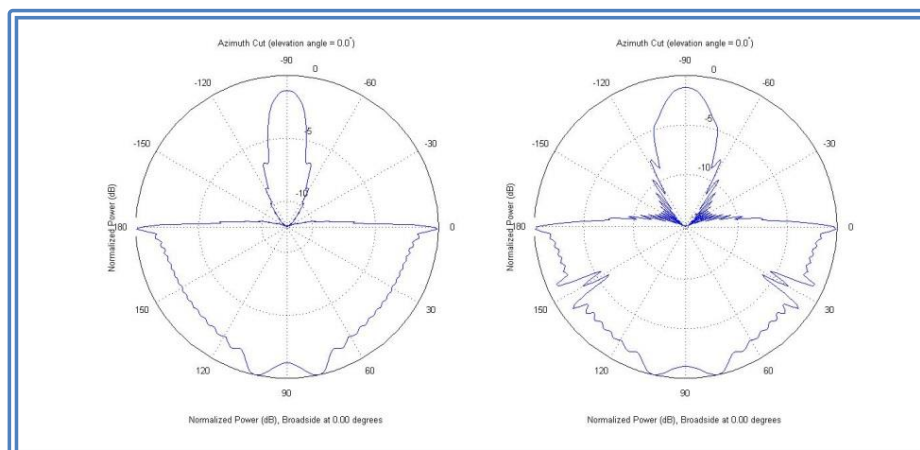
**Figura 4.6 Patrón de irradiación ideal versus patrón de la estructura híbrida (180° - 360°).**

En las figuras anteriores se puede observar que existe distorsión desde el primer nivel, y que una aproximación muy cercana del patrón con respecto al ideal empieza a darse a partir del tercer nivel. Por tal motivo se procede a realizar variaciones en el número de antenas para poder lograr aproximar el patrón de la estructura desde el primer nivel. Para el siguiente ejemplo se aumenta el número de antenas a 128, manteniendo el número inicial de bloques de RF, el cual es de 16. En la figura 4.7 se puede ver cómo se distorsiona totalmente el patrón de la estructura y no se da un patrón cercano al ideal.



**Figura 4.7 Patrón de irradiación ideal versus patrón de la estructura híbrida compuesta por 128 antenas y 16 bloques de RF (primer nivel).**

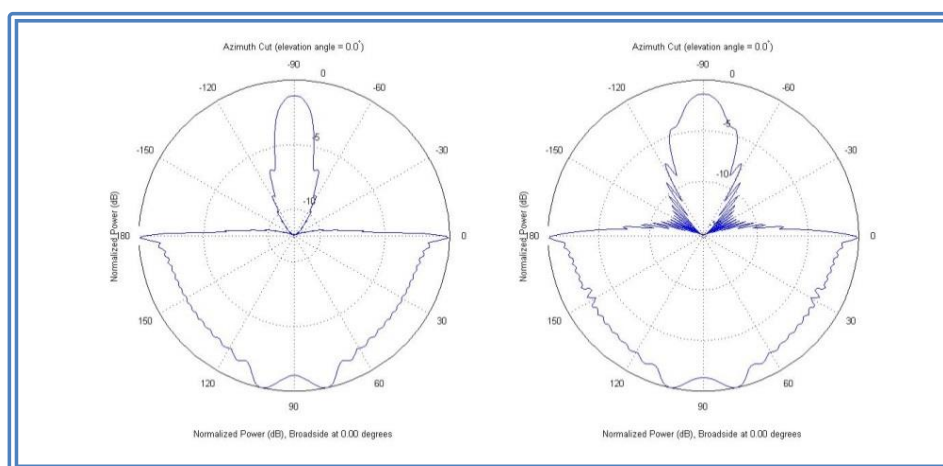
Tomando en cuenta que al aumentar la cantidad de antenas se distorsiona totalmente el patrón de irradiación, se procede a disminuir la cantidad de antenas a 32, manteniendo la cantidad de bloques de RF inicial (16), dichos resultados se muestran en la figura 4.8.



**Figura 4.8 Patrón de irradiación ideal versus patrón de la estructura híbrida compuesta por 32 antenas y 16 bloques de RF (primer nivel).**

En esta figura se logra obtener una mejor aproximación del patrón de irradiación de la estructura híbrida, ya que al disminuir la cantidad de antenas aumenta el ancho del haz de cada ULA individual.

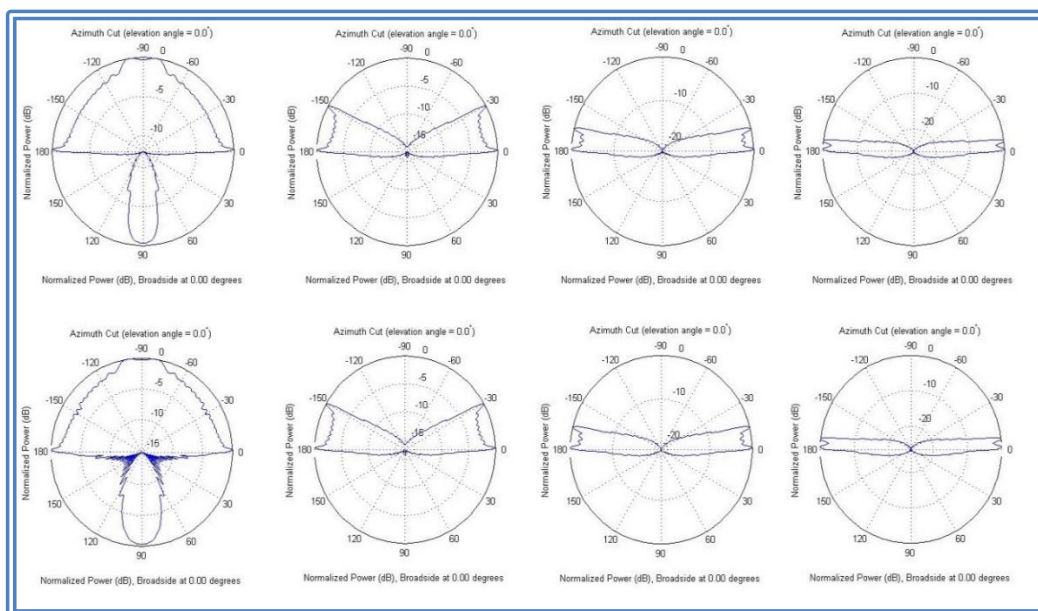
Para acercar aún más el patrón ideal, se mantiene la cantidad de antenas de la EB (32) y se aumenta el número de bloques de RF. En este caso se escogió una cantidad de 18 bloques para poder observar el cambio. La figura 4.9 evidencia una mejor aproximación total del patrón de irradiación desde el primer nivel.



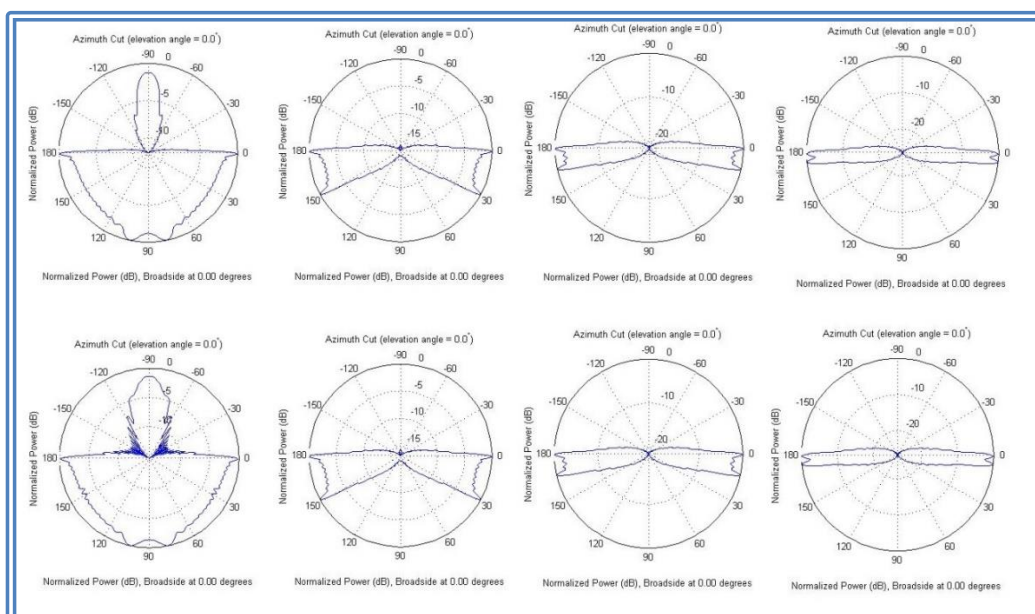
**Figura 4.9 Patrón de irradiación ideal versus patrón de la estructura híbrida compuesta por 32 antenas y 18 bloques de RF (primer nivel).**



En las figuras 4.10 y 4.11 se pueden observar los patrones de irradiación de la estructura híbrida (parte inferior) para todos los niveles (primer a cuarto nivel) comparados con el patrón ideal (parte superior).



**Figura 4.10 Patrón de irradiación ideal versus patrón de la estructura híbrida compuesto por 32 antenas y 18 bloques de RF (0 - 180°).**



**Figura 4.11 Patrón de irradiación ideal versus patrón de la estructura híbrida compuesto por 32 antenas y 18 bloques de RF (180° - 360°).**

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

### Conclusiones

1. Un arreglo uniforme de antenas isotrópicas nos permite variar en forma independiente la ganancia de la antena y el ancho del haz.
2. La utilización de arreglos de antenas en una configuración híbrida permite controlar el ancho del haz de un patrón de irradiación para un valor de ganancia determinado.
3. Al variar el número de antenas y bloques RF, se determinó que la mejor aproximación visual del patrón de irradiación está formada por una combinación de 32 antenas y 18 bloques de RF.
4. El número de antenas usadas tanto para la generación del patrón de irradiación ideal como para su aproximación debe ser un múltiplo de dos de tal manera que se facilite la generación de anchos de haces menores.
5. Variando el número de unos y ceros en la matriz  $G(s,k)$  se puede cambiar fácilmente el ángulo de rotación y el ancho del haz del patrón de irradiación.
6. La disminución de la cantidad de antenas en un arreglo lineal permite aumentar el ancho del haz de cada ULA, lo cual genera una aproximación mucho más cercana al patrón ideal en el primer nivel.
7. La utilización del algoritmo de búsqueda de coincidencias ortogonal (OMP) facilita la búsqueda de los mejores vectores para la aproximación de un patrón rectangular ideal.

### Recomendaciones

1. Implementar el patrón de irradiación rectangular usando un arreglo de dipolos en lugar de un arreglo de antenas isotrópicas para reflejar un sistema más práctico.
2. Conocer las facilidades que ofrece el software MATLAB para simplificar la visualización de los patrones de irradiación.
3. Ampliar el estudio para realizar la optimización del número de bloques de RF que permita hacer una estimación óptima de canal en términos de búsqueda de componentes multipasos.

4. Reforzar el curso de antenas, en la parte específica de arreglos para facilitar la implementación de proyectos con MIMO que serán de amplia utilización en un futuro cercano.

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] S. Hur, T. Kim, D. J. Love, J. V. Krogmeier, T. A. Thomas, A. Ghosh “Millimeter Wave Beamforming for Wireless Backhaul and Access in Small Cell Networks”, IEEE Transactions on Communications for possible publication, Junio, 2013, pp. 34.
- [2] A. Alkhateeb, O. El Ayach, G. Leus, and R. W. Heath, Jr., “Channel estimation and hybrid precoding for millimeter wave cellular systems,” IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing., vol. 8, no. 5, pp. 831-846, Octubre, 2014.
- [3] S. Rangan, T. S. Rappaport, and E. Erkip, “Millimeter wave cellular wireless networks: Potentials and challenges,” Proc. IEEE, vol. 102, no. 3, pp. 366-385, Marzo, 2014.
- [4] J. Aviles, A. Kouki, “Exploiting Site-Specific Propagation Characteristics in Directional Search at 28 GHz”, IEEE Access, vol. 4, pp. 3894-3906, Julio, 2016.
- [5] S. Baek, Y. Chang, H. Kim y A. Agiwal, “Comparison Analysis of Outdoor Channel Characteristics at 28 GHz and 2 GHz Using 3D Ray-Tracing Technique”, en Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2014 IEEE 80th IEEE.doi:10.1109/VTCFall.2014.6965910.
- [6] Cisco. (2008, Abril 15). Antena omnidireccional vs. Antena direccional [Online]. cisco.com. Disponible en: [http://www.cisco.com/c/es\\_mx/support/docs/wireless-mobility/wireless-lan-wlan/82068-omni-vs-direct.html](http://www.cisco.com/c/es_mx/support/docs/wireless-mobility/wireless-lan-wlan/82068-omni-vs-direct.html).
- [7] N. K. Nikolova, “Linear arrays: the two-element array. N-element array with uniform amplitude and spacing. Broad-side array. End-fire array. Phased array”, en Linear Array Theory –Part1, Ontario, Canada, 2016, pp.10.
- [8] M. Martin, P. Contreras, M. Díaz, (2011, Junio 30), Arreglo de antenas [Online]. Disponible en: [https://es.slideshare.net/Antenas\\_propagacion/presentacin-arreglo-de-antenas](https://es.slideshare.net/Antenas_propagacion/presentacin-arreglo-de-antenas).
- [9] H. L. Van Trees, Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2002.

- [10] S. Hur, T. Kim, D. Love, J. Krogmeier, T. Thomas, and A. Ghosh, "Multilevel Millimeter wave beamforming for wireless backhaul" GLOBECOM Workshops (GC Wkshps), *IEEE XPLORE*, 2012.
- [11] J. A. Tropp, and A. C. Gilbert, "Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.53, no.12, pp.4655-4666, Diciembre, 2007.
- [12] Y. C. Pati, R. Rezaifar, and P. S. Krishnaprasad, "Orthogonal matching pursuit: Recursive function approximation with applications to wavelet decomposition," in *Proc. 27th Annu. Asilomar Conf. Signals, Systems, and Computers*, Pacific Grove, CA, Noviembre, 1993, vol. 1, pp. 40–44.

## ANEXOS

### ABREVIATURAS

ADA:	Ángulos de arribo
ADS:	Ángulos de salida
BB:	Banda base
EB:	Estación de Base
EM:	Estación Móvil
LOS:	Línea de vista
LTE:	Evolución a largo plazo
NEB:	Número de antenas de la estación de base
NLOS:	Sin línea de vista
OMP:	Búsqueda de coincidencias ortogonal
RF:	Radio Frecuencia
ULA:	Arreglo lineal uniforme