

Universidad Técnica Federico Santa María  
Departamento de Electrónica

## Diseño y Simulación de un Array de 12 Sectores en 3,5 GHz

Memoria presentada por

**Pablo Andrés Villarroel Valdebenito**

como requisito parcial para optar al título de

**Ingeniero Civil Electrónico**

**Mención Telecomunicaciones**

Profesor Guía

**Dr. Héctor Carrasco E.**

Profesor Correferente

**Dr. Hristo Hristov D.**

2012



---

---

# RESUMEN

EN SISTEMAS de comunicaciones inalámbricas celulares una forma de hacer más eficiente el uso del espectro radioeléctrico es aumentar el número de sectores angulares por celda, con lo que aumenta el re-uso de frecuencias (o canales), sin embargo una excesiva cantidad del número de sectores por una parte tiende a bajar el rendimiento y eficiencia debido al aumento de traspasos de conexiones entre sectores por la movilidad de los terminales dentro de la celda, y por otra parte hace cada vez más exigente el diseño de las antenas multisector por la necesidad de reducir el traslape de sectores o lóbulos, y con ello reducir las interferencias intra e intercelulares. Estudios recientes, muestran que una sectorización angular de  $30^\circ$ , es decir, arrays de 12 sectores por celda, parece ser un buen compromiso y una solución realizable, pero no se ha encontrado en la literatura prototipos experimentales con esta característica, ni menos algún prototipo comercial.

En este trabajo de título, se diseñó un prototipo de array circular en 3,5 GHz en base a ciertos requerimientos técnicos (ancho de haz e intensidad del lóbulo principal). El objetivo del diseño es maximizar el throughput de una red celular. Para verificar esto, se simuló una rutina en MATLAB que permite comparar el rendimiento de un diagrama de radiación ideal con el obtenido del prototipo diseñado. El prototipo, se diseñó en el software WILP-D y, con la ayuda de simulaciones en MATLAB, se comparan resultados para concluir de que manera el prototipo se ajusta a los requerimientos de diseño.

## Palabras Claves

- Antenas Multisector.
- Array circular.
- Simulación de antenas
- Comunicaciones Inalámbricas celulares.

---

---

# AGRADECIMIENTOS

A TODAS las personas que estuvieron física y espiritualmente apoyándome en este largo proceso...

---

---

# CONTENIDO

|                                                                                                 |            |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| <b>RESUMEN</b>                                                                                  | <b>I</b>   |
| <b>AGRADECIMIENTOS</b>                                                                          | <b>II</b>  |
| <b>CONTENIDO</b>                                                                                | <b>III</b> |
| <b>1. INTRODUCCION</b>                                                                          | <b>1</b>   |
| 1.1. Identificación y solución al problema de uso eficiente del espectro<br>radioléctrico ..... | 1          |
| 1.2. Objetivos del trabajo .....                                                                | 2          |
| <b>2. CONCEPTOS DE ANTENAS Y ARRAY CIRCULAR</b>                                                 | <b>4</b>   |
| 2.1. Antenas .....                                                                              | 4          |
| 2.1.1. Diagrama de Radiación .....                                                              | 5          |
| 2.1.2. Directividad .....                                                                       | 7          |
| 2.1.3. Ganancia .....                                                                           | 8          |
| 2.1.4. Ancho de Banda .....                                                                     | 8          |
| 2.2. Agrupaciones de Antenas (Array) .....                                                      | 9          |
| 2.2.1. Agrupaciones Circulares .....                                                            | 9          |
| 2.2.2. Síntesis en Agrupaciones Circulares Uniformes (UCAs) .....                               | 12         |
| <b>3. DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PROTOTIPO DE ARRAY<br/>CIRCULAR EN 3,5 GHZ</b>                    | <b>16</b>  |
| 3.1. Estudio Previo de sectorización .....                                                      | 16         |
| 3.2. Resultados de simulación .....                                                             | 18         |
| 3.2.1. Efectos del cilindro reflector en el diagrama de radiación...                            | 20         |
| 3.2.2. Efectos en el diagrama de radiación por espaciamiento<br>entre elementos del array ..... | 33         |

|                                                                                   |           |
|-----------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| 3.2.3. Resultados finales de simulación usando parámetros óptimos                 | 38        |
| <b>4. ANÁLISIS Y RESULTADOS DE SIMULACIÓN</b>                                     | <b>47</b> |
| 4.1. Resultados de simulación de un array circular .....                          | 47        |
| 4.2. Análisis del rendimiento del prototipo diseñado en cuanto a throughput ..... | 52        |
| <b>5. CONCLUSIONES</b>                                                            | <b>56</b> |
| <b>6. ANEXO</b>                                                                   | <b>58</b> |
| 6.1. Simulación Matlab AC con plano reflector .....                               | 58        |
| <b>REFERENCIAS</b>                                                                | <b>64</b> |

---

---

## Índice de figuras

|                                                                       |    |
|-----------------------------------------------------------------------|----|
| 2.1. Diagrama de radiación en coordenadas polares .....               | 6  |
| 2.2. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas .....           | 6  |
| 2.3. Geometría de un arreglo circular de N elementos .....            | 10 |
| 3.1. Modelo de sectorización para lograr 12 sectores por celdas ..... | 18 |
| 3.2. Esquema de una red celular y sectorización de celdas .....       | 18 |
| 3.3. Modelo de prototipo con los parámetros de diseño .....           | 19 |
| 3.4. Prototipo con el modo de alimentación. ....                      | 20 |
| 3.5. Diagrama de radiación plano cartesiano UCA 12 monopolos .....    | 21 |
| 3.6. Diagrama de radiación plano polar UCA 12 monopolos .....         | 21 |
| 3.7. Ancho de haz UCA 12 monopolos .....                              | 22 |
| 3.8. Diagrama de radiación plano cartesiano UCA 24 monopolos .....    | 22 |
| 3.9. Diagrama de radiación plano polar UCA 24 monopolos .....         | 23 |
| 3.10. Ancho de haz UCA 24 monopolos .....                             | 23 |
| 3.11. Diagrama de radiación plano cartesiano UCA 36 monopolos .....   | 24 |
| 3.12. Diagrama de radiación plano polar UCA 36 monopolos .....        | 24 |
| 3.13. Ancho de haz UCA 36 monopolos .....                             | 25 |
| 3.14. Diagrama de radiación plano cartesiano UCA 48 monopolos .....   | 25 |
| 3.15. Diagrama de radiación plano polar UCA 48 monopolos .....        | 26 |
| 3.16. Ancho de haz UCA 48 monopolos .....                             | 26 |
| 3.17. Diagrama de radiación plano cartesiano UCA 12 monopolos .....   | 28 |
| 3.18. Diagrama de radiación plano polar UCA 12 monopolos .....        | 28 |
| 3.19. Diagrama de radiación plano cartesiano UCA 24 monopolos .....   | 29 |
| 3.20. Diagrama de radiación plano polar UCA 24 monopolos .....        | 29 |
| 3.21. Diagrama de radiación plano cartesiano UCA 36 monopolos .....   | 30 |
| 3.22. Diagrama de radiación plano polar UCA 36 monopolos .....        | 30 |
| 3.23. Diagrama de radiación plano cartesiano UCA 48 monopolos .....   | 31 |

|                                                                                                                   |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 3.24. Diagrama de radiación plano polar UCA 48 monopolos .....                                                    | 31 |
| 3.25. Efecto en el ancho de haz al variar el espaciamiento entre el array<br>y el cilindro reflector .....        | 32 |
| 3.26. Diagrama de radiación UCA de 12 elementos .....                                                             | 34 |
| 3.27. Ancho de haz UCA de 12 elementos .....                                                                      | 35 |
| 3.28. Diagrama de radiación UCA de 24 elementos .....                                                             | 35 |
| 3.29. Ancho de haz UCA de 24 elementos .....                                                                      | 36 |
| 3.30. Diagrama de radiación UCA de 36 elementos .....                                                             | 36 |
| 3.31. Ancho de haz UCA de 36 elementos .....                                                                      | 37 |
| 3.32. Diagrama de radiación UCA de 48 elementos .....                                                             | 37 |
| 3.33. Ancho de haz UCA de 48 elementos .....                                                                      | 38 |
| 3.34. Prototipo de array diseñado en WIPLD .....                                                                  | 38 |
| 3.35. Comparación de Diagrama de radiación .....                                                                  | 39 |
| 3.36. Comparación de ancho de haz .....                                                                           | 39 |
| 3.37. Comparación de ancho haz entre dos sectores del array.....                                                  | 40 |
| 3.38. Impedancia de entrada en UCA de 12 elementos .....                                                          | 41 |
| 3.39. Impedancia de entrada en UCA de 24 elementos .....                                                          | 42 |
| 3.40. Impedancia de entrada en UCA de 36 elementos .....                                                          | 42 |
| 3.41. Impedancia de entrada en UCA de 48 elementos .....                                                          | 43 |
| 3.42. Magnitud del Coeficiente de reflexión $S_{11}$ [dB] y ROE del array<br>de 12 elementos .....                | 43 |
| 3.43. Magnitud del Coeficiente de reflexión $S_{11}$ [dB] y ROE del array<br>de 24 elementos .....                | 44 |
| 3.44. Magnitud del Coeficiente de reflexión $S_{11}$ [dB] y ROE del array<br>de 36 elementos .....                | 45 |
| 3.45. Magnitud del Coeficiente de reflexión $S_{11}$ [dB] y ROE del array<br>de 48 elementos .....                | 46 |
| 4.1. Diagrama de radiación de un elemento con plano reflector .....                                               | 48 |
| 4.2. Comparación de diagramas para UCA de 12 monopolos .....                                                      | 49 |
| 4.3. Comparación de diagramas para UCA de 24 monopolos .....                                                      | 50 |
| 4.4. Comparación de diagramas para UCA de 36 monopolos .....                                                      | 51 |
| 4.5. Comparación de diagramas para UCA de 48 monopolos .....                                                      | 52 |
| 4.6. Polinomio aproximados para cálculo de throughput .....                                                       | 54 |
| 4.7. Comparación de diagrama WIPLD con curvas teórica e ideal mo-<br>dificadas .....                              | 54 |
| 4.8. Comparación de CDF entre curvas WIPLD y curva ideal y esperada                                               | 55 |
| 4.9. Comparación de CDF entre curvas WIPLD y curva esperada para<br>una sectorización de 3, 6 y 12 sectores ..... | 55 |

---

---

## Indice de tablas

|                                                                                                                                            |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 3.1. Parámetros del modelo de sectorización .....                                                                                          | 17 |
| 3.2. Valores de amplitud por sector del array .....                                                                                        | 20 |
| 3.3. Valores en longitudes de onda del radio del cilindro (RC) al variar<br>la distancia entre el array y el cilindro (dac) .....          | 27 |
| 3.4. Valores en longitudes de onda del radio del cilindro y radio del<br>array al variar la distancia entre elementos del array (dn) ..... | 34 |
| 3.5. Ancho de banda del prototipo de array .....                                                                                           | 40 |
| 3.6. Impedancia de entrada del prototipo de array .....                                                                                    | 41 |

# INTRODUCCION

EN LOS ÚLTIMOS AÑOS, la demanda de nuevos servicios en comunicaciones móviles ha ido más allá de las expectativas creadas. Estos sistemas enfrentan retos muy serios en cuanto a su capacidad de manejo de tráfico heterogéneo (voz, datos y video), es decir, servicios que van más allá del clásico tráfico de voz de los sistemas originales. Los sistemas de comunicaciones móviles celulares actuales deben tener la capacidad para dar servicio a un mayor número de usuarios y, sobre todo, asegurar una calidad de servicio (QoS), al menos con las mismas características que los sistemas cableados de alta capacidad. La problemática asociada a los sistemas de comunicaciones inalámbricas actuales se deriva en un conjunto de líneas de investigación que abordan por separado los compromisos mencionados, siendo uno de los más atractivos el aspecto de incrementar la capacidad de estos sistemas. Dentro de las diversas técnicas para el incremento de la capacidad se mencionan: adición de nuevos canales, uso de frecuencias prestadas, división de celdas, microceldas y sectorización de celdas.

### **1.1. Identificación y solución al problema de uso eficiente del espectro radioléctrico**

El rápido y acelerado crecimiento de la industria de la telefonía celular, la creciente demanda por altas tasas de transmisión y la entrega de más y mejores servicios a los clientes de tecnologías inalámbricas, ha llevado a la búsqueda de técnicas que utilicen de manera más eficiente el espectro radioeléctrico disponible.

El principal problema para conseguir mejoras en las telecomunicaciones en los términos anteriormente descritos, es que las redes inalámbricas modernas tienden a estar limitadas por interferencia, principalmente causadas por sus propias estaciones base y terminales móviles. El hecho de suprimir dicha interferencia mejoraría las tasas de transmisión, capacidad de canal y áreas de

cobertura.

Investigaciones recientes, muestran que la sectorización de orden superior (más de tres sectores por celda), es una forma efectiva de aumentar el rendimiento. De acuerdo a la literatura [2], los prototipos de antenas que pueden lograr una sectorización de orden superior, son las agrupaciones lineales y circulares.

Las agrupaciones de antenas, donde los elementos están situados sobre un círculo o un cilindro circular, se han utilizado en diversos sistemas de telecomunicación: radar, navegación aérea, espacial y marítima, estaciones base para telefonía móvil, entre otras.

La configuración circular es especialmente interesante para la formación adaptativa de haces para búsqueda de señales deseadas y control de interferencias no deseadas. Los diagramas obtenidos con este tipo de agrupaciones ofrecen ventajas como: una amplia cobertura angular ( $360^\circ$ ) con un pequeño cambio en el ancho de banda o nivel de lóbulos laterales, una gran flexibilidad en su forma, permitiendo haces muy estrechos y variadas formas como: sectoriales y omnidireccionales. Otras características adicionales son: los efectos de los lóbulos de difracción "grating lobe" no son tan pronunciados como en agrupaciones planas, ciertos elementos pueden no ser visibles en ciertas direcciones lo cual permite des-conectarlos afectando la radiación en los lóbulos secundarios sin consecuencias graves para el diagrama final.

## 1.2. Objetivos del trabajo

Los objetivos planteados para este trabajo de título son los siguientes:

1. El objetivo central de esta memoria es diseñar un prototipo de array circular en 3,5 GHz que cumpla con ciertos requisitos técnicos establecidos por un estudio previo sobre sectorización de orden superior. Este estudio centra su investigación en 3, 6 y 12 sectores por celda. El requisito más relevante de lograr, es conformar los diagramas de radiación de los sectores. En un futuro trabajo se espera realizar el prototipo y verificarlo experimentalmente.
2. Realizar simulaciones en MATLAB y comparar los diseños obtenidos con el software WIPL-D. Con los resultados obtenidos, poder concluir que tan realizables es el prototipo de antena y de que manera cumple con los requerimientos técnicos.
3. Evaluar el rendimiento del diseño en cuanto al throughput (TH) obtenido.

La estructura de este trabajo de título es:

- En el capítulo 2, se presentará una base teórica sobre conceptos fundamentales de antenas y arrays para comprender el posterior desarrollo de este trabajo.
- En el capítulo 3, se entregarán los resultados de diseño realizados en el software WILP-D.
- En el capítulo 4, se presentarán resultados de simulación hechos en MATLAB y comparación de estos con los resultados obtenidos en el capítulo 3. Finalmente se evaluará el rendimiento del diseño, comparando el throughput de la curva teórica con las curvas obtenidas por los diseños en WIPLD.
- En el capítulo 5, se presentarán las conclusiones.

# CONCEPTOS DE ANTENAS Y ARRAY CIRCULAR

En este capítulo se entregan los conceptos más importantes sobre antenas que se requieren para entender el desarrollo de este trabajo de título.

### 2.1. Antenas

Son diversas las definiciones de una antena, pero para este escrito se utiliza la definición dada por el Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) [3]. Una antena es una parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas. Si bien sus formas son muy variadas, todas las antenas tienen en común el ser una región de transición entre una zona donde existe una onda electromagnética guiada y una onda en el espacio libre, a la que puede además asignar un carácter direccional. La representación de la onda guiada se realiza por voltajes y corrientes (hilos conductores y líneas de transmisión) o por campos (guías de ondas); en el espacio libre, mediante campos. La misión de la antena es radiar la potencia que se le suministra con las características de direccionalidad adecuadas a la aplicación. Por ejemplo, en radiodifusión o comunicaciones móviles se querrá radiar sobre la zona de cobertura de forma omnidireccional, mientras que en radiocomunicaciones fijas interesará que las antenas sean direccionales [4].

Cabe mencionar que son numerosos los conceptos que definen una antena, pero el objetivo principal de este trabajo de título no es entender en su totalidad que es una antena, sino conocer los conceptos básicos y ciertos parámetros que son de importancia para el desarrollo de esta.

### 2.1.1. Diagrama de Radiación

EL diagrama de radiación corresponde a una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena, en función del espacio de coordenadas (azimuth y elevación), a una distancia fija [4]. Con la antena situada en el origen y manteniendo constante la distancia se expresará el campo eléctrico en función de las variables angulares  $\theta$  y  $\phi$  (coordenadas esféricas). Como el campo es una magnitud vectorial, habrá que determinar en cada punto de la esfera de radio constante el valor de dos componentes ortogonales, habitualmente según  $\hat{\theta}$  y  $\hat{\phi}$ .

Como el campo magnético, en forma de onda radiada, se deriva directamente del eléctrico, la representación podría realizarse a partir de cualquiera de los dos, siendo norma habitual que los diagramas se refieran al campo eléctrico.

La densidad de potencia es proporcional al cuadrado del módulo del campo eléctrico, por lo que la representación gráfica de un diagrama de potencia contiene la misma información que un diagrama de radiación de campo.

Si bien la información de la radiación es tridimensional, en muchos casos es suficiente y de gran interés representar un corte bidimensional del diagrama. Los cortes bidimensionales del diagrama de radiación se pueden representar en coordenadas polares o cartesianas. En el primer caso el ángulo en el diagrama polar representa la dirección del espacio, mientras que el radio representa la intensidad del campo eléctrico o la densidad de potencia radiada. En coordenadas cartesianas se representa el ángulo en abscisas y el campo o la densidad de potencia en ordenadas. La representación en coordenadas cartesianas permite observar los detalles en antenas muy directivas, mientras que el diagrama polar suministra una información más clara de la distribución de la potencia en las diferentes direcciones del espacio. Las figuras 2.1 y 2.2 muestran ejemplos de ambas representaciones (válidas para distancias de campo lejano <sup>1</sup>).

En un diagrama de radiación típico, como el que se aprecia en las figuras 2.1 y 2.2, se distinguen dos zonas, una en donde la radiación es máxima, la que se denomina haz o lóbulo principal y la zona que rodea a los máximos de menor amplitud se denomina lóbulos laterales. Al lóbulo lateral de mayor amplitud se conoce como lóbulo secundario. Además de estas denominaciones existen ciertos parámetros y relaciones en un diagrama de radiación que son importantes para definir, de los cuales se mencionan los siguientes:

---

<sup>1</sup>Campo lejano: región donde la distribución angular del campo electromagnético es independiente de la distancia de la antena. Esta región se encuentra a distancias mayores que  $\frac{2D^2}{\lambda}$ , donde  $\lambda$  es la longitud de onda y  $D$  el diámetro de la antena expresado en longitudes de onda.

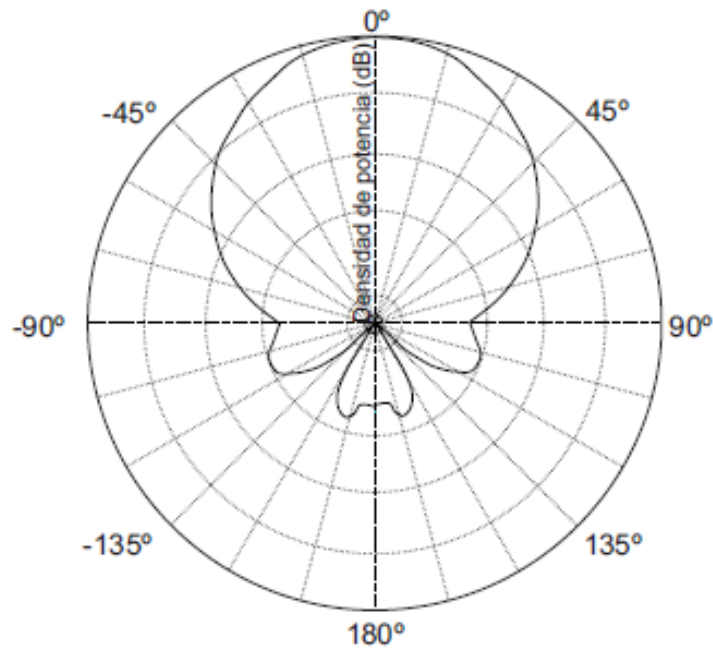


Figura 2.1. Diagrama de radiación en coordenadas polares

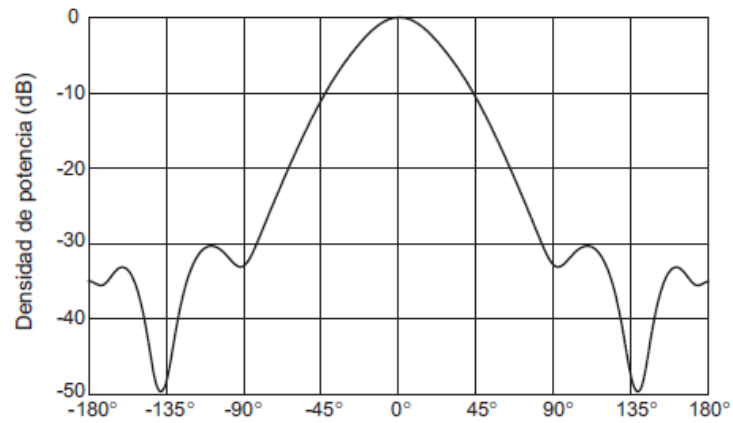


Figura 2.2. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas

- *Ancho de haz a -3 dB* ( $\Delta\theta_{-3db}$ ). Es la separación angular de las direcciones en las que el diagrama de radiación de potencia toma la mitad del valor máximo.
- *Relación de lóbulo principal con secundario (SLL)*. Es el cociente, expresado en dB, entre el máximo del lóbulo principal y el lóbulo secundario.
- *Relación delante-atrás (FBR)*. Es el cociente, también en dB, entre el lóbulo principal y el valor en la dirección diametralmente opuesta a este.

De acuerdo al diagrama de radiación, se puede hacer una clasificación general de los tipos de antena y definir la directividad de esta. Dentro de las clasificaciones, se mencionan algunas: antenas isotrópicas, directividas y omnidireccionales.

### 2.1.2. Directividad

La directividad  $D$  de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia dada, y la densidad de potencia que radiaría a esa misma distancia una antena isótropa <sup>2</sup> que radiase la misma potencia que la antena [4]. Esta relación esta dada por:

$$D(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} \quad (2.1.1)$$

Si no se especifica la dirección angular, se sobreentiende que la directividad se refiere a la dirección de máxima radiación

$$D = \frac{P_{m\acute{a}x}}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} \quad (2.1.2)$$

---

<sup>2</sup>Antena isótropa o isotrópica: antena ideal que radia densidad de potencia constante en todas las direcciones del espacio.

### 2.1.3. Ganancia

La ganancia de una antena se define como la relación entre la máxima densidad de potencia entregada por la antena y la densidad de potencia emitida por una antena isotrópica, ambas en una dirección y distancia en particular. Su definición es muy similar al de directividad, pero la comparación no se establece con la potencia radiada, sino con la entregada a la antena. Ello permite tener en cuenta las posibles pérdidas por la antena, ya sea por reflexión, disipación, etc. La ganancia y directividad están relacionadas, en consecuencia, por la eficiencia ( $\eta$ ) de la antena [4] [5].

$$G = \eta * D(\theta, \phi) \quad (2.1.3)$$

### 2.1.4. Ancho de Banda

El ancho de banda (BW) se define como un rango de frecuencias en el cual la antena mantiene más o menos constantes algún o algunos parámetros como impedancia, dirección del haz principal, directividad, entre otros [5].

Cuando la antena es de banda ancha, el ancho de banda relativo se obtiene por la relación entre la frecuencia máxima y mínima como muestra en la siguiente fórmula:

$$BW_r = \frac{f_{máx}}{f_{mín}} \quad (2.1.4)$$

Ahora bien, cuando la antena es de banda angosta, el ancho de banda porcentual se obtiene por la siguiente expresión:

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} * 100 \quad (2.1.5)$$

Usualmente  $f_0$  es la media aritmética o geométrica entre la frecuencia máxima y mínima de trabajo de la antena.

## 2.2. Agrupaciones de Antenas (Array)

Usualmente el patrón de radiación de un solo elemento es relativamente ancho y consecuentemente con valores reducidos de directividad. Esto se debe a que sus dimensiones eléctricas son como máximo, del orden de la longitud de onda. En muchas aplicaciones es necesario diseñar antenas con directividades elevadas para satisfacer las demandas de comunicaciones de largas distancias. Esto se logra aumentando el tamaño eléctrico de la antena. Sin embargo, una alternativa de ampliar las dimensiones de las antenas, sin necesidad de aumentar el tamaño de los elementos individuales es formar un conjunto de elementos radiantes, alimentados con amplitudes y fases tales que la interferencia de los campos radiados por todas las antenas proporcionen el diagrama deseado. Este conjunto de elementos se conoce como agrupaciones de antenas (array).

Dentro de las agrupaciones de antenas, se tiene las agrupaciones lineales, planares y circulares, siendo esta última la que es de interés estudiar y diseñar en este trabajo. El detalle de las dos primeras se puede obtener en [6].

### 2.2.1. Agrupaciones Circulares

Las agrupaciones circulares consisten en elementos situados alrededor de un círculo, como se muestra en la figura 2.3. Estas agrupaciones emplean modelos de antenas isotrópicas, dipolos, monopolos, parches, ranuras etc. [7]-[12].

Un parámetro de importancia en un arreglo y que determina la forma del patrón de radiación es el factor de arreglo.

#### Factor de arreglo

El factor de arreglo por sí mismo, representa el patrón de radiación del arreglo de antenas asumiendo que los elementos usados son antenas isotrópicas.

Referido a la figura 2.3, se asume que los  $N$  elementos son isotrópicos, de manera de facilitar las expresiones. Estos elementos se encuentran equiespaciados sobre el plano  $x$ - $y$  alrededor del anillo circular de radio  $a$ . La normalización del campo del arreglo se define de acuerdo a la siguiente fórmula:

$$E_n(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N a_n \frac{e^{-jkR_n}}{R_n} \quad (2.2.1)$$

siendo  $R_n$  la distancia de el  $n$ -ésimo elemento al punto de observación. En general:

$$R_n = (r^2 + a^2 - 2a r \cos \psi)^{\frac{1}{2}} \quad (2.2.2a)$$

para  $r \gg a$  la expresión para  $R_n$  se reduce a:

$$R_n \simeq r - a \cos \psi_n = r - a(\hat{a}_p \cdot \hat{a}_r) = r - a \sin \theta \cos (\phi - \phi_n) \quad (2.2.2b)$$

donde:

$$\hat{a}_p \cdot \hat{a}_r = (\hat{a}_x \cos \phi_n + \hat{a}_y \sin \phi_n) \cdot (\hat{a}_x \sin \theta \cos \phi + \hat{a}_y \sin \theta \sin \phi + \hat{a}_z \cos \theta) \quad (2.2.3a)$$

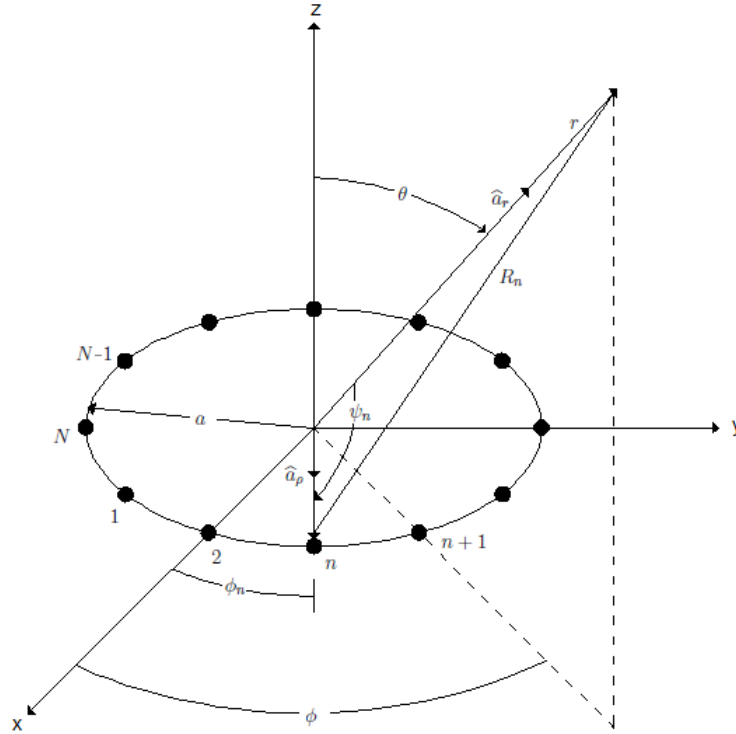


**Figura 2.3.** Geometría de un arreglo circular de N elementos

Reduciendo la expresión, la ecuación (2.2.3a) se puede expresar como:

$$\hat{a}_p \cdot \hat{a}_r = \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) \quad (2.2.3b)$$

Asumiendo que  $R_n \simeq r$ , la ecuación (2.2.1) se reduce a:

$$E_n(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_{n=1}^N a_n e^{jka \sin \theta \cos(\phi - \phi_n)} \quad (2.2.4)$$

donde:

$a_n$  = coeficiente de excitación del n-ésimo elemento (amplitud y fase).

$\phi_n = 2 \frac{n}{N} =$  posición angular del n-ésimo elemento en el plano x-y.

El término  $a_n$  está dado por:

$$a_n = I_n e^{j\alpha_n} \quad (2.2.5)$$

siendo  $I_n$  y  $\alpha_n$  la amplitud y fase de excitación del n-ésimo elemento (relativa al centro del arreglo).

De (2.2.5), la ecuación (2.2.4) puede ser expresada como:

$$E_n(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkr}}{r} [AF(\theta, \phi)] \quad (2.2.6)$$

En donde  $AF(\theta, \phi)$  es el factor del arreglo circular de N elementos igualmente espaciados. La expresión para el factor esta dada por:

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j[ka \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) + \alpha_n]} \quad (2.2.7)$$

Ahora bien, para dirigir el haz principal en la dirección  $(\theta_0, \phi_0)$ , la fase de excitación del  $n$ -ésimo elemento, es expresada como:

$$\alpha_n = -ka \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n) \quad (2.2.8)$$

por lo que el factor de arreglo, puede ser escrito como:

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{jka[\sin \theta \cos(\phi - \phi_n) - \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n)]} \quad (2.2.9)$$

### 2.2.2. Síntesis en Agrupaciones Circulares Uniformes (UCAs)

En términos generales, al proceso de obtener la ubicación y excitación de los elementos de un arreglo a partir de las características de radiación deseadas es llamado síntesis de un arreglo.

La sistematización de los procedimientos de síntesis de agrupaciones ha llevado al desarrollo de una serie de métodos que en función de las especificaciones, puede clasificarse en varias categorías, de las que se mencionan:

- *Método de Schelkunoff.* Especifica las direcciones de los nulos.
- *Síntesis de Fourier.* Aproxima el diagrama de radiación al deseado, minimizando el error cuadrático medio.
- *Síntesis Woodward.* El diagrama de radiación coincide con el especificado en un conjunto de puntos o muestras.
- *Síntesis de Chevychev.* Proporciona el menor ancho de haz para un valor de SLL especificado.

- *Síntesis de Taylor.* Reduce la radiación en direcciones alejadas del haz principal, sacrificando ligeramente la directividad.

Como se ha mencionado, el enfoque de este trabajo es sobre agrupaciones circulares debido a la ventaja que tienen en aplicaciones celulares (360° de cobertura). A continuación se desarrolla la síntesis en UCA, donde cada una de las expresiones son extraídas de [13].

El siguiente análisis de síntesis, corresponde a una adaptación virtual de un array lineal uniforme (ULA) a uno circular. Para un UCA con  $N$  elementos isotrópicos y radio  $r$ ,  $a_c(\theta)$  representa la respuesta del vector del array y  $a_v(\theta)$  la respuesta de un ULA virtual.  $a_v(\theta)$  está dado por [14].

$$a_v(\theta) = \mathbf{J}(N, \lambda, r) \mathbf{F}(N, h) a_c(\theta) \approx [e^{-jh\theta}, \dots, 1, \dots, e^{jh\theta}]^T \quad (2.2.10)$$

En 2.2.10,  $\theta$  es el ángulo de azimuth,

$$\mathbf{J}(N, \lambda, r) = \text{diag}(j^m \sqrt{N} J_m(\frac{2\pi r}{\lambda}))^{-1}, m = -h, \dots, 0, \dots, h \quad (2.2.11)$$

y

$$\mathbf{F}(N, h) = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{pmatrix} 1 & \omega^{-h} & \omega^{-2h} & \dots & \omega^{-(N-1)h} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 1 & \omega^{-1} & \omega^{-2} & \dots & \omega^{-(N-1)} \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \omega^1 & \omega^2 & \dots & \omega^{(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 1 & \omega^h & \omega^{2h} & \dots & \omega^{(N-1)h} \end{pmatrix} \quad (2.2.12)$$

En 2.2.11,  $J_m(\cdot)$  es la función de Bessel de primer tipo y orden  $m$ ,  $\lambda$  es la longitud de onda; y en 2.2.12,  $\omega = e^{\frac{j2\pi}{N}}$ .

El tamaño del ULA virtual es  $N_v = 2h + 1$ , y  $h$  esta dado por:

$$h = \max(h \mid h \leq \frac{N-1}{2} y \frac{J_{h-N}(\frac{2\pi r}{\lambda})}{J_h(\frac{2\pi r}{\lambda})} \leq \epsilon) \quad (2.2.13)$$

Para algunos  $\epsilon$  es predeterminado. La aproximación en 2.2.10 requiere que  $N \gg \frac{2\pi r}{\lambda}$ .

Haciendo una modificación a la ecuación 2.2.10 se obtiene:

$$\mathbf{C}^T(\theta_s, h) a_v(\theta) = \mathbf{C}^T(\theta_s, h) \mathbf{J}(N, \lambda, r) \mathbf{F}(N, h) a_c(\theta) \quad (2.2.14)$$

donde  $\theta_s$  es el ángulo de dirección y  $\mathbf{C}$  es un vector de  $(2h+1)$  elementos, dado por:

$$\mathbf{C}^T(\theta_s, h) = [I_{-h}e^{jh\theta_s}, \dots, I_{-1}e^{j\theta_s}, I_0, I_1e^{-j\theta_s}, \dots, I_h e^{-jh\theta_s}]^T \quad (2.2.15)$$

y  $I_v = [I_{-h}, \dots, I_{-1}, I_0, I_1, \dots, I_h]$  son los coeficientes del vector del ULA virtual. De 2.2.14, se deduce que el coeficiente del vector UCA es

$$\mathbf{D} = \mathbf{C}^T \mathbf{J} \mathbf{F} \quad (2.2.16)$$

La ecuación 2.2.16 se obtuvo para el caso de elementos isotrópicos sin considerar acoplamiento mutuo, pero también es válido para elementos isotrópicos. En [15] se describe un método que considera en la formulación el acoplamiento mutuo entre elementos.

Para obtener una modificación de Chebyshev en UCA, con una relación de lóbulos laterales igual a  $R$ , los coeficiente del arreglo lineal virtual se dan por:

$$I_m = \frac{1}{N_v} + \frac{2}{N_v + 1} \sum_{t=0}^h \cos\left(\frac{2mt\pi}{N_v}\right) \left[ T_{2h/q} \left( \gamma \cos\left(\frac{t\pi}{N_v}\right) \right) \right]^q \quad (2.2.17)$$

donde  $-h \leq m \leq h$ ,  $T_p(\cdot)$  denota el polinomio de Chebyshev de orden  $p$ ,  $q > 1$  (entero) y  $\gamma = \cosh[q \cosh^{-1}(R^{1/q})/2h]$ . Para el caso en que  $q = 1$ , el arreglo lineal se convierte en un array convencional Dolph-Chebyshev. Un arreglo binomial es un caso especial del arreglo Dolph-Chebyshev, cuando  $R$  tiende a infinito (sin lóbulos laterales).

Para el caso de Taylor del UCA, los elementos del ULA virtual deben tener los siguientes coeficientes [6], [15]-[17] :

$$I_m = I_0 \left[ \beta \left( 1 - \left[ \frac{m}{h} \right]^2 \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad (2.2.18)$$

donde  $I_0(\cdot)$  es el orden cero de la función de Bessel modificada de primer tipo y  $\beta$  un parámetro que controla el máximo nivel de lóbulos laterales.

Después de obtener los coeficientes de 2.2.17 o 2.2.18,  $\mathbf{C}$  y consecuentemente  $\mathbf{D}$  pueden ser calculados. El patrón de UCA en el plano azimuth esta dado por:

$$P = \sum_{n=1}^N d_n \exp \left\{ jkr \left[ \cos \left( \theta - \frac{2(n-1)\pi}{N} \right) - \cos \left( \theta_s - \frac{2(n-1)\pi}{N} \right) \right] \right\} \quad (2.2.19)$$

donde  $d_n$  denota el enésimo elemento de  $\mathbf{D}$  y  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ .

# DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PROTOTIPO DE ARRAY CIRCULAR EN 3,5 GHZ

En este capítulo se entregan los resultados del prototipo de antena diseñado en el software WIPL-D. Como se mencionó y explicó en el capítulo anterior, el prototipo será un array circular con elementos equiespaciados. La elección de un array circular, se debe a una serie de ventajas, dentro de las que se mencionan: para aplicaciones celulares, son muy prácticos ya que ofrecen una amplia cobertura ( $360^\circ$ ), mediante una apropiada excitación de la agrupación en una serie de componentes espaciales simétricos, se pueden obtener haces muy estrechos, entre otras.

Los elementos que conformarán el array, pueden ser dipolos o monopolos, principalmente por el tipo de diagrama de radiación que presentan y la simplicidad en el diseño.

Finalmente al prototipo, se le agregará un cilindro reflector, de manera de hacer directivo cada elemento [18] y [19].

Los parámetros del prototipo diseñado se basan en un estudio previo [1].

### 3.1. Estudio Previo de sectorización

El ancho de banda de radio frecuencia (RF) ha sido siempre una limitante en sistemas inalámbricos; nunca es suficiente. Por lo que surgen una serie de medidas para utilizar el recurso de manera más eficiente aumentando la capacidad del sistema.

La capacidad celular es el tráfico total que puede soportar la red celular. La capacidad del sistema es función del número de canales utilizados, ancho de

banda disponible, tamaño de las celdas y configuración de cluster <sup>1</sup>. Este último parámetro está ligado a la relación de interferencia co-canal <sup>2</sup> que el sistema sea capaz de soportar.

La red celular permite soportar gran capacidad de tráfico, mediante el re-uso de frecuencias y sectorización de celdas.

La sectorización consiste en un método, en el cual el área celular es dividida en sectores, los cuales son servidos por frecuencias diferentes, típicamente se tiene tres o seis sectores (120 grados ó 60 grados).

Se tiene dos situaciones; la primera es hacer que el grupo original de canales de una celda se redistribuya en los nuevos sectores de la celda. En la segunda situación, se considera que cada sector forma una nueva celda manteniendo el estándar de re-uso original y el mismo número de los canales de las celdas originales.

Como se mencionó la sectorización típica consiste en 3 o 6 sectores. Es por ello que en este trabajo se busca lograr una sectorización de 12 sectores por celdas (ver figura 3.2). La propuesta del estudio, se basa en una investigación previa [1] [2] en la que se asumen valores fijos de ancho de haz ( de -3 dB) y SLL.

Los parámetros a y b, como se aprecia en la figura 3.1, representan respectivamente el ancho de haz y SLL. Sus valores para cada sector se aprecian en la tabla 3.1:

| N° sectores | a  | b  |
|-------------|----|----|
| 3           | 70 | 20 |
| 6           | 35 | 23 |
| 12          | 18 | 26 |

**Tabla 3.1.** Parámetros del modelo de sectorización

---

<sup>1</sup>Cluster: es un conjunto de celdas que agrupan la totalidad de frecuencias disponibles para la red celular, es decir, ningún canal puede ser re-usado dentro del cluster

<sup>2</sup>Interferencia co-canal: es una interferencia que se presenta en la misma banda de frecuencias que la señal útil.

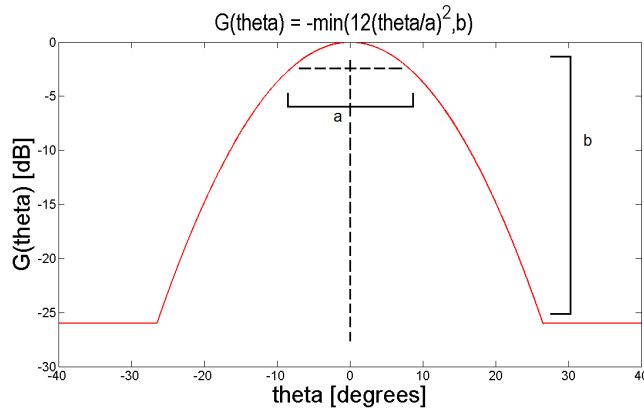


**Figura 3.1.** Modelo de sectorización para lograr 12 sectores por celdas

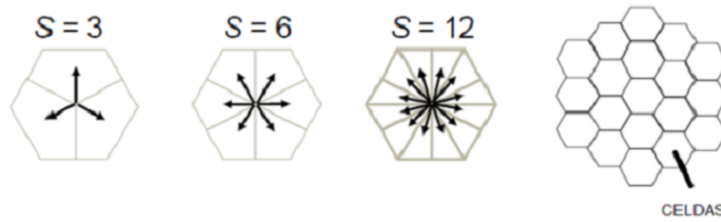


**Figura 3.2.** Esquema de una red celular y sectorización de celdas

### 3.2. Resultados de simulación

Con la ayuda del software WIPLD, se simula y evalúa el prototipo diseñado de UCA que cumpla con los parámetros del modelo de sectorización SCM.

El modo de alimentación (generadores) del prototipo diseñado, es sectorizado, es decir, del total de elementos sólo algunos son alimentados (con ello se logra la sectorización deseada). Cabe mencionar, que el número de elementos a alimentar es arbitrario. Se escoge la cantidad, que se ajuste de mejor manera a los resultados esperados, luego de varias pruebas (ver figura 3.4).

Para obtener un diagrama de radiación en una determinada dirección, los elementos son alimentados con amplitudes variables. . El elemento que posee la máxima fuente de alimentación (unidad), es el que se encuentra en la dirección escogida para el haz principal. Para el caso de las simulaciones la dirección del haz principal es siempre 0 grado de azimuth respecto al plano.

Los valores de amplitud por elemento se muestran en la tabla 3.2. Hay que destacar, que las amplitudes repetidas se ponen sólo una vez en la tabla.

Las simulaciones se hacen para 12, 24, 36 y 48 elementos. Los parámetros comunes (óptimos) en el diseño final son (ver figura 3.3):

- Elementos: Monopolos
- Frecuencia de operación: 3,5 GHz
- Espaciamiento entre elementos ( $dn$ ):  $0.5 \lambda$  (distancia dada por el radio del arreglo  $2\pi r/N$ , siendo  $r$  el radio del array y  $N$  el número total de elementos)[18] [19]
- Distancia entre array y cilindro ( $dac$ ):  $0.25 \lambda$  [20]
- Altura del cilindro:  $0.9 \lambda$

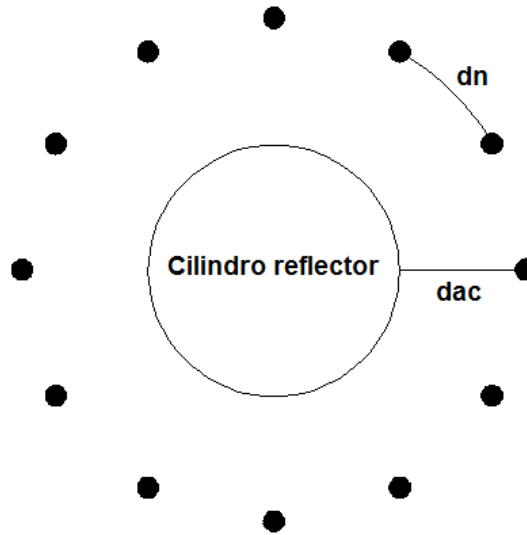


**Figura 3.3.** Modelo de prototipo con los parámetros de diseño.

| N° elementos del array | N° elementos del sector | Ubicación de elementos alimentos     | Amplitudes por elemento |
|------------------------|-------------------------|--------------------------------------|-------------------------|
| 12                     | 3                       | 0° 30° 330°                          | 1 0.5528                |
| 24                     | 5                       | 0° 15° 30° 330° 345°                 | 1 0.7912 0.3746         |
| 36                     | 5                       | 0° 10° 20° 340° 350°                 | 1 0.7912 0.3746         |
| 48                     | 7                       | 0° 7.5° 15° 22.5° 337.5°-345° 352.5° | 1 0.8738 0.5683 0.2642  |

**Tabla 3.2.** Valores de amplitud por sector del array

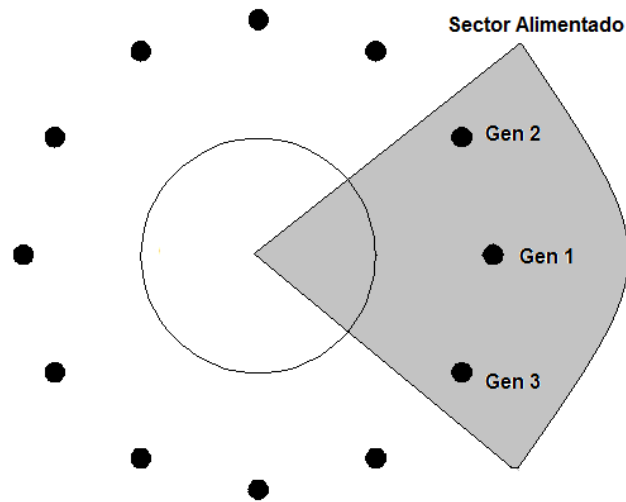


**Figura 3.4.** Prototipo con el modo de alimentación.

### 3.2.1. Efectos del cilindro reflector en el diagrama de radiación

Con las simulaciones se comprobará el efecto que tiene el cilindro reflector en el prototipo diseñado y el efecto que provoca la distancia entre este y el array.

Las figuras 3.5 a 3.16 muestran el efecto del cilindro reflector en el diagrama de radiación del prototipo diseñado.

Como se aprecia en las figuras 3.5 a 3.16 la presencia del cilindro, si bien no hace que el diagrama sea mucho más directivo, si provoca un efecto importante en la disminución del lóbulo trasero y decaimiento de los lóbulos laterales. En cuanto al ancho de haz, el efecto del cilindro hace que este sea más estrecho en la medida que aumenta el número de elementos del array.

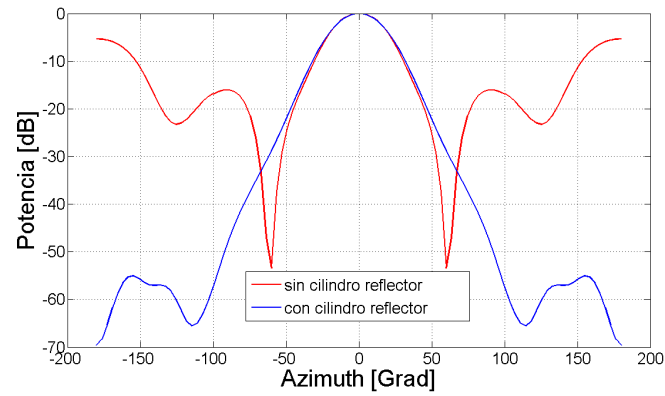


Figura 3.5. Diagrama de radiación plano cartesiano UCA 12 monopolos

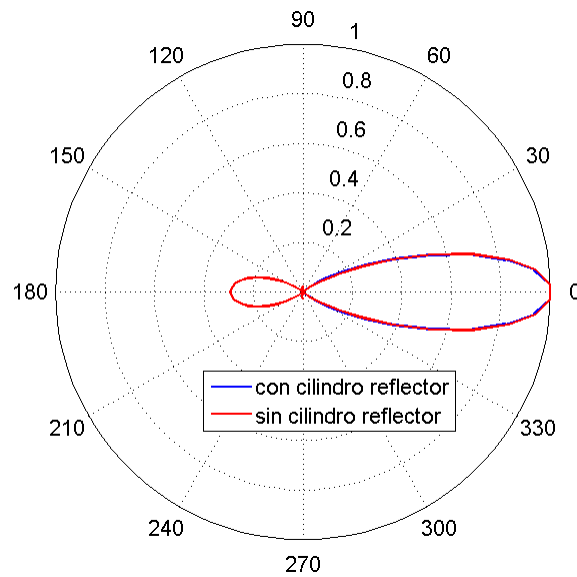


Figura 3.6. Diagrama de radiación plano polar UCA 12 monopolos

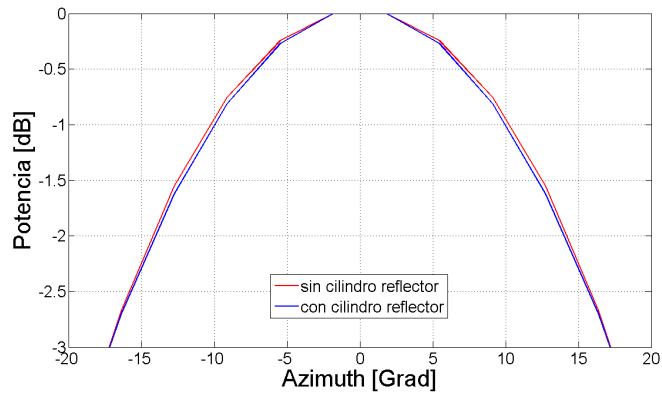


Figura 3.7. Ancho de haz UCA 12 monopolos

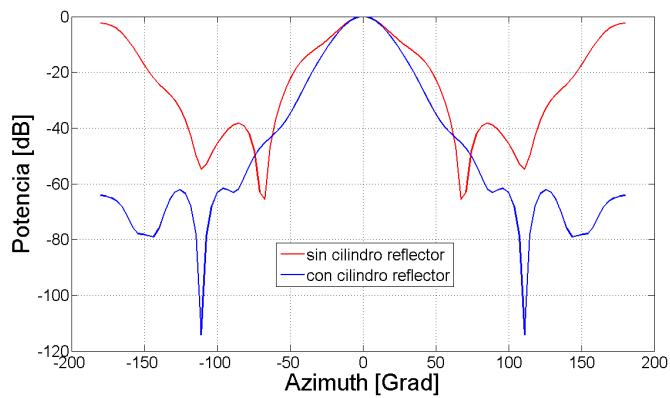


Figura 3.8. Diagrama de radiación plano cartesiano UCA 24 monopolos

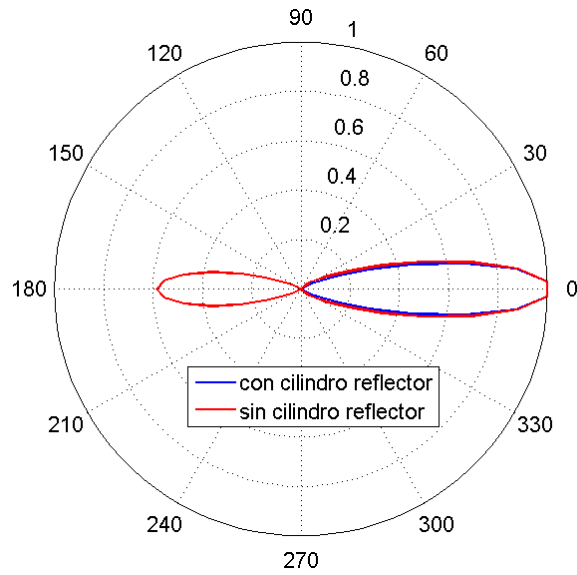


**Figura 3.9.** Diagrama de radiación plano polar UCA 24 monopolos

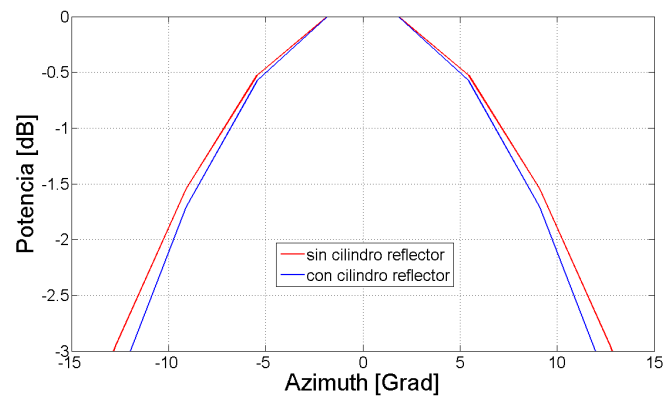


**Figura 3.10.** Ancho de haz UCA 24 monopolos

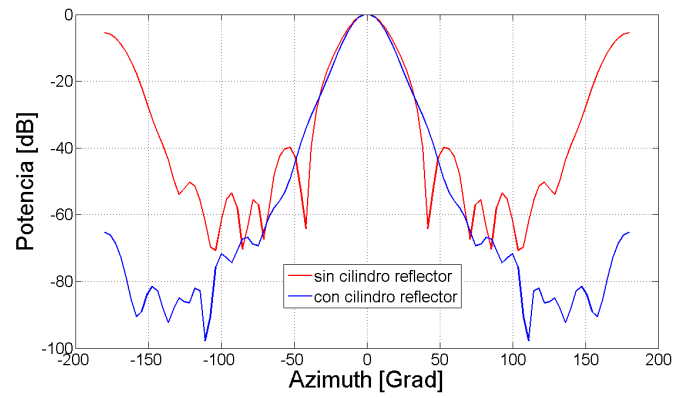


Figura 3.11. Diagrama de radiación plano cartesiano UCA 36 monopolos

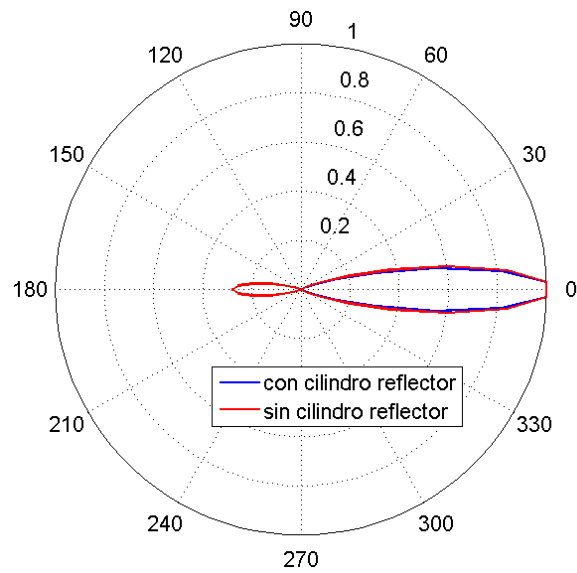


Figura 3.12. Diagrama de radiación plano polar UCA 36 monopolos

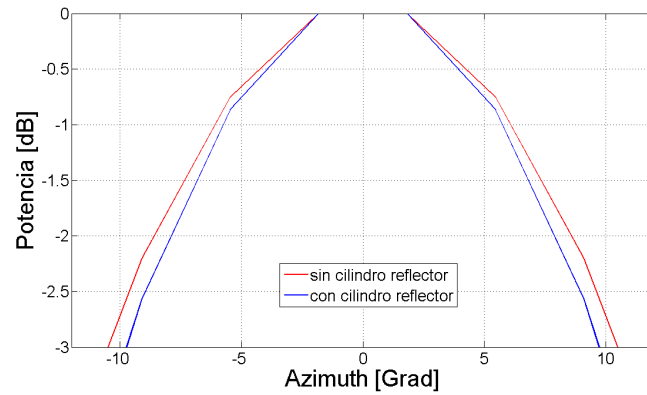


Figura 3.13. Ancho de haz UCA 36 monopolos

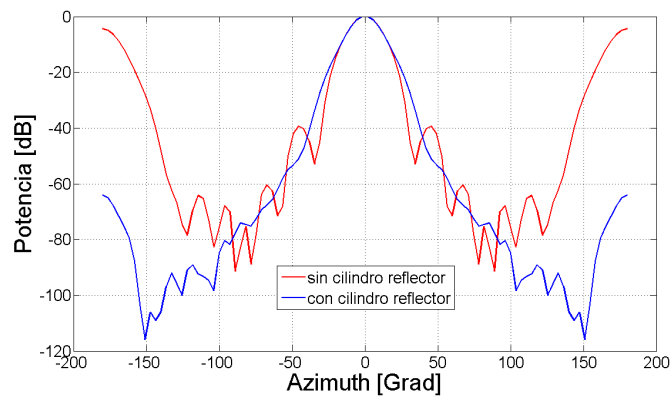


Figura 3.14. Diagrama de radiación plano cartesiano UCA 48 monopolos

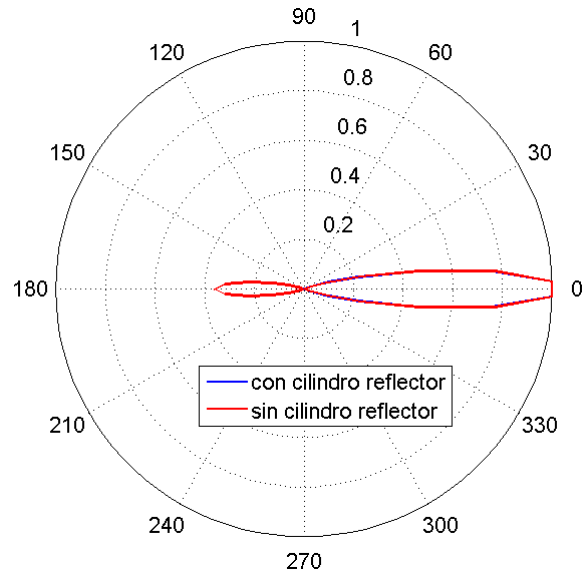


Figura 3.15. Diagrama de radiación plano polar UCA 48 monopolos

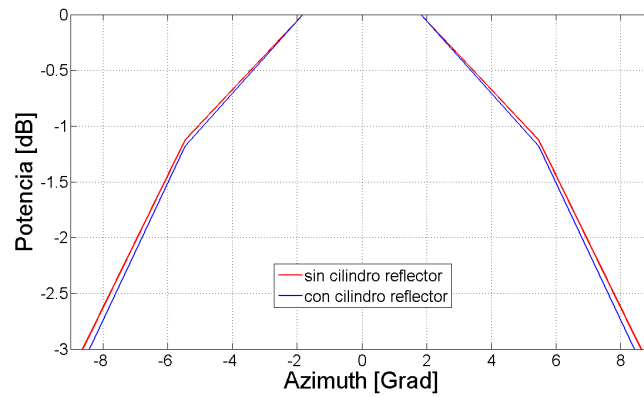


Figura 3.16. Ancho de haz UCA 48 monopolos

Una prueba importante de realizar en el prototipo, es verificar los efectos que provoca la variación en la distancia entre el UCA y el cilindro reflector. Para verificar estos efectos, se hacen tres simulaciones a distancias de  $0,15\lambda$ ,  $0,25\lambda$  y  $0,35\lambda$ . Lo que se busca con estas simulaciones, es comprobar que la distancia óptima entre el cilindro y el array es  $0,25\lambda$  [18] [19].

En la tabla 3.3 se muestra los valores del radio del cilindro al ir variando la distancia entre el array y el cilindro reflector.

| dac  | RC<br>12 elementos | RC<br>24 elementos | RC<br>36 elementos | RC<br>48 elementos |
|------|--------------------|--------------------|--------------------|--------------------|
| 0,15 | 0.8049             | 1.7599             | 2.7148             | 3.6697             |
| 0,25 | 0.7049             | 1.6599             | 2.6148             | 3.5697             |
| 0,35 | 0.6049             | 1.5599             | 2.5148             | 3.4697             |

**Tabla 3.3.** Valores en longitudes de onda del radio del cilindro (RC) al variar la distancia entre el array y el cilindro (dac)

Los efectos en el diagrama de radiación del array al variar el espaciamiento entre el cilindro y el UCA, se muestra en las figuras 3.17 a 3.24.

Para tener un análisis más completo del efecto que provoca la variación de la distancia entre el cilindro reflector y el array, se muestra en la figura 3.25 las gráficas del ancho de haz.

Como se aprecia en las figuras 3.17 a 3.24, a una distancia de  $0,15\lambda$  el diagrama de radiación presenta una mayor amplitud que a una distancia de  $0,35\lambda$  (teniendo como referencia el espaciamiento de  $0,25\lambda$ ). Sin embargo, si se analiza el efecto provocado en el ancho de haz (ver figura 3.25), se puede apreciar que para un espaciamiento de  $0,15\lambda$  el ancho de haz es mayor que la referencia y que para  $0,35\lambda$  este es menor. Considerando ambos efectos (nivel de amplitud y ancho de haz), se comprueba parcialmente (debido a que la diferencia de resultados es muy pequeño entre una distancia y otra) que la distancia óptima entre el array y el cilindro es de  $0,25\lambda$ .

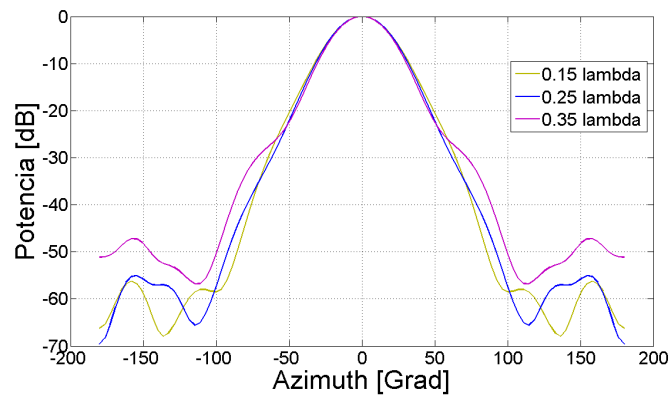


Figura 3.17. Diagrama de radiación plano cartesiano UCA 12 monopolos

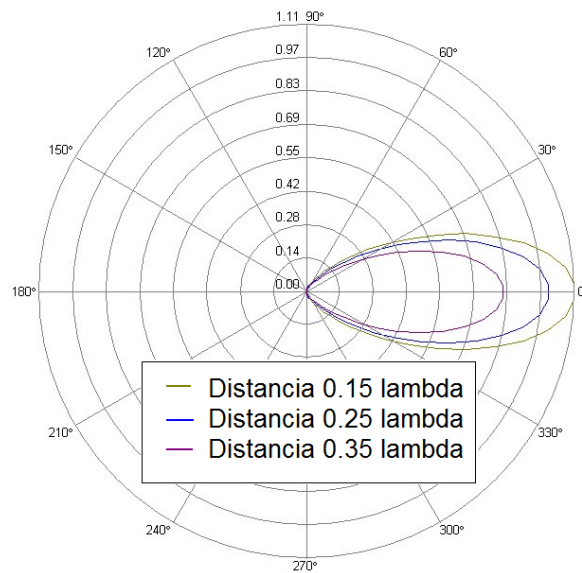


Figura 3.18. Diagrama de radiación plano polar UCA 12 monopolos

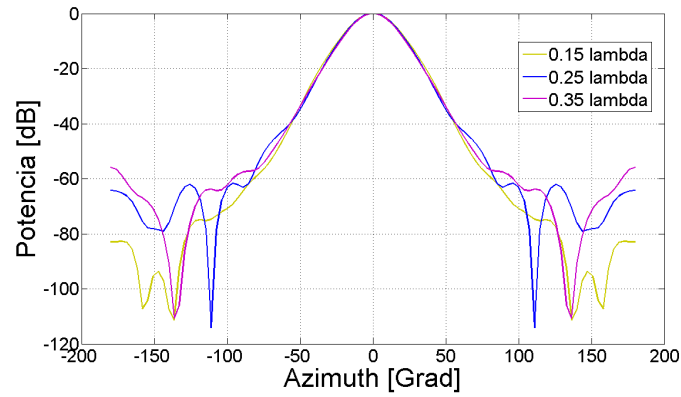


Figura 3.19. Diagrama de radiación plano cartesiano UCA 24 monopolos

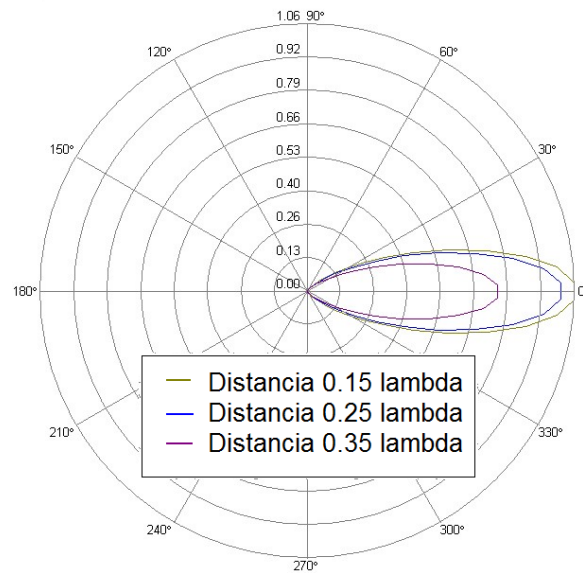


Figura 3.20. Diagrama de radiación plano polar UCA 24 monopolos

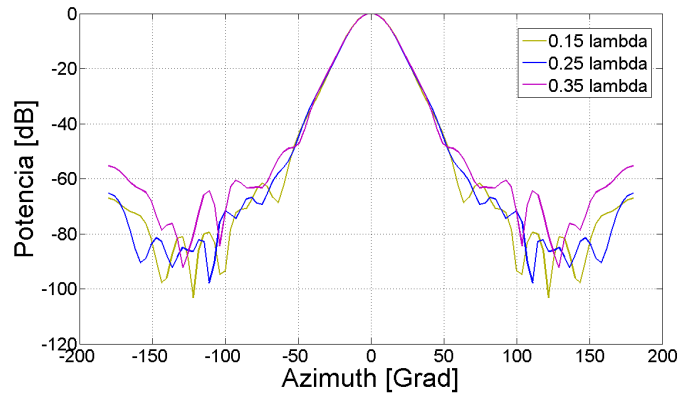


Figura 3.21. Diagrama de radiación plano cartesiano UCA 36 monopolos

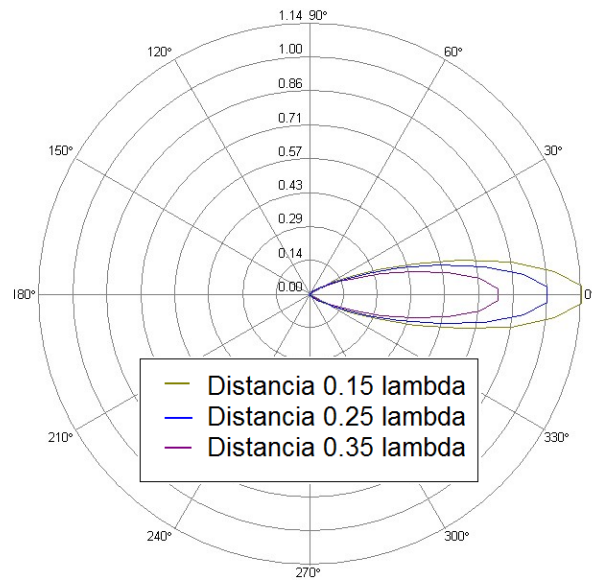


Figura 3.22. Diagrama de radiación plano polar UCA 36 monopolos

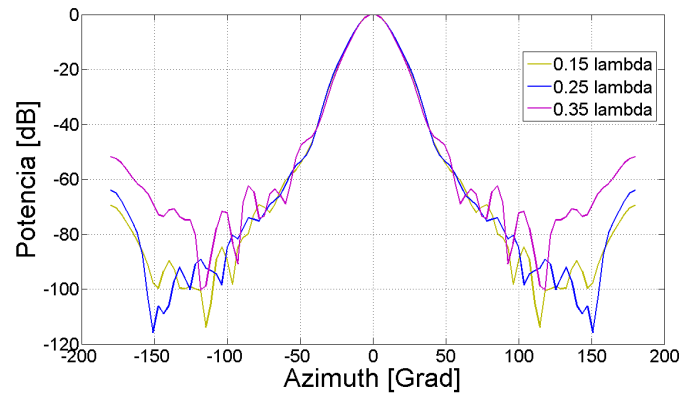


Figura 3.23. Diagrama de radiación plano cartesiano UCA 48 monopolos

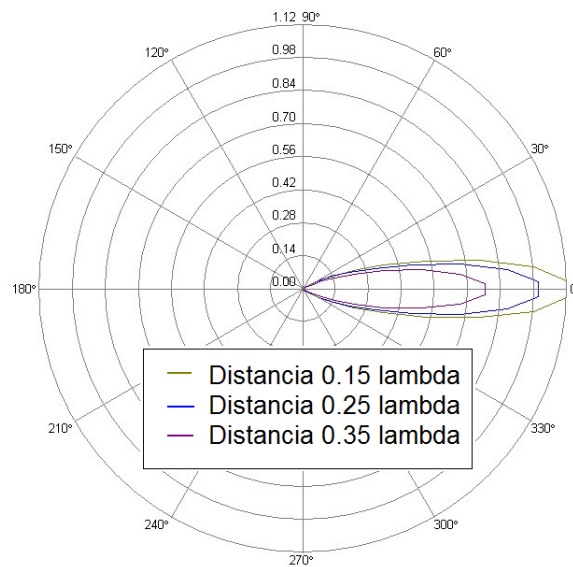
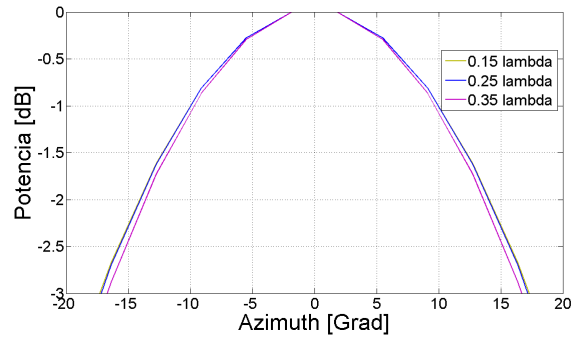
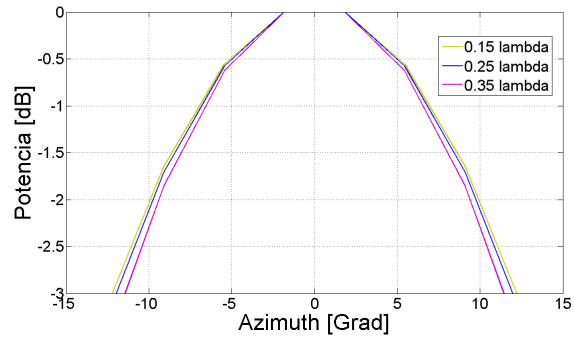


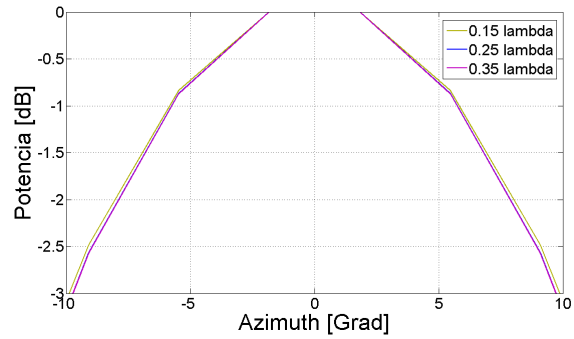
Figura 3.24. Diagrama de radiación plano polar UCA 48 monopolos



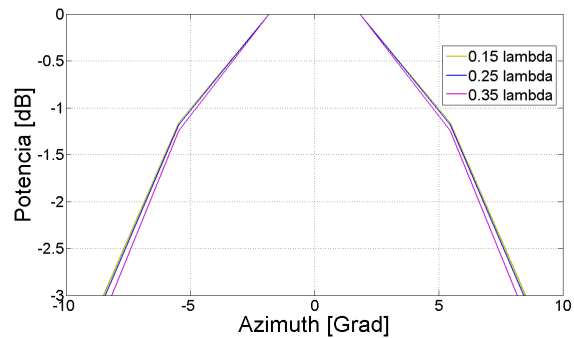
(a) UCA 12 elementos



(b) UCA 24 elementos



(c) UCA 36 elementos



(d) UCA 48 elementos

**Figura 3.25.** Efecto en el ancho de haz al variar el espaciamento entre el array y el cilindro reflector

### 3.2.2. Efectos en el diagrama de radiación por espaciamiento entre elementos del array

Otra de las pruebas importantes a realizar, es verificar que la distancia óptima entre los elementos del array es  $0,5\lambda$  [20]. Es por ello, que se realizan una serie de simulaciones variando la distancia entre elementos (en estas pruebas se considera el espaciamiento óptimo entre el array y el cilindro).

En la tabla 3.4 se muestran los valores (en longitudes de onda) del radio del array y del cilindro al variar la distancia entre elementos. La relación entre el radio del cilindro(RC) y radio del array(RA) está dado por la siguiente expresión

$$RC = RA - 0,25, \text{ siendo } RA = \frac{N dn}{2\pi} \quad (3.2.1)$$

Siendo  $N$  el número de elementos del array,  $dn$  la distancia entre elementos y 0,25 el espaciamiento óptimo entre el array y el cilindro.

A partir de las figuras 3.26 a 3.33, se puede ver que a medida que se incrementa el espaciamiento entre elementos, manteniendo un número fijo de elementos, se obtiene un lóbulo principal más directivo pero con un número más creciente de lóbulos laterales. Cuando el espaciamiento entre elementos es menor que 0,5, la presencia de lóbulos laterales es mínima; sin embargo, el lóbulo principal presenta una baja directividad. Cuando el espaciamiento es igual 0,5, se consigue obtener un lóbulo principal con una mejor directividad pero con una mayor presencia de lóbulos laterales. Finalmente, cuando el espaciamiento entre elementos es mayor a 0,5, se obtiene un lóbulo principal de gran directividad, así mismo, se ve un notable incremento en el número de lóbulos laterales.

| dn  |             | RA     | RC     |
|-----|-------------|--------|--------|
| 0,3 | (UCA de 12) | 0,5730 | 0,3230 |
|     | (UCA de 24) | 1,1459 | 0,8959 |
|     | (UCA de 36) | 1,7189 | 1,4689 |
|     | (UCA de 48) | 2,2918 | 2,0418 |
| 0,4 | (UCA de 12) | 0,7639 | 0,5139 |
|     | (UCA de 24) | 1,5279 | 1,2779 |
|     | (UCA de 36) | 2,2918 | 2,0418 |
|     | (UCA de 48) | 3,0558 | 2,8058 |
| 0,5 | (UCA de 12) | 0,9549 | 0,7049 |
|     | (UCA de 24) | 1,9099 | 1,6599 |
|     | (UCA de 36) | 2,8648 | 2,6148 |
|     | (UCA de 48) | 3,8197 | 3,5697 |
| 0,6 | (UCA de 12) | 1,1459 | 0,8959 |
|     | (UCA de 24) | 2,2918 | 2,0418 |
|     | (UCA de 36) | 3,4377 | 3,1877 |
|     | (UCA de 48) | 4,5837 | 4,3337 |
| 0,7 | (UCA de 12) | 1,3369 | 1,0869 |
|     | (UCA de 24) | 2,6738 | 2,4238 |
|     | (UCA de 36) | 4,0107 | 3,7607 |
|     | (UCA de 48) | 5,3476 | 5,0976 |

**Tabla 3.4.** Valores en longitudes de onda del radio del cilindro y radio del array al variar la distancia entre elementos del array (dn)

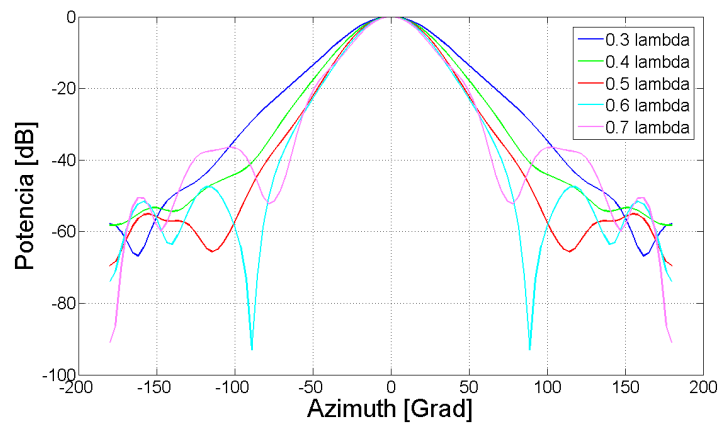


**Figura 3.26.** Diagrama de radiación UCA de 12 elementos

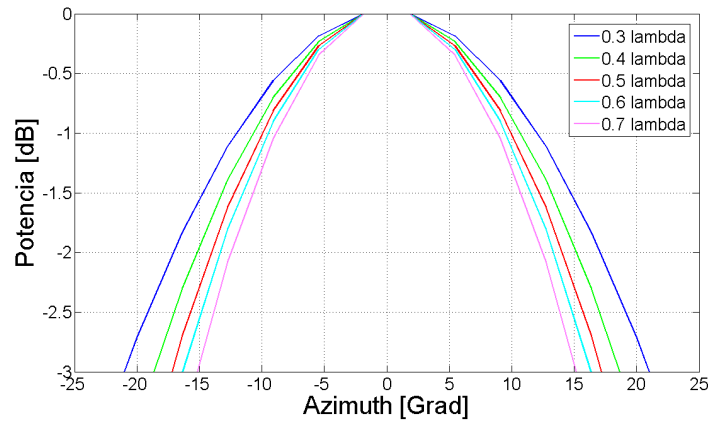


Figura 3.27. Ancho de haz UCA de 12 elementos

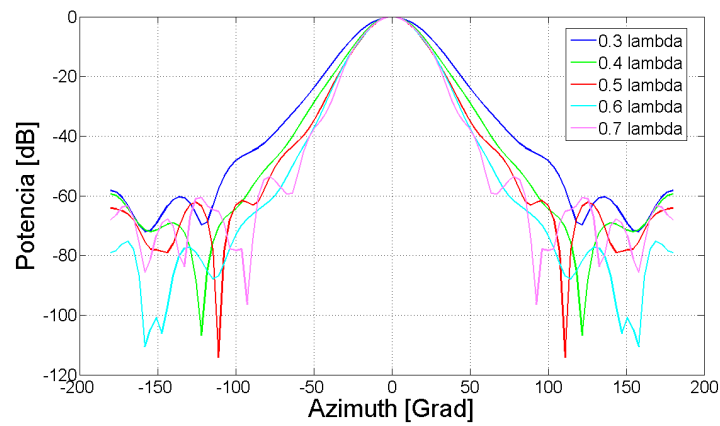


Figura 3.28. Diagrama de radiación UCA de 24 elementos

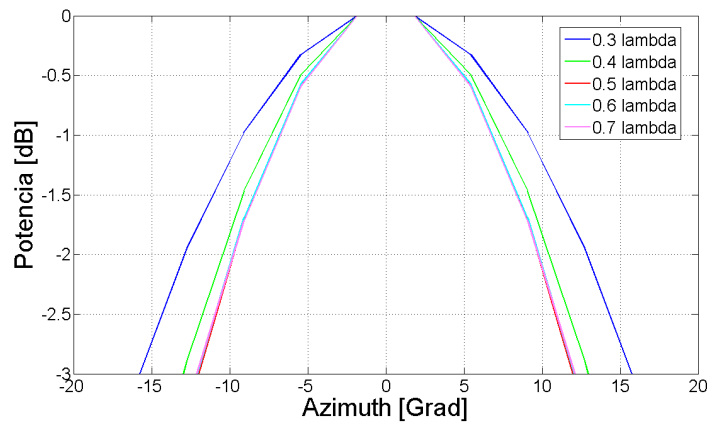


Figura 3.29. Ancho de haz UCA de 24 elementos

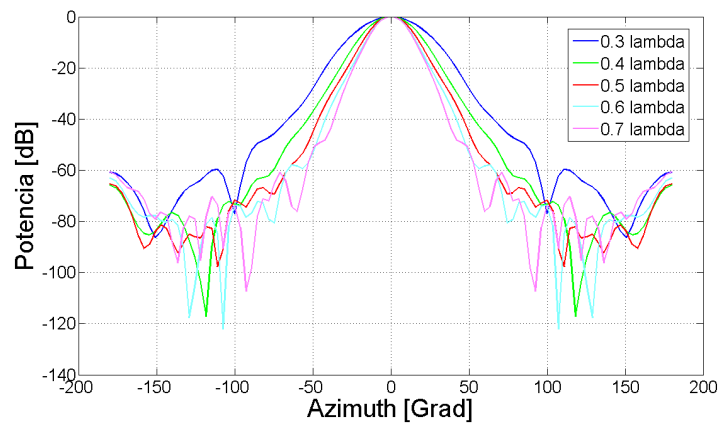


Figura 3.30. Diagrama de radiación UCA de 36 elementos

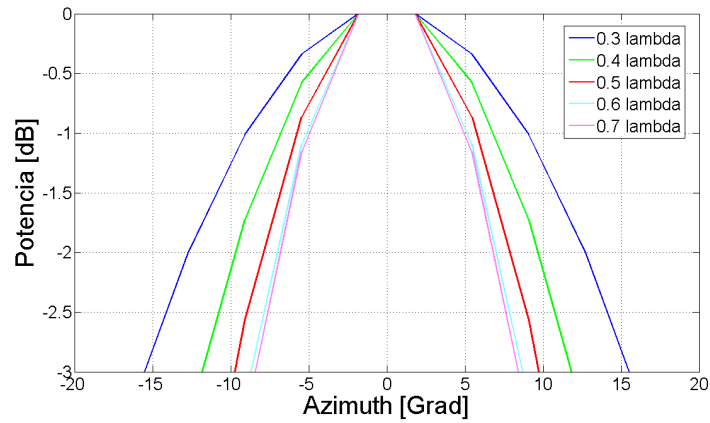


Figura 3.31. Ancho de haz UCA de 36 elementos

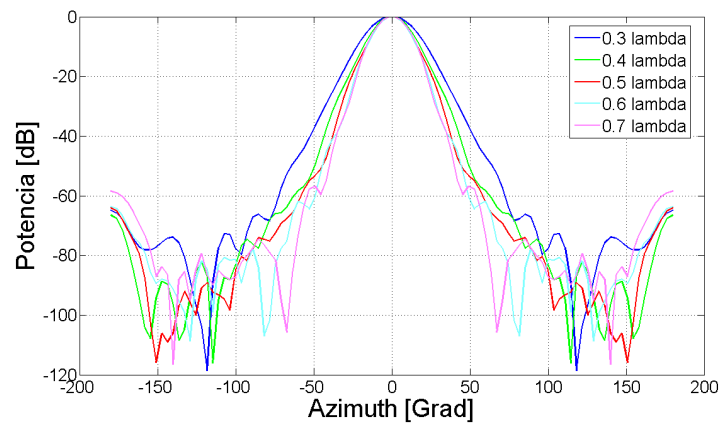


Figura 3.32. Diagrama de radiación UCA de 48 elementos

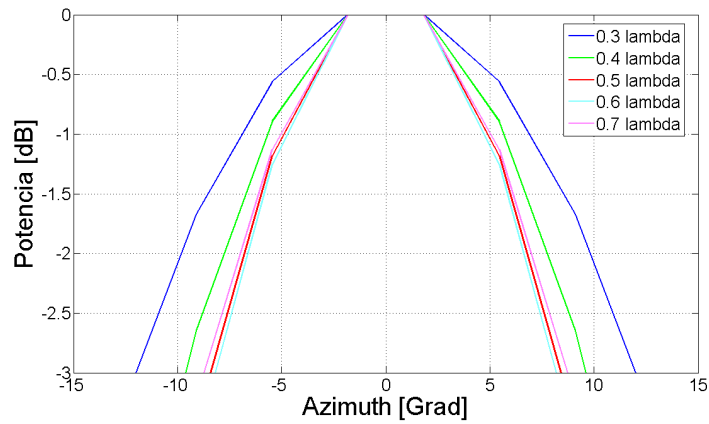


Figura 3.33. Ancho de haz UCA de 48 elementos

### 3.2.3. Resultados finales de simulación usando parámetros óptimos

Al determinar y comprobar que el espaciamiento óptimo entre elementos es  $0,5\lambda$  y la distancia entre el cilindro reflector y array es  $0,25\lambda$ , se simula el prototipo como se muestra en la figura 3.34.

Los resultados obtenidos de la simulación realizada en WILPD, se muestran en las figuras 3.35 y 3.36.

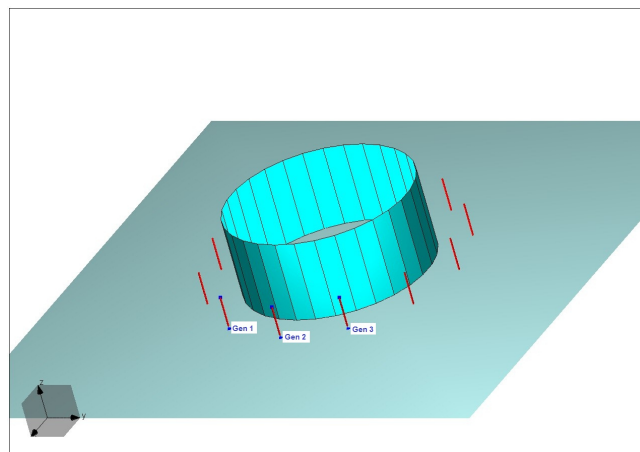


Figura 3.34. Prototipo de array diseñado en WIPLD

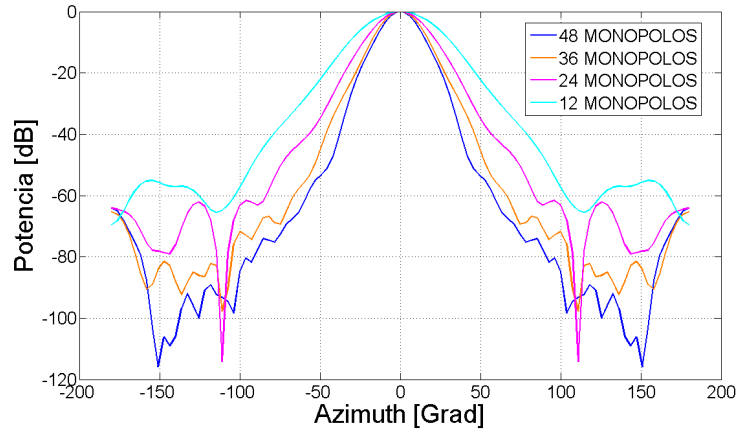


**Figura 3.35.** Comparación de Diagrama de radiación

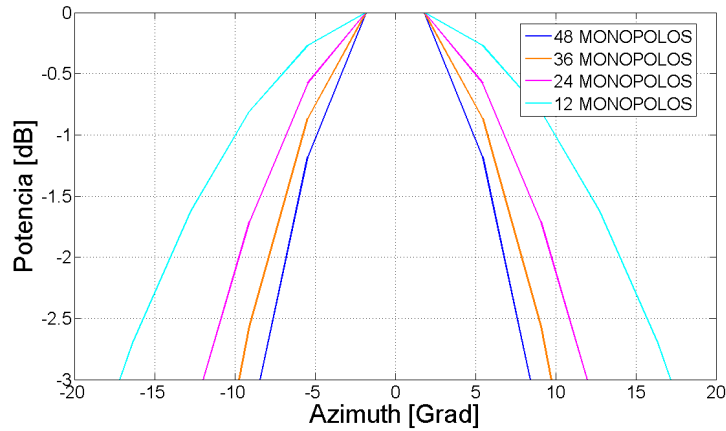


**Figura 3.36.** Comparación de ancho de haz

La figura 3.37, muestra el ancho de haz de cada array para dos sectores (condiciones para lograr 12 sectores de acuerdo a la tabla 3.1).

Como se aprecia en la figura 3.35, todos los arrays cumplen con el requerimiento de SLL (26 dB), es más, todos tienen un SLL mayor que el esperado. Sin embargo con el requerimiento de ancho de haz ( $18^\circ$ ), sólo los array de 36 y 48 elementos cumplen con este (ver figura 3.36). Ahora bien, para el caso de del array de 24 elementos, si bien no se obtiene un ancho de haz de  $18^\circ$ , se obtiene un ancho de haz de  $24^\circ$  aproximadamente y como se ve en figura 3.37, con este valor de ancho de haz las señales no se traslapan.

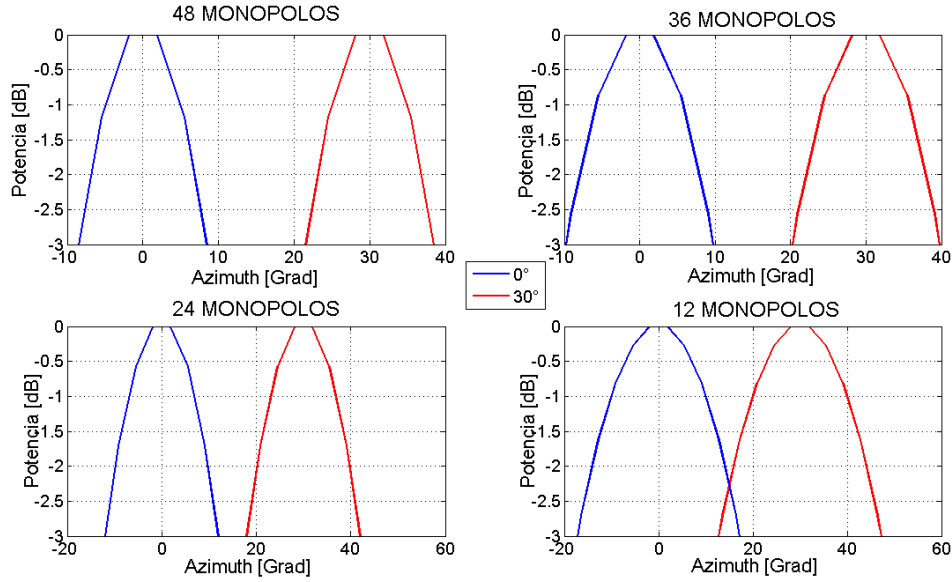


**Figura 3.37.** Comparación de ancho haz entre dos sectores del array.

Otro resultado importante de la simulación, es el coeficiente de reflexión ( $S_{11}$ ) e impedancias de entrada del array, ya que con ellos se podrá determinar que tan adaptado es el prototipo de antena diseñado a la frecuencia de interés.

La tabla 3.5 muestra el ancho de banda del prototipo de array para el criterio  $ROE = 2$ . Además se muestra el valor de ROE mínimo y coeficiente de reflexión ( $S_{11}$ ) para la frecuencia de operación  $f_0 = 3,5 \text{ GHz}$ .

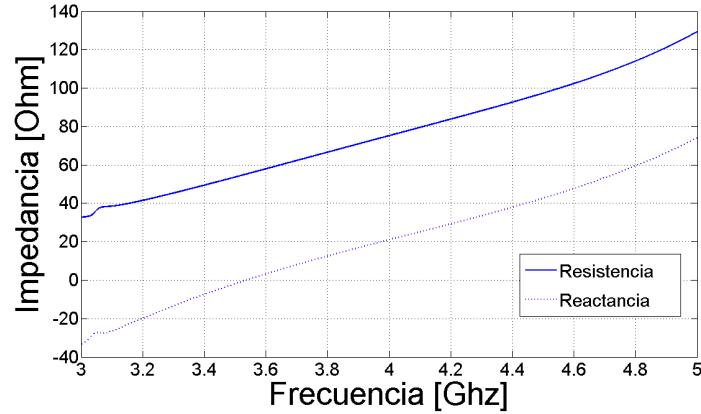
| UCA | $S_{11} f_0$ | $ROE$ | $f_{min} [\text{GHz}]$ | $f_{max} [\text{GHz}]$ | $\Delta f [\text{GHz}]$ | $\Delta f / f_0 \%$ |
|-----|--------------|-------|------------------------|------------------------|-------------------------|---------------------|
| 12  | -27,86       | 1,084 | 3,071                  | 4,222                  | 1,151                   | 32,886              |
| 24  | -26,72       | 1,097 | 3,069                  | 4,257                  | 1,188                   | 33,943              |
| 36  | -25,87       | 1,108 | 3,059                  | 4,265                  | 1,206                   | 34,457              |
| 48  | -25,63       | 1,110 | 3,086                  | 4,282                  | 1,196                   | 34,171              |

**Tabla 3.5.** Ancho de banda del prototipo de array

| UCA | <i>Resistencia</i> [ $\Omega$ ] | <i>Reactancia</i> [ $\Omega$ ] | <i>Magnitud</i> [ $\Omega$ ] |
|-----|---------------------------------|--------------------------------|------------------------------|
| 12  | 53,67                           | -1,88                          | 53,70                        |
| 24  | 53,73                           | -2,99                          | 53,81                        |
| 36  | 54,35                           | -3,03                          | 54,43                        |
| 48  | 54,11                           | -3,56                          | 54,23                        |

**Tabla 3.6.** Impedancia de entrada del prototipo de array

En las figuras 3.38 a 3.41 se muestra la impedancia de entrada del prototipo de array. Las simulaciones indican que la impedancia de entrada del array, para los cuatro casos, es de  $Z = 50 \pm 4 + 0i \pm 4 [\Omega]$  a la frecuencia  $3,5 GHz$ , resultando así, un prototipo de antena bien adaptado a la frecuencia de interés (ver tabla 3.6). Esto también queda señalado, por el valor de ROE mínimo cercano a uno (ver tabla 3.5) y por los gráficos del ROE y la magnitud del coeficiente de reflexión  $S_{11} [dB]$  mostrados en las figuras 3.42 a 3.45.

**Figura 3.38.** Impedancia de entrada en UCA de 12 elementos

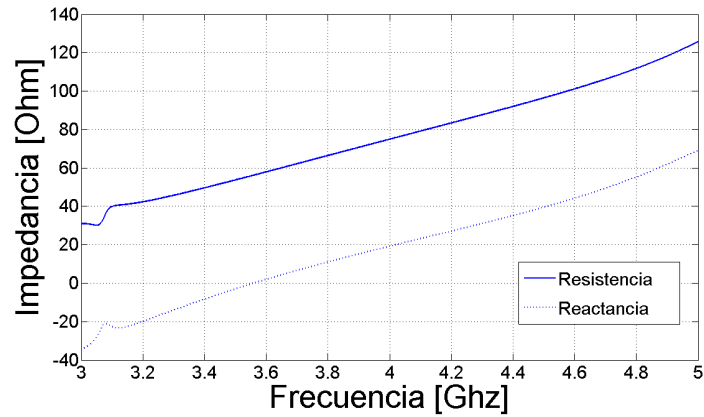


Figura 3.39. Impedancia de entrada en UCA de 24 elementos

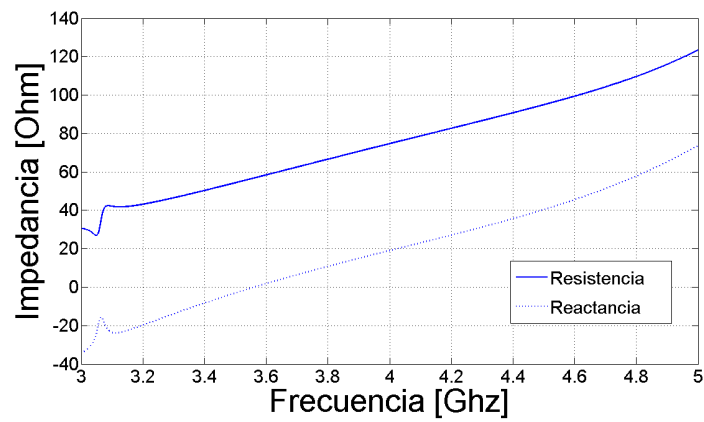


Figura 3.40. Impedancia de entrada en UCA de 36 elementos

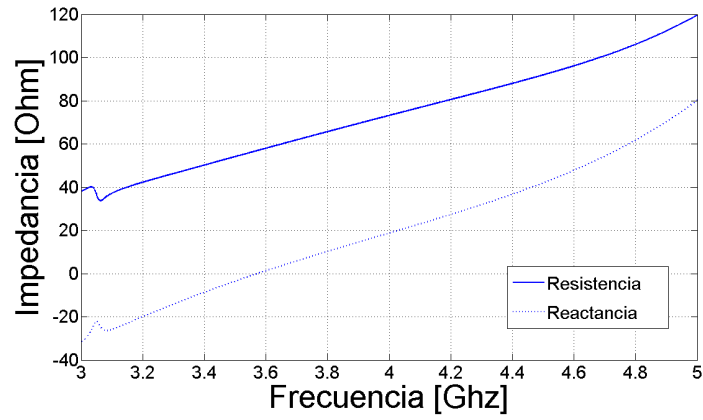
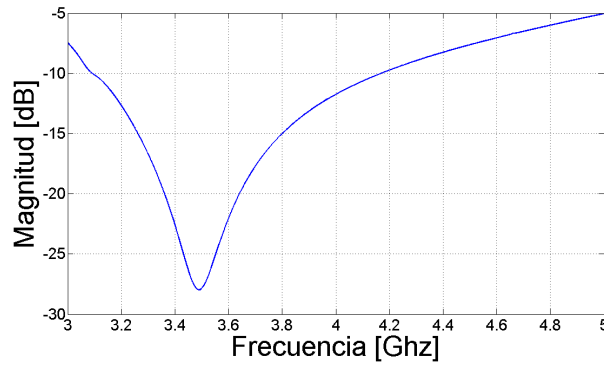
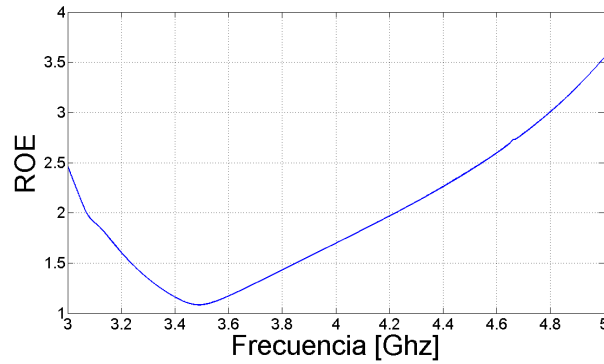


Figura 3.41. Impedancia de entrada en UCA de 48 elementos

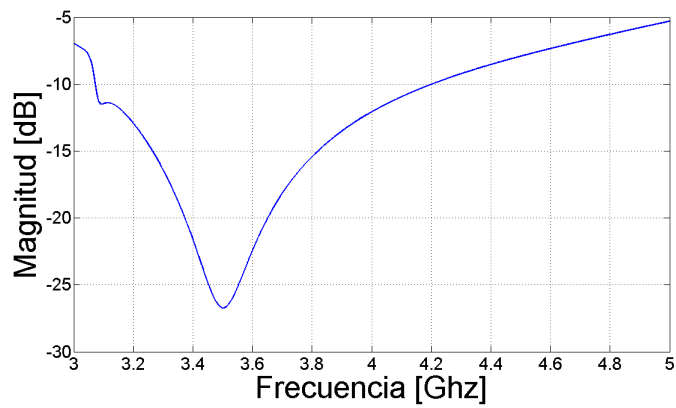
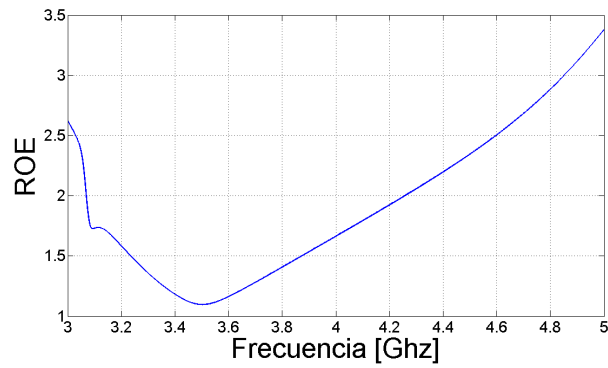


(a)  $S_{11}$  vs la frecuencia del array



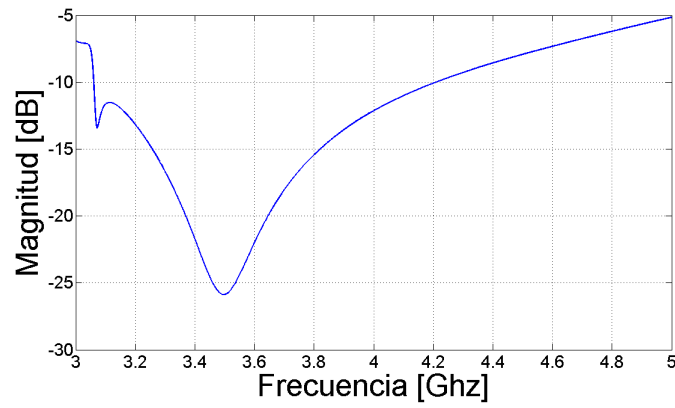
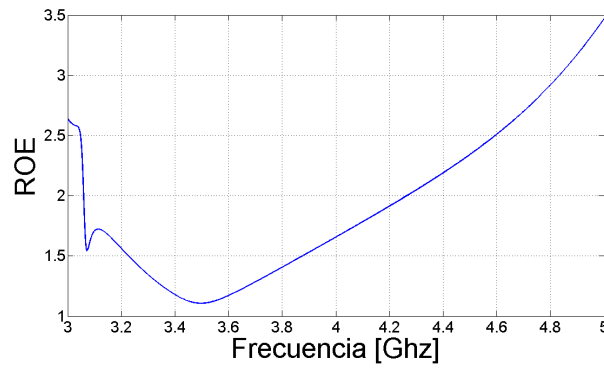
(b) ROE vs la frecuencia del array

Figura 3.42. Magnitud del Coeficiente de reflexión  $S_{11}$  [dB] y ROE del array de 12 elementos

(a)  $S_{11}$  vs la frecuencia del array

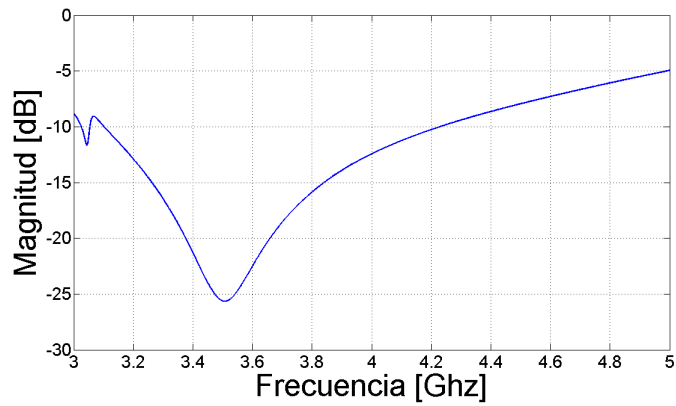
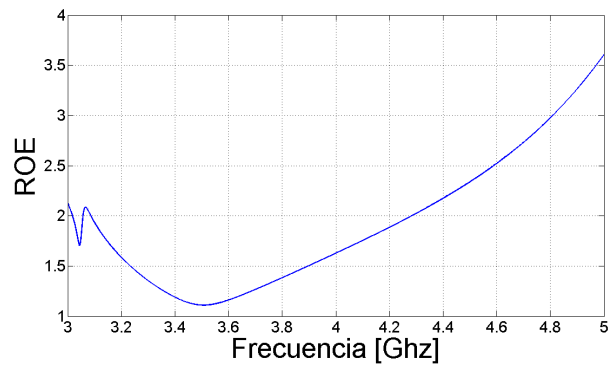
(b) ROE vs la frecuencia del array

**Figura 3.43.** Magnitud del Coeficiente de reflexión  $S_{11}$  [dB] y ROE del array de 24 elementos

(a)  $S_{11}$  vs la frecuencia del array

(b) ROE vs la frecuencia del array

**Figura 3.44.** Magnitud del Coeficiente de reflexión  $S_{11}$  [dB] y ROE del array de 36 elementos

(a)  $S_{11}$  vs la frecuencia del array

(b) ROE vs la frecuencia del array

**Figura 3.45.** Magnitud del Coeficiente de reflexión  $S_{11}$  [dB] y ROE del array de 48 elementos

# ANÁLISIS Y RESULTADOS DE SIMULACIÓN

En este capítulo se presentan y comparan los resultados de simulaciones, patrón de radiación, de un array circular realizadas en el software MATLAB, con los resultados analizados en el capítulo anterior (SLL y ancho de haz del prototipo diseñado en WIPLD). La simulación será para un array de 12, 24, 36 y 48 elementos, cuyo modo de alimentación es el mismo explicado en el capítulo 3 (por la simetría del prototipo, sólo un conjunto de los elementos son alimentados). Finalmente se hará un análisis de la eficiencia espectral del prototipo, comparando los resultados de simulación en MATLAB y prototipo de diseño en WIPLD con los resultados de la propuesta de diseño (curva esperada). Este análisis permitirá evaluar el rendimiento del diseño (throughput) de una red celular.

### 4.1. Resultados de simulación de un array circular

En esta sección se presentarán los diagramas de radiación obtenidos de la simulación de un array circular en el software MATLAB. La simulación se hizo en base al patrón de radiación de un UCA en el plano azimuth dada por la ecuación 2.2.19. Los parámetros que componen esta ecuación son: los coeficiente de cada elemento del array (fuente de alimentación), patrón de radiación por elementos y factor de arreglo. Para los coeficientes por elemento se usa el comando de MATLAB “chebwin”, considerando sólo el total de elementos que conforman el sector alimentado (explicado en el modo de alimentación del capítulo anterior). Para el factor de arreglo se considera como dirección máxima de radiación  $0^\circ$ . Finalmente para el diagrama de radiación por elemento, se utiliza la fórmula que rige el patrón de antena con plano reflector (ver ecuación 4.1.1). Se utiliza el siguiente modelo para simular un UCA con cilindro reflector.

$$P_{radiacion} = \frac{|1 + e^{j\pi(1-\cos(\phi-\frac{2\pi n}{N}))}|}{2} \quad (4.1.1)$$

En las figuras 4.1 a 4.5 se muestran los resultados, diagramas de radiación (a) y ancho de haz (b), obtenidos por las simulaciones en MATLAB comparadas con los diagramas de WIPLD y las curvas teóricas. Como se aprecia en todas las curvas, los diagramas de radiación obtenidos con WIPLD presentan un nivel mucho mayor del lóbulo principal que las simulaciones realizadas en MATLAB y el valor esperado por la curva teórica (-26 dB). Sin embargo, en cuanto al ancho de haz de los diagramas obtenidos por WIPLD y MATLAB, su valor es muy similar, teniendo una diferencia aproximada de 2° a 4° entre ellos. En cuanto a la comparación con la curva teórica, para el caso del UCA de 36 elementos y 48 elementos, el ancho de haz obtenido con el diseño de WIPLD, presentan una diferencia bastante reducida de aproximadamente 1°.

El efecto que provoca el aumento del nivel del lóbulo principal en los diagramas obtenidos en los diseños de WIPLD, serán analizados en base al throughput obtenido.

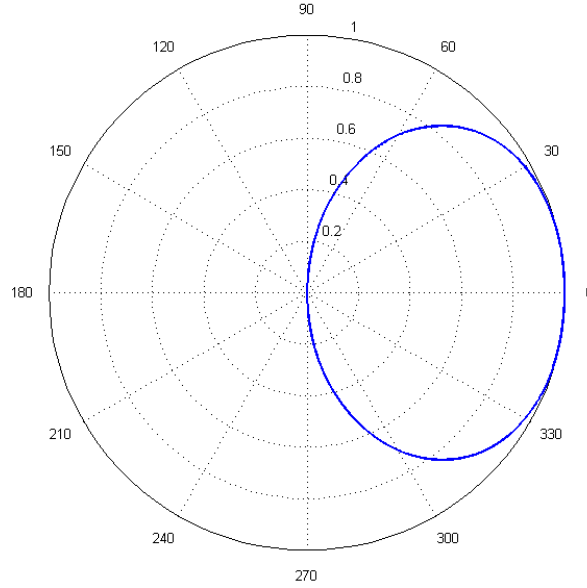
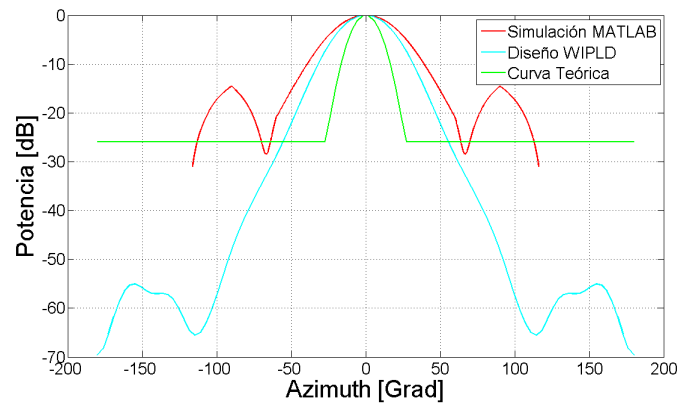
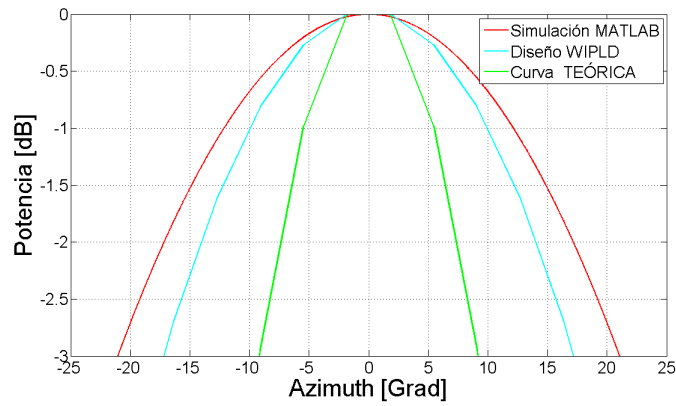


**Figura 4.1.** Diagrama de radiación de un elemento con plano reflector

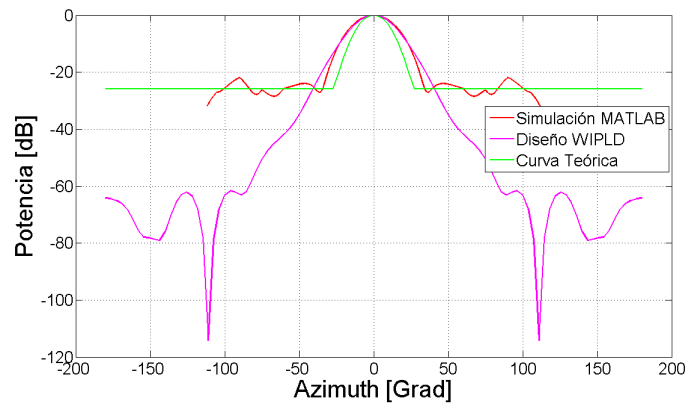


(a) Diagramas de radiación

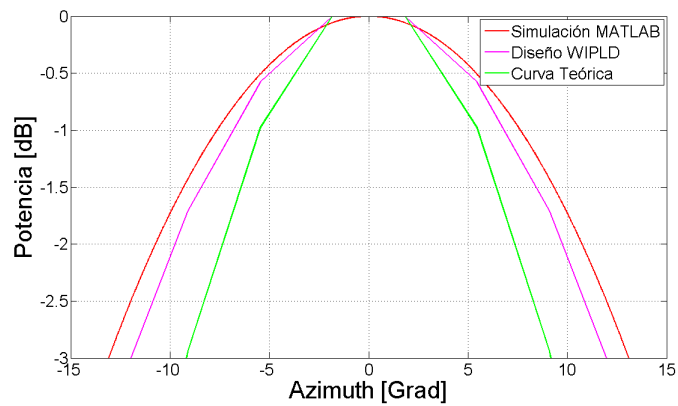


(b) Ancho de haz

**Figura 4.2.** Comparación de diagramas para UCA de 12 monopolos

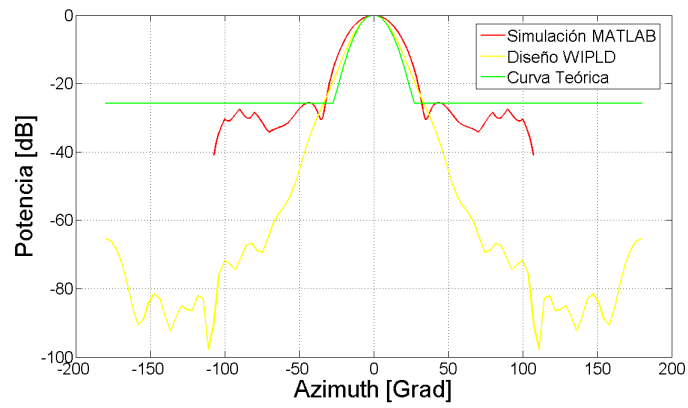


(a) Diagramas de radiación

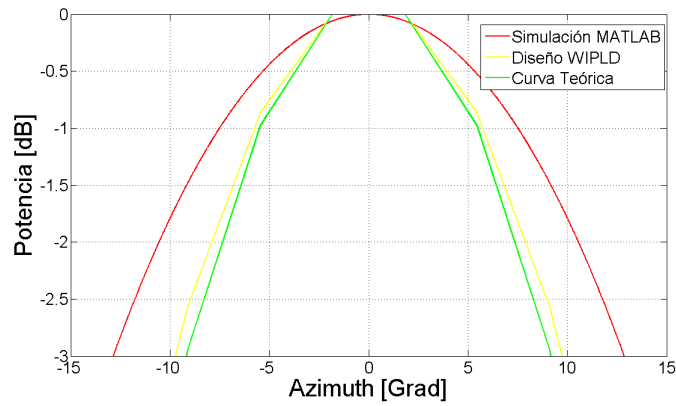


(b) Ancho de haz

Figura 4.3. Comparación de diagramas para UCA de 24 monopolos

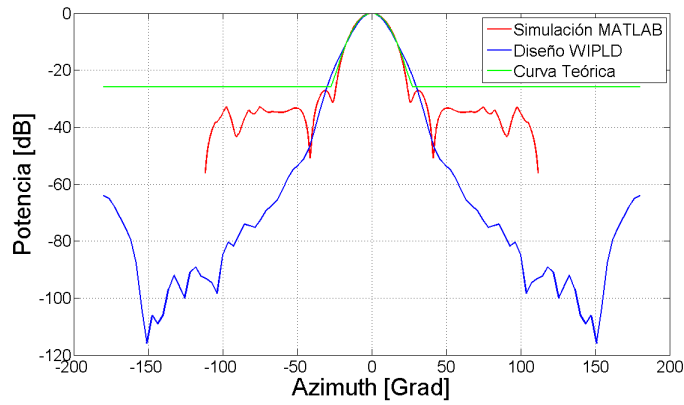


(a) Diagramas de radiación

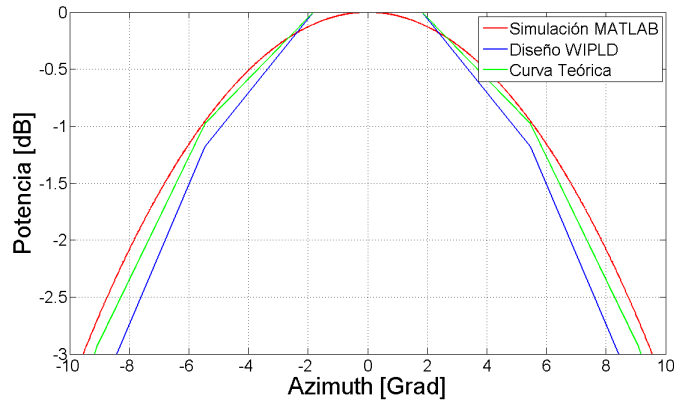


(b) Ancho de haz

Figura 4.4. Comparación de diagramas para UCA de 36 monopolos



(a) Diagramas de radiación



(b) Ancho de haz

Figura 4.5. Comparación de diagramas para UCA de 48 monopolos

## 4.2. Análisis del rendimiento del prototipo diseñado en cuanto a throughput

En esta sección se analizará el rendimiento, en cuanto a throughput, del prototipo diseñado en WIPLD. EL análisis se hace en base a una comparación entre la curva teórica esperada para una sectorización de 3, 6 y 12 sectores y las curvas obtenidas en el diseño de WIPLD. Para el caso de las curvas obtenidas con WIPLD, estas serán aproximadas por una función polinomial de orden 21, ya que la rutina en MATLAB que calcula el throughput lo hace con funciones (ver figura 4.6). Como se apreció en las figuras 4.1 a 4.5, el nivel del lóbulo

principal obtenido por los diagramas de WIPLD es mayor que el teórico (-26 dB), es por ello que se hace una variación en cuanto al SLL de la curva teórica, fijándolo en un valor de -50 dB (ver figura 4.7), de manera de ser comparables las curvas y ver el efecto que provoca en cuanto al throughput. Para este análisis, el cálculo del throughput viene dado por la siguiente fórmula:

$$T_c(d) = \frac{1}{F} \sum_{f=1}^N \sum_{s=G_c} \sum_{u_s=1}^{N_s} \mathbf{R}_{(u_s,s)}(f, d) \quad (4.2.1)$$

donde:

$c$  = celda.

$d$  = drop.

$s$  = sector.

$f$  = frame.

$F$  = Número de frames por drop.

$u_s$  = usuarios ( $u_s = 1, \dots, N_s$ )

$G_c$  = Conjunto de índices para los sectores que pertenecen a la celda  $c$ .

$N_s$  = Número de usuarios en el sector  $s$ .

$N_s$  = Número de sectores por celda ( $S=3,6,12$ ).

$R_{(u_s,s)}(f, d)$  = Eficiencia espectral factible (bps/Hz).

Las curvas obtenidas en este análisis son obtenidas en base a una simulación en MATLAB, cuyos parámetros de interés son los siguientes:

- Enlace de bajada
- 19 celdas
- Promedio de 60 usuarios por celda
- Bases transmitiendo máxima potencia, SNR 20 dB
- 1 antena transmisora por sector, 1 antena receptora por usuario
- 8 dB de desviación estándar por shadow fading

- Round-robin scheduling

El análisis de la simulación, se basa en dos gráficas de CDF de throughput por celda, cuya variable representa la eficiencia espectral [bps/Hz]. La primera gráfica (figura 4.8) muestra las CDFs de las curvas obtenidas en WIPLD comparadas con la curva teórica e ideal modificadas para el caso de una sectorización de 12 sectores. La segunda gráfica (figura 4.9) muestra las CDFs de las curvas WIPLD comparadas con la curva teórica e ideal para el caso de una sectorización de 3, 6 y 12 sectores.

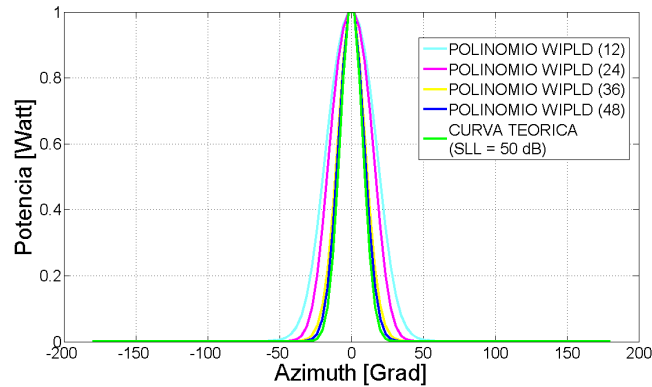


Figura 4.6. Polinomios aproximados para cálculo de throughput

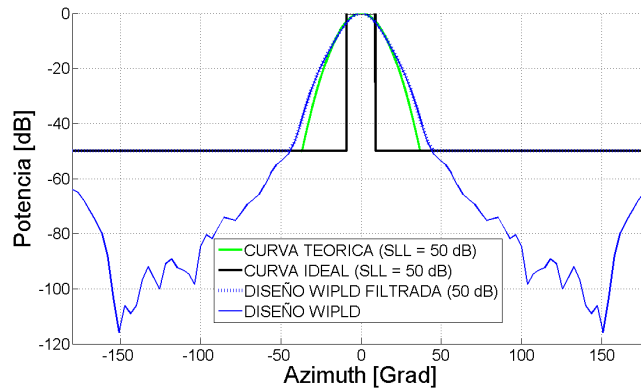


Figura 4.7. Comparación de diagrama WIPLD con curvas teórica e ideal modificadas

Como se aprecia en las figuras 4.8 y 4.9, para el caso de una sectorización de 12 sectores, el UCA de 48 elementos mejora el throughput de la red aumentando en aproximadamente un 5 % la potencia (considerando valor promedio del throughput). Para el caso del prototipo de 36 elementos, la potencia disminuye en un 4 % respecto a la curva teórica. Finalmente como se aprecia en la figura 4.9, el prototipo WIPLD para 24, 36 y 48 elementos mejoraría el rendimiento de la red para una sectorización de 3 y 6 sectores, ya que las CDFs de las curvas WIPLD están por sobre la CDF de la curva esperada.

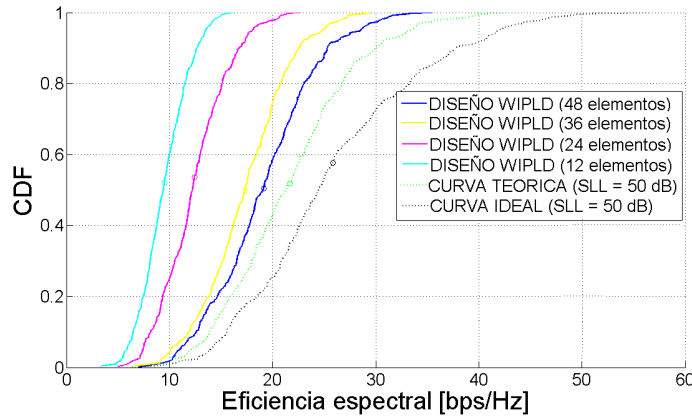


**Figura 4.8.** Comparación de CDF entre curvas WIPLD y curva ideal y esperada

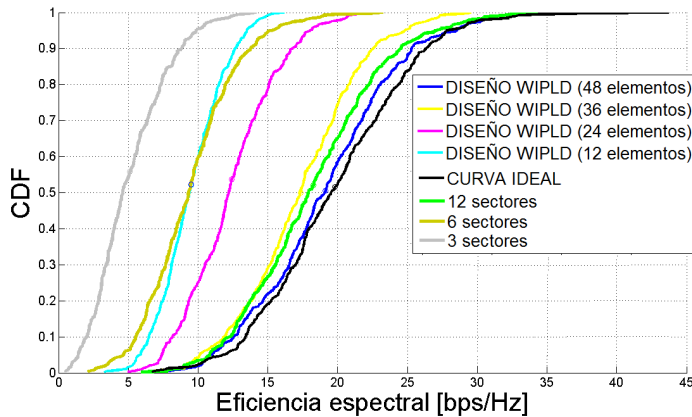


**Figura 4.9.** Comparación de CDF entre curvas WIPLD y curva esperada para una sectorización de 3, 6 y 12 sectores

# CONCLUSIONES

En este trabajo de título se diseño y simuló un prototipo de antena que se ajustó a ciertos parámetros, SLL y ancho de haz, de un modelo propuesto.

Un arreglo circular es una buena alternativa para un diseño de sectorización de celdas en una red celular, debido a que posee una serie de ventajas respecto a otros modelos o agrupaciones. Dentro de las ventajas se incluyen: un amplio cubrimiento angular ( $360^\circ$ ) con un pequeño cambio en el ancho de haz o nivel de lóbulos laterales, una gran flexibilidad en su forma permitiendo haces muy estrechos, los efectos de los lóbulos de difracción "grating lobe" no son tan pronunciados como en agrupaciones planas, entre otras.

El cilindro metálico utilizado en el prototipo es de suma importancia, ya que permite diagramas de radiación directivos por elemento.

En la medida que se incrementa el espaciamiento entre elementos, manteniendo un número fijo de estos, se obtiene un lóbulo principal más directivo, pero con un número más creciente de lóbulos laterales. De acuerdo a estudios previos, el valor óptimo de espaciamiento entre elementos (lóbulo principal con buena directividad y baja presencia de lóbulos laterales) es de  $0.5 \lambda$ .

De acuerdo a los resultados de simulación realizados con el software WIPLD, todos los arreglos (12, 24, 36 y 48 elementos), poseen un nivel del lóbulo principal mayor que el requerimiento de -26 dB de SLL. Respecto al parámetro de  $18^\circ$  de ancho de haz (ancho de haz necesario para lograr una sectorización de 12 sectores), los prototipos de 36 y 48 elementos cumplen con este, con un error de  $\pm 1^\circ$ .

En cuanto a la comparación de diagramas de radiación entre la simulación MATLAB y WIPLD, la mayor diferencia se presentan en el parámetro SLL, que para todos los prototipos diseñados en WIPLD, este mucho mayor que el de las simulaciones realizadas en MATLAB y que el nivel esperado de la curva teórica. En cuanto al ancho haz, la diferencia es mucho menor, siendo la máxima diferencia aproximadamente de  $4^\circ$ . Si bien todas las curvas cumplen

con el requerimiento de -26 dB de SLL, sólo las simulaciones en MATLAB de 48 elementos y en WIPLD los prototipos de 36 y 48 monopolos cumplen con el ancho de haz esperado ( $18^\circ$ ). Considerando ambos parámetros, el único array que cumplen los requerimientos de diseño, es el UCA de 48 monopolos, tanto en WIPLD como MATLAB.

En cuanto a la evaluación de throughput de la red, al aumentar el nivel del lóbulo principal (SLL) el rendimiento mejora y en cuanto al ancho de haz, el óptimo es  $18^\circ$ , un valor mayor o menor a este el rendimiento disminuye.

Finalmente observando las CDF, se concluye que el prototipo diseñado de 48 elementos mejora el throughput para una red sectorizada en 12 sectores, aumentando en 5 % el nivel de potencia.

### 6.1. Simulación Matlab AC con plano reflector

```
clear
fi=-pi:pi/10000:pi; % angulo de azimuth
Lambda=3/35; % longitud de onda en metros
B=2*pi/Lambda; % constante de fase
ee=1; % exponente de patrón de radiación

% a=1,2,3,4 para array de 12,24,36 y 48 respectivamente
fig=1;
i=0; % para mejorar diagrama de radiación sino cualquier
% otro valor

% Alimenta n° de elementos que conformarán el sector
for a=1:4
    switch a
        case 1
            N=12;
            Ns=5;
            w=[chebwin(Ns,14); zeros(N-Ns,1)]
            w=[w(3:N);w(1:2)]
            % w=[w(3:N);w(1)]
        case 2
            N=24;
            Ns=5;
            w=[chebwin(Ns,26); zeros(N-Ns,1)];
            w=[w(3:N);w(1:2)];
        case 3
```

```

        N=36;
        Ns=5;
        w=[chebwin(Ns,26);zeros(N-Ns,1)];
        w=[w(3:N);w(1:2)];
    case 4
        N=48;
        Ns=7;
        w=[chebwin(Ns,30);zeros(N-Ns,1)];
        w=[w(4:N);w(1:3)];
end

n=(0:N-1);

R=(N*0.5/(2*pi))*Lambda;      % radio del array
BR=B*R;
% Espaciamiento en longitudes de onda
% de los elementos del array
d=2*pi*R/(N*Lambda);
phiN=2*pi*n'/(N)*ones(1,length(fi));
ww=exp(j*2*pi/N);
a1=cos(ones(N,1)*fi-phiN);
a2=cos(0*pi/180-phiN);
exp1=exp(j*BR*(a1-a2));

% Diagramas de radiación
% h=abs(cos((ones(N,1)*fi-2*pi*...
% *(0:N-1)'/N*ones(1,length(fi)))/2).^ee);
% patrón de radiación (cardioid)
% Antena plano reflector
h1=abs(1+exp(pi*j*(1-cos((ones(N,1)*fi-2*pi*...
(0:N-1)'/N*ones(1,length(fi)))))))/2;

% Elimina diagrama de radiación de antena imagen
switch a
    case 1 % 12 elementos
        % 0°
        h1(1,1:5000)=0;
        h1(1,15000:20001)=0;
        % 30°

```

```

h1(2,1:6667)=0;
h1(2,15000+1667:20001)=0;
% 330°
h1(12,1:5000-1667)=0;
h1(12,15000-1667:20001)=0;
patr1=w(1)*(exp1(1,:).*h1(1,:))+w(2)...
*(exp1(2,:).*h1(2,:))+w(12)...
*(exp1(12,:).*h1(12,:));
case 2 % 24 elementos
% 0°
h1(1,1:5000)=0;
h1(1,15000:20001)=0;
% 15°
h1(2,1:5000+833)=0;
h1(2,15000+833:20001)=0;
% 30°
h1(3,1:6667)=0;
h1(3,15000+1667:20001)=0;
% 330°
h1(23,1:5000-1667)=0;
h1(23,15000-1667:20001)=0;
% 345°
h1(24,1:5000-833)=0;
h1(24,15000-833:20001)=0;
patr1=w(1)*(exp1(1,:).*h1(1,:))+w(2)...
*(exp1(2,:).*h1(2,:))+w(3)...
*(exp1(3,:).*h1(3,:))+w(23)...
*(exp1(23,:).*h1(23,:))+w(24)...
*(exp1(24,:).*h1(24,:));
case 3 % 36 elementos
% 0°
h1(1,1:5000)=0;
h1(1,15000:20001)=0;
% 10°
h1(2,1:5000+556)=0;
h1(2,15000+556:20001)=0;
% 20°
h1(3,1:5000+556*2)=0;
h1(3,15000+556*2:20001)=0;

```

```

    % 340°
    h1(35,1:5000-556*2)=0;
    h1(35,15000-556*2:20001)=0;
    % 350°
    h1(36,1:5000-556)=0;
    h1(36,15000-556:20001)=0;
    patr1=w(1)*(exp1(1,:).*h1(1,:))+w(2)...
    *(exp1(2,:).*h1(2,:))+w(3)...
    *(exp1(3,:).*h1(3,:))+w(35)...
    *(exp1(35,:).*h1(35,:))+w(36)...
    *(exp1(36,:).*h1(36,:));
case 4 % 48 elementos
    % 0°
    h1(1,1:5000)=0;
    h1(1,15000:20001)=0;
    % 7.5°
    h1(2,1:5000+417)=0;
    h1(2,15000+417:20001)=0;
    % 15°
    h1(3,1:5000+833)=0;
    h1(3,15000+833:20001)=0;
    % 22.5°
    h1(4,1:5000+417*3)=0;
    h1(4,15000+417*3:20001)=0;
    % 337.5°
    h1(46,1:5000-417*3)=0;
    h1(46,15000-417*3:20001)=0;
    % 345°
    h1(47,1:5000-833)=0;
    h1(47,15000-833:20001)=0;
    % 352.5°
    h1(48,1:5000-417)=0;
    h1(48,15000-417:20001)=0;
    patr1=w(1)*(exp1(1,:).*h1(1,:))+w(2)...
    *(exp1(2,:).*h1(2,:))+w(3)...
    *(exp1(3,:).*h1(3,:))+w(4)...
    *(exp1(4,:).*h1(4,:))+w(46)...
    *(exp1(46,:).*h1(46,:))+w(47)...
    *(exp1(47,:).*h1(47,:))+w(48)...

```

```

        *(exp1(48,:).*h1(48,:));
    end
    p=abs(patrl); % patrón del array

% Corrige asimetría y mejora diagrama
switch a
    case 1
        p(1:3550)=0;
        p(16452:20001)=0;
        M=[fi;p];
        fid = fopen('M_12.txt','wt');
        fprintf(fid, '%2.4f\t %2.4f\n', M);
        fclose(fid);
    case 2
        p(1:3803)=0;
        p(16199:20001)=0;
        M=[fi;p];
        fid = fopen('M_24.txt','wt');
        fprintf(fid, '%2.4f\t %2.4f\n', M);
        fclose(fid);
    case 3
        p(1:4050)=0;
        p(15952:20001)=0;
        M=[fi;p];
        fid = fopen('M_36.txt','wt');
        fprintf(fid, '%2.4f\t %2.4f\n', M);
        fclose(fid);
    case 4
        p(1:3803)=0;
        p(16199:20001)=0;
        M=[fi;p];
        fid = fopen('M_48.txt','wt');
        fprintf(fid, '%2.4f\t %2.4f\n', M);
        fclose(fid);
end
figure(fig)
% Diagrama de radiación del conjunto
plot(180/pi*fi,20*log10(p/max(p)))
grid on

```

```
    xlabel('Azimuth [Grad]')
    ylabel('Amplitud [dB]')
    fig=fig+1;
    figure(fig)
%    polar(fi,(p/max(p)).^2)
%    fig=fig+1;
end
% figure(fig)
% Diagrama de radiación de un elemento
% plot(180/pi*fi,10*log10(p/max(p)))
polar(fi,h1(1,:)/max(h1(1,:)).^2)
```

---

---

## REFERENCIAS

- [1] H. HUANG, “*Performance of parameterized sectorization in cellular networks*”, December 2008.
- [2] H. HUANG, “*Higher order sectorization and circular array*”, December 2008.
- [3] ANTENNA STANDARDS COMMITTEE OF THE IEEE ANTENNAS AND PROPAGATION GROUP, “*IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas*”, June 1983.
- [4] ANGEL CARDAMA AZNAR, LUÍS JOFRE ROCA, JUAN MANUEL RIUS CASALS, JORDI ROMEU ROBERT, SEBASTIÁN BLANCH BORIS y MIGUEL FERRANDO BATALLER, “*Antenas*”, primera edición, Cap.1, p. 15, 1998.
- [5] LUIS JOEL MONTECINO RODRÍGUEZ y CLAUDIO ALEJANDRO JORQUERA PARRA, “*Diseño construcción y evaluación de Antenas Directivas en 2.4, 3.5 y 5.8 GHz*”, 2006.
- [6] CONSTANTINE A. BALANIS, “*Antenna Theory Analysis and design*”, segunda edición, 1997.
- [7] R. VESCOVO, “*Constrained and Unconstrained Synthesis of Array Factor For Circular Arrays*”, IEEE Trans. Antennas Propagat. vol 43. No12, pp. 1405-1410, December 1995.
- [8] N. GOTO y Y. TSUNODA, “*Side Lobe Reduction of Arrays with a Constant Excitation Amplitude*”, IEEE Trans. Antennas Propagat;vol AP-25, No6, pp. 896- 897,December 1977.

- [9] F. I. TSENG y D. K. CHENG, “*Pattern Synthesis of Circular Arrays with Many Directive Elements*”, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-10, pp. 758-759, nov. 1968
- [10] R. VESCOVO, “*Pattern Synthesis with Assigned Field Reduction in Near- Field for Circular Arrays*”, IEEE, Int. Symp AP-S/URSI, San Antonio, TX, 541-543, June 2002.
- [11] R. J. POGORZELSKI, “*On a Simple Method of Obtaining Side lobe reduction of a wide angular range in one and Two dimensions*”, IEEE Trans. Antennas Propagat. Vol. AP-49, pp. 475-482, march 2001
- [12] D. LOFFLER y W. WIESBECK y B. JOHANNISSON, “*Conformal Aperture coupled microstrip phased arrays on a Cylindrical Surface*”, Antennas Propagat., vol. AP-10, pp. 758-759, nov. 1968.
- [13] MOHAMMED AL-HUSSEINI, ELIAS YAACOU, KARIM Y. KABALAN y ALI EL-HAJJ, “*Pattern synthesis with uniform circular arrays for the reduction of WCDMA intercell interference*”, Turk J Elec Engin, VOL.16, NO.3 2008.
- [14] D. E. N. DAVIES, “*A transformation between the phasing techniques required for linear and circular aerial arrays*”, Proc. IEE, Vol. 112, No. 11, pp. 2041-2045, Nov. 1965.
- [15] MOHAMMED AL-HUSSEINI, ELIAS YAACOU, KARIM Y. KABALAN y ALI EL-HAJJ, “*The Bessel planar arrays*”, Radio Science, Vol. 39, No. 1, RS1005, Jan. 2004.M.
- [16] K. HILTUNEN y R. DE BERNARDI, “*WCDMA downlink capacity estimation*”, IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), Tokyo, May 2000.
- [17] E. YAACOU, K. KABALAN, A. EL-HAJJ y A. CHEHAB,, “*Cylindrical antenna arrays for WCDMA downlink capacity enhancement*”, IEEE ICC 2006, Istanbul, June 2006.
- [18] C. SUÁREZ, M. FERRANDO y A. VALERO, “*Síntesis con Agrupaciones Cilíndricas*”, URSI Septiembre 2003.

- [19] C. SUÁREZ, M. FERRANDO y A. VALERO, “*Radiación de Dipolos Frente a Cilindro Metálico Infinito*”, URSI Septiembre 2003.
- [20] JOSEPH LIBERTI y THEODORE S. RAPPAPORT, “*Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*”, 1999.